

ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
(национальный исследовательский университет)

*На правах рукописи*

Белоусов Евгений Викторович

УДК 62-83::621.313.3

**ЭЛЕКТРОПРИВОД МЕХАНИЗМА ПОДАЧИ СТАНА ХОЛОДНОЙ  
ПРОКАТКИ ТРУБ с СИНХРОННОЙ РЕАКТИВНОЙ МАШИНОЙ  
НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ**

Специальность 05.09.03 – “Электротехнические комплексы и системы”  
Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель –  
кандидат технических наук  
**Григорьев М.А.**

Челябинск – 2014

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Оглавление .....</b>	<b>2</b>
<b>Введение .....</b>	<b>5</b>
<b>ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА К ЭЛЕКТРОПРИВОДУ ПОДАЧИ СТАНА ХПТ .....</b>	<b>11</b>
1.1. Особенности технологического процесса получения тонкостенных труб методом холодной прокатки .....	11
1.2. Скоростные и нагрузочные режимы работы электропривода стана ХПТ     16	
1.3. Связь показателей регулирования электропривода с качеством проката трубы .....	21
1.4. Оценка предельных показателей регулирования в системе электропривода с непосредственными преобразователями частоты .....	25
1.5. Постановка задачи исследований .....	31
1.6. Выводы по главе 1 .....	32
<b>ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА «ЭЛЕКТРОПРИВОД – СТАН ХПТ» .....</b>	<b>34</b>
2.1. Основные допущения, принятые для разрабатываемой математической модели .....	34
2.2. Обобщенная математическая модель комплекса “Электропривод – стан ХПТ” .....	36
2.2.1. Модель электромеханического преобразователя .....	38
2.2.2. Модель полупроводникового преобразователя .....	46
2.2.3. Модель электропривода механизма подачи .....	48
2.2.4. Модель главного электропривода прокатной клетки .....	50
2.3. Оценка адекватности разработанной математической модели .....	53
2.4. Учет влияния главного электропривода на работу привода подачи	54
2.5. Уточнение формы фазного тока ЭМП .....	55
2.6. Выводы по главе 2 .....	57
<b>ГЛАВА 3. СИНТЕЗ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА .....</b>	<b>59</b>
3.1. Общая методика выбора силового оборудования и законов управления электропривода подачи .....	60
3.2. Оптимальная траектория движения электропривода подачи .....	61
3.3. Параметрическая оптимизация электропривода подачи .....	71

3.3.1. Постановка задачи параметрической оптимизации .....	71
3.3.2. Выбор оптимального передаточного числа редуктора.....	72
3.3.3. Оптимизация геометрии электрической машины по критерию минимума перерегулирования.....	75
3.4. Оценка величины перерегулирования $\sigma$ с учетом дискретного режима работы электропривода .....	76
3.4.1. Уточнение параметров силового оборудования при работе электропривода на пониженных скоростях .....	76
3.4.2. Выбор числа пар полюсов машины .....	81
3.4.3. Оценка потерь, обусловленных зубцовыми пульсациями момента .....	83
3.5. Выводы по главе 3.....	87

## **ГЛАВА 4. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ**

### **ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С МАКСИМАЛЬНЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ**

<b>КОНТУРА МОМЕНТА.....</b>	<b>88</b>
4.1. Синтез структуры и параметров КРМ .....	88
4.1.1. Постановка задачи синтеза КРМ.....	88
4.1.2. Выбор упрощенной математической модели .....	89
4.1.3. Выбор структуры управления по принятой системе критериев. 94	
4.1.4. Синтез параметров корректирующих связей КРМ .....	106
4.2. Сопоставление показателей регулирования в структурах с подчиненным и модальным управлением.....	109
4.2.1. Особенности синтеза структур управления с подчиненным регулированием координат .....	110
4.2.2. Особенности синтеза структур управления с модальным управлением.....	111
4.2.3. Анализ показателей регулирования в схемах с подчиненным регулированием и модальным управлением.....	116
4.3. Синтез корректирующих связей системы управления электроприводом, работающим при повышенных скоростях.....	118

4.4. Выводы по главе 4.....	123
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>125</b>
<b>Литература .....</b>	<b>127</b>
<b>Приложение 1 .....</b>	<b>141</b>

# ВВЕДЕНИЕ

## Актуальность работы

Производство тонкой и сверхтонкой трубы с минимальной разнотолщиной востребовано в атомной, автомобильной промышленности и вертолетостроении. Получить трубы со сверхтонкой стенкой и высоким качеством поверхности можно на станах холодной прокатки труб (ХПТ), при этом сечение заготовки уменьшается на 75–85 %, а прочность трубы получается заметно выше по сравнению с продукцией, полученной при горячей прокатке. Дальнейшее повышение качества холодного проката позволит снизить процент отбраковки дорогостоящей трубы и даст экономический эффект.

Анализ работы станов холодной прокатки показал, что наиболее “слабым” звеном в технологическом процессе является механизм подачи, к которому предъявляются наиболее высокие требования по быстродействию и точности позиционирования, перегрузкам по моменту и условиям эксплуатации.

Указанные требования могут быть достигнуты только при системном подходе, который заключается в учете совместной работы узлов электропривода: рабочего механизма, механического преобразователя, двигателя, электрического преобразователя и системы управления. Такой подход стал возможен не только за счет развития силовой полупроводниковой техники и микропроцессорных систем управления, но и обусловлен возможностями, которые дают электромеханические преобразователи. Отказ от традиционных подходов к проектированию двигателя переменного тока в пользу несинусоидального возбуждения многофазной электрической машины переменного тока позволяет реализовать в ней новые привлекательные качества: большие перегрузочные моменты при простоте конструкции машины.

Таким образом, научно-техническая задача создания нового электропривода с использованием системного подхода, который позволит снизить разнотолщинность холоднокатаной трубы, повысит ее качество – является актуальной.

## **Степень научной разработанности проблемы**

Большой вклад в общую теорию современного металлургического электропривода постоянного тока внесли ученые Бычков В.П., Дружинин Н.Н., Дралюк Б.Н., Лукьянов С.И., Усынин Ю.С., Филатов А.С. Развитие теории приводов переменного тока для объектов металлургического производства связано с трудами Осипова О.И., Сарапулова Ф.Н., Lipo T. и др. Существенный вклад в теорию модального и адаптивного управления технологическими объектами с регулированием положения получено в научных трудах Путова В.В., Поляхова Н.Д.

Долгое время регулирование скорости и положения рабочего органа в механизмах пилигримовой группы выполнялось механическим способом. В 1986 г. Вейнгером А.М. был впервые теоретически обоснован и практически реализован регулируемый электропривод переменного тока на механизме подачи стана ХПТ. В 2008 г. Остроуховым В.В. решена научно-техническая задача замены информационно-управляющей системы при сохранении силовой части полупроводникового преобразователя. Григорьевым М.А. в 2013 г. теоретически показаны новые возможности по увеличению быстродействия электропривода, которые могут быть получены в системе на базе синхронного реактивного электропривода с независимым управлением по каналу возбуждения (СРМНВ).

Между тем, если рассматриваемую задачу решать с позиции повышения точности позиционирования трубы, то эта проблема далека от завершения, так как требует рассматривать стан ХПТ как многосвязную систему.

**Объект исследования** – синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения механизма подачи стана ХПТ-450.

**Предмет исследования** – переходные процессы в контурах скорости и момента при использовании в качестве электромеханического преобразователя синхронной реактивной машины с различными способами управления.

**Целью** диссертационной работы является создание электропривода подачи стана ХПТ с улучшенными точностными показателями позиционирования рабочего органа при сохранении заданного быстродействия системы.

**Идея работы.** Выбор силовых элементов электропривода подачи нужно вести с учетом взаимного влияния главного привода клетки, а при выборе структур

управления необходимо еще и ориентироваться на соотношение динамических показателей “неизменяемой” части и наиболее быстродействующего контура регулирования.

**Методы исследований.** В работе использовались методы теоретического и экспериментального исследований.

*Теоретические методы исследования:* теория электропривода и полупроводниковой преобразовательной техники, метод конечных элементов, частотные методы теории регулирования, методы математического моделирования с использованием суперкомпьютерных технологий, статистические методы исследований.

*Методы экспериментального исследования:* наблюдения, измерения, которые производились как непосредственно на работающем стане, так и в лабораторных условиях, где в качестве объекта исследований выступал макет электропривода, наиболее близкий по своей структуре производственному.

**Достоверность полученных методов** определялась обоснованностью принятых допущений, корректностью использования математического аппарата и экспериментальным подтверждением основных теоретических выводов.

**Научные положения, выносимые на защиту:**

1. Разработана **математическая модель** электропривода подачи стана ХПТ, в которой механическая часть представлена как двухмассовая, преобразователь частоты аппроксимирован непрерывным динамическим звеном, электродвигатель – системой с распределенными параметрами, **отличающаяся** тем, что в расчетной модели выполнен учет влияния работы главного привода клетки на механизм подачи.
2. Предложена **методика** выбора силового электротехнического оборудования и законов управления электроприводом подачи стана ХПТ, представленного в виде многосвязной системы по критерию минимума ошибки позиционирования рабочего органа, **отличающаяся** тем, что выбор структуры управления определяется соотношением частот среза одного из контуров “неизменяемой” части электропривода и контура регулирования электромагнитного момента.

**Практическое значение работы** заключается в следующем:

– предложенная математическая модель может быть положена в основу построения расчетной методики высокоточных электроприводов, работающих с широким диапазоном регулирования скорости;

– методика синтеза силовой части и системы управления электропривода была использована при разработке этапов наладки позиционных электроприводов и успешно применяется на производственных предприятиях, что подтверждается актами о внедрении.

Результаты диссертационной работы нашли применение:

– и были приняты к внедрению: в пятом цехе ОАО “ЧТПЗ” (г. Челябинск) при модернизации электропривода подачи стана ХПТ; в ООО НТЦ “Приводная техника” (г. Челябинск) при разработке тяговых электроприводов;

– в учебном процессе на кафедре электропривода ФГБОУ ВПО “Южно-Уральский государственный университет”;

– при выполнении Гранта Президента РФ (Соглашение №14.124.13.1403-МК от 04.02.2013).

#### **Апробация работы.**

В полном объеме работа докладывалась и обсуждалась на расширенных заседаниях кафедр:

– “Электропривод и автоматизация промышленных установок” ФГБОУ ВПО “Южно-Уральский государственный университет”, г. Челябинск;

– “Электропривод и электрооборудование” ФГБОУ ВПО “Национальный исследовательский Томский политехнический университет”.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на конференциях и семинарах, в том числе на: XV научно-технической Международной конференции “Электроприводы переменного тока”, Екатеринбург, 2012 г.; Отраслевой конференции “ANSYS в энергетике”, Санкт-Петербург, 2012 г.; VII Международной конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2012, Иваново, 2012 г.; Пользовательской конференции “ANSYS 2013: направления развития инженерного анализа”, Москва, 2013 г.



**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 10 научных статей (из них – 6 в периодических изданиях, **рекомендованных ВАК РФ**), 4 доклада на конференциях, 1 патент РФ на изобретение, 5 свидетельств РФ об официальной регистрации программ для ЭВМ.

**Личный вклад автора** состоит в постановке задач исследования, разработке методов исследований, в формулировании и доказательстве научных положений.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и приложения, изложенных на 145 страницах машинописного текста, содержит 66 рисунков, 7 таблиц, список используемой литературы из 214 наименований.

**Соответствие научной специальности:** исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, полностью соответствует формуле и пп. 1 и 3 области исследования, приведённой в паспорте специальности 05.09.03.

**Во введении** обоснована актуальность работы, сформулированы научные положения, их новизна, практическая значимость.

**В первой главе** выполнен анализ существующих проблем, сформулированы требования к электроприводу подачи, что позволило построить зависимость разнотолщинности  $\Delta s$  от величин перерегулирования  $\sigma$  и ошибки подачи  $\Delta h$  рабочего органа. Дана оценка требований к разрабатываемому электроприводу.

**Во второй главе** сформулировано первое научное положение, определены основные допущения для разрабатываемой математической модели, статистическими методами сопоставлены результаты моделирования с экспериментальными данными. Выполнен анализ влияния главной клетки на электропривод подачи.

**В третьей главе** сформулировано второе научное положение, перечислены и обоснованы основные этапы методики синтеза силовой части и системы управления электроприводом. На примере электропривода подачи детально рассмотрены этапы: параметрического синтеза электропривода, оценки разнотолщинности  $\Delta s$  с учетом дискретного режима работы электропривода.

**В четвертой главе** рассмотрены этапы синтеза системы управления электроприводом. Дана оценка предельных значений частоты среза контура регулирования момента в системах с векторным и релейно-векторным управлением. Сформулирован критерий выбора структуры управления.

**В заключении** сформулированы основные выводы, и даны результаты исследований в соответствии с целью и задачами исследований.

# ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА К ЭЛЕКТРОПРИВОДУ ПОДАЧИ СТАНА ХПТ

## 1.1. Особенности технологического процесса получения тонкостенных труб методом холодной прокатки

Холодная прокатка позволяет достичь уменьшения сечения заготовки на 75–85 % и получить полосы, листы и трубы толщиной менее 0,4 мм, вплоть до нескольких микрон, что практически недостижимо при горячей прокатке. Конкурентоспособность данной технологии определяется также тем, что она является безотходным способом обработки металлов давлением. При этом равномерность толщины, повышенная прочность и высокое качество поверхности изделия делают такую прокатку наиболее прогрессивной, что обуславливает её широкое распространение. Трубы, полученные с помощью холодной прокатки, используются в атомной промышленности, для лопастей вертолетов (лонжеронов) и при изготовлении гидроцилиндров. Трубы со сверхтонкой стенкой получили применение при изготовлении котлов.

На сегодняшний день в мире работает более 700 станков холодной прокатки, более 200 станков в России. В пятом цехе ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» эксплуатируется два стана ХПТ-450, которые позволяют выпускать трубы широкого сортамента с постоянным или переменным сечением готового изделия диаметром от 150 до 450 мм. Трубные заготовки могут быть бесшовные или сварные, из углеродистых, легированных или высоколегированных сталей высокой прочности, а также из цветных металлов и их сплавов.

Технология прокатки остается практически неизменной с 60-х годов прошлого века. Наибольший эффект можно достигнуть, если совершенствовать электрическую часть, позволяющая улучшить точностные показатели при сохранении производительности стана.

Для уточнения режимов работы стана ХПТ-450 была создана визуальная модель механической части в масштабе 400:1 (рис. 1.1). Данное макетирование производилось в CAD-системе *SolidWorks* (лицензия на программу ЮУрГУ *SolidWorks Education Edition*).

Прокатка трубы осуществляется частями по всей её длине. Основная клеть 1 приводится в движение посредством кривошипно-шатунного механизма главным электроприводом и совершает возвратно-поступательное движение. Вращение валков 2 производится механически через зацепление шестерни 3 на валке и зубчатой рейки 4, закрепленной на станине. Валки представляют собой металлические диски повышенной прочности, имеющие по окружности ручей переменного сечения. Исходный размер ручья соответствует наружному диаметру заготовки, конечный размер – наружному диаметру готовой трубы. Внутренний диаметр трубы регулируется положением конической оправки 5. В случае постоянного диаметра положение рабочего конуса во время прокатки остается неизменным. Если же требуется изготовление трубы, например, конической формы, во время хода клетки производится сдвиг рабочего конуса в зоне деформации по требуемому закону.

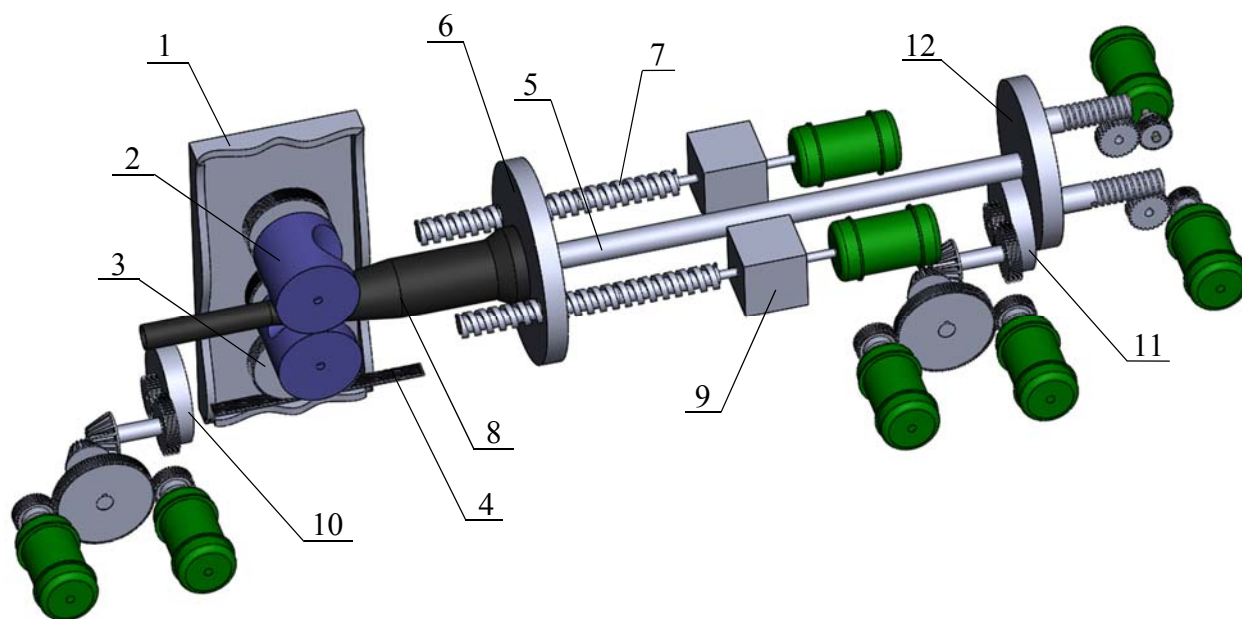


Рис. 1.1. Макет стана ХПТ: 1 – клеть, 2 – валки, 3 – шестерня, 4 – зубчатая рейка, 5 – коническая оправка, 6 – толкатель, 7 – винтовая передача, 8 – заготовка, 9 – редуктор, 10 – механизм поворота трубы, 11 – механизм поворота оправки, 12 – механизм перемещения оправки

Задний конец заготовки закреплен и неподвижен в осевом направлении. В начальный момент толкатель 6 посредством винтовой передачи 7 производит перемещение заготовки 8 в направлении клетки. Такое перемещение называется по-

дачей. При движении рабочей клетки вперед происходит редуцирование поданного участка заготовки. Редуцирование – это процесс обжатия трубной заготовки для получения заданного диаметра и толщины стенки готовой трубы. При ходе вперед происходит обжатие трубы, придание металлу требуемой формы. Затем производится реверс (обратный ход). Данный цикл называется двойным ходом. В крайнем переднем положении, т.е. после каждого двойного хода рабочей клетки, происходит поворот прокатываемой заготовки на 60–90°. Это делается для того, чтобы металл, заполнивший в предыдущем рабочем ходе выпуск калибра, раскатывался в круглом участке калибра при последующем рабочем ходе.

Для стана холодной прокатки труб ХПТ-450 способность оперативно отработать срыв трубы с оправки, обеспечив (3–4)  $M_H$ , а также позиционировать заготовку за заданное время позволит исключить аварийные режимы. Для того чтобы пояснить эту ситуацию, рассмотрим более подробно технологию прокатки. Основная клеть приводится в движение посредством кривошипно-шатунного механизма главным электроприводом и совершает возвратно-поступательное движение. Главный привод работает непрерывно, из-за чего клеть находится в положении, когда возможно осуществлять подачу или поворот трубной заготовки менее 5% от времени цикла. На калибрах в начале и в конце ручья имеются выточки, называемые зевами, исключаящие соприкосновение заготовки и трубы с калибрами при подаче и повороте. В тот момент, когда труба находится в пределах зоны работы зева, необходимо произвести подачу трубы или её поворот. Очевидно, что наибольшие неприятности возможны в приводе подачи, т.к. в случае его длительного режима работы при уже зажатой валками трубе возможны её деформация (скручивание или изгиб). Избежать данный режим можно двумя способами. Первый – увеличить возможное время позиционирования, снизив скорость главного привода, что приведет к снижению производительности всего стана, второй – увеличить точность позиционирования рабочего органа при сохранении быстродействия системы.

В табл. 1.1 приведены основные технические характеристики и технологические требования к элементам и узлам стана. Долгое время регулирование коор-

динат механизмов стана (скорости, положения) выполнялась механическим способом. В 1986 г. Вейнгером А.М. впервые теоретически обоснован и практически реализован регулируемый электропривод переменного тока на механизме подачи. До недавнего времени значительные простои стана были обусловлены надежностными показателями элементами электрооборудования, которое управлялось аналоговыми устройствами. Решить указанную проблему удалось отказом от аналоговых устройств управления и переходом к “электронной ванне” – заменой аналоговой системы управления на цифровую при сохранении силовых элементов полупроводниковых преобразователей [82].

Таблица 1.1.

Технические характеристики стана ХПТ-450

<b>Параметр</b>	<b>Значение</b>	<b>ед. изм.</b>
Наружный диаметр заготовки	180–480	мм
Длина заготовки	3–12	м
Максимальная масса заготовки	3,5	т
Наружный диаметр трубы	140–450	мм
Толщина стенки трубы	2,4–50	мм
Длина трубы	6–25	м
Число двойных ходов клетки	10–40	дв. ходов/мин
Подача за один двойной ход	2–25	мм
Минимальное время цикла	1,5	с
Время подачи при максимальной производительности	0,25	с

Анализ работы и выходной продукции стана ХПТ, а также экспертный опрос показали, что существенное улучшение технико-экономических показателей возможно за счет повышения качества холодного проката. Основным требованием, предъявляемым к готовой трубе является равномерность стенки. Изучение технических требований, которые были уточнены методом экспертной оценки (на основе опроса технологического и административно-технологического персо-

нала цеха №5 ОАО “ЧТПЗ”), были установлены требования к качеству разнотолщинности трубы. В табл. 1.2 приведены требования к разнотолщинности готовой продукции для основных категорий выпускаемого сортамента. Этот сортамент распределяется следующим образом: порядка 55% продукции производится для изготовления гидроцилиндров, 15% – для атомной промышленности (в основном ТВЭЛы), 25% – лонжероны для сверхтяжелого вертолета МИ-28, 5% – остальная продукция. Очевидно, что чем выше требования к качеству выпускаемой продукции, тем выше стоимость готовой трубы. Так, более 30% всей выходной продукции имеет очень высокую себестоимость, при этом стоимость одной трубы составляет более 1,1 млн.руб., поэтому снижение отбраковки трубы позволит дать экономический эффект.

Анализ режимов работы и взаимодействий элементов стана на разработанном виртуальном макете рис. 1.1 показал, что наиболее “слабым” звеном в технологическом процессе является механизм подачи, к которому предъявляются наиболее высокие требования по точности позиционирования при сохранении быстродействия (время цикла не более 400 мс) и высокой перегрузочной способности (до 4Мн). Ошибка при работе привода подачи, влияющая на разнотолщинность трубы  $\Delta s$ , может быть обусловлена как статической ошибкой  $\Delta h$ , так и величиной перерегулирования  $\Delta \sigma$ . Перед оценкой связи показателей регулирования и качества проката полезно проанализировать участки нагрузочной диаграммы в существующей системе электропривода, полученной по критерию минимума времени позиционирования.

Таблица 1.2.

Технические требования к готовой продукции стана ХПТ

Выходная продукция	Толщина стенки, мм	Допустимая разнотолщинность, мм
Лонжероны	5	$\pm 0,2$
ТВЭЛ	2	$\pm 0,15$
Гидроцилиндры	10	$\pm 0,6$

## 1.2. Скоростные и нагрузочные режимы работы электропривода стана ХПТ

Анализ нагрузочных диаграмм, который выполнялся статистическими методами, позволил оценить возможные резервы по увеличению быстродействия системы, а также обратить внимание на те участки, которые определяют точность позиционирования трубы. Исходные данные были предоставлены ОАО ЧТПЗ, а также были частично получены из материалов диссертации Остроухова В.В. [82]. Анализ проводился для максимально широкого диапазона режимов работы стана и включал: прокатку максимально податливой трубы (длиной 25 м, диаметром 140 мм, толщиной стенки 2,5 мм), прокатку максимально жесткой трубы (длиной 6 м, диаметром 450 мм, толщиной стенки 50 мм), работу с наивысшей скоростью 40 двойных ходов в минуту и с наименьшей производительностью 10 двойных ходов в минуту. Одна из наиболее характерных осциллограмм представлена на рис. 1.2. Здесь же обозначены наиболее значимые участки работы.

Существующая система электропривода подачи работает в позиционном режим и выполнена по схеме подчиненного регулирования с контурами регулирования тока, скорости и положения. Электромеханический преобразователь (синхронный двигатель) запитан непосредственного преобразователя частоты. Зада-

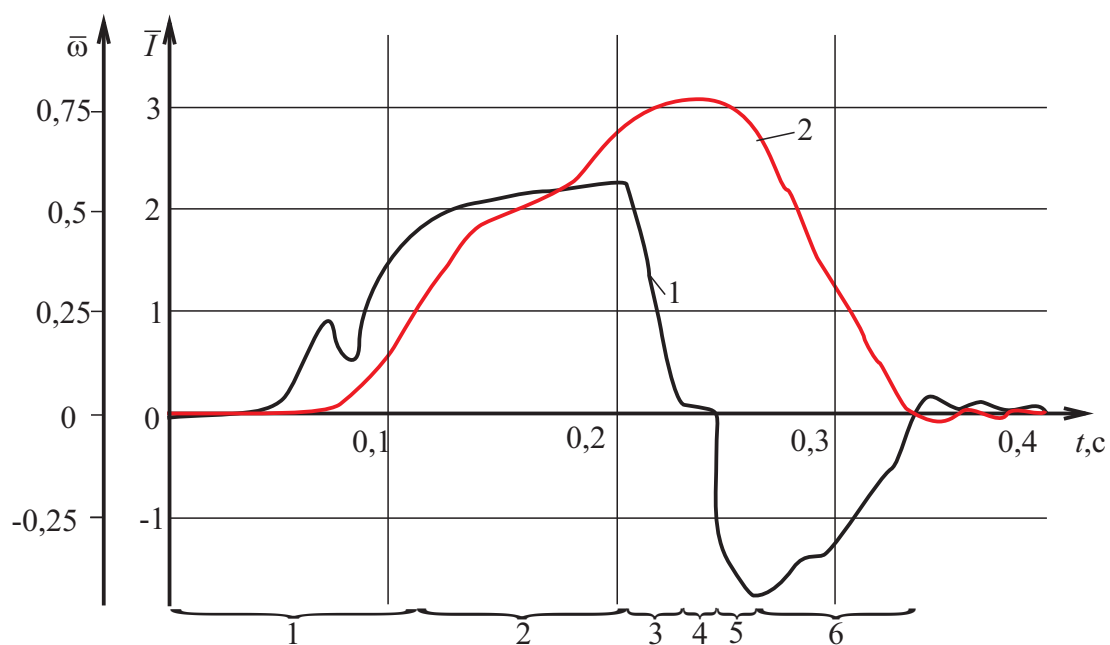


Рис 1.2. Осциллограммы тока (1) и скорости (2) привода подачи



ние на ток поступает с выхода регулятора скорости. Перемещение осуществляется по траектории 2, показанной на рис. 1.2. Анализ осциллограммы активной составляющей тока 1 обмотки статора синхронного двигателя (рис. 1.2) показывает, что при разгоне привода регулятор скорости работает сначала в линейном режиме, а затем происходит его насыщение. “Просадка” тока в данном случае обусловлена наличием бестоковой паузы при раздельном управлении вентильными группами. Увеличение быстродействия контура тока позволит осуществлять разгон с максимальным ускорением, что обеспечит увеличение производительности стана.

Для дальнейшего анализа была проведена статистическая обработка осциллограмм тока, полученных экспериментально (рис. 1.3). Эти исследования проводились в следующей последовательности: определялись повторяющиеся режимы работы электропривода подачи; из большого количества повторяющихся кривых методом случайного отбора выбирались 10, т.к. процесс снятия осциллограмм на работающем объекте является довольно затруднительным. В качестве метода статистической обработки был выбран критерий Стьюдента. Сначала методом регрессионного анализа была получена усредненная кривая 1 (рис. 1.3). Эта кривая сопоставлялась с экспериментальными 2–9 (рис. 1.3). При этом для

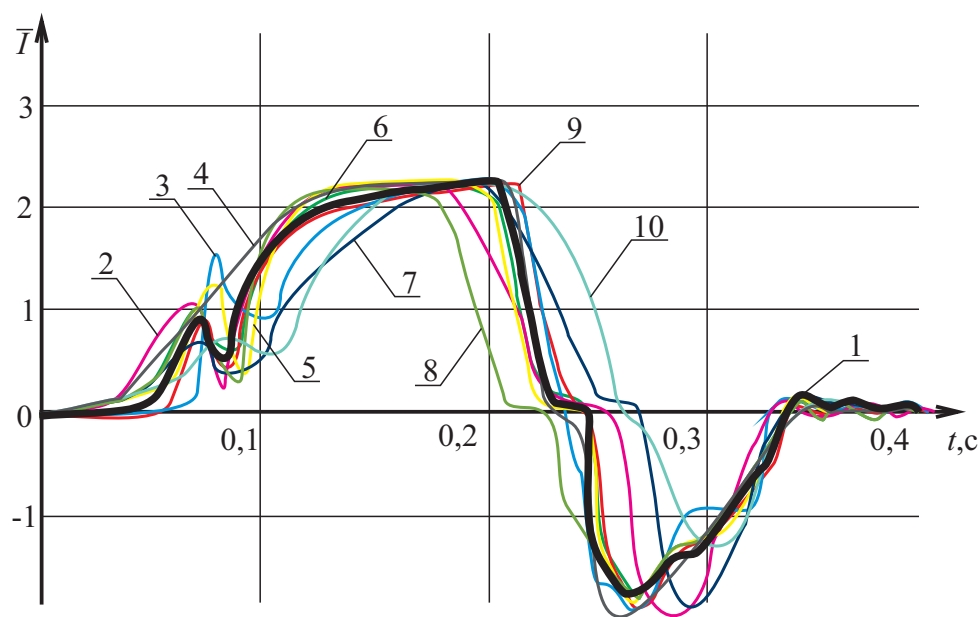


Рис. 1.3. Экспериментальные осциллограммы тока электропривода подачи: 1 – кривая, полученная методом регрессии; 2, 3, ..., 10 – кривые, полученные экспериментально

степени свободы  $f = n - 1$  критический односторонний квантиль Стьюдента равен  $t_k = 1,83$  (вероятность 95%). В качестве ожидаемой величины  $T_{ож}$  выбиралось среднее значение доли времени нарастания тока. Разность наблюдаемого и ожидаемого значений  $d$  и её квадрат использовались при вычислении стандартного отклонения  $s_d$  и квантиля Стьюдента (табл. 1.3).

Таблица 1.3.

Результаты статистической обработки осциллограмм активной составляющей тока статора

Параметр	$T$	$T_{ож}$	$d$	$d^2$
Номер выборки				
1	0,42	0,54	-0,12	0,0144
2	0,56	0,54	0,02	0,0004
3	0,52	0,54	-0,02	0,0004
...	...	...	...	...
10	0,64	0,54	0,1	0,01
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n - 1}}$	0,07			
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$	0,6			
$t_{крит}$	1,83			

Кривая 1 активной составляющей тока (рис. 1.2) была разделана на несколько участков 1 – 33,5%; участок 2 – 28,5%; участок 3 – 7%; участок 4 – 5%; участок 5 – 6%; участок 6 – 20%.

Рассмотрим участок нарастания активной составляющей тока 1, полученной методом регрессии (рис. 1.3). Доля времени нарастания составляет более 50% от общего времени участка 1. Столь низкий темп обусловлен задержкой переключения вентильных групп непосредственного преобразователя частоты, реализованного на базе реверсивного преобразователя постоянного тока с отдельным управлением вентильными группами.

На втором участке регулятор скорости насыщается, и электропривод работает с максимальным ускорением. Данное ограничение необходимо для того, чтобы механические усилия, в частности в зубчатых передачах, не превышали допустимые. Кроме того, это ограничение обусловлено перегрузочной способностью работающего электромеханического преобразователя.

Третий участок – участок спадания тока до нуля – ограничен лишь индуктивностью обмотки и быстродействием контура скорости. На четвертом участке привод работает с постоянной максимальной скоростью, которая ограничена максимумом сигнала на выходе регулятора положения. Пятый и шестой участки аналогичны участкам 1 и 2 соответственно с той лишь разницей, что при торможении электроприводу необходимо развивать меньший момент за счет активного характера момента сопротивления (силы трения трубы).

С учетом произведенного анализа рассмотрим пути уменьшения времени позиционирования трубы. Для обеспечения высоких энергетических и производственных показателей стана ХПТ с точки зрения электропривода подачи необходимо обеспечить оптимальную кривую переходного процесса, ограничив при этом ускорения частей механизмов в пределах допустимых значений. Чаще всего таковыми узлами являются зубцы шестерни редуктора. Традиционно для уменьшения динамических нагрузок в кинематических цепях стремятся увеличить добротность электромеханического преобразователя  $M/J$ , уменьшить маховые массы и минимизировать люфты. Это позволяет уменьшить долю динамических нагрузок в общей нагрузке с 90...95% до 55...65%. Для ограничения усилий в пределах допуска используют программно-реализуемые блоки ограничения.

Оптимальность кривой переходного процесса рассматривается с позиции наибольшей величины подачи при минимальном моменте сил упругости в элементах механизма. Обеспечить данную кривую можно с помощью постоянства ускорения электропривода. Другими словами, траектория скорости во времени имеет треугольную форму. В [60] говорится о том, что наиболее выгодно распределить время разгона и торможения двигателя таким образом, чтобы на разгон отводилось  $2/3$  общего времени подачи, а на торможение – оставшаяся  $1/3$ . Учитывая постоянство данного соотношения, попытаемся уменьшить время позиционирования трубы. Очевидно, что это возможно осуществить, только увеличив максимальную скорость.

Наиболее сложным участком для электропривода является режим срыва трубы с оправки. В работе Остроухова В.В. [82] утверждается, что удар механизма подачи о трубу при срыве имеет неупругий характер. Автор рассуждает

следующим образом. При упругом ударе вся энергия сжатых винтов передается трубе, при этом вся накопленная энергия переходит в кинетическую энергию движения трубы в виде импульса силы за бесконечно малое время. Тогда по закону сохранения энергии путь, пройденный трубой после соударения, составит

$$s = \frac{m_T v_2^2}{2F_{\text{тр}}},$$

где  $m_T$  – масса трубы,  $v_2$  – начальная скорость,  $F_{\text{тр}}$  – сила трения.

Начальная скорость зависит от усилия срыва трубы с оправки и определяется как

$$v_2 = \frac{F_{\text{срыва}}}{m_2}.$$

При неупругом ударе механическая энергия системы переходит во внутреннюю энергию трубы, что приводит к её нагреву. После соударения все элементы механизма движутся как одно целое. Тогда скорость после соударения будет равна

$$v_2 = \frac{F_{\text{срыва}}}{m_{\text{п}} + m_T},$$

где  $m_{\text{п}}$  – эквивалентная сосредоточенная масса электропривода, представляющая собой приведенные к поступательному движению механизма моменты инерции двигателя и редуктора.

После неупругого соударения обе сосредоточенные массы  $m_{\text{п}}$  и  $m_T$  двигаются равнозамедленно под действием силы трения. Путь, пройденный кареткой и трубой, согласно закону сохранения энергии равен

$$s = \frac{(m_{\text{п}} + m_T)v_2^2}{2F_{\text{тр}}}.$$

Далее автор приходит к выводу о том, что при упругом ударе труба переместится после удара на значительно большее расстояние, чем при неупругом. На основании сравнения двух моделей с экспериментом делается заключение о том, что удар является неупругим, т.к. величина перемещения, полученного экспериментально, имеет тот же порядок, что и вычисленное перемещение при упругом ударе.

Позиция Острохова В.В. может быть существенно прокомментирована. Предположим, что меньшее перемещение трубы обусловлено не упругим характером удара, а очередным попаданием её в валки прокатной клетки. В [60] приведены диаграммы скорости, подтверждающие данное утверждение (рис. 1.4). Как

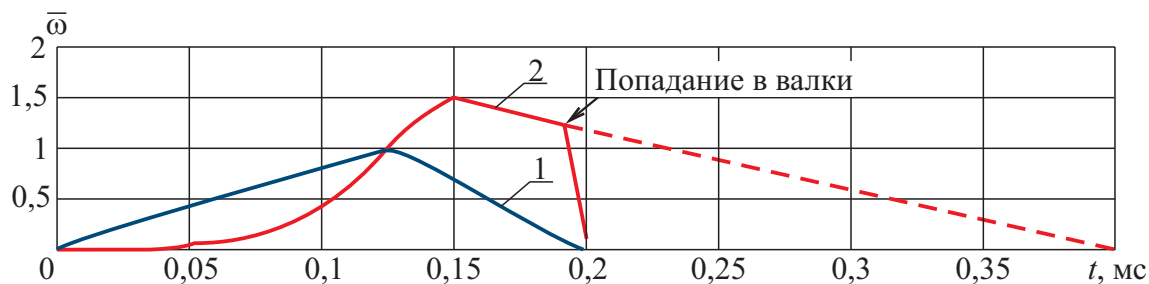


Рис. 1.4. Диаграмма скорости привода подачи при срыве трубы с оправки двигателя (1) и трубы (2)

видно из рисунка, время, за которое происходит равнозамедленное движение трубы под действием силы трения, в два раза больше времени, за которое труба проходит путь до остановки под действием попадания в валки прокатной клетки. Указанные обстоятельства требуют иначе ставить и решать задачу поиска оптимальной траектории движения электропривода.

Таким образом, анализ нагрузочных диаграмм позволил выявить неиспользуемые резервы повышения быстродействия работы электропривода, реализуемые за счет пересмотра схем силовых цепей полупроводникового преобразователя.

### 1.3. Связь показателей регулирования электропривода с качеством проката трубы

К производимой на стане холодной прокатки труб продукции предъявляются высокие требования по метрологическим показателям. Так, согласно [15], к обсадным трубам предъявляются жесткие требования, их разнотолщинность должна находиться в пределах 0,1 мм.

Увеличение быстродействия системы приводит к перерегулированию переменной положения рабочего органа, а следовательно, и влияет на качество выходного проката. При настройке и наладке системы приходится учитывать изменение параметров «неизменяемой» части. Так, в зависимости от размеров, массы

и податливости трубы существенно могут изменяться статический момент на валу двигателя, а также приведенный к нему момент инерции масс всей системы.

Для постановки задачи синтеза системы электропривода необходимо установить связь между регулировочными показателями электропривода подачи и качеством проката. Расчет этих показателей удобно вести, если задана структура электропривода. Поэтому сначала будет описана упрощенная модель электропривода подачи, затем на основании технологических данных можно установить связь между координатой подачи, сортаментом прокатываемой трубы и её разнотолщинностью.

Комплекс “Электропривод – механизм подачи трубы” в общем случае может рассматриваться как многомассовая структура, но как установлено методом декомпозиции в [106], эту систему можно представить двухмассовой (рис 1.5).

Обобщенную структуру привода подачи содержит нескольких контуров: 1 – контур регулирования скорости, характеризующийся частотой среза  $\omega_1 = \frac{k_{PM} \cdot k_{PC} \cdot k_{DC}}{J_{PO}}$ , 2 – контур, учитывающий упругость винтовой передачи, характеризующийся частотой резонансного максимума  $\omega_2 = \sqrt{\frac{C_1}{J_{PO}}}$ , 3 – контур обратной электромеханической связи, обобщенным параметром для которого является его постоянная времени  $\omega_3 = \frac{1}{T_M} = \frac{k_{PM} \cdot k_{PC} \cdot k_{DC} \cdot j^2}{J_{PO}}$ , 4 – контур регулирования положения.

Для начала определим соотношение между вышеуказанными частотами и на основании полученных результатов анализа воспользуемся рекомендациями по настройке, приведенными в [142].

В первую очередь рассмотрим контур упругости, поскольку именно здесь практически нет возможности воздействовать на его параметры. По данным завода-изготовителя, жесткость винта составляет  $C_1 = 26 \cdot 10^7$  Н/м. Масса трубы, в зависимости от её возможных параметров, приведенных в табл. 1.1, может варьироваться от 180 до 3000 кг. Тогда приведенный к валу момент инерции трубы, рассчитанный как  $J_T = \frac{m_{\text{трубы}}}{\mu} \left( i_{\text{ВП}} \frac{z_1}{z_3} \right)^2$ , где  $\mu$  – КПД винтовой передачи,  $i_{\text{ВП}}$  – коэффициент передачи винтовой пары,  $\frac{z_1}{z_3}$  – передаточное число редуктора; будет

лежать в пределах от 0,02 до 0,3 кг·м<sup>2</sup> [82]. Жесткость трубы находится в диапазоне  $(9...275) \cdot 10^7$  Н/м. Используя вышеуказанные данные, можно рассчитать диапазон частоты резонансного максимума  $\omega_2 = 30...80$  рад/с. Следует отметить, что амплитуда данного резонанса может достигать  $A_m = 3...5$ , что заметно усложняет настройку системы и значительно влияет на качество переходных процессов, в частности на точность позиционирования.

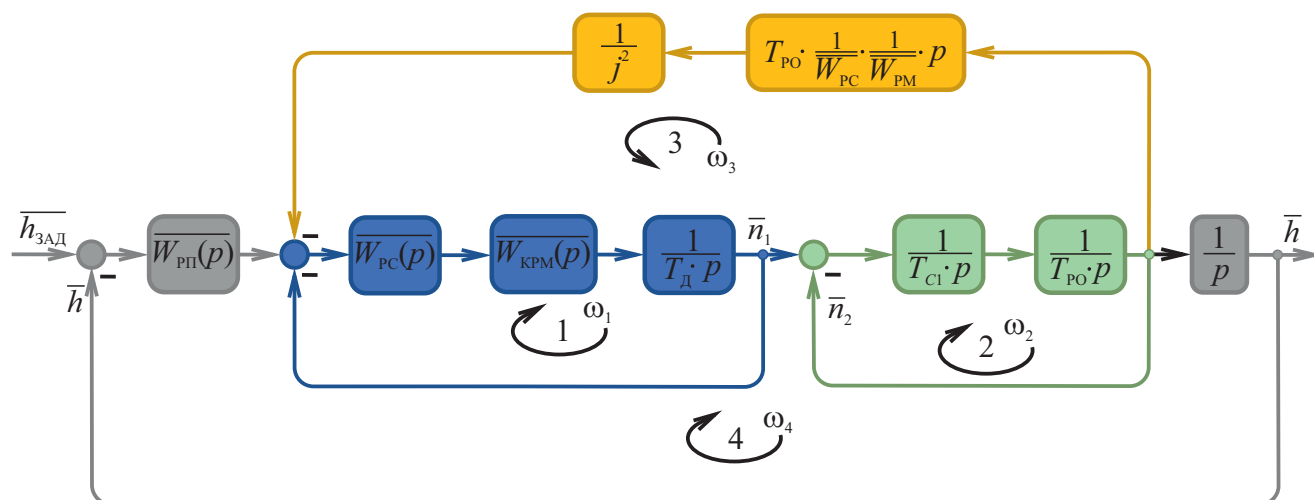


Рис. 1.5. Упрощенная структурная схема электропривода подачи

Параметры звеньев контура 1 более доступны для регулирования. В существующей системе суммарный момент инерции двигателей равен  $J_{дв} = 30$  кг·м<sup>2</sup>. Настройку регулятора скорости рекомендуется производить таким образом, чтобы частота среза  $\omega_1$  получалась порядка 100...120 рад/с.

Воздействуя на передаточное число редуктора  $j$ , можно изменять контурный коэффициент первой “массы”. Данное воздействие, согласно методике, предложенной профессором Усыниным Ю.С., может значительно уменьшить величину вышеуказанного резонансного максимума, что позволит повысить устойчивость системы, улучшить динамические показатели электропривода в целом.

Так, например, для случая, когда  $\omega_2 < 1/T_M$ , рекомендуется подбирать передаточное число редуктора таким образом, чтобы частота  $\omega_3$  была максимально приближена к  $\omega_2$ . В этом случае резонансный характер результирующей частотной характеристики переходит в монотонный.

Исходя из требований, приведенных в табл. 1.3, допустимая разнотолщинность изделия составляет 7% от размера стенки. Параметры прокатки ТВЭЛа позволяют аналитически вычислить разнотолщинность получаемой трубы.

Относительную продольную разнотолщинность можно определить по выражению

$$\Delta s = \frac{t_k - t_T}{0,5(t_k + t_T)} 100\%,$$

где  $t_k$  – максимальная толщина стенки участка трубы, получаемого за цикл прокатки;

$t_T$  – толщина стенки готовой трубы.

По данным Осады Я.Е.:

$$t_k = \sqrt{t_T^2 + 2V_y \frac{\operatorname{tg} \alpha (\operatorname{tg} \varphi_{II} - \operatorname{tg} \alpha)}{\operatorname{tg} \varphi_{II}}},$$

где  $\operatorname{tg} \alpha$  – угол наклона образующей конуса оправки;

$\operatorname{tg} \varphi_{II}$  – угол наклона образующей конуса предготового участка ручья;

$V_y$  – удельный объем подачи

$$V_y = t_3 m \frac{R_3 + r_3}{R_x + r_x} \text{ мм}^3/\text{мм};$$

$t_3$  – толщина заготовки;

$R_3$  и  $r_3$  – наружный и внутренний радиусы заготовки;

$R_x$  и  $r_x$  – наружный и внутренний радиусы рабочего конуса в рассматриваемом сечении;

$m$  – величина подачи.

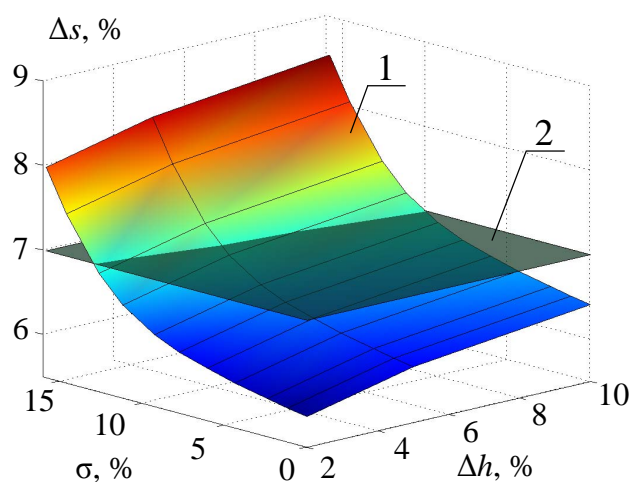


Рис. 1.6. Зависимость разнотолщинности трубы  $\Delta s$  от перерегулирования  $\sigma$  и от ошибки подачи  $\Delta h$  (1); поверхность допустимой разнотолщинности (2)

Поскольку реальная величина подачи может варьироваться в зависимости от качества позиционирования заготовки (перерегулирование в системе, статическая ошибка подачи), получившаяся разнотолщинность будет также изменяться. На рис. 1.6 приведена зависимость разнотолщинности трубы  $\Delta s$  от перерегулирования  $\sigma$  и от ошибки подачи  $\Delta h$ . Как видно из рисунка, в боль-



шей степени на величину разнотолщинности влияет перерегулирование в системе. При этом следует отметить, что перерегулирование увеличивает величину подачи, т.к. обратного хода трубы не происходит, и труба, попадая в прокатные валки перемещается обратно, что значительно влияет на получаемую толщину трубы. Статическая ошибка подачи  $\Delta h$  влияет в меньшей степени и объясняется это ее стабильной величиной. Таким образом, статическая ошибка подачи  $\Delta h$  приводит к изменению толщины проката, но практически не влияет на величину разнотолщинности  $\Delta s$ .

#### **1.4. Оценка предельных показателей регулирования в системе электропривода с непосредственными преобразователями частоты**

Высокие показатели регулирования координаты положения могут быть достигнуты только при очень быстродействующем контуре регулирования электромагнитного момента. Ниже сопоставим предельные возможности существующей системы электропривода, выполненной на базе непосредственных преобразователей частоты с требуемыми показателями качества регулирования.

Рассматриваемый электропривод реализован по системе частотно-токового управления [145]. Каждая фаза двигателя в этом случае запитана от индивидуального преобразователя, выполненного по мостовой схеме выпрямления. Управляющие импульсы поступают на ключи таким образом, чтобы ток фазы соответствовал заданному. Реализуется это обычным охватом преобразователя обратной связью по току.

Синхронная машина электропривода подачи, выполнена в корпусе асинхронного двигателя с фазным ротором (рис 1.7), при этом обмотка статора запитана от источника постоянного тока и создает поле возбуждения, а по роторной обмотке протекает переменный ток синусоидальной формы, коммутация которого осуществляется в функции положения ротора.

Существующее техническое решение имеет ряд недостатков. Анализ нагрузочных диаграмм электропривода показал, что время нарастания тока составляет порядка 30% от времени разгона, и обусловлено:

- наличием постоянной времени задержки тиристорного преобразователя;
- бестоковой паузой при раздельном управлении вентильными группами;
- ограниченностью полосы равномерного пропускания частот канала АЦП-ЦАП, тактируемом в “фоновом” режиме микропроцессорным устройством управления;
- ограниченной полосой равномерного пропускания частот силовой части тиристорного преобразователя;
- наличием люфтов в механической системе.

Ниже дадим анализ влияния каждого фактора на быстродействие контура регулирования момента.

Зависимость постоянной времени задержки от угла отпирания тиристорov, предложенная Р. Шёндрфельдом и основанная на среднестатистических значениях, имеет линейный характер.

При изменении знака тока в непосредственном преобразователе частоты, ток не может прекратиться мгновенно, при этом, на участке коммутации ток протекает по вентилям двух групп одновременно. Для того, чтобы исключить такой режим, в современных тиристорных преобразователях реализуют раздельное управление вентильными группами. Это приводит к снижению действующего значения тока и момента (рис. 1.2). В электрической машине электромагнитный момент создается только первой гармоникой тока. Она и определяет частоту вращения ротора. Большая часть высших гармоник, относительно которых ротор вращается с наибольшими скольжениями, не создают электромагнитный момент [7].

Оценить несинусоидальность тока можно по формуле

$$v = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{1(n)}^2}{I_{1(1)}^2}}}, \quad (1.1)$$

где  $I_{1(n)}$  – действующее значение  $n$ -ой гармоники первичного тока.

Наличие бестоковой паузы значительно изменяет гармонический состав тока. Доля первой гармоники может существенно снижаться, что, как было сказано выше, приведет к ухудшению удельных и регулировочных показателей электропривода, в частности отношения  $M/I$ .

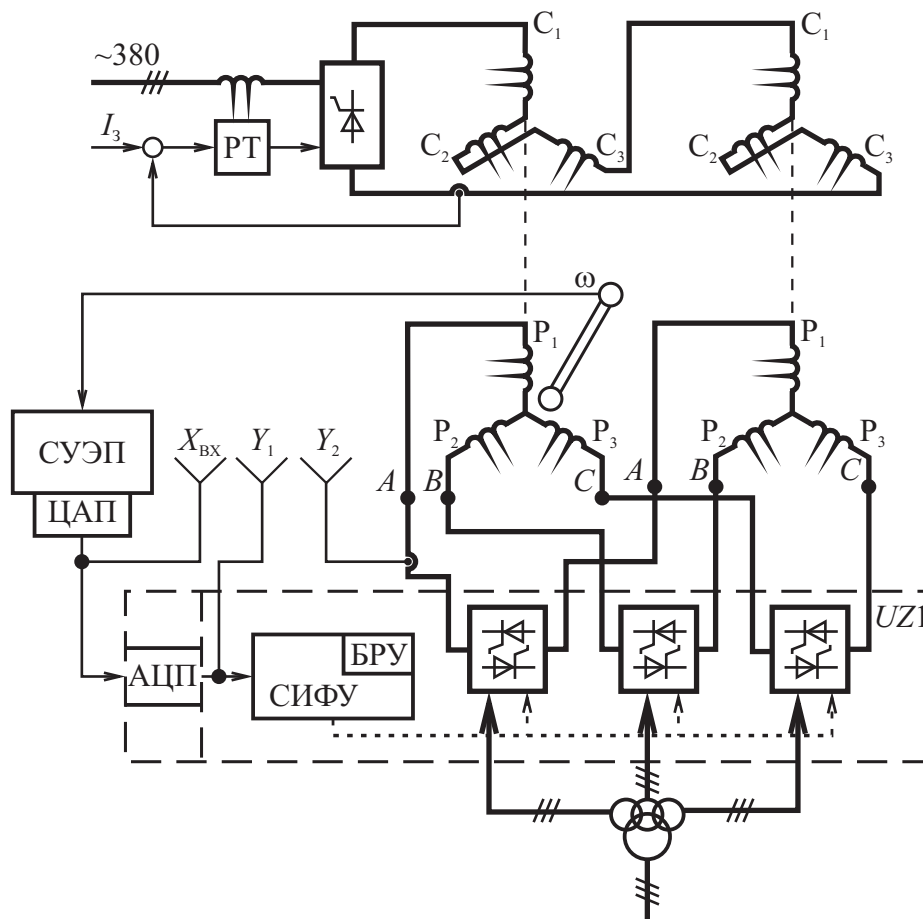


Рис. 1.7. Функциональная схема электропривода до модернизации

Количественно время бестоковой паузы может существенно варьироваться и зависит в первую очередь от скорости электропривода и, соответственно, частоты питающего напряжения. Переключение вентиляльных групп происходит в функции сигнала датчика тока в цепи нагрузки. Чувствительность таких датчиков на примере хорошо зарекомендовавшей себя на рынке компании LEM может составлять 1...10%. Срабатывание датчика в зоне нечувствительности делает необходимым увеличение времени бестоковой паузы. Дело в том, что после отключения импульсов управления ток нагрузки, протекающий через оставшийся в работе тиристор, под действием отрицательной полуволны анодного напряжения должен спасть до нуля раньше, чем знак анодного напряжения вновь изменится на положительный. Иначе ток, который по факту еще не уменьшился до нуля,

начинает вновь возрастать. Система управления при этом, получив сигнал с датчика нулевого тока, формирует отпирающие импульсы другой вентильной группы, что приводит к аварийной ситуации.

Для того чтобы обезопасить себя от таких режимов, время бестоковой паузы увеличивают до такого значения, при котором ток гарантированно уменьшится до нуля. В [43] предлагается рассчитывать уменьшение мгновенного значения тока  $i$  от уставки  $I_0$  до нуля по формуле

$$i = [I_0 + \sin(\psi + \varphi_H)]e^{-\frac{\omega_0 t}{\operatorname{tg}\varphi_H}},$$

где  $\psi$  – начальная фаза, отсчитываемая от момента изменения знака анодного напряжения преобразователя с плюса на минус до момента равенства тока нагрузки уставке  $I_0$ ,  $\varphi_H = \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega_0 L_H}{r_H}\right)$

Однако, данная формула справедлива лишь в пределах работы преобразователя в зоне непрерывных токов. На рис. 1.8 представлена зависимость времени задержки в функции индуктивности нагрузки и тока уставки. Ток, при котором непрерывный режим работы вентиля сменяется на прерывистый, называется граничным и зависит от угла отпирания тиристорov и индуктивности нагрузки:

$$I_{d \text{ гр}} = \frac{BU_2}{ax_a + x_d} \sin\alpha,$$

где коэффициент  $B$  зависит от схемы преобразователя,  $B = 0,22$  для  $m = 6$ .

На рис. 1.8 зона граничных токов обозначена для случая, когда  $\sin\alpha = 1$ , при увеличении угла отпирания данная граница будет смещаться “к нам”.

Для оценки влияния времени бестоковой паузы и угла отпирания тиристорov на коэффициент несинусоидальности воспользуемся формулой (1.1). Как видно из рис. 1.9, в большей степени наличие высших гармоник зависит от времени бестоковой паузы. При работе вентиля в непрерывном режиме угол отпирания практически не искажает синусоидальную форму тока.

Особенностью работы тиристорных преобразователей частоты с непосредственной связью является невозможность увеличения частоты фазного напряжения выше частоты сети  $f_c = 50$  Гц. Однако при работе на частотах выше 25 Гц наблюдается заметное уменьшение первой гармоники тока, и как следствие – уменьшение действующего момента. Таким образом, можно сделать вывод о том,

что без ухудшения динамических и удельных показателей  $M/I$  увеличение скорости электропривода подачи возможно только до частоты питающего тока порядка 25 Гц.

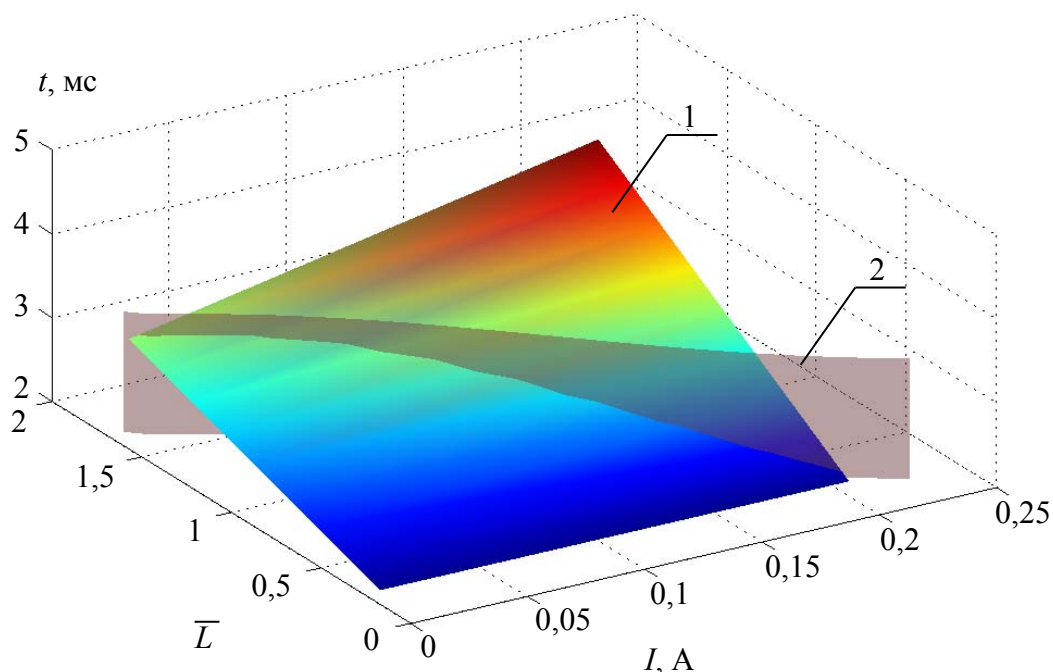


Рис. 1.8. Зависимость бестоковой паузы  $t$  от индуктивности нагрузки и тока уставки (1) и область граничных токов (2)

Еще одной причиной низкого быстродействия контура тока существующей системы является ограниченность полосы равномерного пропускания частот блока АЦП. Как говорилось ранее, частота среза контура тока тиристорного преобразователя может достигать в пределе 200 рад/с. Однако сигнал задания, формирующийся посредством микропроцессорной техники, проходит преобразование из аналоговой формы в цифровую. В существующей системе такое преобразование происходит с определенной задержкой. Частота среза всей системы будет ограничена частотой среза контура, включающего АЦП. Дело в том, что управление ключами преобразователя частоты с непосредственной связью, выполненного на базе тиристорного преобразователя Mentor II компании Control Techniques, производится посредством микропроцессорной системы управления. Аналого-цифровое преобразование сигнала задания на микроконтроллер происходит в фоновом режиме. Аналитически оценить время задержки на эту проце-

дуру становится достаточно затруднительно. Такая оценка была дана на основании экспериментально снятых частотных характеристик, полученных с помощью прибора “Вектор” [66]. Поскольку на работающем объекте проведение такого эксперимента является затруднительным, частотные характеристики снимались на аналогичном оборудовании в лаборатории “Электропривод и автоматизация промышленных установок” Южно-Уральского государственного университета. На рис. 1.10, а представлена функциональная структура эксперимента. Как видно из рис. 1.10, б, частота среза контура тока (2) составляет порядка 200 рад/с, что в 2 раза больше частоты среза контура (1), содержащего АЦП и микропроцессорную систему.

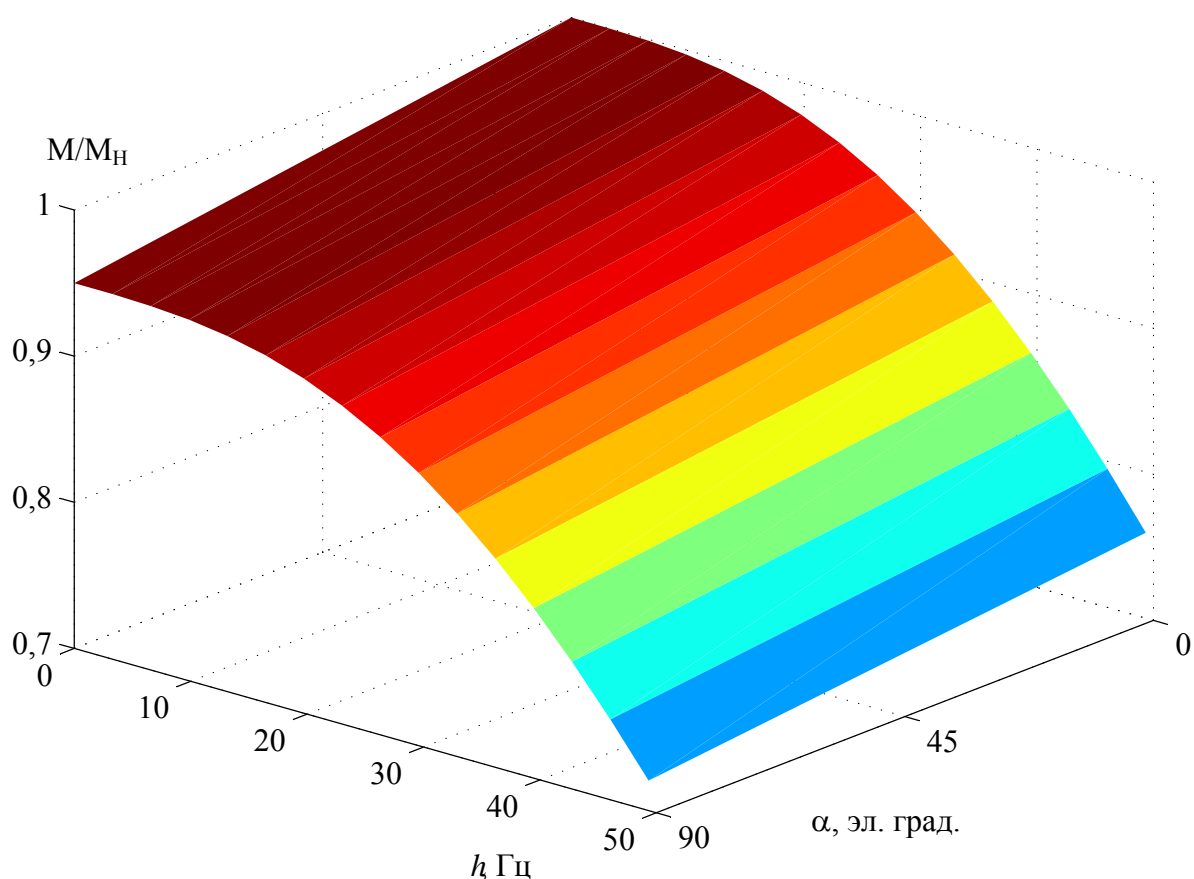


Рис. 1.9. Зависимость коэффициента несинусоидальности тока от его частоты и угла отпирания вентилей тиристорного преобр

Проведенный анализ позволил выявить “слабые” места в аппаратной и силовой частях существующей системы. Однако, большую роль в увеличении быстродействия контура тока играет программная часть или система управления.

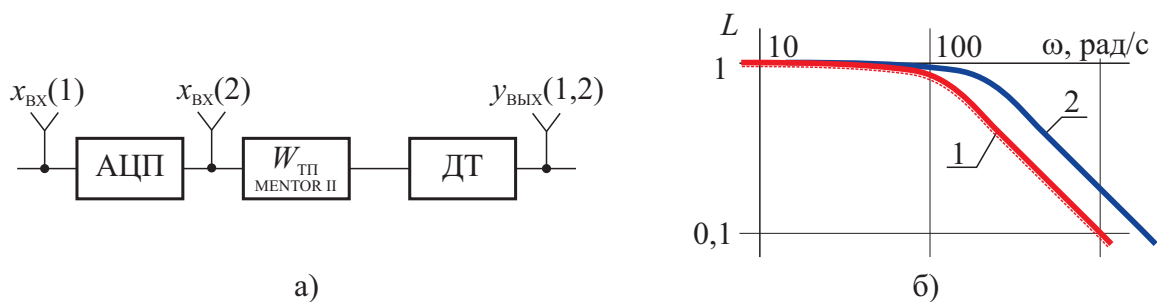


Рис. 1.10. Структурная схема эксперимента (а) и частотные характеристики (б) канала АЦП (1) и контура тока тиристорного преобразователя (2)

## 1.5. Постановка задачи исследований

В ходе анализа требований технологического процесса могут быть сформулированы следующие задачи для достижения поставленной цели работы – повышения точностных показателей электропривода подачи при сохранении быстродействия:

- разработка математической модели электропривода подачи;
- оценка адекватности математической модели;
- разработка методики синтеза силовой части и системы управления силовой частью электропривода подачи по критерию минимума ошибки позиционирования;
- оценка возможностей структур с подчиненным регулированием и системы с модальным управлением для электропривода подачи.

Разрабатываемая математическая модель должна иметь наиболее простую форму, иметь модульное представление для возможности проверки адекватности на каждом из этапов её разработки и описывать работу механизма с обобщенным электромеханическим преобразователем. Т.к. анализ нагрузочных диаграмм электропривода подачи показал, что необходим учет влияния главного электропривода прокатной клетки на работу привода подачи, что ранее не делалось и требует учета в разрабатываемой математической модели.

Методика синтеза силовой части электропривода и системы управления должна отвечать требованиям простоты и при этом однозначно приводить к результату. Этому требованию соответствует алгоритм, состоящий из ряда законченных этапов.

При разработке методики необходимо учитывать возможности, которые дают электроприводы, выполненные на базе нетрадиционных типов электро-механических преобразователей. Так, электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения (СРМНВ) позволяют достигать высоких регулировочных показателей и имеют большую перегрузочную способность, что может быть успешно использовано на любом из этапов синтеза электропривода (параметрическом или при синтезе системы управления).

## 1.6. Выводы по главе 1

1. Анализ требований технологического процесса к электроприводу подачи позволил определить связь показателей регулирования с качеством прокатанной трубы. Установлено, что величина разнотолщинности  $\Delta s$  в большей степени зависит от перерегулирования положения  $\sigma$  электропривода подачи и в меньшей степени – от абсолютной ошибки подачи  $\Delta h$ . Это обусловлено тем, что каретка привода подачи может перемещать трубу только вперед, и когда она возвращается в заданное положение, обратного хода трубы не происходит. При прокатке труба, попадая в валки, не заторможена и движется обратно до позиции каретки, что приводит к изменению сечения прокатанной трубы вдоль её оси (разнотолщинности). Статическая же ошибка подачи  $\Delta h$  влияет в меньшей степени на толщину получаемой трубы, так как при прокатке труба постоянно упирается в каретку, и обратного движения трубы при её обжати прокатной клетью не происходит.

2. Выполнена оценка предельных показателей комплекса “Непосредственный преобразователь – синхронный двигатель” для привода подачи стана ХПТ, которая определяется быстродействием контура регулирования момента. Показано, что частота среза контура момента в системе “Непосредственный преобразователь частоты – синхронный двигатель” не превышает (100–120) рад/с и ограничена полосой пропускания канала “ЦАП – Сигнал задания на электромагнитный момент – АЦП”, тактируемого цифровым сигнальным процессором в “фоновом” режиме. Переход к непосредственному цифровому заданию позволит увеличить полосу равномерного пропускания частот в контуре момента до (200–



400) рад/с, однако требуемая частота по условиям настройки контуров скорости и положения позиционного электропривода должна быть не меньше (500–600) рад/с.

## ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА

### «ЭЛЕКТРОПРИВОД – СТАН ХПТ»

Как правило, при описании электропривода объектов металлургического производства принимают ряд допущений. *Во-первых*, электромеханический преобразователь представляют в виде системы с сосредоточенными параметрами и при разработке модели большее внимание уделяют полупроводниковому преобразователю и системе управления. Однако, при проектировании электроприводов с новыми типами электромеханических преобразователей, например с СРМНВ, требуется обязательный учет характера распределения линий магнитной индукции в зазоре. Этот учет необходимо выполнять и для традиционных электроприводов, если привод работает со сверхвысоким диапазоном регулирования скорости, когда приходится учитывать зубцовые пульсации индукции в зазоре. *Во-вторых*, электропривод рассматривают как многосвязную систему только в длинных технологических цепочках. Между тем позиционирование трубы может частично осуществляться и после попадания трубы в валки прокатной клетки, что требует рассматривать электропривод подачи и главный привод прокатной клетки в виде многосвязной системы, в которой связь элементов осуществляется через прокатываемую трубу.

Существующие математические модели электропривода не позволяют оценивать возможности электротехнического комплекса с позиции их предельных возможностей. С другой стороны, значительное усложнение математического аппарата (с учетом распределенного характера параметров системы) ведет к существенному усложнению математического описания и не позволяет в инженерной практике использовать предлагаемые математические модели.

#### 2.1. Основные допущения, принятые для разрабатываемой математической модели

В модели электропривода стана ХПТ был принят ряд допущений.

1. Многомассовая система была аппроксимирована двухмассовой, что было доказано методом декомпозиции в работах Коффа З.А., Остроухова В.В. Так, в

[82] для каждого из локальных контуров были сняты логарифмические частотные характеристики. Под локальным понимается контур без перекрестных обратных связей, т.е. не учитывающий влияния соседних контуров. В системе было выделено пять локальных контуров: первый контур учитывал свойства вращающихся механических масс двигателя и редуктора, второй контур учитывал отрицательную обратную связь по реакции винта, третий был образован упругостью и массой винта, четвертый и пятый были образованы упругостями винта, трубы и сосредоточенными массами. В результате автор получил значения частоты среза для каждого из локальных контуров. В силу того, что частота среза пятого контура трубы получилась порядка 200...1000 рад/с, что значительно превышает границу диапазона частот электропривода, равную 20 рад/с, упругие свойства трубы в дальнейшем не учитывались. Другими словами, так как частота собственных колебаний трубы гораздо выше частоты среза контура электропривода, при работе стана упругость трубы, вне зависимости от её массы, может создавать лишь вибрацию, что несущественно влияет на характер переходного процесса. Таким образом, система вырождалась в двухмассовую, где первая “масса” включала вращающиеся части двигателя и конического редуктора, вторая – перемещаемую трубу, а винтовая передача являлась упругим элементом, связывающим эти массы.

2. В начале прокатки усилие, направленное вдоль трубы при ее позиционировании, передается “жестко” (доказано Коффом З.А). На калибрах валков имеются зевы, предотвращающие деформацию заготовки в момент подачи. Соответственно, при неточном позиционировании усилие передается только в направлении прокатки, а поскольку упругостью трубы в первом допущении было решено пренебречь, данное усилие передается “жестко”.

3. При расчете электромагнитного момента методом конечных элементов в работах Сарапулова Ф.Н. доказано, что влиянием индукционных токов можно пренебречь.

4. В диапазоне частот тестового сигнала от нуля до половины несущей частоты широтно-импульсного модулятора (ШИМ) преобразователь частоты был представлен линейным звеном, инерционные свойства которого определялись

временем выполнения одного скана программы микропроцессорной системы управления. Такая аппроксимация вполне допустима, так как частота среза контура регулирования тока, как правило, не превышает 10% от несущей частоты ШИМ сигнала.

## 2.2. Обобщенная математическая модель комплекса “Электропривод – стан ХПТ”

Разрабатываемая математическая модель содержит следующие узлы: механический преобразователь (конический редуктор и винтовую передачу), СРМНВ, многофазный полупроводниковый преобразователь, узел формирования фазных токов (модуль 1, рис. 2.1) и главный электропривод прокатной клетки (модуль 2, рис. 2.1).

В модели *электропривод подачи* (модуль 1) был выполнен по подчиненной схеме регулирования положения  $h$  на базе СРМНВ и содержал несколько блоков: “неизменяемую” часть (контур **II**), включающую упругое звено  $C/p$ , рабочий орган  $1/J_2p$ , охваченные единичной отрицательной обратной связью по скорости  $\omega_2$  рабочего органа; электромеханический преобразователь (ЭМП) – СРМНВ (многофазную синхронную реактивную машину с пассивным явнополюсным ротором, управляемую в функции положения ротора  $\varphi_1$  током несинусоидальной формы, в большинстве случаев прямоугольной); узла формирования фазных токов (СУ и **B**). Контур регулирования фазных токов СРМНВ **I** совместно с блоком “Модель магнитной системы” образовывали контур косвенного регулирования электромагнитного момента. Система работает как многоконтурная структура управления с внешним контуром регулирования положения, настраиваемым регулятором РП. Блоком ограничения (БО) выставлялись максимальные значения статорных токов. Контур регулирования фазных токов включали полупроводниковый преобразователь  $W_{пп}(p)$ , якорную цепь с активным сопротивлением каждой фазы  $r$  и настраивались регуляторами тока  $W_{рт}(p)$ .



Расчет промежуточных координат модели *электропривода подачи* выполнялся для блока “Модель магнитной системы” в среде *ANSYS Maxwell*, а для остальных модулей – в среде *ANSYS Simplorer* в следующей последовательности: по сигналам  $\varphi_1$  и фазных токов  $I$  рассчитывалась матрица  $\mathbf{M}$ , в ячейках которой находились составляющие электромагнитного момента от каждой фазы. Блок  $T_r$  выполнял операцию суммирования всех элементов матрицы, в результате чего рассчитывался электромагнитный момент  $M$ . Матрицей  $\mathbf{B}$ , в которой выполнялось смещение пространственного результирующего тока относительно углового положения ротора  $\varphi_1$ , выполнялась настройка системы электропривода.

Дадим более подробное описание каждому из перечисленных блоков.

### 2.2.1. Модель электромеханического преобразователя

В ряде работ показано, что новые типы электромеханических преобразователей и традиционные электрические машины, работающие в режимах перегрузки, требуют представлять модель с учетом детального распределения магнитных полей вдоль всего магнитопровода электрической машины [35,65,120]. Так, в классических асинхронных двигателях, работающих в зоне критических и закритических скольжений линии магнитной индукции существенно искажаются по сравнению с номинальными режимами работы, поэтому расчеты электромагнитного момента в этой зоне, выполненные классическими методами с сосредоточенными параметрами, расходятся с теми результатами, которые дают модели электромеханических преобразователей, представленные в виде системы с распределенными параметрами. В нетрадиционных электромеханических преобразователях (реактивных машины, вентильно-индукторных электроприводах) учет характера распределения линий магнитной индукции является обязательным не только в зоне перегрузок, но и при номинальных нагрузках.

Для учета распределенного характера параметров электромеханического преобразователя магнитопровод электродвигателя разбивается на ряд участков. Для каждого участка записывается система дифференциальных уравнений электромагнитного поля на основании уравнений Максвелла. Расчет системы диффе-

ренциальных уравнений с распределенными параметрами можно выполнять методом конечных разностей, методом конечных элементов (МКЭ) в вариационной постановке и МКЭ в сочетании с методом Галеркина [129]. В [67] обращается внимание на сложности учета граничных условий в среде “Воздушный зазор – зубцы магнитопровода” методом конечных разностей. Поэтому, при выборе алгоритмов расчета будем ориентироваться на программные продукты, в которых реализован расчет систем уравнений МКЭ.

Существует множество программных продуктов, позволяющих пользователю производить расчет электромагнитной системы методом конечных элементов (*ANSYS, ELCUT, MATLAB, FEMLAB* и др.). Все программные продукты имеют готовые алгоритмы расчета, поэтому задача разработчика математической модели сводится к заданию геометрии электродвигателя, выбору и установке граничных условий, определению вида и количества конечных элементов. Задача значительно усложняется, если приходится рассчитывать переменные состояния (токи, напряжения, момент), которые являются не только функциями состояния электромеханического преобразователя, но и определяются системой управляющих воздействий. Наиболее подробно этапы расчета описаны в [117] и содержат: задание геометрической модели для плоскопараллельного или пространственного случаев; выбор свойств материалов; задания системы управляющих токов (напряжений); определяются граничные условия и параметры конечно-элементной сетки. Далее производится непосредственно расчет, результатом которого являются: картина полей для каждой точки модели и интегральные показатели (потока, электромагнитного момента, параметров электрической машины).

При выборе “программной среды” разработки математической модели учитывались:

– наличие программного модуля расчета электромагнитного момента методом тензора напряжений Максвелла [67]. Преимуществом описанной методики является то, что при повороте ротора нет необходимости перестраивать КЭ сетку всей модели, т.к. зазор вручную разделяется на три “слоя”, крайние из них прилегают к статору и ротору, а после поворота сетка генерируется заново только для среднего “слоя”.

– наличие программных узлов, позволяющих выполнять оптимизацию расчетов на этапе генерации конечно-элементной сетки. Критерием оптимизации расчетов электромагнитного момента является отклонение электромагнитного момента, вычисляемого в 2-D моделях методом тензора напряжения Максвелла относительно оси  $z$ :

$$M = \{z\} \cdot \frac{1}{\mu_0} \int_S \{r\} \times [(\dot{n} \cdot \{B\})\{B\} - \frac{1}{2}(\{B\} \cdot \{B\})\dot{n}] ds,$$

где  $\{B\}$  – магнитная индукция;

$\{z\}$  – единичный вектор вдоль оси  $z$ ;

$\{r\}$  – радиус-вектор в глобальной декартовой системе координат;

$\dot{n}$  – нормаль к поверхности.

Поскольку этот интеграл берется по исследуемой поверхности, в данном случае ротора, критичным здесь было точно разбить зазор. В нашем случае точность разбиения воздушного зазора выбрана в 10 раз больше точности разбиения ротора. На рис. 2.2 приведена конечно-элементная сетка расчета двухмерной модели.

Важным в применении данного метода является принятие нескольких **допущений**. Так, мы не учитываем изменение магнитных и электрических свойств материалов при нагреве машины во время работы. Обмотку принимаем идеально уложенной в паз с учетом коэффициента заполнения. При расчете задачи в плоскопараллельной постановке не учитываются краевые эффекты, поля рассеивания учитываются только в радиусе 0,5 м от внешней границы статора.

#### Сопоставление расчетных и экспериментальных данных

**Оценка адекватности модели** производилась в два этапа. **Сначала** сопоставлялись расчетные кривые, полученные на математической модели с данными, полученными на физическом образце электропривода с СРМНВ. Эти результаты сравнивались с полученными ранее в трудах Копылова И.П., Кононенко Е.В. [59,104]. При проектировании электрической машины одним из главных является ограничение индукции. Принято, что индукция в зубцах не должна превышать 1,9 Тл, в спинке 1,6 Тл, в зазоре 2,1 Тл и в роторе 1,4 Тл. Это эмпирические



данные, полученные Копыловым И.П. из условий нагрева машины. Расчет машины в номинальном режиме показал, что величина индукции лежит в допустимых пределах.

Так или иначе, все вопросы оптимизации параметров электрической ма-

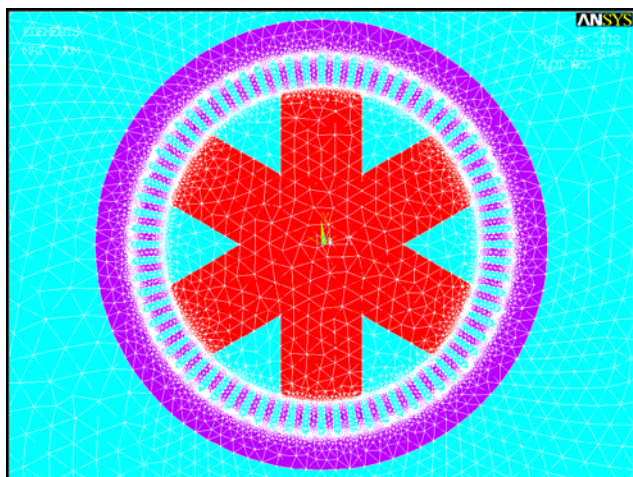


Рис. 2.2. Конечно-элементная сетка

шины сводятся к максимальному увеличению отношения  $L_d/L_q$ . В нашем случае это означает необходимость минимизации поперечной составляющей потока. Для того чтобы понять природу этой составляющей, рассмотрим магнитное поле машины как совокупность поля возбуждения и реакции якоря. Запитаем для начала только обмотку возбуждения, т.е. обмотку, расположенную в данный момент над межполюсным промежутком.

На рис. 2.3, а показана картина индукции в поперечном разрезе машины и её распределение вдоль зазора.

Без учета “просадок” над пазами индукция имеет прямоугольную форму. Теперь будем пропускать ток только по обмотке якоря, т.е. только в обмотке, расположенной над полюсом (рис 2.3, б).

В данном случае индукция  $B$  взята по модулю, однако, как видно из рисунка, над одной половиной полюса вектор  $B$  направлен к ротору, а над другой половиной – к зубцам статора. Относительно нуля данный график также симметричен. По сути, именно реакция якоря вносит поперечную составляющую потока.

При нормальном режиме работы индукция в зазоре суммируется, как это показано на рис. 2.4, что также было подтверждено при моделировании методом конечных элементов. Картина индукции в зазоре для рабочего режима приведена на рис. 2.3, в.

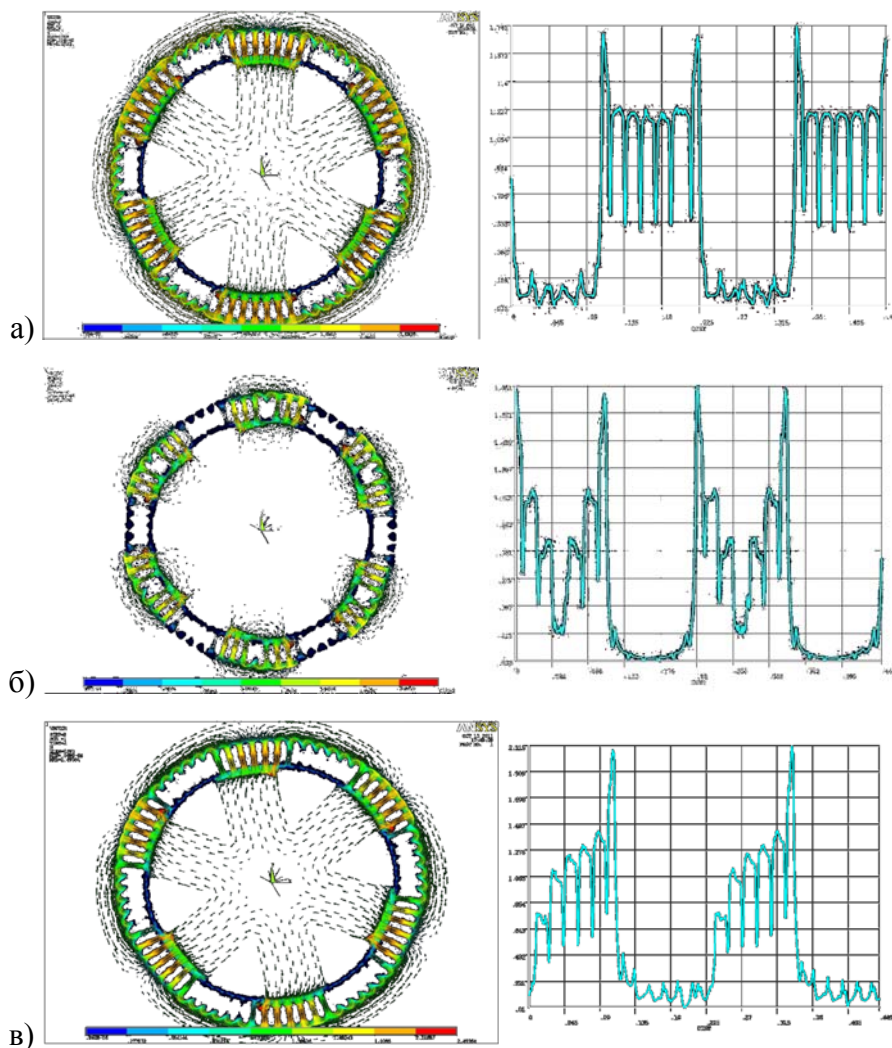


Рис. 2.3. Распределение индукции в машине и график индукции в зазоре для случаев: а) возбуждение б) якорь в) рабочий режим

Другим распространенным способом борьбы с поперечной составляющей потока является использование магнитонепроводящих вставок в роторе. Чаще всего такие вставки выполняются из алюминия. Суть данного метода проиллюстрирована на рис. 2.5. Поскольку магнитный поток не может проходить через материал с магнитной

проницаемостью  $\mu$ , близкой к 1, то наличие таких вставок вдоль продольной оси магнитного контура препятствует изменению его направления.

Актуальным в этом случае остается вопрос оптимизации числа, положения и ширины таких вставок, т.к. их избыток может привести к повышению индукции в роторе выше допустимых пределов, а недостаток необоснованно усложнит конструкцию ротора. На рис. 2.5 приведен оптимальный вариант их расположения.

**На втором этапе** оценка адекватности модели производилась посредством сравнения экспериментальных угловых и моментных характеристик электрических машин в диапазоне мощностей 2...150 кВт и аналогичных зависимостей, полученных на модели. Под угловой характеристикой мы понимаем зависимость

электромагнитного момента на валу двигателя от угла поворота ротора при постоянстве тока статора. Под моментной – зависимость среднего электромагнитного момента, создаваемого машиной от тока.

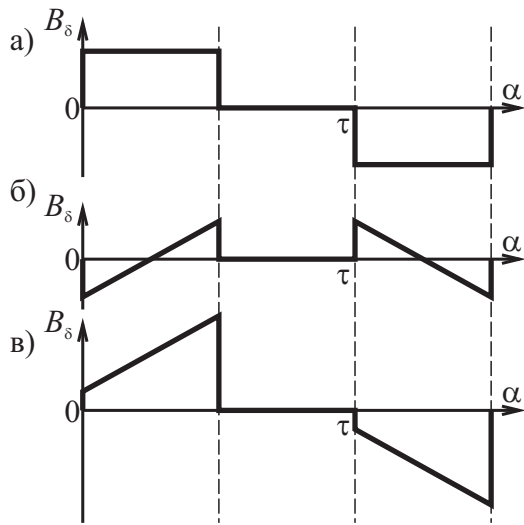


Рис. 2.4. График индукции в зазоре:  
а) возбуждение, б) реакция якоря,  
в) рабочий режим

На модели с распределенными параметрами были сняты угловые характеристики для нескольких машин серии 4А и для синхронной реактивной машины, выполненной на базе асинхронного двигателя 4А80В2У3. Выборочно для нескольких машин был произведен натурный эксперимент. Суть его заключалась в следующем. Статор и ротор асинхронных двигателей запитывались постоянным током, и при вращении вручную вала двигателя с помощью закрепленного на

нем рычага измерялось усилие на расстоянии  $l$  от вала посредством динамометра. Сходимость экспериментальных данных с данными, полученными в результате моделирования, составила 95%.

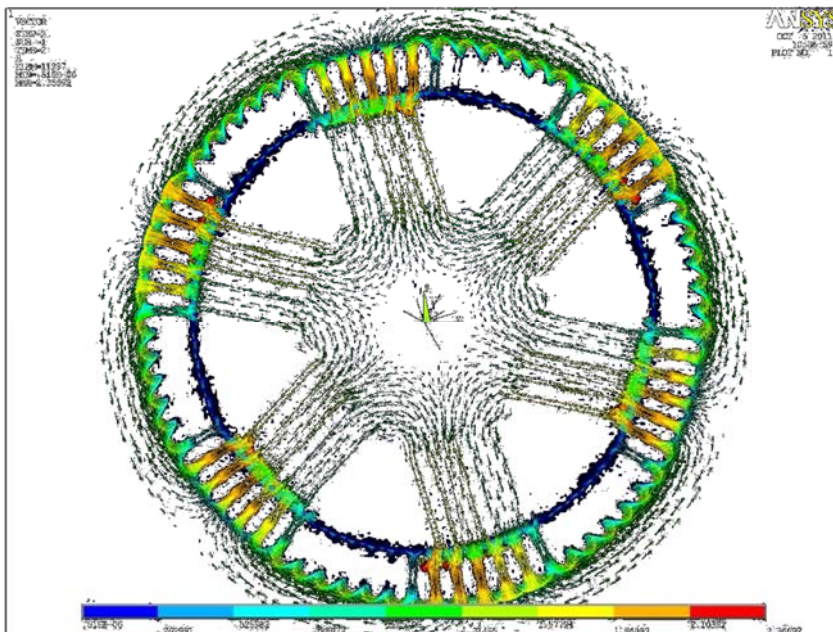


Рис. 2.5. Картина поля при использовании параллельных магнитонепроводящих вставок

Затем на физических макетах электроприводов регистрировались зависимости электромагнитного момента от тока для асинхронного двигателя и СРМНВ. При фиксированном положении ротора, соответствующем номинальному углу

нагрузки, варьировалось действующее значение постоянного тока, протекающего по обмоткам статора. При этом аналогично тому, как это производилось в

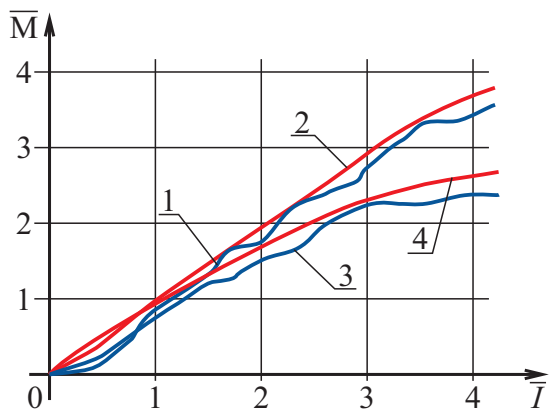


Рис. 2.6. Моментные характеристики СРМНВ: 1 – экспериментальная, 2 – расчетная; и АД: 3 – экспериментальная, 4 – расчетная

предыдущем эксперименте динамометром фиксировался электромагнитный момент. Как видно из рис. 2.6, расчетные и экспериментальные характеристики практически совпадают. Расхождение характеристик в районе нуля обусловлено тем, что модель не учитывает момент холостого хода, а при проведении эксперимента точно фиксировать небольшие усилия на валу двигателя не было возможности. В зоне перегрузок рас-

хождение обусловлено неучетом полей рассеивания в модели ЭМП.

На рис. 2.7 приведены угловые характеристики асинхронного двигателя при варьировании отношения диаметра ротора к диаметру статора при постоянстве внешних габаритов машины. Оптимальным получилось соотношение  $D_p/D_c = 0,7$  (рис. 2.7). Аналогичные рекомендации дает Копылов И.П. при проектировании асинхронного двигателя [104]. При большем значении данного соотношения индукция в спинке статора превышает допустимые пределы. Следует отметить, что и в случае традиционных машин принято бороться с насыщением спинки, в случае СРМНВ это обстоятельство получается положительным. По сравнению, например, с машинами постоянного тока, приходится создавать большой ток возбуждения, но напряжение при этом требуется меньшее вследствие меньшей мощности, т.к. обычная однослойная обмотка имеет меньшее сопротивление, чем обмотка возбуждения машины постоянного тока. Это, в свою очередь, ведет к уменьшению мощности преобразователя.

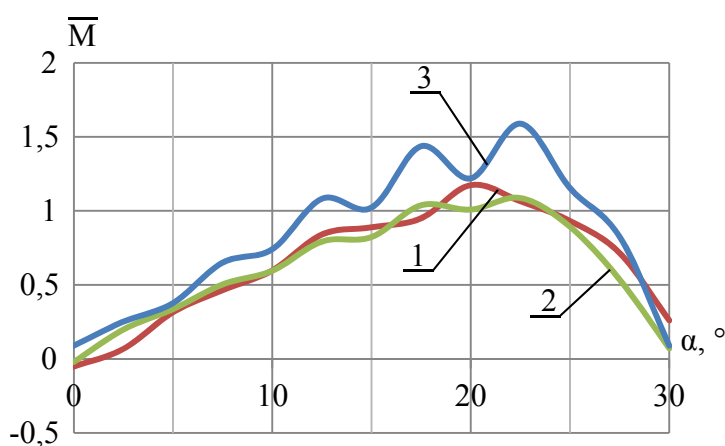


Рис. 2.7. Угловая моментная характеристика электропривода с СРМНВ при: 1 –  $D_p/D_c = 0,5$ , 2 –  $D_p/D_c = 0,6$ , 3 –  $D_p/D_c = 0,7$

Этого, в свою очередь, ведет к уменьшению мощности преобразователя.

Еще одним критерием адекватности математической модели может быть определение оптимальной составляющей ширины полюсного деления. На рис.2.3 приведена картина магнитного поля для случая отношения ширины межполюсного промежутка к полюсной дуге, равного 0,5. Если теперь будем делать полюс более широким, это приведет к тому, что поле, созданное якорной обмоткой, будет замыкаться в роторе точно так, как это происходит в спинке. В крайнем случае, когда ротор представляет собой сплошной круг, момент не создается вовсе, т.к. поля возбуждения и якоря уравниваются друг друга. Чрезмерное сужение полюса сделает неэффективным использование пазов якорной обмотки, расположенных у краев полюса. Оптимальным является соотношение полюсной дуги к полюсу, равное 0,4. На рис. 2.8 приведены результаты оптимизации в характерных точках. В работе Кононенко Е.В. аналитическим методом был получен аналогичный результат.

Другим аспектом при проектировании электрической машины является технологичность и прочность ротора. Предполагается, что ротор будет делаться шихтованным. С точки зрения прочности целесообразно выполнить “скругление” межполюсного промежутка, как это показано на рис.2.9.

В работах [188,212] утверждается, что оптимальной глубиной межполюсного промежутка является величина, равная 20 воздушным зазорам машины. Методом конечных элементов был проведен эксперимент варьирования высоты полюса от 80 до 1 воздушного зазора (рис.2.10).

Уменьшение глубины межполюсного промежутка ведет к увеличению

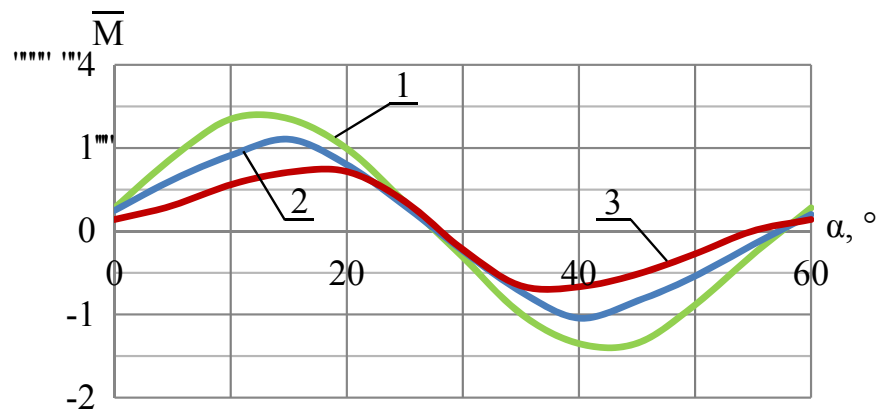
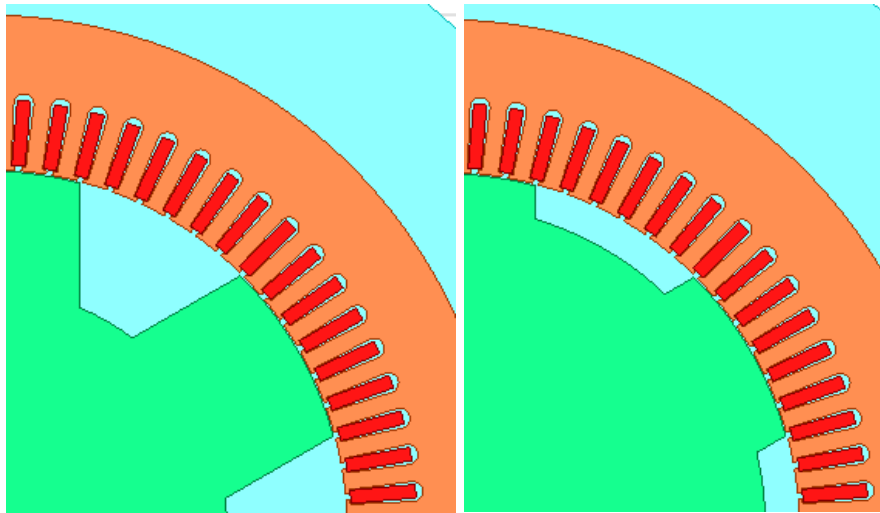


Рис. 2.8. Угловая моментная характеристика при:  
 1 –  $\beta/\tau = 0,4$ , 2 –  $\beta/\tau = 0,5$ , 3 –  $\beta/\tau = 0,6$

массы ротора и снижению электромагнитного момента за счет того, что обмотка якоря создает замкнутый через ротор поток. В предельном случае, когда ротор представляет собой цельный круг, момент



а) б)  
Рис. 2.9. Сечение ротора СРМНВ для роторов:  
высотой полюса  $b = 20$  (а);  
высотой полюса  $b = 5$  (б)

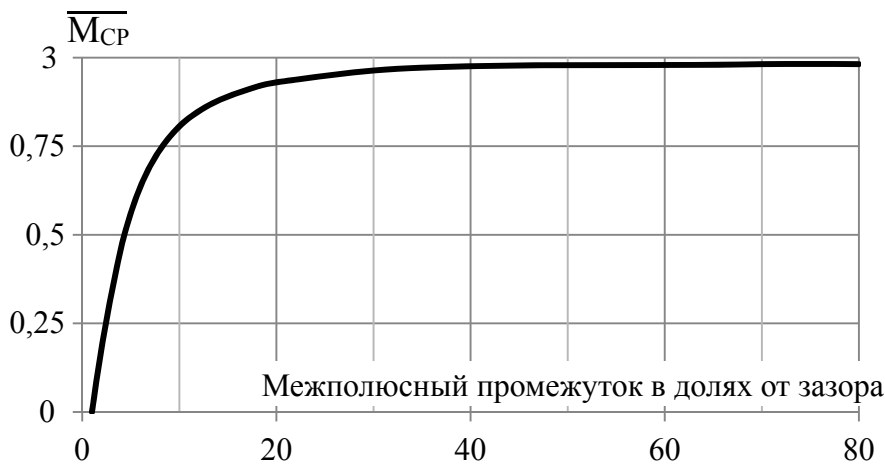


Рис. 2.10. Зависимость среднего значения момента СРМНВ от  
высоты полюса  $b$

не создается вообще. Оптимальным соотношением с точки зрения прочности ротора и величины электромагнитного момента, создаваемого двигателем, является величина, равная 20 воздушным зазорам.

Таким образом, результаты исследований на математической модели показали, что для установленных диапазонов мощностей и изменений параметров электро-механического преобразователя, характерных для трубопрокатных станов, совпадают с экспериментальными значениями и данными, представленными в технической литературе [59,104].

### 2.2.2. Модель полупроводникового преобразователя

Современные транзисторные преобразователи, как правило, работают в ШИМ-режиме с несущей частотой 1,5...16 кГц. Комплексный подход к проектированию электропривода с учетом совместной работы ЭМП и преобразователя частоты требует детального моделирования процессов, подробного исследования картины магнитного поля. При этом минимальный шаг расчета модели ПЧ-ЭМП,

содержащей около 800 тыс. конечных элементов, составляет 0,005 с. Такая модель требует значительных вычислительных ресурсов и является объемной даже для современных кластеров. По этой причине в модели преобразователь заменялся идеальным источником питания, при этом были определены границы возможности такой замены. Для модели полупроводникового преобразователя были приняты следующие допущения:

- полупроводниковый преобразователь описывается линейными непрерывными звеньями;
- падение напряжения на ключах отсутствует;
- время включения и отключения ключа равно нулю.

Моделирование объектов при дискретном управлении производилось в разных работах [49,63,36,48]. В большинстве исследований для этого использовался аппарат  $z$ -преобразования и его модификации. Однако усложнение математического описания объектов, невозможность применения традиционных методов анализа и синтеза таких систем зачастую приводят к тому, что при проектировании цифровых систем применяются упрощенные модели, основанные на принципах синтеза непрерывных объектов.

В диссертации Григорьева М.А. [25] проводилось сравнение свойств линейной и импульсной моделей полупроводникового преобразователя. В первом случае преобразователь аппроксимировался апериодическим звеном третьего порядка:

$$W_{\Pi} = \frac{1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}$$

Реализация импульсной модели производилась посредством последовательного включения на вход линейного звена импульсного элемента с частотой следования ШИМ. Свойства такой системы были приближены к свойствам реального преобразователя.

Было доказано, что граница возможности такой замены зависит не только от частоты коммутации импульсного элемента, но и от величины амплитудного максимума частотной характеристики линейного звена, который обусловлен порядком системы, превышающим 1.

Воспользовавшись приведенными в данной работе зависимостями, была дана количественная оценка возможности замены импульсного источника питания на непрерывный. В модели электропривода подачи такую замену правомерно производить только при работе на несущей частоте, не превышающей 2,5 кГц. Для серийных преобразователей режим работы на данной частоте является нормальным.

### 2.2.3. Модель электропривода механизма подачи

Модель электропривода подачи, структурная схема которого приведена на рис. 2.1, модуль 1, выполнена по принципу подчиненного регулирования. Структура представлена в виде двухмассовой, где первая “масса” учитывает инерцию вращающихся частей электродвигателя и редуктора, вторая “масса” учитывает инерционность рабочего органа и упругость винтовой передачи. Электромеханическая связь по моменту упругости  $M_y$  учитывает передаточное число редуктора. Статический момент содержит следующие составляющие: силу трения трубы и сопротивление движению за счет попадания трубы в валки клетки. В первом случае момент силы трения влияет при условии, что  $M_y > M_{тр}$ . Когда валки клетки находятся в крайнем положении, что вычисляется в модели главного привода, и определяется углом поворота валков  $\alpha_B$ , дополнительно появляется вторая составляющая момента сопротивления, обусловленная влиянием главного привода. Данная составляющая пропорциональна моменту главного привода и зависит от параметров клетки, которые учитываются коэффициентом  $k_3$  [60].

Конечно-элементная модель электрической машины, разработанная в программном продукте *ANSYS Maxwell*, интегрируется в модель системы управления, расчет обеих моделей происходит одновременно (рис. 2.11). Питание машины производится от шести независимых источников тока ИТ1...ИТ6, сигнал управления на которые приходит с узла формирования фазных токов УФФТ. Амплитуда этого сигнала зависит от выхода регулятора скорости РС, а частота переключения – от скорости вращения ротора, текущее положение которого фиксируется датчиком положения ДП. Кроме того, модель позволяет имитировать статическую нагрузку на валу и варьировать момент инерции ротора.



Синтез структуры управления в установившихся режимах сводится к оптимизации зоны коммутации тока посредством корректировки сигнала, поступающего с датчика положения. Дело в том, что для обеспечения наилучших энергетических показателей необходимо, чтобы машина работала в зоне максимума угловой характеристики. При увеличении скорости за счет инерционности источников тока этот максимум будет смещаться. Корректирующий угол подбирается таким образом, чтобы среднеквадратичный фазный ток за период был минимальным. Более подробно решение данной проблемы будет рассмотрено в главе 4. На рис. 2.12 представлена математическая модель электропривода с СРМНВ в системе *ANSYS Simplorer*.

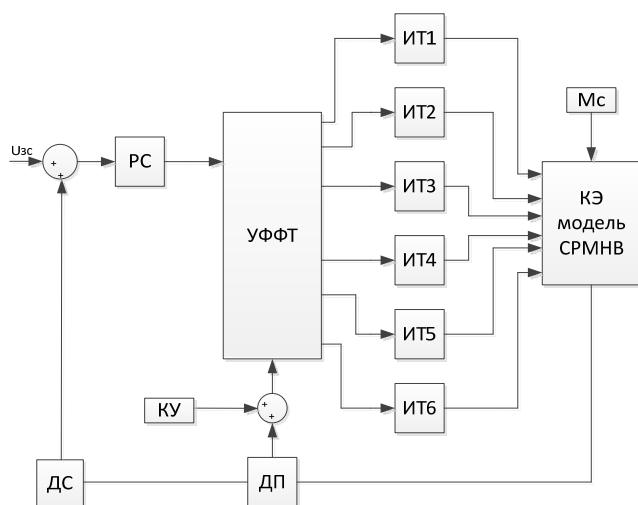


Рис. 2.11. Функциональная схема модели *ANSYS Simplorer*

Модель электрической машины реализована в блоке “Maxwell model”. Питание машины производится от шести независимых источников тока, которые представляют собой источники ЭДС  $E_1 \dots E_6$  с бесконечной полосой равномерного пропускания частот, охваченные обратной связью по току посред-

ством датчиков  $AM_1 \dots AM_6$ . Текущие координаты привода можно наблюдать посредством датчиков скорости “speed sensor” и положения “position sensor”, благодаря чему реализована обратная связь по скорости. Работа узла формирования фазных токов, выполненного на элементах  $TV_1 \dots TV_6$  и  $TA_1 \dots TA_6$ , осуществляется в функции текущего положения ротора. Угол поворота ротора, измеренный в радианах, переводится в градусы, а затем производится его преобразование таким образом, чтобы его формат был более удобен для работы, точнее, чтобы значение этого угла всегда находилось в диапазоне от 0 до 360 градусов. В функции этого сигнала происходит работа УФФТ. В результате задания на мгновенное значение тока в каждой фазе  $I_{sum1} \dots I_{sum6}$  подаются на вход источников питания.

На рис. 2.13 даны идеальные осциллограммы заданий токов, которые формируются на выходе узла формирования фазных токов. Уровнями “1” и “-1” показаны зоны работы в секторах возбуждения и якоря. Дополнительно на эти сигналы модулируются сигналы задания, поступающие с выхода регулятора скорости “RS” и “ABS” (на задание якоря и возбуждения соответственно). Кроме приведенной на рисунке формы сигнала в виде прямоугольника также были реализованы формы сигнала модуляции в виде синусоидальной и трапецеидальной формы. С целью обеспечения реверса модулируемый сигнал по каналу возбуждения всегда подавался по модулю.

Отладка системы и настройка параметров регуляторов позволили добиться результатов, показанных на рис. 2.14. В данном случае на скоростях вращения 1000 и 1500 об/мин производится наброс нагрузки от 0,5 до 4 Мн. Как видно из осциллограммы скорости, привод идеально отрабатывает такое возмущение, и просадок скорости не наблюдается.

#### 2.2.4. Модель главного электропривода прокатной клетки

На обобщенной модели в качестве нагрузки выступает как приведенный момент силы трения трубы, который подается при условии, что  $M_c > M_y$ , так и момент сопротивления, обусловленный попаданием трубы в валки прокатной клетки. Последнее условие реализовано посредством математического описания главного электропривода, который также выполнен по подчиненному принципу на базе машины постоянного тока. Тиристорный преобразователь главного привода представлен апериодическим звеном первого порядка. Аналогичная замена выполнена для якорной цепи. Зная скорость главного привода, вычисляются линейная скорость клетки и угол поворота калибров в текущий момент по формулам:

$$v_{\text{клет}} = \omega \cdot r \cdot (\sin \alpha + k_1 \sin 2\alpha),$$

$$\alpha_{\text{валков}} = 1 + \cos \alpha + k_2(1 + \cos 2\alpha).$$

Зная данные координаты главного электропривода, можно на каждом шаге расчета получить момент сопротивления его движению и уточнить суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции за счет переменной составляющей, равной  $J_{\text{п}} = \frac{mv^2}{2}$ .

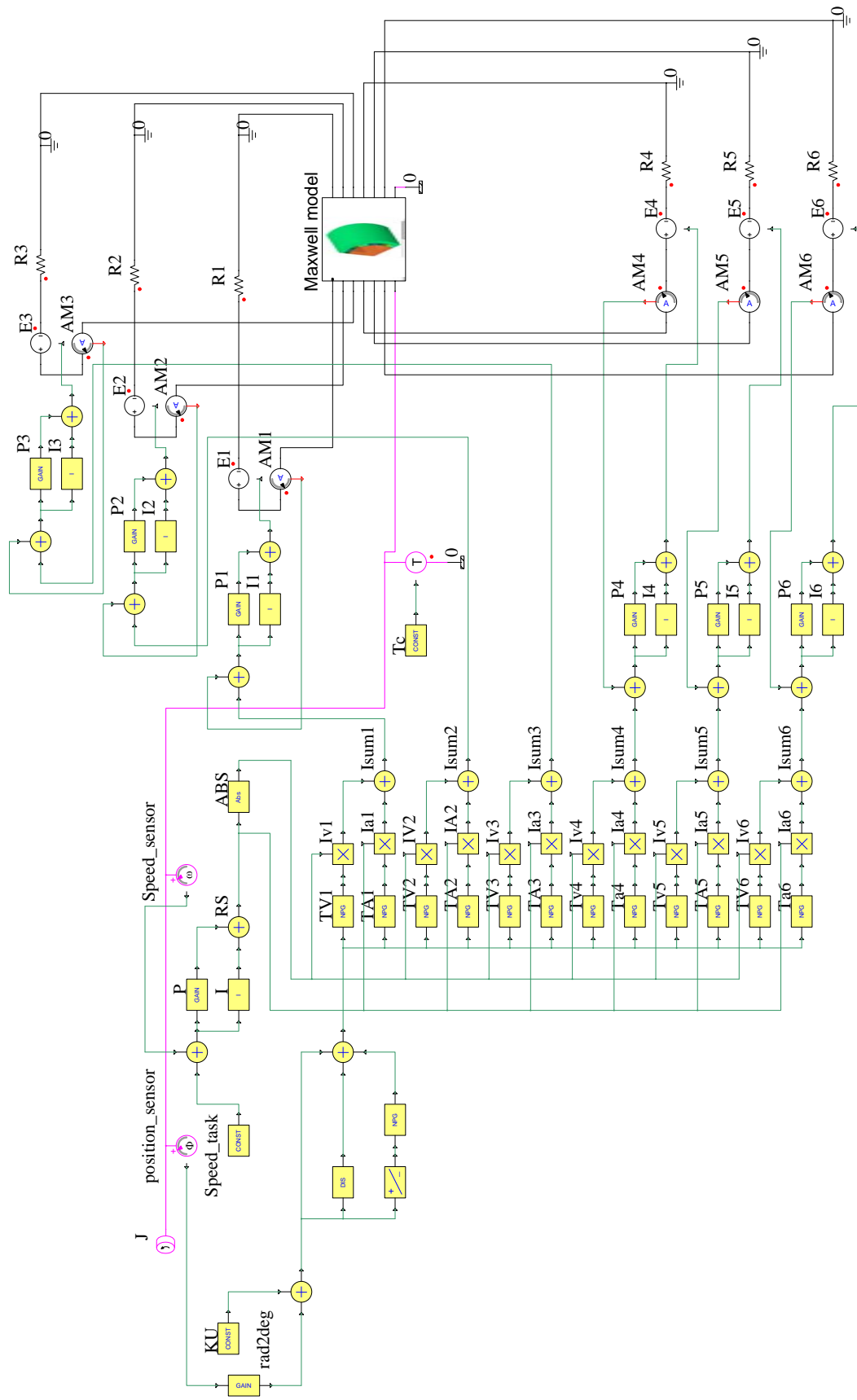


Рис. 2.12. Математическая модель СРМНВ в ANSYS Simpler

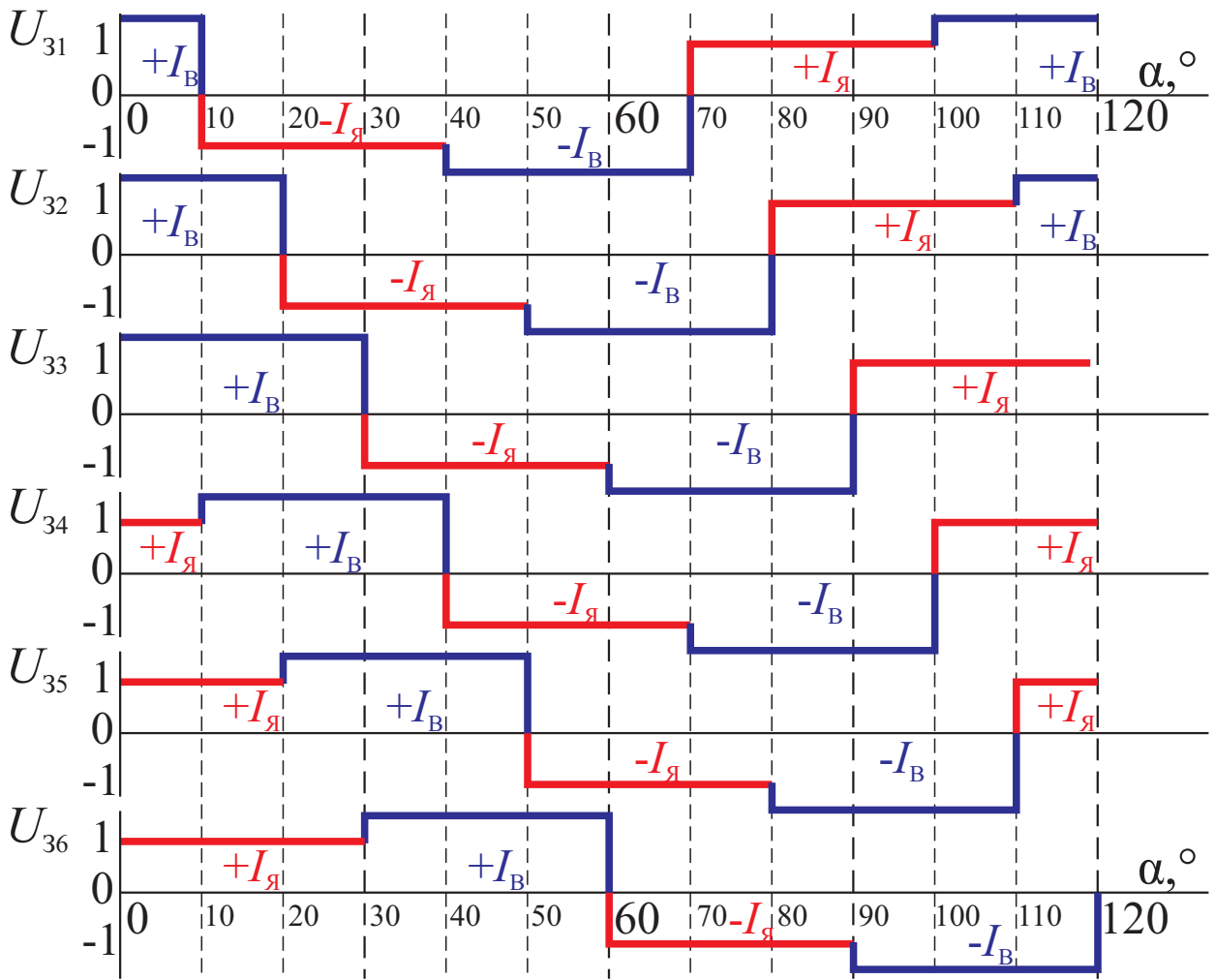


Рис. 2.13. Принцип работы узла формирования фазных токов

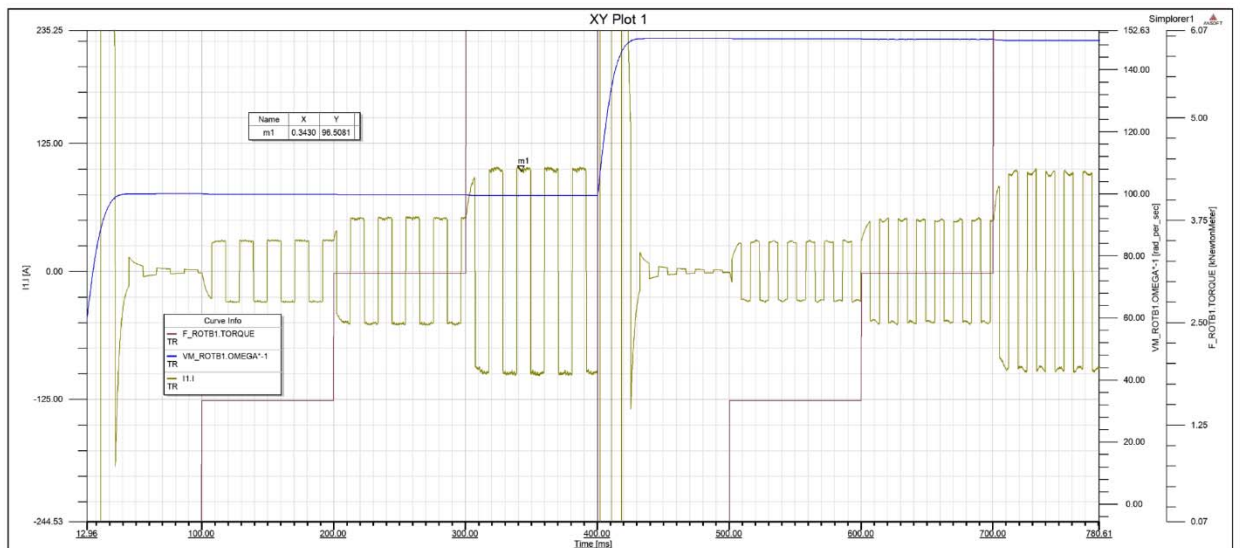


Рис. 2.14. Нагрузочные диаграммы работы СРМНВ:

### 2.3. Оценка адекватности разработанной математической модели

Оценка *адекватности* математической модели выполнялась сопоставлением расчетных и экспериментальных данных статистическими методами, и проводилась она для участка торможения электропривода подачи, так как именно на нём происходит взаимодействие главного электропривода и привода подачи. Действующий электропривод подачи стана ХПТ реализован на базе традиционной синхронной машины с возбужденным ротором. Поэтому для корректного сопоставления в разработанной модели блок ЭМП, описывающий СРМНВ, был заменен на блок трехфазного синхронного двигателя с обмоткой возбуждения на роторе. Оценка проводилась в два этапа.

Сначала на основании выборки из 10 экспериментальных осциллограмм активной составляющей тока электропривода подачи, полученных на действующем объекте, была построена регрессионная зависимость, описывающая переходный процесс тока на участке торможения:

$$\bar{I} = -469,18 \cdot t^3 + 864,58 \cdot t^2 - 382,1 \cdot t + 47,95.$$

Затем результаты математического моделирования сопоставлялись с экспериментальными данными, полученными на регрессионной зависимости. Результаты приведены в табл. 2.1, где  $I_{\text{расч}}$  – расчетное значение тока, полученное в ходе моделирования;  $I_{\text{эксп}}$  – экспериментальное значение тока, полученное, исходя из регрессионной зависимости;  $\Delta I, \Delta I^2$  – соответственно разность и квадрат разности между экспериментальными и расчетными величинами тока электропривода;  $t$  – квантиль Стьюдента;  $s_{\Delta I}$  – стандартное отклонение расчетных значений;  $\mu_{\Delta I}$  – математическое ожидание значений  $\Delta I$ . При сопоставлении расчетных и экспериментальных данных коэффициент Стьюдента  $t = 0,46$  не выходит за пределы критического значения ( $t_{\text{крит}} = 1,813$ ), на основании чего можно сделать вывод об адекватности предложенной математической модели.

Сопоставление расчетных и экспериментальных данных

$t, c$	$I_{расч}$	$I_{эксп}$	$\Delta I$	$\Delta I^2$
0,2	2,2	2,2	0,0	0,0
0,22	1,0	0,99	-0,01	0,0001
0,23	0,1	0,28	0,18	0,0324
...	...	...	...	...
0,35	0,0	0,01	0,01	0,0001
$s_d = \sqrt{\frac{\sum \Delta I^2 - \frac{(\sum \Delta I)^2}{N}}{N - 1}}$	0,29			
$t = \frac{\bar{\Delta I} - \mu_{\Delta I}}{\frac{s_{\Delta I}}{\sqrt{N}}}$	0,46			
$t_{крит}$	1,813			

#### 2.4. Учет влияния главного электропривода на работу привода подачи

Для учета влияния конечного быстродействия главного электропривода на нагрев электропривода подачи по разработанной математической модели оценивалась зависимость среднеквадратичного электромагнитного момента  $\overline{M_{ср.кв.}}$  привода подачи от времени начала приложения усилия  $t_{Mc}$  и частоты среза контура скорости  $\omega_c$  электропривода прокатной клетки (см. рис. 3.6). При этом базовое значение частоты среза принималось равным 100 рад/с. Диапазон изменения  $t_{Mc}$  выбран на основе статистической обработки и может изменяться от 1 до 1,5 с при общей продолжительности цикла 2 с. Как видно из рис. 3, среднеквадратичный момент возрастает по мере уменьшения частоты среза контура скорости главного привода на 10...20 %. Обусловлено это увеличением времени переходного процесса наброса нагрузки и изменением его характера с монотонного на апериодический, а в некоторых случаях и колебательный, вызывающий дополнительные вибрации. Плоскостью 2 (рис. 2.15) показана зона допустимого изменения частоты среза контура регулирования скорости, в которой перегрев находится в допустимых пределах.

Задача уточнения нагрева электропривода особенно актуальна при выборе нового электропривода, так как приближенные методики расчета электропривода по мощности требуют выбирать двигатель с запасом. Электропривод, работающий в пуско-тормозных режимах и выбранный с запасом по мощности, может иметь не самый лучший показатель  $M/J$ , где  $M$  – номинальный момент двигателя, а  $J$  – момент инерции ротора.

Разработанная математическая модель электропривода позволила уточнить расчетную методику выбора электропривода по нагреву. Конечное быстрое действие контура регулирования скорости в главном электроприводе прокатной клетки приводит к изменению графика момента сопротивления  $M_C$ , при этом изменяется форма кривой осциллограммы электромагнитного момента, а следовательно, и нагрев двигателя. Изменение графика момента сопротивления обусловлено тем, что при позиционировании трубы приводом подачи на участке торможения в момент времени  $t_{Mc}$  включается главный привод. В момент начала прокатки главный привод создает дополнительный тормозной момент для электропривода подачи. При ограниченной полосе равномерного пропускания частот

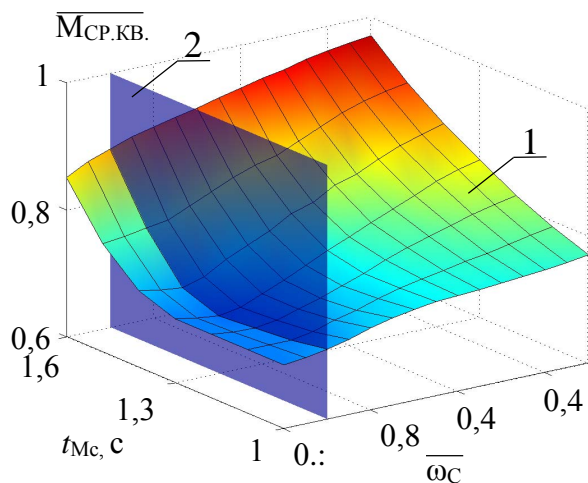


Рис. 2.15. Зависимость  $\overline{M}_{Cp.kv}$  электропривода подачи от  $\overline{\omega}_c$  контура регулирования скорости электропривода прокатной клетки и от времени начала приложения нагрузки  $t_{Mc}$

контура регулирования скорости главного электропривода момент сопротивления  $M_C$  на валу электропривода подачи изменяет свою форму со ступенчатой на криволинейную.

## 2.5. Уточнение формы фазного тока ЭМП

Возможности современной полупроводниковой техники и микропроцессорных средств автоматизации требуют при разработке электропривода учитывать особенности совместной работы

полупроводникового преобразователя и двигателя. Так, в работах [24,29] показано, что отказ от трехфазности и синусоидальной формы тока позволяет улуч-

шить удельные массогабаритные показатели электромеханической части электропривода. Разработанная математическая модель электропривода, содержащая узел ЭМП (рис. 2.1) позволила уточнить форму фазного тока двигателя, при которой достигается максимальное отношение  $M/J$ , что актуально для электроприводов, работающих в пуско-тормозных режимах.

Наилучшие энергетические показатели удалось получить в шестифазном электроприводе с трапецеидальной формой фазного тока. Другими словами, в этом случае при постоянстве момента статической нагрузки привод потребляет наименьший ток из сети. На рис. 2.16 представлен сравнительный анализ различных форм фазного тока и различного числа фаз питания машины.

Переход к прямоугольной форме тока улучшает энергетические показатели электропривода, однако при этом появляются коммутационные пульсации момента, вызванные мгновенным переключением обмоток, и как следствие, переходом работы электропривода с одной угловой характеристики на другую (рис. 2.17). Соответственно, чем меньше число фаз, тем дальше ротор отклоняется от оптимальной точки угловой характеристики.

В этой связи оптимальным, с нашей точки зрения, является число фаз, равное 6. При увеличении числа фаз схема значительно усложняется, и как след-

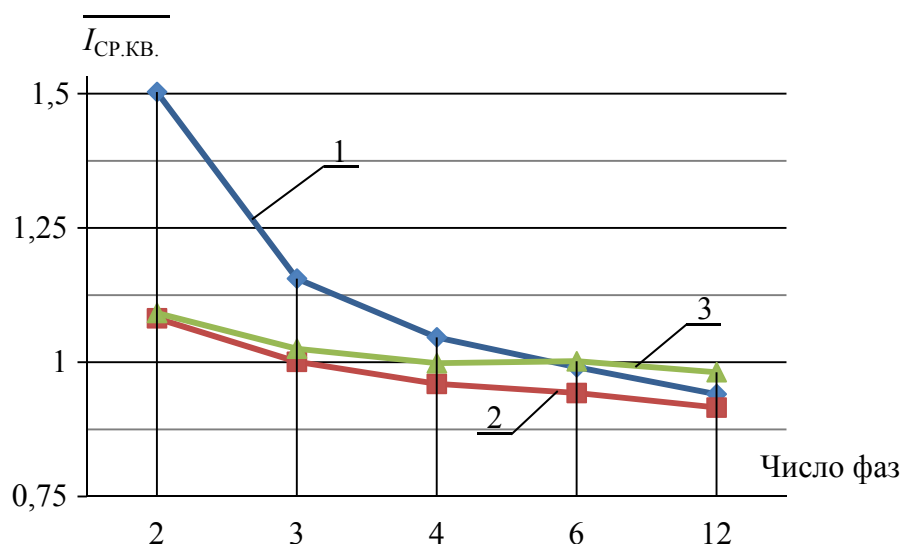


Рис. 2.16. Сравнительный анализ форм фазного тока машины: при прямоугольной (1), при трапецеидальной (2) и при синусоидальной (3) формах тока

ствие, удорожается. При меньшем же числе фаз заметно увеличиваются коммутационные пульсации момента, что сильно сказывается на нагреве машины.

В идеальном случае, когда число фаз привода



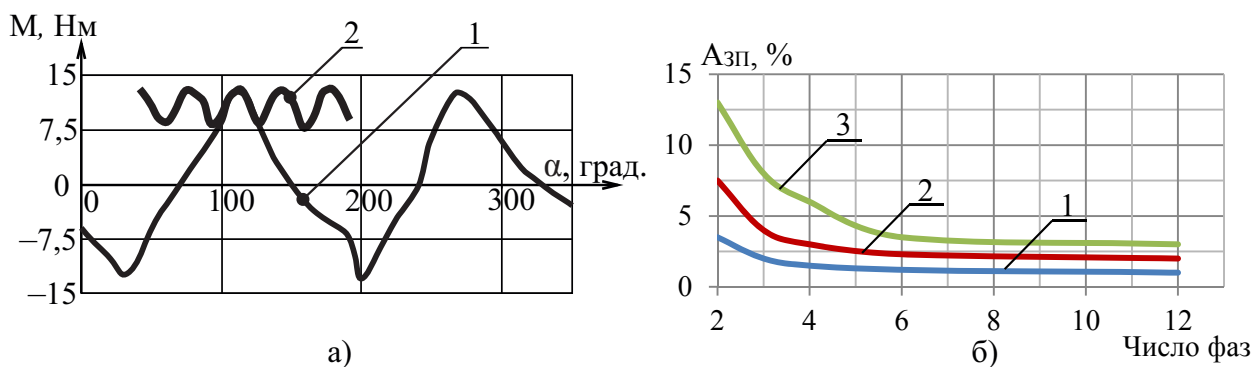


Рис. 2.17. Угловая характеристика СРМНВ (а): 1 – электромагнитный момент, создаваемый одной фазой, 2 – результирующий момент; зависимость амплитуды коммутационных пульсаций  $A_{зп}$  от числа фаз (б):

равно бесконечности, оптимальной формой тока является прямоугольник. Однако в реальном случае ток не может мгновенно изменить направление, т.к. это станет причиной перенапряжений. Особенно заметно это проявится на большей частоте коммутации. В этом случае актуальным становится переход к трапециевидальной форме фазного тока.

В шестифазном электроприводе с СРМНВ такой переход дает эффект порядка 10%.

Таким образом, полученные данные позволили сделать вывод о том, что оптимизация формы тока дает тот же эффект, что и усложнение конструкции ротора (табл. 2.2).

Таблица 2.2.

Энергетические показатели СРМНВ

Питание машины	$M/I$	
	Явнополюсный ротор	Ротор со вставками
3 фазы, синус	100%	110%
6 фаз, трапеция	110%	112%

## 2.6. Выводы по главе 2

1. На основании анализа режимов работы электропривода подачи и обзора существующих математических моделей сформулированы основные допущения и требования к разрабатываемой математической модели: многомассовая система была аппроксимирована двухмассовой; принято, что усилие при прокатке передается трубе “жестко”; при расчете электромагнитного момента влиянием

индукционных токов пренебрегалось. Отдельно обосновано, что в диапазоне частот тестового сигнала от нуля до половины несущей частоты ШИМ преобразователь частоты может быть аппроксимирован линейной передаточной функцией, при этом установлена зависимость границы допустимости такой замены от частоты и амплитуды резонансного максимума “линейной части” системы.

2. Разработана математическая модель электропривода подачи стана ХПТ, в которой механическая часть представлена как двухмассовая, преобразователь частоты аппроксимирован непрерывным динамическим звеном, электродвигатель – системой с распределенными параметрами, отличающаяся тем, что в расчетной модели выполнен учет влияния работы главного привода клетки на механизм подачи. Этот учет выполнен на структурной схеме подачей сигнала переменной электромагнитного момента главного электропривода на вход сумматора момента сопротивления привода подачи. При этом автоматически учитывается влияние привода подачи на главный электропривод прокатной клетки.

Адекватность математической модели проверялась путем сопоставления расчетных и экспериментальных данных статистическими методами и проводилась для участка торможения электропривода подачи. Результаты сопоставления показали, что коэффициент Стьюдента  $t = 0,46$  и не превышал  $t_{\text{крит}} = 1,813$ ;

3. Полученная модель электропривода позволила учесть влияние работы главного привода клетки на механизм подачи. При этом была скорректирована традиционная расчетная методика выбора электропривода по нагреву, и сформулирован алгоритм уточнения траектории движения электропривода подачи.

Так, показано, что снижение быстродействия контура регулирования скорости главного привода прокатной клетки приводит к повышению нагрева электропривода подачи, при этом среднеквадратичный момент электропривода подачи возрастает на 10...20% при уменьшении частоты среза контура регулирования скорости главного привода от 100 до 20 рад/с. Объяснено это увеличением времени переходного процесса наброса нагрузки и изменением его характера с монотонного на апериодический, а в некоторых случаях и колебательный.

### ГЛАВА 3. СИНТЕЗ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Возможности системного подхода при разработке позиционного электропривода, заключающиеся в совместном учете при проектировании механической части и системы управления, показаны в работах Терехова В.М., Усынина Ю.С. [135,142]. Дополнительные потребительские качества могут быть получены, если учесть возможности, которые дают новые типы электромеханических преобразователей, например СРМНВ: большую механическую жесткость вала в осевом направлении, широкую полосу равномерного пропускания частот в контуре регулирования момента, большие перегрузки по моменту, линейную зависимость между моментом и током в зоне перегрузки. Так, если при проектировании электропривода обеспечить определенное соотношение между частотами среза контуров регулирования электромагнитного момента **I** и “неизменяемой” части **II** (рис. 2.13, модуль 1), то в некоторых случаях можно обеспечить заданные показатели качества регулирования в более простой и наиболее распространенной схеме подчиненного регулирования, отказавшись от системы с модальным управлением, требующей при настройке большего количества исходных данных.

Как было отмечено в первой главе, основным требованием, предъявляемыми к электроприводу подачи являются точность. Ранее для данного объекта эти задачи решались в работах Вейнгера А.М. [18], Боровика А.А. [8], Остроухова В.В. [82], и частично вопросы увеличения быстродействия с целью показать возможности новых типов электромеханических преобразователей рассматривались в докторской диссертации Григорьева М.А.[25]. Изначально задача повышения точности позиционирования решалась с помощью модернизации механической части. Впервые Вейнгер А.М. показал условия и возможности применения регулируемого электропривода переменного тока. Электропривод был выполнен на базе аналоговой системы управления с совместным управлением вентильными группами. Такое решение позволило добиться точности позиционирования заготовки в пределах 10 мм. Боровик А.А. предложил бесступенчатое регулирование величины подачи. В работе был произведен синтез регуляторов координат, позволяющий обеспечить желаемые показатели качества подачи (статическая

ошибка не превышала 5% при подаче до 10 мм). Наконец, в работе Остроухова В.В. была предложена идея модернизации электропривода с использованием современной микропроцессорной системы управления. Такое решение в незначительной степени снизило быстродействие системы, однако позволило увеличить надежность. В данной работе ставится задача выбора силового оборудования, и синтеза системы управления, с целью увеличения точности позиционирования.

### **3.1. Общая методика выбора силового оборудования и законов управления электропривода подачи**

На рис. 3.1 представлена общая структура методики синтеза электропривода. Так как полупроводниковый преобразователь аппроксимируется линейной передаточной функцией, а СРМНВ имеет линейную моментную характеристику даже в зоне перегрузок, то вполне оправдано при синтезе системы использование частотных методов. Первый этап, на котором определялась оптимальная форма кривой переходного процесса скорости, может рассматриваться как исходное задание для всех последующих. На втором этапе допустимая величина перерегулирования ограничивалась параметрическими средствами (выбором оптимального передаточного числа редуктора  $j$  и параметров двигателя – отношения активных частей диаметра ротора  $D_p$  к его длине  $l$ ), и тем самым облегчались условия настройки на последующих этапах. На третьем этапе выполнялась оценка составляющей величины перерегулирования, которая связана с дискретным режимом работы электрической машины в зоне низких частот вращения. Ошибка регулирования ограничивалась на этом этапе выбором параметров электромеханического преобразователя. Четвертый этап был разделен на промежуточные. Сначала обеспечивалось максимальное быстродействие контура регулирования момента (КРМ) выбором структуры регулирования  $\Pi$  и параметров корректирующих связей  $W_{\text{РКМ}}(p)$  (рис. 3.1), что значительно облегчало условия настройки системы управления СУ в подчиненной структуре управления и являлось необходимым условием высокого качества регулирования выходной координаты в модальных системах. Далее сопостав-

лялись значения перерегулирования  $\sigma$  в схемах с подчиненным регулированием и модального управления. Очевидно, что если частота среза контура “неизменяемой части”  $\Pi$  будет стремиться к бесконечности, а частота среза КРМ  $\Gamma$  (рис. 2.1) уменьшаться до минимального значения, то показатели регулирования, достигаемые в структурах с подчиненным регулированием и модальным управлением, становятся близкими.

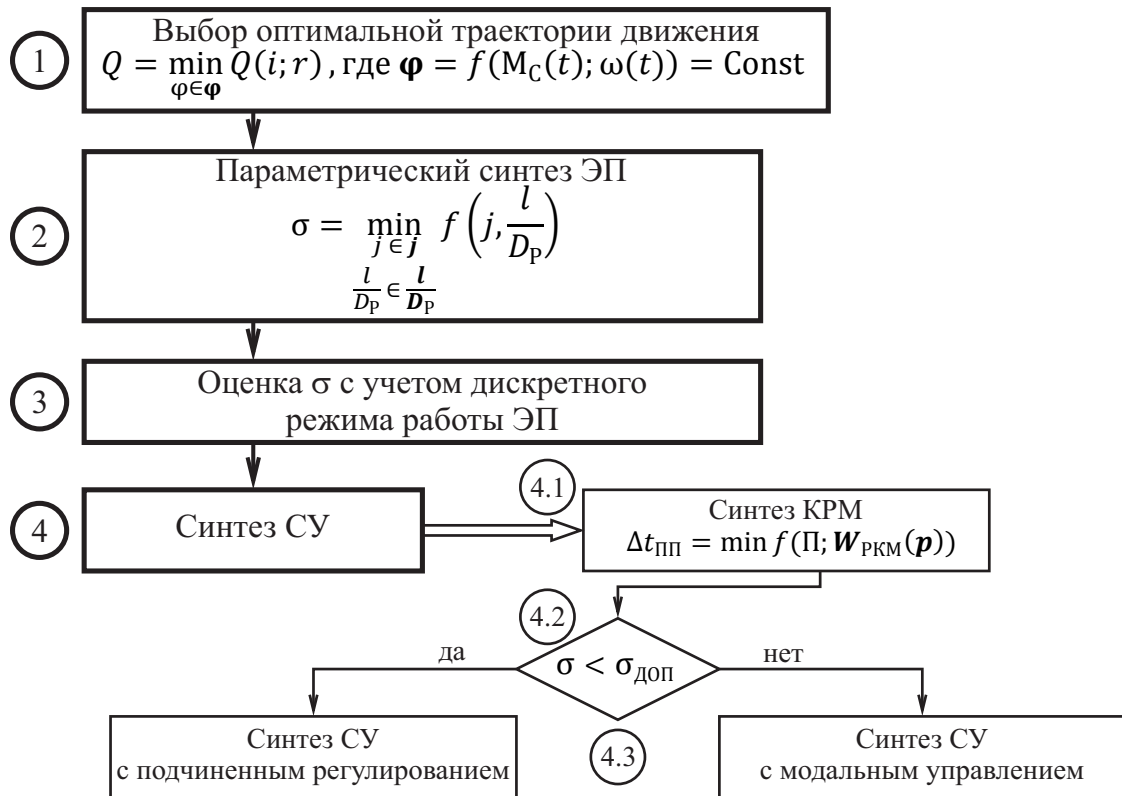


Рис. 3.1. Методика выбора силового оборудования и структуры системы

## 3.2. Оптимальная траектория движения электропривода подачи

### Постановка задачи оптимизации

При проектировании электропривода одной из главных целей в большинстве случаев является повышение производительности механизма. Однако, ограничения, обусловленные возможностями силового, механического и электромеханического оборудования, например, по току, максимальной скорости, нагреву, делают актуальной задачу оптимального управления электроприводом.

Поэтому на первом этапе решалась задача поиска оптимальной кривой скорости рабочего органа  $\omega(t)$ . Критерием расчета принимался минимум электрических потерь в электроприводе

$$Q = \min_{\varphi \in \Phi} Q(i; r),$$

где  $Q = \int_0^{t_{\text{ц}}} I^2 \cdot r dt$  – активные потери в обмотке. При расчете постоянным принималось значение суммарного угла поворота рабочего органа  $\varphi = f(M_c(t); \omega(t)) = \text{Const}$ . Предполагалось, что переменные электрические потери зависели только от тока и активного сопротивления обмотки, которое не изменяется при нагреве машины.

В [98] методом вариационного исчисления доказывается, что для случая, когда единственным ограничением при проектировании электропривода является ограничение по нагреву, оптимальными являются параболическая диаграмма скорости и линейная диаграмма тока. Однако, при учете ограничения по току вид оптимальных диаграмм меняется. В случае, когда

$$I_m \geq \sqrt{\frac{Q}{T}},$$

где  $I_m$  – максимальное значение тока,  $T$  – время цикла, длина линейного участка оптимальной диаграммы обращается в ноль. Оптимальной становится прямоугольная форма, при которой ток меняется от  $+I_m$  до  $-I_m$ . Диаграмма скорости приобретает «треугольный» характер с изломом в момент времени  $t_{\text{п}}$  (рис 3.2).

В этом случае время пуска и торможения равны соответственно:

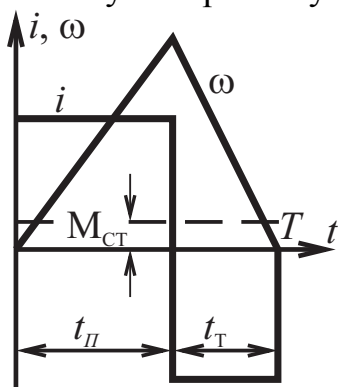


Рис. 3.2. Оптимальные нагрузочные диаграммы тока и скорости при учете ограничений по нагреву и току

$$t_{\text{п}} = \frac{T}{2} + \frac{M_c \cdot T}{2 \cdot I_m};$$

$$t_{\text{T}} = \frac{T}{2} - \frac{M_c \cdot T}{2 \cdot I_m}.$$

Для диаграммы, учитывающей локальное ограничение по току:

$$Q = I_m^2 \cdot t,$$

$$h = \frac{1}{4T^2} \sqrt{\frac{Q}{T} - M_c^2} = \frac{1}{4T^2} \sqrt{I_m^2 - M_c^2},$$

где  $Q$  – суммарные потери,  $h$  – перемещение исполнительного механизма.

Таким образом форма нагрузочных диаграмм была определена однозначно. Однако, величину участков пуска и торможения следовало уточнить с учетом

непостоянного характера момента статической нагрузки, обусловленного влиянием главного привода.

Данная задача в вариационном исчислении относится к классу изопериметрических. Расчет оптимальной формы кривой скорости выполнялся методом наискорейшего спуска, который представляет собой усовершенствованный градиентный метод. Отличительной особенностью его является отсутствие необходимости частого вычисления производной от исследуемой функции за счет применения переменного шага  $H$  поиска экстремума по направлению. Классический градиентный метод требует вычисления градиента с постоянным шагом. Таким образом применение метода наискорейшего спуска вдали от оптимума дает значительный эффект, поиск оптимума производится гораздо быстрее. В окрестностях точки экстремума время его поиска обоими методами практически совпадает.

Алгоритм поиска минимума функции потерь  $Q$  при фиксированной форме нагрузочных диаграмм состоял из следующих этапов.

В начальной точке определялся градиент

$$\bar{S}_0 = \nabla Q = \frac{\partial Q}{\partial t_{\Pi}},$$

где  $Q = f(t_{\Pi})$ . Далее вычислялись координаты следующей точки:

$$t_{\Pi 1} = t_{\Pi 0} + H \cdot \bar{S}_0.$$

В данном случае величина шага  $H$  была переменной и при каждом цикле расчета уточнялась из условия

$$F_{k(H_k)} = \min_{H>0} F_{k(H)}, \text{ где } F_{k(H)} = f \left[ t_{\Pi}^{(k)} - H f' \left( t_{\Pi}^{(k)} \right) \right].$$

Осциллограмму скорости позиционирования заготовки во временной области можно условно разделить на несколько участков (рис. 1.2):

1 – выборка зазора. Данный участок обусловлен наличием люфтов в механической системе и реализован в модели на основании экспериментальных данных;

2 – преодоление момента статической нагрузки. На данном участке момент сил упругости меньше  $M_c$ , обусловленного трением трубы;

3 – разгон трубы при возрастании скорости двигателя;

4 – торможение ведущей массы при продолжающемся разгоне трубы.

5 – торможение ведомой массы при торможении двигателя.

Особым режимом работы привода подачи является срыв трубы с оправки. В этом случае на 4 и 5 этапах происходит отрыв каретки с трубой от оправки, после чего труба сначала движется равнозамедленно под действием силы трения, а затем резко останавливается за счет попадания в валки. При этом график переходного процесса в точности соответствует рис 1.4.

Ранее решалась задача поиска оптимальной кривой переходного процесса для общего случая позиционного электропривода металлургического механизма [25]. Отличительной особенностью приведенного подхода является то, что задача оптимизации траектории движения решалась не только формализованными математическими процедурами поиска экстремума, но и учитывала возможность качественных изменений свойств описываемого объекта за счет применения тех или иных электротехнических решений.

Существующие схемы замещения двигателя (например, T- и Г-образная) удовлетворяют требованиям приближенного исследования. Однако, данные модели не учитывают нелинейность кривой намагничивания электротехнической стали, реального распределения полей и, вследствие этого, для исследования работы двигателя в режимах перегрузки, которые, как показал анализ, являются актуальными для привода подачи, нуждаются в уточнении.

Рассмотрим возможные пути уменьшения времени подачи на каждом из участков, описанных выше. На участках 1 и 2 увеличение быстродействия возможно за счет увеличения показателей  $\frac{M}{J_{\text{экв}}}$  и  $\frac{M}{I}$ . Увеличение максимума скорости возможно в пределах, допустимых механической прочностью узлов, за счет изменения передаточного числа редуктора.

Наконец, на 4 и 5 участках на первый план выходит задача увеличения точности позиционирования. Данное требование ограничивает диапазон изменения передаточного числа редуктора, что заставляет нас вновь возвращаться к 1 и 2 этапам и пересматривать оптимум данного соотношения с учетом полученных ограничений. Также здесь важно учесть зону нечувствительности из-за наличия зубцовых пульсаций момента на малых скоростях.



### Оптимальная кривая по критерию минимума потерь

Описанная методика позволила автору произвести синтез системы с максимальным быстродействием. Однако при этом не учитывался график изменения нагрузки на валу двигателя. Между тем в [60] показано, что оптимальным соотношением времени разгона к времени торможения является 2:1. Оптимизируется данное соотношение по критерию минимума потребляемого из сети тока при максимальном перемещении. В [145] доказывается, что оптимальной кривой скорости позиционного электропривода является равнобедренный треугольник или трапеция, т.е. оптимальным является соотношение времени разгона к времени торможения 1:1.

Однако критерием оптимизации является не само перемещение, а отношение среднеквадратичного момента двигателя за время позиционирования к перемещению трубы  $M_{\text{ср.кв.}}/s$ , где

$$M_{\text{ср.кв.}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{п.п.}}} \int_0^{T_{\text{п.п.}}} (M(t))^2 dt.}$$

В ходе исследования выяснилось, что весовой коэффициент среднеквадратичного момента на много больше, чем весовой коэффициент перемещения. Другими словами, минимальное значение  $M_{\text{ср.кв.}}/s$  будет при равном соотношении времени нарастания скорости и торможения.

В силу отсутствия обоснования данного явления в [60], выскажем ряд гипотез, объясняющих это утверждение. Предположим, что на положение оптимума влияет наличие люфта. Тогда при том же графике скорости двигателя, что и в случае идеальной системы, труба переместится на меньшее расстояние. Будем сдвигать во времени сигнал на торможение, увеличивая тем самым время разгона (рис. 3.3). Тогда при постоянстве модуля ускорения на всем времени переходного процесса

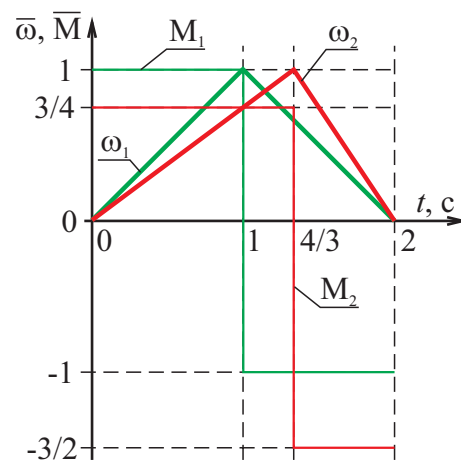


Рис. 3.3. К пояснению расчета  $M_{\text{ср.кв.}}/s$

$$\overline{M_{\text{ср.кв.1}}} = \sqrt{M_{\text{п}}^2 \cdot t_{\text{п}} + M_{\text{т}}^2 \cdot t_{\text{т}}} = \sqrt{1^2 \cdot 1 + 1^2 \cdot 1} = \sqrt{2}.$$

Принимаем, что разгон осуществляется до  $\bar{\omega} = 1$ , время пуска  $t_{\Pi} = 1$  с, время торможения  $t_{\Gamma} = 1$  с. Во втором случае, например, когда время пуска  $t_{\Pi} = 4/3$  с, время торможения  $t_{\Gamma} = 2/3$  с, т.е. сумма  $t_{\Pi} + t_{\Gamma}$  также равна 2 с:

$$\overline{M_{\text{ср.кв.2}}} = \sqrt{M_{\Pi}^2 \cdot t_{\Pi} + M_{\Gamma}^2 \cdot t_{\Gamma}} = \sqrt{\left(\frac{3}{4}\right)^2 \cdot \frac{4}{3} + \left(\frac{3}{2}\right)^2 \cdot \frac{2}{3}} = \frac{3}{2}.$$

Перемещение  $s$  трубы в системе с бесконечной жесткостью винта  $C$ , которую в общем случае можно считать одномассовой, будет равно

$$s = \int_0^{T_{\text{п.п.}}} \omega_1(t) dt.$$

В случае идеально быстродействующего контура момента график скорости во времени будет иметь треугольную форму. Тогда перемещение можно рассчитать как площадь данного треугольника. Очевидно, что она не будет зависеть от доли времени разгона, т.к.

$$\bar{s} = \frac{1}{2} T_{\text{п.п.}} \bar{\omega} = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot 1 = 1.$$

При наличии люфта, равного в пределе  $1/8s$ , перемещение в обоих случаях будет равно  $\bar{s}_1 = \bar{s}_2 = 7/8$ .

Сравнивая два данных случая, можно убедиться, что

$$\frac{\overline{M_{\text{ср.кв.1}}}}{\bar{s}_1} < \frac{\overline{M_{\text{ср.кв.2}}}}{\bar{s}_2}.$$

Данное соотношение будет справедливо при любом соотношении, кроме

$$t_{\Pi} = t_{\Gamma}.$$

Далее была выдвинута гипотеза о том, что оптимальная доля времени разгона зависит от жесткости винта. Тогда график скорости будет иметь вид, показанный на рис. 1.2, (2) перемещение трубы можно рассчитать как

$$s = \int_0^{T_{\text{п.п.}}} \omega_2(t) dt,$$

где  $\omega_2$  – приведенная угловая скорость трубы.

Обе гипотезы также проверялись на математической модели, представленной на рис.2.1. На рис. 3.4 и 3.5 приведены результаты исследований. Из графиков становится понятным, что при любой упругости винта и наличии максимально возможного люфта оптимальным остается соотношение  $t_n:t_p = 1:1$ . Кроме того, на рис. 3.5 можно заметить, что при значительном уменьшении жесткости винта система становится чрезмерно податливой, и при том же моменте перемещение трубы будет стремиться к нулю, как и показатель  $M/s$ . При увеличении жесткости выше  $\bar{C} = 120$  показатель  $M/s = \text{Const}$ , и система в этом случае вырождается в одномассовую. Однако, данные исследования проводились при  $M_c = 0$  и не учитывают реального характера нагрузки.

**Оптимальная кривая переходных процессов в электроприводе подачи с учетом работы главного привода прокатной клетки**

Позиционный электропривод подачи, работающий на участке разгона, преодолевает момент сопротивления, создаваемый перемещаемой трубой, а на участке торможения к этому моменту добавляется усилие, обусловленное влиянием главного привода. Наилучшее использование электропривода по нагреву

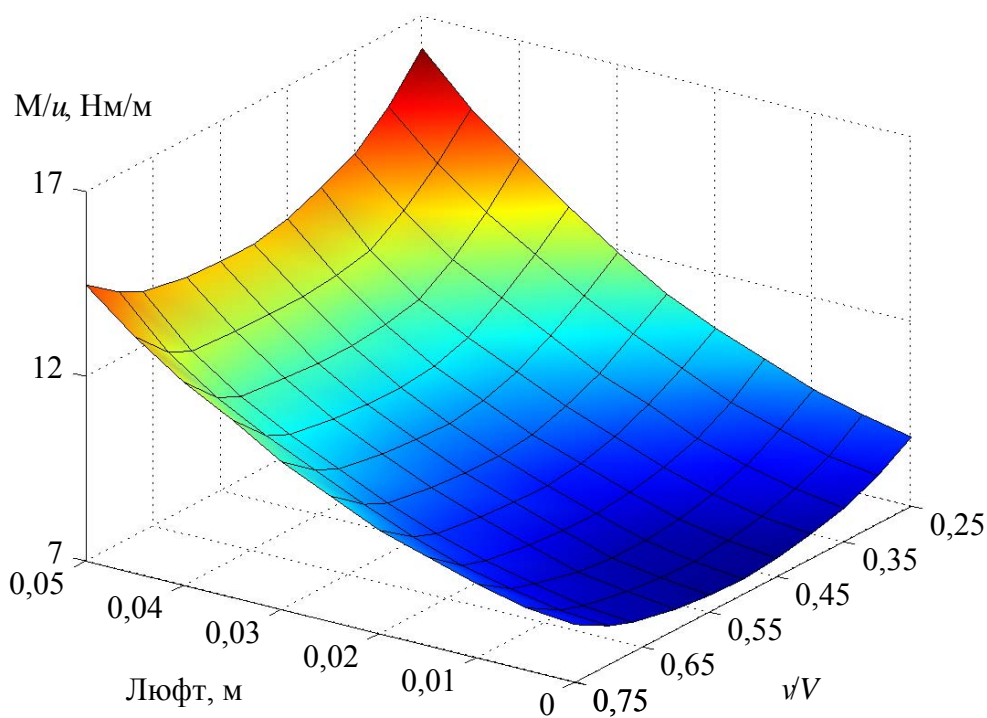


Рис. 3.4. Зависимость отношения момента двигателя  $M$  к перемещению трубы  $s$  от люфта и доли времени разгона в общем времени позиционирования

идет при постоянном графике электромагнитного момента и при изменяющейся во времени кривой момента сопротивления, динамический момент на участке торможения существенно превышает момент на участке разгона электропривода.

На рис. 1.4 показаны временные диаграммы скорости при срыве трубы с оправки. Очевидно, что при позиционировании трубы наличие срыва, а также процесс попадания трубы в валки на последнем этапе позиционирования изменяет вид графика момента сопротивления во времени с постоянного на ступенчатообразный. Это обстоятельство заставляет задуматься о необходимости оптимизации доли времени разгона во времени всего переходного процесса.

Величина же данного скачка может варьироваться, что в существенной мере повлияет на среднеквадратичный момент двигателя за время переходного процесса и в конечном итоге на его нагрев. Расчет оптимальной формы кривой скорости  $\omega(t)$  выполнялся методом наискорейшего спуска, суть которого подробно была описана выше. На рис. 3.6 представлена зависимость значения оптимального времени пуска  $t_{П}/t_{Ц}$  от момента срыва трубы с оправки  $t_{мс}$  и амплитуды

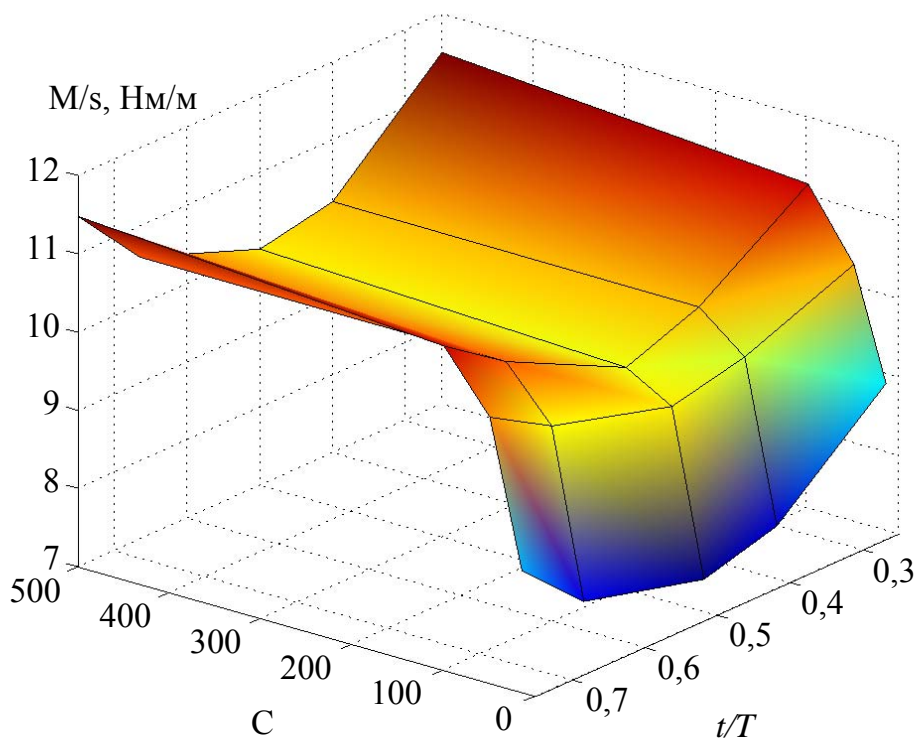


Рис. 3.5. Зависимость отношения момента двигателя  $M$  к перемещению трубы  $s$  от жесткости винта  $C$  и доли времени разгона в общем времени позиционирования

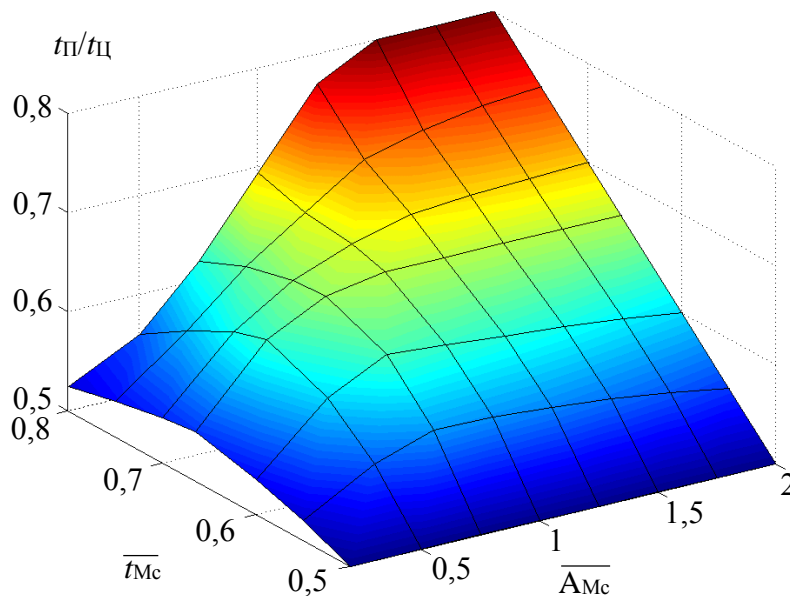


Рис. 3.6. Оптимальное соотношение  $t_{\Pi}/t_{\Sigma}$  в зависимости от момента срыва трубы с оправки  $t_{Mc}$  и амплитуды момента сопротивления  $A_{Mc}$

момента сопротивления  $A_{Mc}$ . Как и ожидалось, при отсутствии неравномерности момента ( $A_{Mc} = 0$ ) оптимальным соотношением является 0,5. При увеличении  $A_{Mc}$  оптимум сдвигается в сторону увеличения.

На рис. 3.7 показан “выигрыш” в среднеквадратичном моменте при скачкообразном изменении момента нагрузки при попадании трубы в валки прокатной клетки.

Осциллограммы скорости, полученные на работающем объекте, были обработаны статистически аналогично тому, как это описано в п. 1.3. Поскольку реальной возможности зафиксировать изменение момента сопротивления не

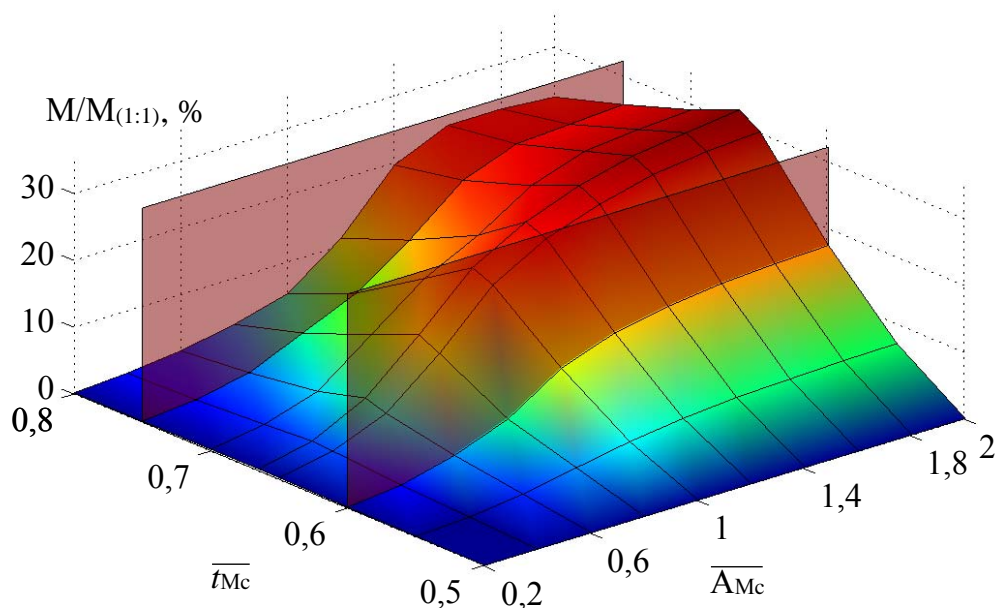


Рис. 3.7. “Выигрыш” в среднеквадратичном моменте  $M_{ср.кв.}$  при изменении доли времени разгона в зависимости от момента срыва трубы с оправки  $t_{Mc}$  и амплитуды возросшего в связи с этим момента сопротивления  $M_c$

было, точка срыва трубы определялась косвенно по диаграмме скорости. Таким образом, удалось определить среднестатистическое время наброса нагрузки, обусловленное попаданием трубы в валки. Учитывая, что квантиль Стьюдента получился  $t_c < 2,26$  для выборки из 10 экспериментов, с вероятностью 95% можно утверждать, что момент срыва трубы с оправки будет составлять  $0,67t_{ц}$ . Доверительный интервал для данной выборки будет составлять  $0,07$ . Тогда на основании статистической обработки можно утверждать, что время дискретного увеличения момента нагрузки будет лежать в диапазоне  $(0,6 \dots 0,74)t_{ц}$  (табл. 2.3). Вертикальными границами на рис. 3.7 обозначена область предполагаемого времени наброса нагрузки. “Выигрыш” в среднеквадратичном моменте считался для оптимального соотношения времени  $t_{п}/t_{г}$  в сравнении со среднеквадратичным моментом, полученным для соотношения  $t_{п}/t_{г} = 1:1$ . Известно, что мощность активных потерь в электроприводе определяется как  $P = I^2 r$ . Приблизительно можно считать, что  $P \approx M^2 r$ . Тогда снижаться данные потери будут пропорционально квадрату от “выигрыша” в моменте.

Таблица 2.3.

Статистическая обработка времени наброса нагрузки

Номер эксперимента	$t_{ц}$	$t_{цср}$	$d$	$d^2$
1	0,6	0,67	-0,07	0,0049
2	0,65	0,67	-0,02	0,0004
3	0,68	0,67	0,01	0,0001
4	0,62	0,67	-0,05	0,0025
...				
10	0,73	0,67	0,06	0,0036
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n-1}}$	0,07			
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$	2,13			
$t_{крит}$	2,26			
$E = t * \frac{s_d}{\sqrt{n}}$	0,6 < 0,67 < 0,74			

Возвращаясь к цели, поставленной в начале параграфа, можно сделать вывод о том, что с учетом неравномерного характера нагрузки по критерию минимума

$M_{\text{ср.кв.}}/s$  оптимальное соотношение времени пуска к времени торможения электропривода может варьироваться. Рекомендуемым соотношением, исходя из зависимости, представленной на рис. 3.7, является 2:1.

### 3.3. Параметрическая оптимизация электропривода подачи

#### 3.3.1. Постановка задачи параметрической оптимизации

Для повышения точности позиционирования заготовки при сохранении производительности стана необходимо обеспечить работу электропривода по оптимальной траектории движения, определенной ранее. Для решения этой задачи необходимо выбрать оптимальным силовое оборудование, механический преобразователь, систему управления.

Целью оптимизации параметров силового оборудования также является повышение точности позиционирования. Для оценки данного показателя удобно воспользоваться величиной перерегулирования  $\sigma$  в контуре положения. В качестве **критерия** оптимизации на этом этапе была выбрана экстремальная задача (рис. 2.1, блок 2):

$$\sigma = \min_{\substack{j \in j \\ \frac{l}{D_p} \in \frac{l}{D_p}}} f\left(j, \frac{l}{D_p}\right),$$

где  $j$  – суммарное передаточное отношение редуктора;  $D_p$ ,  $l$  – диаметр и длина активной части магнитопровода ротора соответственно;  $j$ ,  $l$ ,  $D_p$  – область допустимых значений передаточного отношения редуктора, длины и диаметра магнитопровода соответственно.

Будем исходить из условия, что элементы конструкций и узлов, детали машин и механизмов удовлетворяют требованиям технологии производства и вопрос модернизации этой части оборудования лежит за рамками данной работы. Решая задачу выбора силового оборудования с точки зрения электротехнических решений, т.е. без воздействия на технологию подачи трубы, сохраняя неизменность типов конструкций механических узлов, в качестве **параметров** оптимизации были выбраны передаточное число редуктора  $j$  и габаритные размеры актив-

ных частей электрической машины. В частности, оптимизировалось соотношение длины магнитопровода электромеханического преобразователя к его диаметру  $l/D_p$ .

Варьирование данных параметров производилось с учетом **ограничений**, обусловленных нагревом электродвигателя, а так же габаритами механизма подачи, строго установленными в рамках всего технологического комплекса.

Сначала оптимальное число редуктора выбиралось для заданного типа электрической машины, в которой параметры (длина, диаметр магнитопровода) были зафиксированы. Затем при заданном найденном значении передаточного числа редуктора оптимизировалась геометрия электрической машина.

### **3.3.2. Выбор оптимального передаточного числа редуктора**

На возможности обеспечения устойчивости и качества процессов в контуре регулирования положения параметрическими методами обращалось внимание в диссертационной работе Усынина Ю.С [142]. Определив оптимальную кривую переходного процесса, необходимо обеспечить требуемую траекторию движения электропривода.

На наш взгляд, наиболее приемлемой в этом случае является методика, предложенная профессором Усыниным Ю.С. [142]. Существующее соотношение масс является, по утверждению автора, самым удобным для уменьшения резонансного максимума  $A_m$  частотной характеристики. Результаты моделирования представлены на рис. 3.8. Как и предполагалось, увеличение  $1/j$  в случае “тяжелого” двигателя ( $J_{PO} \ll J_{ДВ}$ ) не дает эффекта снижения  $A_m$  до нуля. Для “легкого” двигателя данная методика работает практически идеально. Причем математическая модель не учитывает диссипативные силы вязкого трения, за счет которых происходят самозатухающие колебания. Область оптимального передаточного числа редуктора с учетом быстрогодействия на участке разгона и точности при торможении может быть определена для привода подачи стана ХПТ в пределах  $j = 0,1 \dots 0,2$ .



Анализ методик разных авторов позволяет сделать вывод о том, что в случае, когда  $J_{PO} \ll J_{ДВ}$ , добиться точного позиционирования либо невозможно, либо является чрезмерно трудной задачей. В этой связи наиболее рациональным решением данной проблемы в такой системе является улучшение добротности двигателя  $M/J$ . Реально за счет ограничений по габаритам промышленных установок добиться этого можно за счет применения новых типов электрических машин с улучшенными массогабаритными показателями. Одним из примеров здесь является синхронная реактивная машина, для которой тем не менее вопрос улучшения массогабаритных показателей остается по сей день актуальным.

#### Учет ограничений, обусловленных нагревом двигателя

При выборе передаточного числа редуктора по данной методике мы сталкиваемся с **ограничениями по нагреву** электрической машины. Как известно, для механизмов, работающих в повторно-кратковременном режиме, главным критерием при выборе редуктора является быстродействие при пуске и торможении. Время пуска определяется по формуле:

$$t_{\Pi} = \frac{J_{PO} + J'_{ДВ} \cdot j^2}{M \cdot j \cdot \eta - M_C} \omega_{\max},$$

где  $J_{PO}$  – момент инерции рабочего органа,  $J'_{ДВ}$  – приведенный момент инерции двигателя,  $j$  – передаточное число редуктора,  $\eta$  – КПД зубчатой передачи,  $M_C$  – момент сопротивления,  $\omega_{\max}$  – скорость, до которой осуществляется разгон.

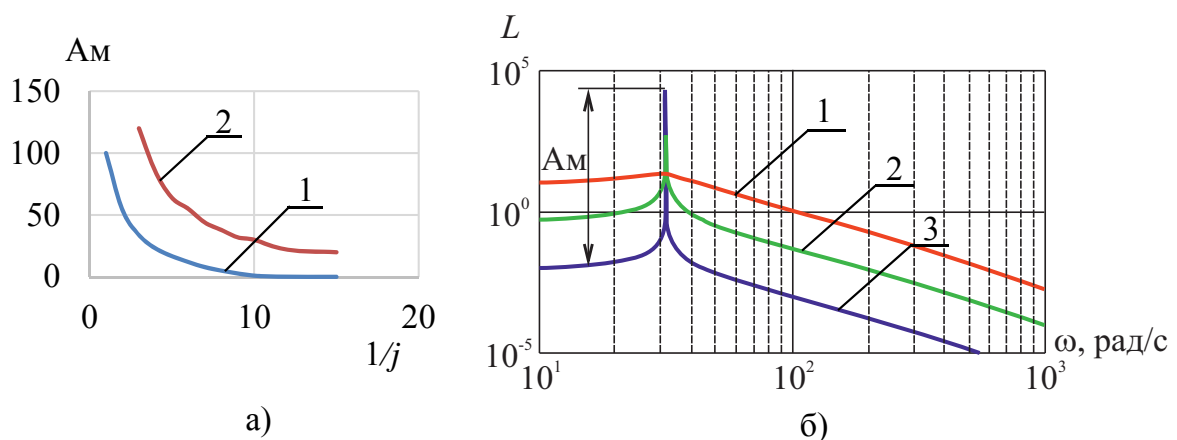


Рис. 3.8. Влияние передаточного числа редуктора на амплитуду резонансного максимума (а): 1 – для «легкого» двигателя, 2 – для «тяжелого» двигателя; частотные характеристики неизменяемой части системы (б): 1 –  $1/j = 10$ , 2 –  $1/j = 8$ , 3 –  $1/j = 6$

Очевидно, что при изменении передаточного числа редуктора для обеспечения требуемого момента на валу может потребоваться замена двигателя. Таким образом, величина  $J_{дв}$  также будет варьироваться. Для удобства анализа переходных процессов воспользуемся величиной, обратной времени пуска:

$$q = \frac{1}{t_{п}} = \frac{M \cdot j - M_c}{J_{дв} \cdot j^2 + J_{р0}}$$

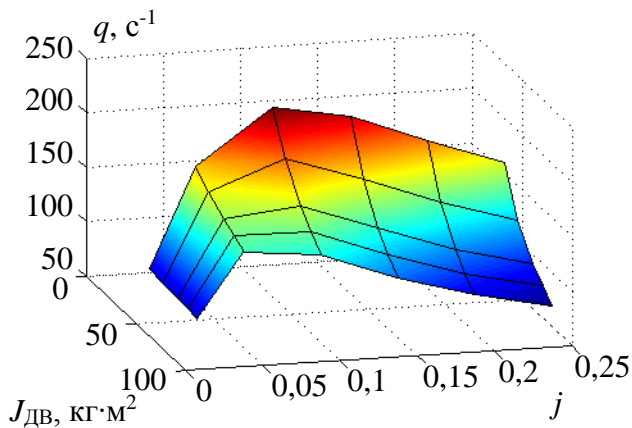


Рис. 3.9. Зависимость  $q$  от передаточного числа редуктора  $j$  и момента инерции двигателя  $J_{дв}$

в случае тяжелой трубы, максимум  $q$  может смещаться в сторону увеличения  $j = 0,8 \dots 1$  (рис. 3.10) за счет влияния  $M_c$ .

С другой стороны, обеспечив нужное ускорение при пуске, мы невольно уменьшили время торможения

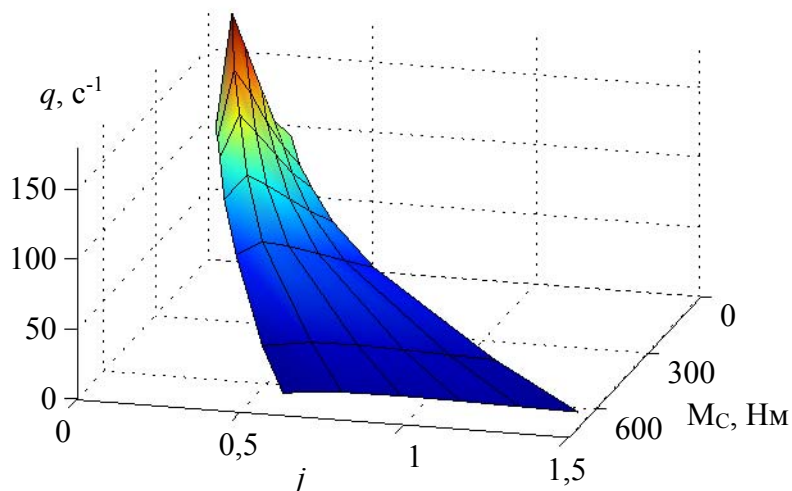


Рис. 3.10. Зависимость  $q$  от передаточного числа редуктора  $j$  и момента сопротивления  $M_c$

На рис. 3.9 приведена зависимость  $q$  от передаточного числа редуктора  $j$  и момента инерции двигателя  $J_{дв}$ . Оптимальным для пуска на холостом ходу ( $M_c = 0$ ) является  $j = 0,08 \dots 0,12$ . Как было показано выше, электромагнитный момент привода подачи по большей части определяется динамическим моментом. Однако

$$t_T = \frac{J_{р0} + J'_{дв} \cdot j^2}{M \cdot j / \eta + M_c} \omega_{max}$$

Данное обстоятельство существенно повлияло на вопрос точности подачи, т.к. значительно уменьшилось время позиционирования. Вопросы точности в двухмассовой системе рассматривали подробно ученые Борцов Ю.А., Ключев В.И.

Так, в [9] говорится о том, что при соотношении масс  $T_{M1}/T_{M2} = 3 \dots 10$  требуемой точности можно добиться правильной настройкой регулятора скорости либо снижением быстродействия контура скорости и всей системы. В случае соотношения масс в пределах  $1 \dots 3$  наиболее эффективным автор указывает применение обратной связи по производной от скорости исполнительного вала. В нашем случае соотношение масс получается больше 10. Здесь автор советует применять обратную связь по производной от скорости двигателя либо увеличивать быстродействие контура момента, что также приведет к увеличению быстродействия всей системы.

### 3.3.3. Оптимизация геометрии электрической машины по критерию минимума перерегулирования

На этом этапе производилась оптимизация габаритных размеров электрической машины исходя из соотношения длины активной части ротора к его диаметру **по критерию** минимума перерегулирования в системе  $\sigma_{min} = f\left(\frac{l}{D_p}\right)$ . Известно, что при увеличении длины магнитопровода увеличивается электромагнитный момент, создаваемый машиной

$$M = D_a^2 B_\delta l_\delta A_\delta k_v k_{об},$$

где  $l_\delta, D_a$  – габаритные размеры активных материалов;  $A_\delta, B_\delta$  – электромагнитные нагрузки;  $k_v$  – коэффициент формы поля,  $k_{об}$  – обмоточный коэффициент.

С другой стороны, как видно из данной формулы величина момента пропорциональна квадрату диаметра ротора. Данная экстремальная задача решалась посредством математической модели, приведенной на рис. 2.3.

Варьирование длины магнитопровода было **ограничено** габаритными размерами механизма подачи, прогибом вала двигателя и условиями охлаждения. Рассмотрим подробнее каждое из этих ограничений.

Известно, что в электрической машине несимметрия магнитного поля может вызывать существенное ухудшение энергетических режимов, приводить к пульсациям момента. С точки зрения электромеханики данная несимметрия обусловлена неравномерностью воздушного зазора вдоль расточки статора электрической машины. Например, для двигателя с высотой оси вращения 80 мм, допуск

к габаритным размерам зазора составляет 0,05 мм. При удлинении электрической машины, увеличивается и масса ротора, который под действием силы тяжести вызывает прогиб вала. Подробно данный вопрос рассматривался в работе Григорьева М.А [25]. Другим ограничением длины машины является условия охлаждения.

Предложенный алгоритм параметрической оптимизации был использован при выборе силового оборудования электропривода подачи стана ХПТ-450. Расчет показал, что частота среза контура “неизменяемой части” лежала в диапазоне 30...35 рад/с, а частота среза контура регулирования скорости – 15...20 рад/с. Такое соотношение было обусловлено применением серийного синхронного двигателя с относительно большим диаметром. В электроприводе с СРМНВ мощностью  $P_H = 250$  кВт предельное значение  $l/D_p$  по условиям прогиба вала допускалось увеличить в 4...5 раз, однако по условиям нагрева это значение было ограничено 3.

### **3.4. Оценка величины перергулирования $\sigma$ с учетом дискретного режима работы электропривода**

#### **3.4.1. Уточнение параметров силового оборудования при работе электропривода на пониженных скоростях**

С позиции точности позиционирования уточнения требует модель самого двигателя. Как известно из теории электрических машин, зубчатость статора является причиной пространственной несинусоидальности индукции в воздушном зазоре. В рабочем режиме это приводит к колебаниям момента во временной области, их принято называть зубцовыми пульсациями.

Дискретный режим работы электропривода обусловлен зубчатой структурой магнитопровода любого электромеханического преобразователя при работе электропривода в зоне сверхнизких скоростей на заключительном участке позиционирования рабочего органа. Учет работы в данном режиме особенно актуален для электроприводов с нетрадиционной конструкцией электродвигателя. Так, в

вентильно-индукторных электроприводах, где статор и ротор электрической машины выполнены явнополюсными, пульсации электромагнитного момента могут достигать 50%. В электроприводе с СРМНВ ротор явнополюсным является только ротор, но при этом уровень пульсаций момента может превышать допустимое значение.

Используя метод конечных элементов, было показано, что при оптимальной геометрии машины по критерию максимума среднего электромагнитного момента за период коммутации, средний момент СРМНВ получается всего на 5% меньше, чем у АД тех же габаритов. Однако величина пульсаций электромагнитного момента у СРМНВ значительно выше. Природа этих пульсаций объясняется прежде всего явнополюсностью ротора.

Традиционно для уменьшения зубцовых пульсаций применяется скос пазов статора. Для моделирования этого случая необходимо было перейти к пространственной постановке задачи. Созданная трехмерная модель состояла из 800 тыс. конечных элементов, поэтому для её решения использовался программный пакет *ANSYS APDL*, доступный в лаборатории суперкомпьютерного моделирования ЮУрГУ. Кроме того, переход к пространственной модели позволил учесть краевые эффекты, что довольно важно для машины с  $L/D_c < 1$ .

Как и в случае плоскопараллельной задачи, здесь следует отметить, что для корректного расчета необходимо было точно разбить воздушный зазор. Для этого создавался отдельный элемент, показанный на рис. 3.11,а красным цветом.

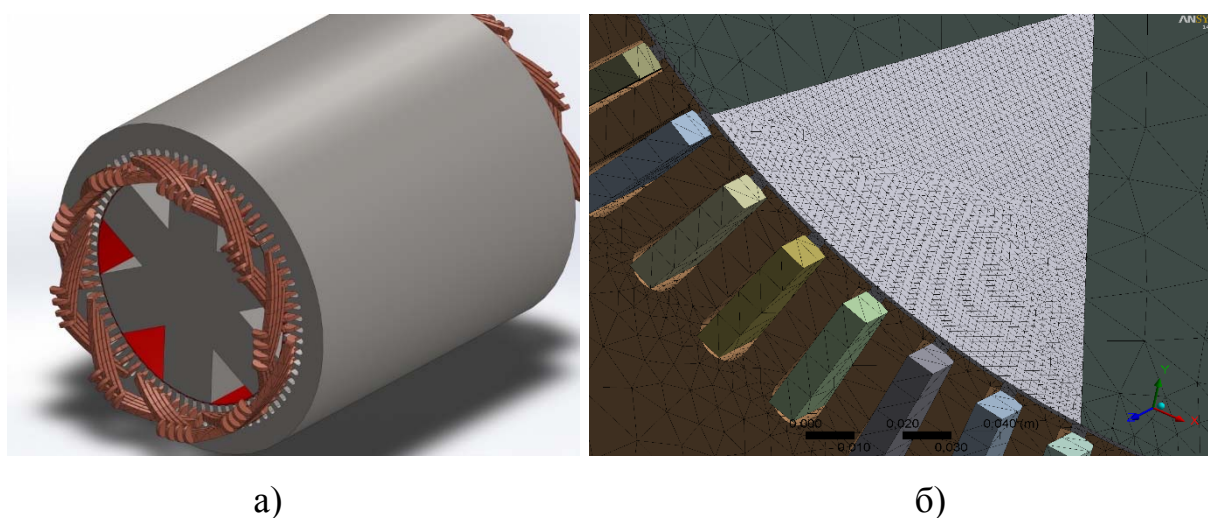


Рис. 3.11. Пространственная модель электрической машины (а) и конечно-элементная сетка (б)

Картина магнитного поля ЭМП приведена на рис. 3.12. В торцевой части машины она не отличается от распределения, полученного для двухмерной модели,

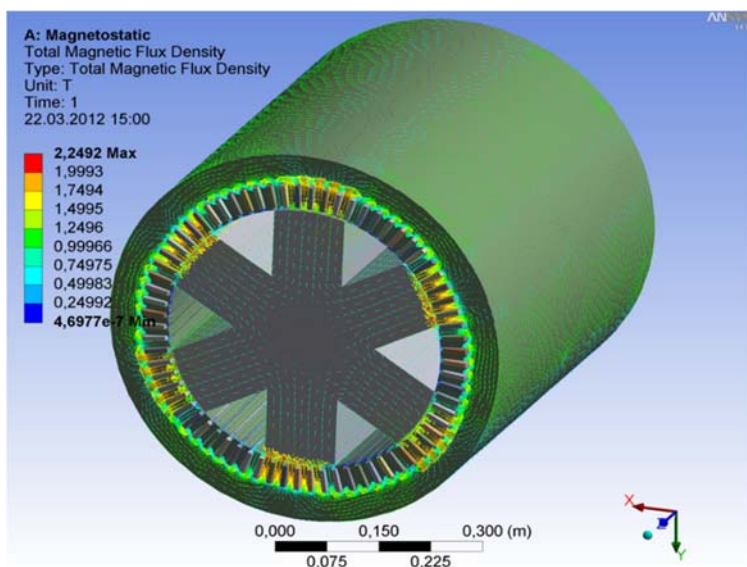


Рис. 3.12. Картина магнитных полей в ЭМП

что также свидетельствует о правомерности перехода к плоско-параллельной постановке задачи.

В результате моделирования, было подтверждено, что оптимальным по критерию минимума амплитуды зубцовых пульсаций является скос пазов на одно пазовое деление.

На рис. 3.13 представлены угловые характеристики пространственных моделей со скосом пазов статора и без него. Эффект снижения амплитуды пульсации момента за счет применения данной технологии составляет 30%.

Для минимизации пульсаций, обусловленных явнополюсностью ротора, в идеальном случае необходимо выполнить его поверхность в виде окружности. Но в этом случае момент машиной создаваться не будет, поскольку активная составляющая момента отсутствует.

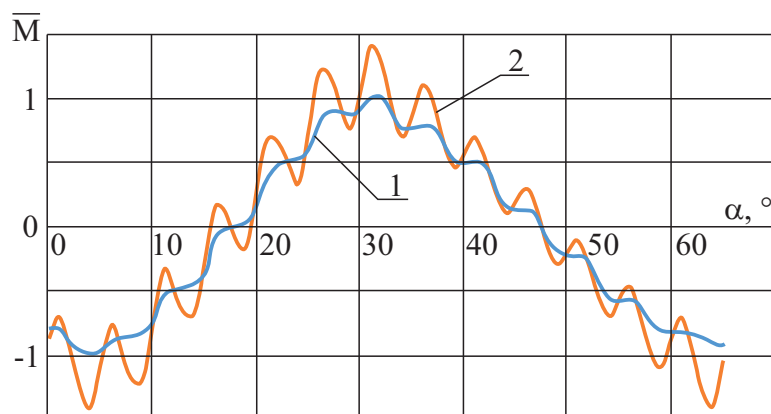


Рис. 3.13. Угловые характеристики: 1 – со скосом, 2 – без скоса пазов статора

Что, если теперь на роторе, представляющем собой монолитный круг, используя магнитонепроводящие вставки, мы сделаем так, чтобы поле возбуждения создавалось, а для замыкания поля от якорной обмотки не было пути? Данный вариант

показан на рис. 3.14. На практике такой ротор выполняется шихтованным. В каждом из стальных листов делаются отверстия требуемой формы и после сборки ротора они заливаются алюминием.

Сняв угловую характеристику для СРМНВ с радиальными магнитонепроводящими вставками на роторе, мы обнаружили, что пульсации момента в этом случае снизились ещё на 30 процентов. Средний момент за период коммутации увеличился при этом на 10%. Однако данный ротор имеет более сложную технологию изготовления и получается менее прочным по сравнению с явнополюсным.

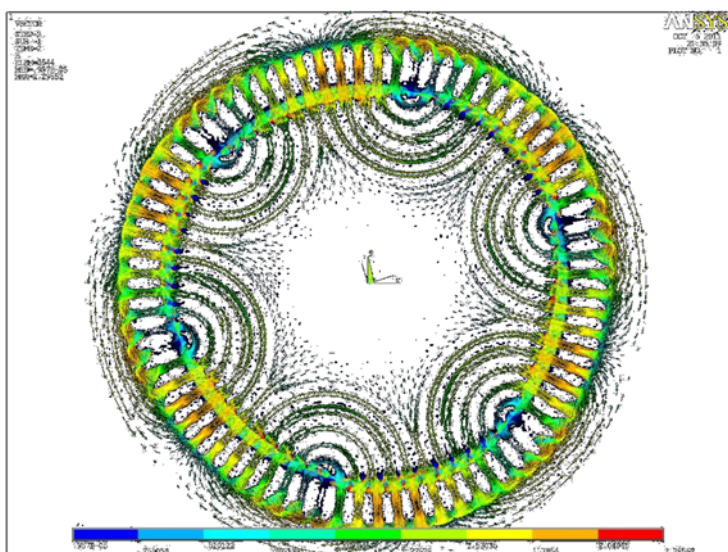


Рис. 3.14. Картина поля СРМНВ с радиальными вставками

Однако в [25] доказано, что усложнение конструкции ротора СРМНВ, а следовательно и технологии его изготовления является необоснованным, так как улучшения энергетических показателей в данном электроприводе можно добиться с помощью оптимизации законов управления. Поэтому далее будет

рассматриваться вариант с явнополюсным ротором. Напомним, что в этом случае доля зубцовых пульсаций получается заметно большей.

Для оценки степени влияния пульсаций момента на точность позиционирования было произведено моделирование серии асинхронных двигателей разной мощности, полюсности и СРМНВ, выполненных на их основе. Для реактивных машин амплитуда зубцовых пульсаций получилась заметно больше, в среднем на 40% (рис. 3.15). Обусловлено это явнополюсностью ротора.

Машины малой мощности выполняются обычно с небольшим числом пазов  $Z_1 = 18 \dots 36$ . При этом, соответственно, на полюс и фазу может приходиться от 3 до 18 пазов (рассматриваются машины с  $pp = 2 \dots 6$ ). Двигатели большой мощности обычно выполнены с  $Z_1 = 72 \dots 80$ . Чем меньше число пазов на полюс и фазу,

тем выше амплитуда зубцовых пульсаций по отношению к номинальному моменту, и меньше их частота. Результаты эксперимента подтверждают данный тезис. С увеличением полюсности машины растет амплитуда зубцовых пульсаций за счет того, что на полюс приходится меньшее число пазов, при увеличении номинального момента машины величина пульсаций уменьшается, так как для создания большого момента двигателя выполняют больших габаритов, что соответственно ведет к увеличению числа пазов на полюс.

В позиционном электроприводе на пониженных скоростях данное явление может оказывать значительное влияние на точность позиционирования. Для

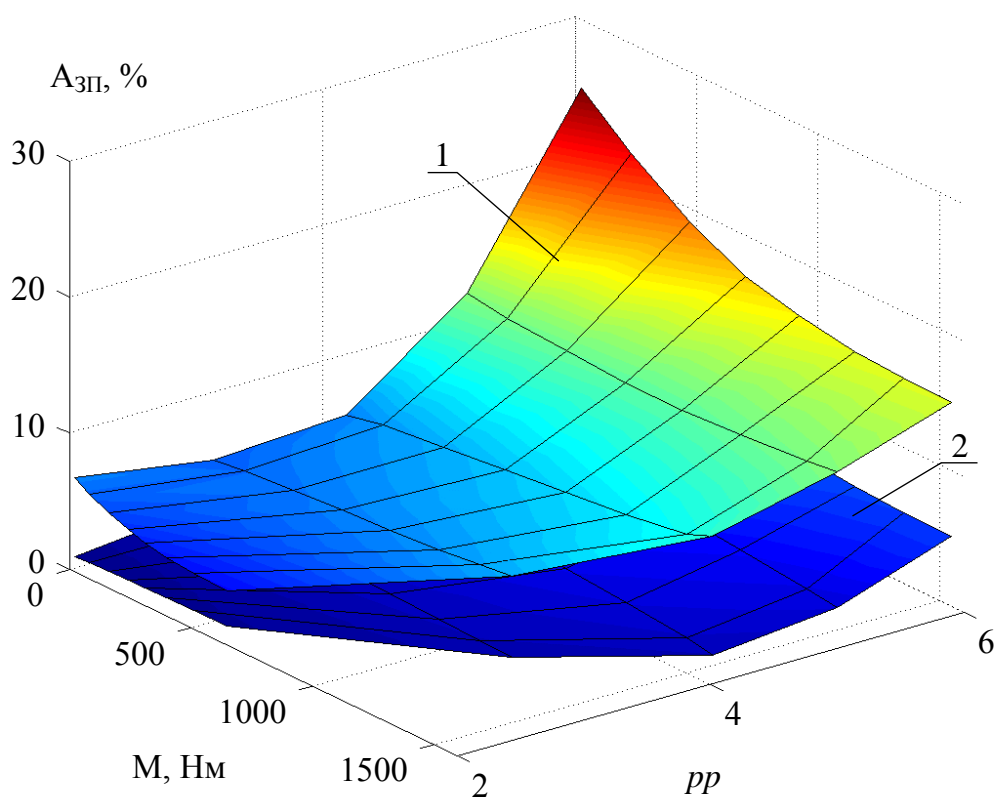


Рис. 3.15. Зависимость амплитуды зубцовых пульсаций от числа пар полюсов и номинального момента в АД (2) и в СРМНВ (1)

оценки этого влияния полученные на модели с распределенными параметрами зубцовые пульсации подавались в виде синусоиды на вход регулятора момента двухмассовой модели *Simulink*. Амплитуда сигнала  $A_{зп}$  варьировалась в диапазоне реальных значений, полученных экспериментально, частота  $\omega$  – в диапазоне, соответствующем частоте зубцовых пульсаций машин разной полюсности,



при скорости  $\omega_1 = 1 \dots 5$  рад/с. Целью данного эксперимента было определить перерегулирование в системе, обусловленного исключительно зубцовыми пульсациями. На рис. 3.16 представлены результаты моделирования. Как видно из рисунка, на малых частотах перерегулирование может составлять до 2% от величины подачи. Причем при наличии податливости в системе этот эффект усугубляется.

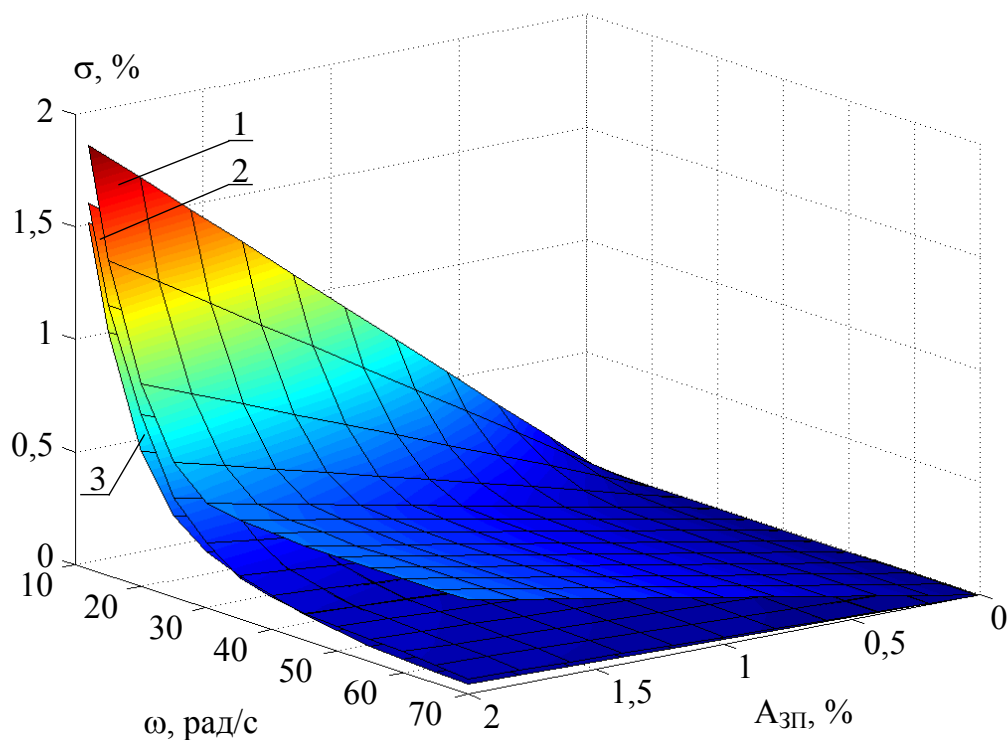


Рис. 3.16. Перерегулирование в системе позиционирования, вызванное зубцовыми пульсациями частотой  $\omega$  и амплитудой  $A_{зп}$  для 1 – максимально податливой системы, 2 – реальной упругости винтовой передачи, 3 – идеально жесткой системы

### 3.4.2. Выбор числа пар полюсов машины

С точки зрения решения задачи синтеза силовой части оборудования необходимо согласовать номинальную скорость рабочего органа и двигателя не только выбором передаточного отношения редуктора, но и числа пар полюсов электрической машины.

Номинальная скорость рабочего органа определяется передаточным числом редуктора и дискретно зависит от числа пар полюсов электрической машины. С другой стороны очевидно, что пульсации электромагнитного момента, которые

определяются числом зубцов статора, приходящихся на полюс, будут определяться числом пар полюсов электрической машины.

При работе двигателя от преобразователя частоты наименьшая скорость, которую электропривод стабильно поддерживает под действием номинального момента составляет 1 об/мин. Контур скорости при этом обрабатывает коммутационные пульсации момента. Стоит отметить, что максимальная скорость в данном приводе ограничена лишь возможностями преобразователя.

Методом конечных элементов производился анализ угловых характеристик (зависимости электромагнитного момента от угла поворота ротора при постоянстве тока статора) СРМНВ. Варьировалось число пар полюсов  $2p = 2, 4, 6, 12$ . Производилась оценка величины  $A_{зп}$  в функции числа пар полюсов. Результат моделирования приведен на рис. 3.17. Как видно из рисунка, при увеличении полюсности машины увеличивается и доля пульсаций момента относительно среднего

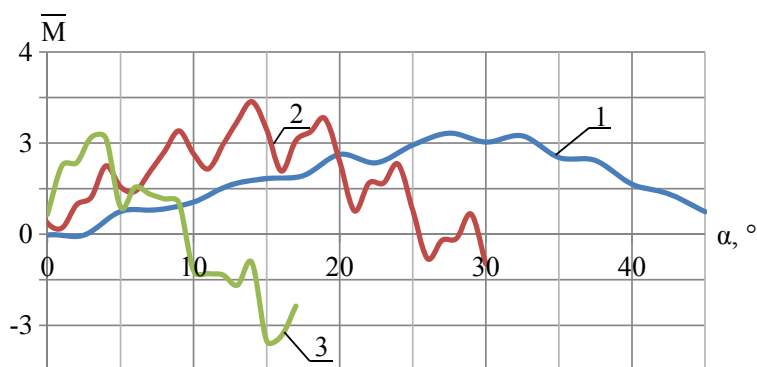


Рис. 3.17. Угловые характеристики СРМНВ для числа пар полюсов: 1 –  $2p=4$ ; 2 –  $2p=6$ ; 3 –  $2p=12$

момента. Объясняется это явление уменьшением числа пазов на полюс.

Сегодня увеличение числа пар полюсов сетевого двигателя считается необходимым для улучшения энергетических показателей электропривода.

Так, при решении задачи повышения эффективности сетевого электропривода встречаются варианты с  $2p = 28; 36$ . При этом такие двигатели могут иметь по 2 паза на полюс, что, как было показано ранее, существенно увеличивает долю зубцовых пульсаций момента и делает невозможным работу такого электропривода на пониженных скоростях. Кроме того, при работе от преобразователя частоты обеспечить высокие скорости с таким числом пар полюсов невозможно, т.к. при этом частота огибающей выходного напряжения приближается к несущей, что делает невозможным формирование требуемого напряжения на выходе преобразователя.

С учетом выбранного ранее передаточного числа редуктора, наиболее близкой к требуемой скорости двигателя является 1500 об/мин. Таким образом для стана ХПТ-450 была выбрана электрическая машина с  $2p=4$ .

### 3.4.3. Оценка потерь, обусловленных зубцовыми пульсациями момента

“Дискретная” природа работы электропривода на пониженных скоростях, также вызывает дополнительный нагрев электрической машины. Необходимо оценить количественно долю этой добавки. Ротор синхронной реактивной машины независимого возбуждения выполняется без обмотки. Это обстоятельство позволяет при тех же габаритных размерах, что и у АД, получить больший электромагнитный момент за счет увеличения линейной нагрузки. Актуальным становится вопрос количественной оценки такого увеличения.

Основным источником выделения тепла в СРМНВ являются обмотки с током, однако следует также учитывать добавочные потери на гистерезис и вихревые токи, обусловленные высшими гармониками МДС статора и зубцовыми пульсациями.

Если активные потери в обмотке определяются однозначно, как  $\Delta P_{эл} = mI_{\phi}^2 R_{\phi}$ , где  $R_{\phi}$  – сопротивление обмотки фазы,  $I_{\phi}$  – действующее значение тока в фазе, то методик определения магнитных потерь существует множество. Так, в [70] потери на поверхности массивного полюса рассчитываются как

$$p_{\circ} = \frac{(B_{mr} k_{rv} \tau_v)^2 \cdot f_v^{1,5}}{\sqrt{\pi \mu \rho}}, \quad (3.1)$$

где  $B_{mr}$  – амплитуда нормальной составляющей индукции поля;  $k_{rv}$  – коэффициент, учитывающий размагничивающее действие вихревых токов;  $\tau_v, f_v$  – полюсное деление и частота  $v$ -ой гармоники;  $\mu, \rho$  – магнитная проницаемость и удельное сопротивление материала.

Данный метод позволяет достаточно просто оценить долю потерь, обусловленных высшими гармониками МДС статора. Однако здесь делается одно серьезное допущение – применять (3.1) справедливо только в случае равномерного распределения индукции в зазоре над всей поверхностью полюса. В СРМНВ кар-

тина магнитного поля имеет вид, показанный на рис. 3.18, что вызывает перераспределение добавочных потерь по ширине полюса и может привести к значительным нагревам той части ротора, где имеет место усиление магнитного потока.

Количественную оценку магнитных потерь с учетом вышеуказанной несимметрии индукции в зазоре можно получить в системе конечно-элементного анализа *ANSYS*.

Расчет потерь производился на обобщенной модели, представленной на рис. 2.1. На первом этапе необходимо было дать оценку **корректности** такого расчета. В качестве **критерия** была выбрана температура двигателя. Рассматривался режим работы машины с заторможенным ротором при питании от источника постоянного тока. При таком режиме имеется доступ для прямого измерения температуры ротора и лобовой части обмотки. Сравнивались результаты моделирования и натурального эксперимента.

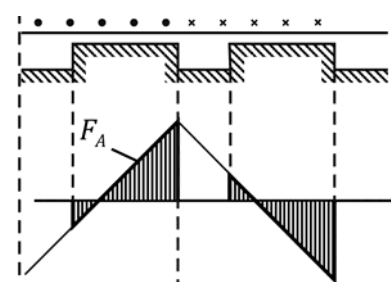


Рис. 3.18. МДС статора СРМНВ

В результате расчета ЭМП в *ANSYS Maxwell* были получены интегральные показатели мощности потерь для каждого из элементов машины. Далее эти потери экспортировались в тепловую пространственную КЭ модель, выполненную в программе *ANSYS Transient-thermal*. Т.е. вычисленные для каждой части машины в *ANSYS Maxwell* потери усреднялись за период коммутации и задавались в качестве “нагрузок” в тепловой пространственной модели. В принятой математической модели учитывался лучистый и конвективный теплообмен между обмоткой, магнитопроводом и внешней средой. Преимуществом такого подхода является получение картины распределения тепла в машине, что позволяет выявить местный перегрев отдельных частей двигателя.

На рис. 3.19 приведена картина распределения температуры СРМНВ с учетом только активных потерь в меди. Как и ожидалось, наибольшие потери выделяются в обмотке, что ведет к нагреву статора. Ротор же при этом нагревается гораздо меньше.

Натурный эксперимент проводился следующим образом. Ротор машины затормаживался, обмотки двигателя были соединены последовательно, по ним

пропускался гладкий постоянный ток. Таким образом оценивались только активные потери. Измерительным прибором служил контактный термометр. Измерялась температура корпуса двигателя, торцевой части ротора и лобовой части обмотки. На рис. 3.20 приведены результаты эксперимента.

Качественно результаты натурального эксперимента совпали с результатами моделирования: температура ротора и статора в конце процесса нагрева отличались на 4%, обмотки – на 7%, что обусловлено измерением её температуры при проведении натурального эксперимента только в лобовых частях, постоянная времени нагрева оказалась одинаковой.

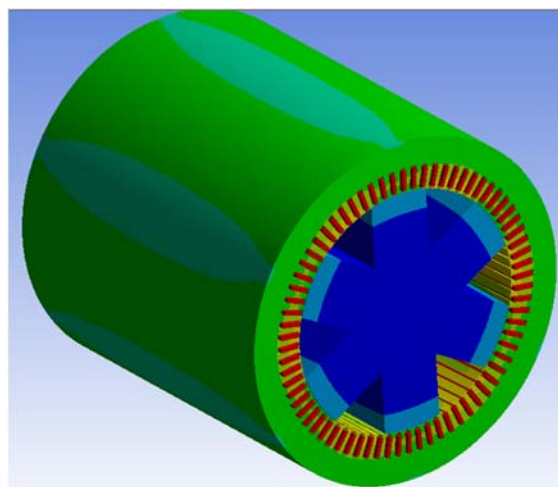


Рис. 3.19. Трехмерная тепловая модель магнетрона СРМНВ

При работе СРМНВ от преобразователя важно также учесть потери на перемагничивание, вихревые токи и потери, обусловленные наличием зубцовых пульсаций момента. Для этого было проведено моделирование работы машины в номинальном режиме. Т.е. расчет ЭМП производился при учете его работы от преобразователя частоты. В модели магнитной системы двигателя, интегрированной в модель системы управления (рис. 2.3), производился расчет вышеуказанных потерь. Их графическое распределение в поперечном разрезе машины приведено на рис. 3.21, где видно, что наибольшие потери выделяются на крае полюса ротора, находящегося в зоне перераспределения линий индукции между зубцами. Потери в зубцовой зоне обусловлены “повышенным” значением магнитной индукции в этих участках.

В классической теории электрических машин данные потери рассчитываются следующим образом:

$$p = k_h B_{\max}^2 f + k_c (B_{\max} f)^2, \quad (3.2)$$

где  $k_h$  – коэффициент потерь на гистерезис,  $k_c$  – эмпирический коэффициент потерь на вихревые токи,  $B_{\max}$  – амплитуда индукции,  $f$  – частота первой гар-

моники. Однако, при переходе к прямоугольной форме фазного тока, и как следствие, увеличению доли высших гармоник, данный подход не является справедливым. Данные потери можно оценить посредством интегральных показателей КЭ модели.

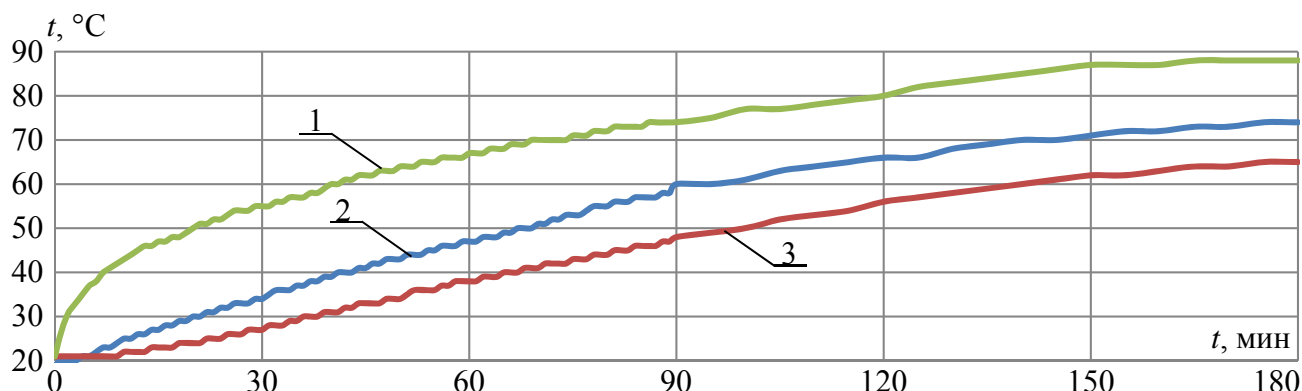


Рис. 3.20. Температура обмотки (1), станины (2) и ротора (3) при нагреве машины с заторможенным ротором постоянным током

Следует отметить, что в данной модели не рассчитываются процессы газодинамики, и следовательно, не учитывается охлаждение двигателя за счет самовентиляции. Автору известны программные продукты, позволяющие вести электромагнитный и тепловой расчеты параллельно, причем с учетом процессов газодинамики (*ANSYS Fluent*). Решение о выборе программных продуктов для моделирования данных было принято в силу следующих обстоятельств. Постоянная времени нагрева машины составляет чуть больше 2,5 часов. Для корректного электромагнитного расчета номинального режима работы машины необходимо выбрать шаг по времени порядка 0,005 мс. Расчет пространственной тепловой модели с таким шагом длился бы недопустимо долго.

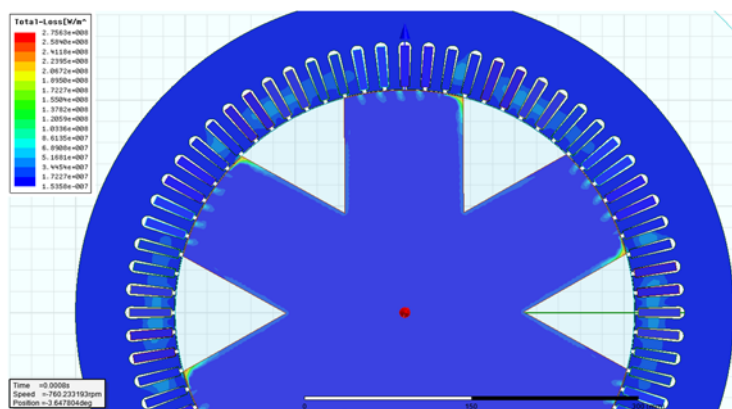


Рис. 3.21. Распределение магнитных потерь в разрезе машины

На последнем этапе производилось моделирование работы СРМНВ для двух случаев исполнения статора: со скосом пазов и без него. Как было показано в п.п. 3.3.3, величина зубцовых пульсаций в случае

применения скоса пазов минимизируется. Разница потерь, выделяемых в машине при первом и втором случае позволила количественно оценить влияние зубцовых пульсаций на энергетику электропривода. Величина потерь, обусловленных зубцовыми пульсациями момента составила 12% от мощности двигателя.

### **3.5. Выводы по главе 3**

1. Предложена методика выбора силового электротехнического оборудования, отличающаяся тем, что содержит ряд взаимосвязанных этапов: выбора оптимальной траектории движения по условию минимума электрических потерь, выбора параметров силового оборудования и уточнения качества процессов управления по единому критерию – минимуму колебательности системы. При этом каждый из этапов может рассматриваться как постановочный для последующих и позволяет дать однозначный ответ об эффекте, который вносит соответствующих параметр.
2. Установлено, что оптимальная траектория движения электропривода подачи содержит несколько участков, при этом, если пренебречь наличием упругостей и люфтов, график скорости будет иметь треугольную форму, и соотношение времени пуска ко времени торможения составит примерно 2:1. Полученный результат можно объяснить “рваным” характером нагрузки электропривода: позиционный электропривод подачи, работающий на участке разгона, преодолевает момент сопротивления, создаваемый перемещаемой трубой, а на участке торможения к этому моменту добавляется усилие, обусловленное влиянием главного электропривода.
3. Развивая труды проф. Терехова В.М., Усынина Ю.С., показано, что дополнительные потребительские качества в электроприводе могут быть получены, если учесть возможности, которые дают новые типы электромеханических преобразователей, например СРМНВ: большую механическую жесткость вала двигателя в радиальном направлении, широкую полосу равномерного пропускания частот в контуре регулирования момента, большие перегрузки по моменту.

## ГЛАВА 4. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С МАКСИМАЛЬНЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ КОНТУРА МОМЕНТА

В многомассовых системах наилучшие показатели регулирования достигаются в структурах модального управления. Однако эти возможности могут быть достигнуты лишь при очень высоком быстродействии самого внутреннего контура регулирования и при детальном описании объекта управления. В некоторых случаях удается обеспечить показатели качества в более простой схеме с подчиненным регулированием переменных, но для этого необходимо найти область, в которой величина перерегулирования  $\sigma$  остаётся в допустимых пределах. С одной стороны, эта область ограничена полосой пропускания контура “неизменяемой части”  $\Pi$  (рис. 2.1), с другой стороны – быстродействием КРМ. Независимо от типа системы управления СУ настройка на последующих этапах требует обеспечить максимальное быстродействие КРМ.

### 4.1. Синтез структуры и параметров КРМ

#### 4.1.1. Постановка задачи синтеза КРМ

Синтез КРМ выполнялся по критерию:

$$\Delta t_{\text{ПП}} = \min f(\Pi; \mathbf{W}_{\text{РКМ}}(\mathbf{p})),$$

где  $\Pi$  – функциональные решения (тип структуры управления),  $\mathbf{W}_{\text{РКМ}}(\mathbf{p})$  – вектор, состоящий из последовательных корректирующих устройств,  $\Delta t_{\text{ПП}}$  – время переходного процесса КРМ.

Определим **ограничения**, обусловленные требованиями к максимальной разностенности трубы. Аппроксимируем контур регулирования момента апериодическим звеном первого порядка с передаточной функцией  $W(p) = \frac{1}{T_M p + 1}$ , тем самым ограничив полосу равномерного пропускания частот конкретным значением. Характер переходного процесса в контуре положения при уменьшении постоянной времени  $T_M$  будет изменяться с монотонного на апериодический, а в не-



которых случаях даже колебательный. Степень ухудшения точности позиционирования будем оценивать величиной перерегулирования  $\sigma$ . На рис. 4.1 приведена зависимость  $\sigma$  от времени  $T_M$  и передаточного числа редуктора  $j$ . Также на рисунке обозначена граница влияния каждого из параметров. При  $j < 0,13$  перерегулирование в большей степени зависит от  $T_M$ , в то время как при  $j > 0,13$  точность позиционирования зависит от  $j$ . Поскольку оптимальным значением передаточного числа редуктора было выбрано  $j=0,1$ , в данном случае ограничить значение перерегулирования в допустимых пределах ( $\sigma = 10\%$ ) возможно лишь добившись высокого быстродействия в контуре регулирования момента. Постоянная времени данного контура, согласно рис. 4.1 должна составлять  $T_M = 0,002 \dots 0,01$  с.

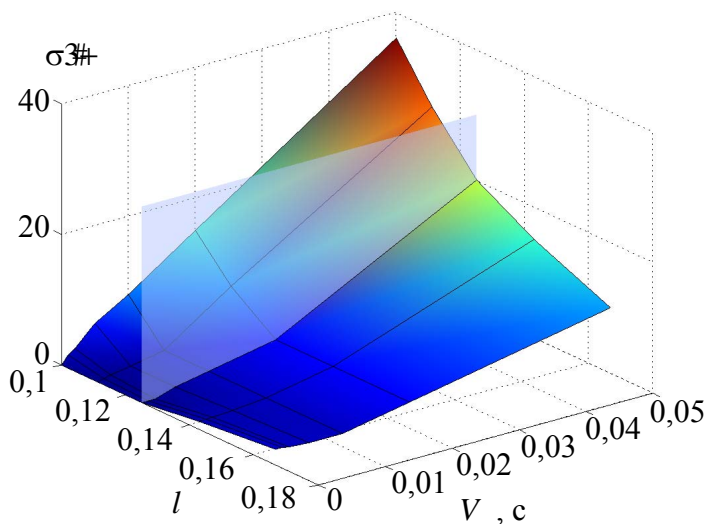


Рис. 4.1. Перерегулирование  $\sigma$  в зависимости от постоянной времени контура регулирования момента  $T_M$  и передаточного числа редуктора  $j$ .

При большом быстродействии контура регулирования момента КРМ и малой механической постоянной времени двигателя, воздействуя на передаточное число редуктора  $j$ , можно получить высокую точность позиционирования. Но все вышесказанное справедливо, если считать, что контур регулирования момента имеет бесконечную полосу

пропускания частот. Поэтому далее рассмотрены пути увеличения быстродействия КРМ.

#### 4.1.2. Выбор упрощенной математической модели

Задача выбора структуры управления требует произвести сравнительный анализ разных типов систем управления электроприводом. При этом в инженер-

ной практике более удобно пользоваться упрощенными математическими моделями. Однако, как было показано в пп. 3.4.3, для модели синхронной реактивной машины необходимо учитывать зубцовые пульсации момента, т.к. их доля может составлять до 30% от номинального момента, что безусловно сказывается на устойчивости системы и в конечном счете на качестве позиционирования заготовки.

Одним из возможных путей решения этой проблемы является предварительный расчет магнитной системы электрической машины, а именно набора кривых потока  $\Psi = f(I, \theta)$  и момента  $M = f(I, \theta)$ , где  $I$  – действующее значение статорного тока,  $\theta$  – угол поворота. На рис. 4.2 приведены вышеназванные зависимости для двигателя 4A280S6Y3 мощностью 75 кВт. Как видно из рисунка, наличие пульсаций магнитной индукции в воздушном зазоре приводит к пульсациям момента двигателя.

Далее расчет по полученным данным позволяет реализовать модель ЭМП в табличной форме.

Переход к такой структуре позволил значительно снизить объем вычислений на единицу времени. Однако для получения достаточно подробных таблиц магнитного состояния электрической машины необходимо предварительно произвести большое количество расчетов системы с распределенными параметрами. Таким образом, данная система, с точки зрения подхода к расчету, вырождается в изначально предложенную (рис. 2.13).

На этапе синтеза системы управления и настройки регуляторов удобно перейти к упрощенной математической модели машины. Такая модель была реализована в программном продукте *MATLAB Simulink*. Более подробное её описание будет дано позже.

Наиболее полной моделью электропривода, учитывающей распределение магнитного поля в электрической машине является модель, выполненная в программном комплексе *ANSYS SImplorer-Maxwell* (рис 2.13). Двигатель в данном случае представлен конечно-элементной моделью, расчет которой ведется на каждом шаге. На одну секунду расчетного времени требуется порядка 16 часов реального.

Однако такое уточнение позволяет более подробно исследовать физику переходных процессов в системах с высоким быстродействием. Кроме того, определение параметров ротора, таких как  $L_d$  и  $L_q$ , приближенными методами является чрезмерно сложной задачей.

Для оценки точности расчета всеми выше-названными способами был произведен сравнительный анализ переходных процессов, полученных на каждой из моделей. Наиболее наглядным и доступным для наблюдения является сигнал тока статора. На рис. 4.3 приведены осциллограммы, полученные на моделях *Matlab* и *Simplorer*.

В качестве эталонных осциллограмм переходных процессов использовались осциллограммы, полученные на экспериментальной установке синхронного реактивного электропривода с независимым возбуждением.

В качестве критерия сравнения принимались осциллограммы скорости и тока (момента). Был произведен статистический анализ адекватности трех пред-

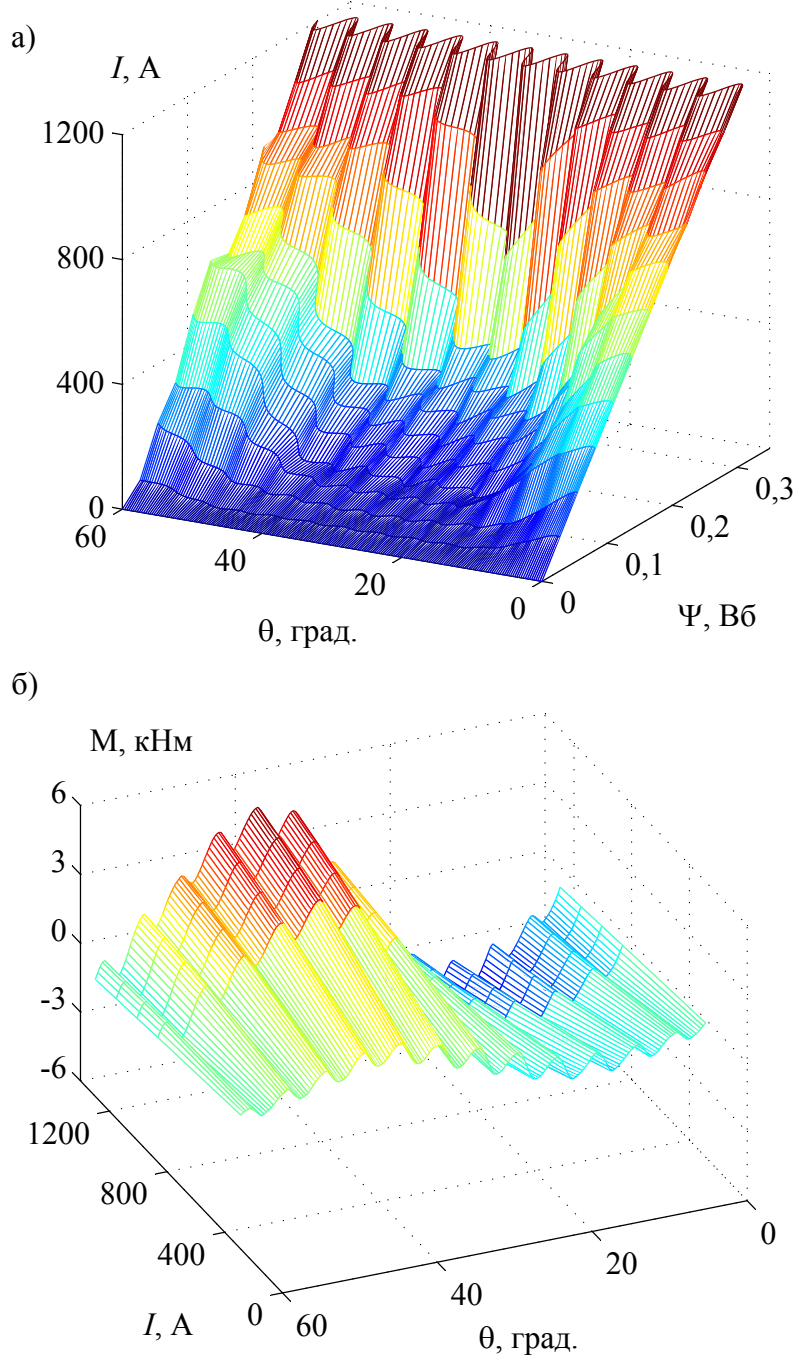
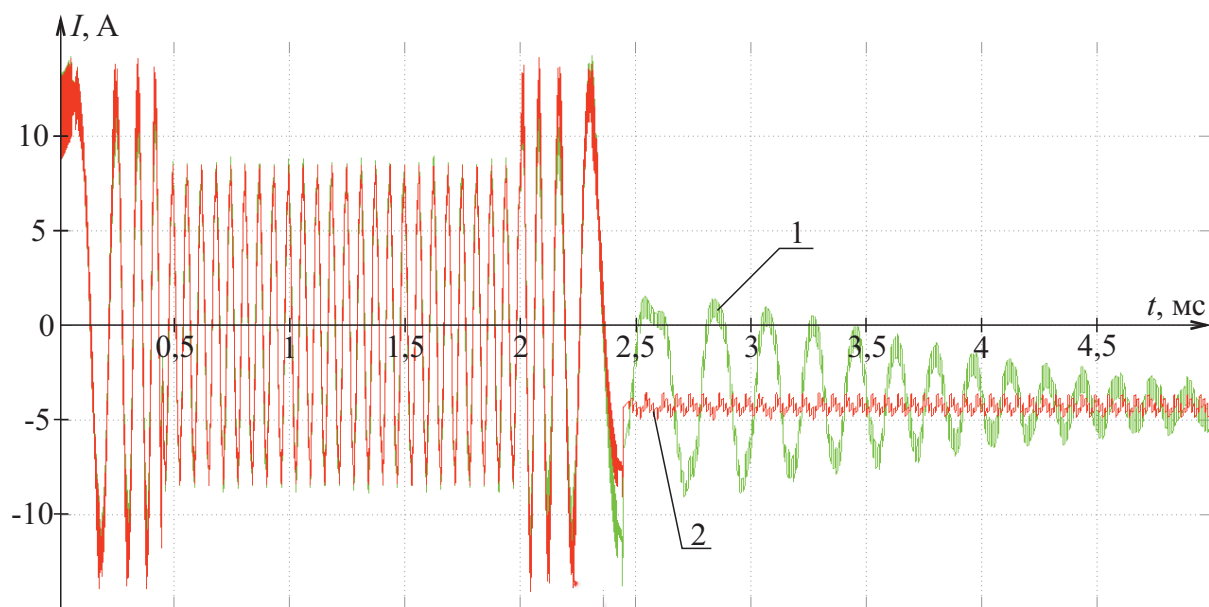
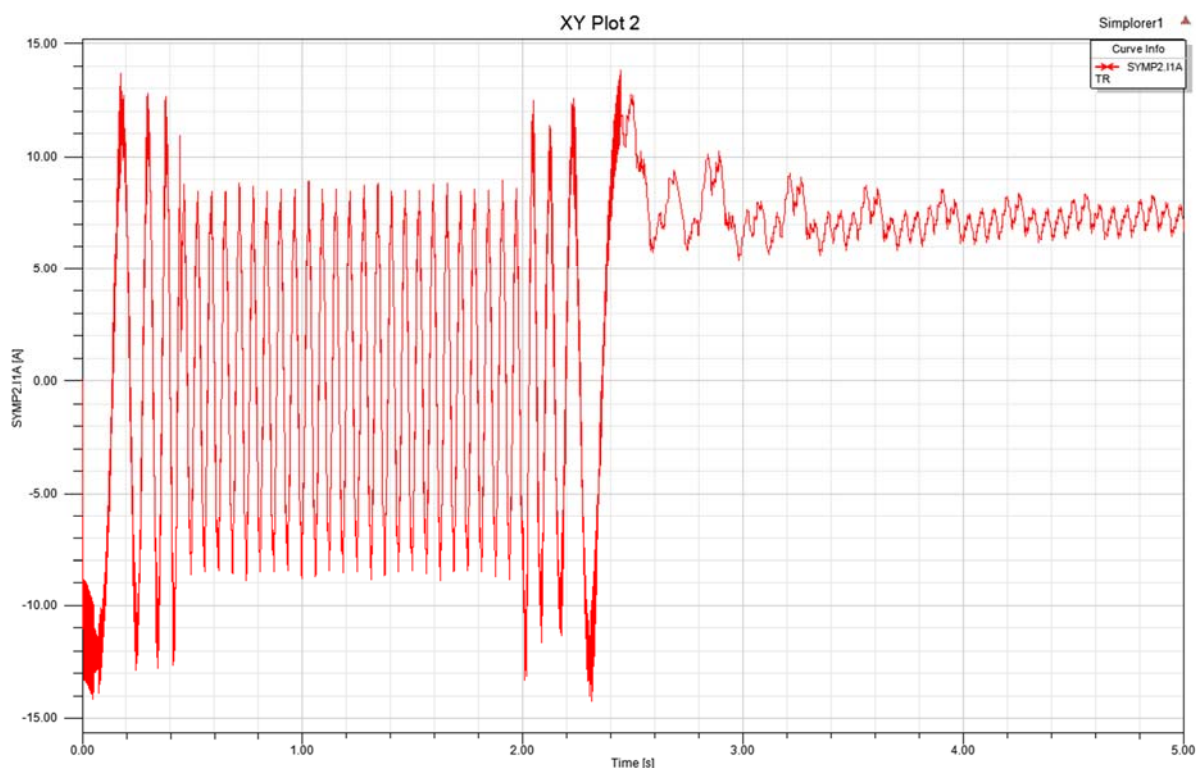


Рис. 4.2. Результаты расчета магнитной системы на модели с распределенными параметрами: а) потока  $\Psi$ , б) момента

ложенных выше моделей. В качестве эталонных кривых были приняты осциллограммы, полученные в ходе натурального эксперимента. Обработка проводилась для 31 выборки для случаев работы на пониженной и номинальной скоростях. Статический момент нагрузки варьировался от 0 до 3 Мн. Данные статистической обработки приведены в табл. 4.1.



а)



б)

Рис. 4.3. Осциллограммы тока при разгоне на холостом ходу а) модели *Matlab 1* – сигнал с датчика тока, 2 – сигнал, вычисленный наблюдателем б) модели *Simplorer*

Таблица 4.1.

## Статистический анализ адекватности математических моделей

№	M	$\omega_{\text{ЭКСП}}$	$\omega_{\text{Matlab}}$	$d_{\text{Matlab}}$	$\omega_{\text{MatlabT}}$	$d_{\text{MatlabT}}$	$\omega_s$	$d_s$
1	0	1	1,01	0,01	1,02	0,02	1,001	0,001
2	0,1	1	1,006	0,006	0,97	-0,03	1	0
3	0,2	1	0,99	-0,01	0,98	-0,02	1,004	0,004
	...							
31	3	1	0,988	-0,012	0,754	-0,246	0,99	-0,01
					M<M <sub>H</sub>	M>M <sub>H</sub>		
$S_d$			0,0089	0,019	0,23			0,004
$t$			0,47	0,75	2,67			0,25
$t_{\text{КРИТ}}$			1,696					
№	M	$\omega_{\text{ЭКСП}}$	$\omega_{\text{Matlab}}$	$d_{\text{Matlab}}$	$\omega_{\text{MatlabT}}$	$d_{\text{MatlabT}}$	$\omega_s$	$d_s$
1	0	0,1	0,108	0,008	0,101	0,001	1	0
2	0,1	0,1	0,089	-0,011	0,103	0,003	1,004	0,004
3	0,2	0,1	0,09	-0,01	0,094	-0,006	1,002	0,002
	...							
31	3	0,1	0,106	0,006	0,0648	-0,0352	0,099	0,001
					M<M <sub>H</sub>	M>M <sub>H</sub>		
$S_d$			0,18	0,021	0,29			0,009
$t$			2,21	0,86	2,89			0,36
$t_{\text{КРИТ}}$			1,696					
Вывод	Эталон		Высокая погрешность на низких скоростях		Высокая погрешность в зоне перегрузок		Оптимальная сходимость	

Как видно из таблицы, полученные значения квантиля Стьюдента не превышают критического значения для моделей, учитывающих распределение магнитного поля в электрической машине. Математическая модель *Matlab* также дает адекватный результат, но только при работе в номинальной точке. На пониженных скоростях из-за неучёта пульсаций момента наблюдается расхождение данных моделирования относительно эксперимента более чем на 10 %. Табличный расчет магнитного состояния машины дает более удовлетворительные результаты, однако в силу дискретности снятия данных характеристик в режимах перегрузки получается достаточно большая погрешность, не превышающая, однако, 5 %. Оптимальную сходимость во всем диапазоне работы удалось получить на модели, выполненной в комплексе *ANSYS Simplorer-Maxwell*.

### 4.1.3. Выбор структуры управления по принятой системе критериев

Выбор структуры управления П по критерию минимума времени переходного процесса в контуре регулирования момента выполнялся при заданных ограничениях показателей: робастности, пульсаций электромагнитного момента, минимуму перерегулирования. Для сопоставления были выбраны схемы векторного управления (с частотно-токовым регулированием, с поддержанием постоянного вектора потокосцепления ротора, трансвекторные) и релейно-векторного управления, более известные как структуры с *DTC*-управлением (*Direct Torque Control*). В обоих случаях оценка быстродействия производилась на упрощенной математической модели, результаты были подтверждены экспериментально.

Для наглядности сравнение рассматриваемых схем проводилось по балльной системе. Для каждой схемы производилась оценка по приведенным критериям, выставлялись баллы от 0 до 10, где оценка в 10 баллов означала, что схема полностью удовлетворяет требованиям, 0 – не удовлетворяет требованиям (Табл. 4.2).

Таблица 4.2

Рейтинго-балловое сопоставление структур управления

Схема управления	Робастность	Минимально достижимый уровень пульсаций момента	Минимально достижимый уровень перерегулирования
Прямого управления моментом	9	4	10
“Трансвектор”	7	9	8
Частотно-токовое векторное управление	4	8	7

Ниже поясним как были получены данные результаты.

#### Оценка быстродействия систем

Для оценки быстродействия системы с *DTC*-управлением была создана математическая модель в системе *Matlab* (рис. 4.4). Поскольку в стандартной библиотеке *Simulink* отсутствует модель СРМ, вместо неё была взята наиболее близкая модель синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов, после чего потокосцепление, создаваемое магнитами, было приравнено к нулю. Таким образом, электромеханические свойства двигателя в системе *d-q* координат, жестко привязанной к ротору, описывались следующей системой уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d \\ M = 1,5 pp(L_d - L_q) i_d i_q \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (M - M_c) \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega_r \end{array} \right. ,$$

где  $R$  – сопротивление статорной обмотки,  $\omega_r$  – угловая скорость ротора,  $pp$  – число пар полюсов,  $M$  – электромагнитный момент, создаваемый двигателем,  $M_c$  – момент сопротивления,  $\varphi$  – угол поворота вала. Поскольку текущие координаты электропривода, такие как момент и потокосцепление, недоступны для прямого измерения, их вычисление производится посредством наблюдателя. В системе имеются датчики напряжения. Зная фазные напряжения, легко найти их проекции на оси неподвижной системы координат  $\alpha$ - $\beta$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_\alpha = U_a - \frac{1}{2}(U_b + U_c) \\ U_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}(U_b - U_c) \end{array} \right. .$$

Зная текущий угол поворота ротора  $\theta$ , вычисляемый также наблюдателем, находим проекции вектора напряжения в системе координат  $d$ - $q$ , связанной с ротором:

$$\begin{cases} U_d = U_\alpha \cdot \sin \theta + U_\beta \cdot \cos \theta \\ U_q = U_\alpha \cdot \cos \theta + U_\beta \cdot \sin \theta \end{cases}$$

Далее, учитывая математическое описание двигателя

$$\left\{ \begin{array}{l} U_d = i_d R + L_d \frac{di_d}{dt} + \omega_r p L_q i_q \\ U_q = i_q R + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r p (L_d i_d + \Psi_r) \end{array} \right. ,$$

где  $U_d$ ,  $U_q$  и  $i_d$ ,  $i_q$  – напряжения и токи в координатах  $d$ - $q$ ;  $R$  – активное сопротивление обмоток;  $L_d$ ,  $L_q$  – индуктивности обмоток в координатах  $d$ - $q$ ,

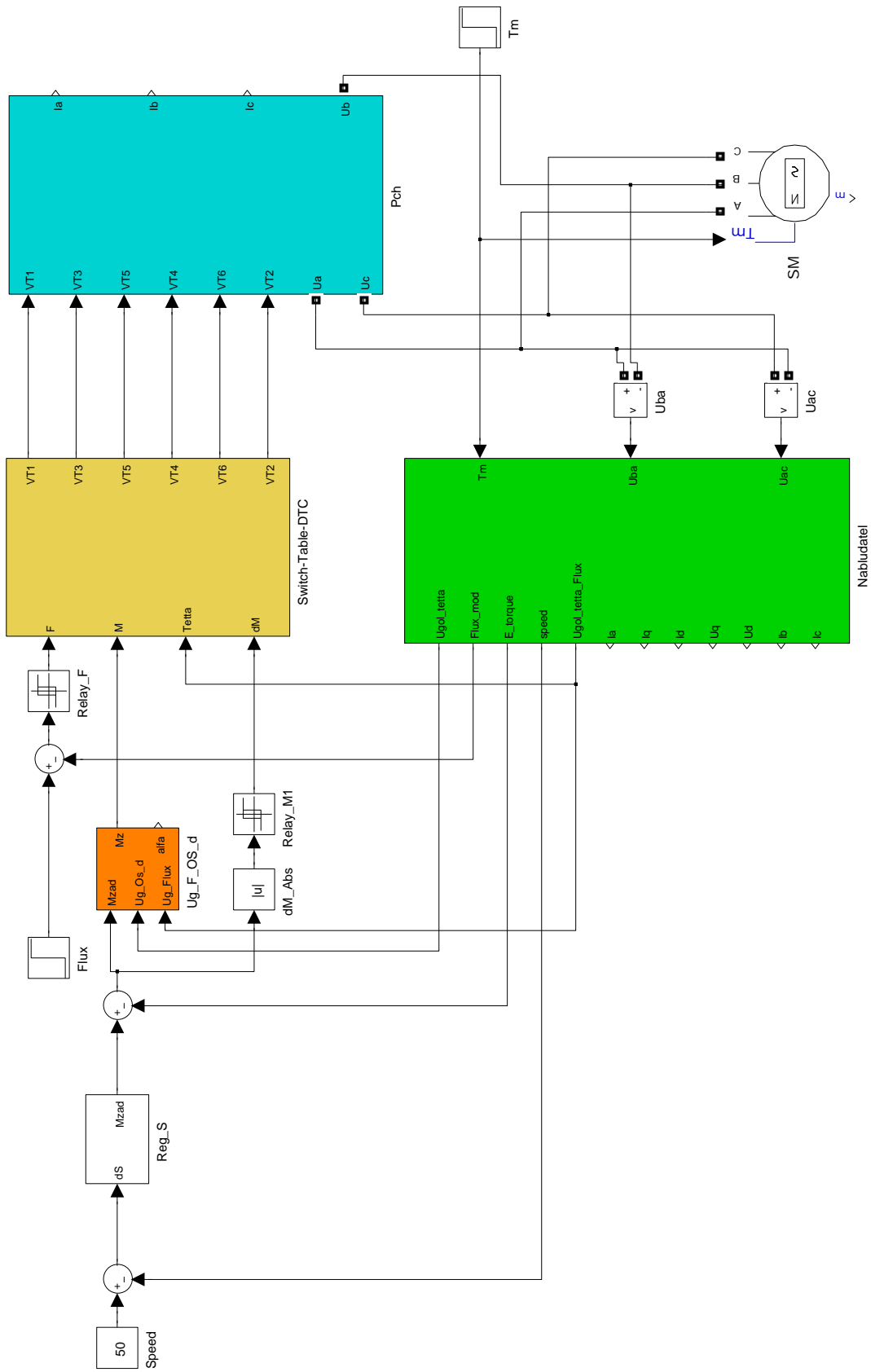


Рис. 4.4. Обобщенная математическая модель системы DTC на базе СРМ, реализованная в системе *Matlab-Simulink*



$\omega_r$  – угловая скорость ротора,  $p$  – число пар полюсов,  $\psi_r$  – потокосцепление ротора, находим составляющие статорного тока в осях  $d$  и  $q$ :

$$\begin{cases} i_d = \frac{U_d + i_q \cdot \omega_r \cdot pp \cdot L_q}{L_d \cdot p + R} \\ i_q = \frac{U_q - i_d \cdot \omega_r \cdot pp \cdot L_d}{L_q \cdot p + R} \end{cases}$$

На следующем этапе наблюдателем вычисляется модуль вектора потокосцепления статора:

$$\Psi = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2},$$

где  $\psi_d = i_d \cdot L_d$ ,  $\psi_q = i_q \cdot L_q$ .

Наконец, зная текущие значения проекций токов и потокосцеплений на оси  $d$  и  $q$ , находим электромагнитный момент:

$$M = \frac{3}{2} pp (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d).$$

В работах Рудакова В.В., Козярука А.Е., Перельмутера В.В., Соколовского Г.Г. достаточно подробно описана система *DTC* для асинхронного электропривода [97,132,56]. Однако задача отладки данного управления для реактивной машины является достаточно актуальной.

Особенностью рассматриваемого способа управления применительно к СРМНВ является учёт знакопеременного характера электромагнитного момента при вращении вектора результирующего потокосцепления относительно ротора. Для реактивного ротора можно выделить два периода на один электрический оборот и по два участка уменьшения и увеличения момента. Данное обстоятельство требует усложнения структуры регулятора момента (рис 4.5, а). Допустим, в данный момент времени мы работаем в точке  $A$  угловой характеристики (рис. 4.5, б). Тогда для увеличения момента необходимо “смещаться” по угловой характеристики вправо, что будет соответствовать положительному сигналу регулятора момента. Если же в текущий момент времени мы работаем в точке  $B$ , несмотря на то, что данная точка по-прежнему находится на положительной полуволне угловой характеристики, для увеличения момента необходимо двигаться влево, что будет соответствовать отрицательному

сигналу регулятора момента. Таким образом, необходимо дополнительно определять положение ротора и рассчитывать угол поворота результирующего вектора потокосцепления относительно магнитной оси ротора для определения направления вращения этого вектора, которое бы вызвало требуемое изменение электромагнитного момента.

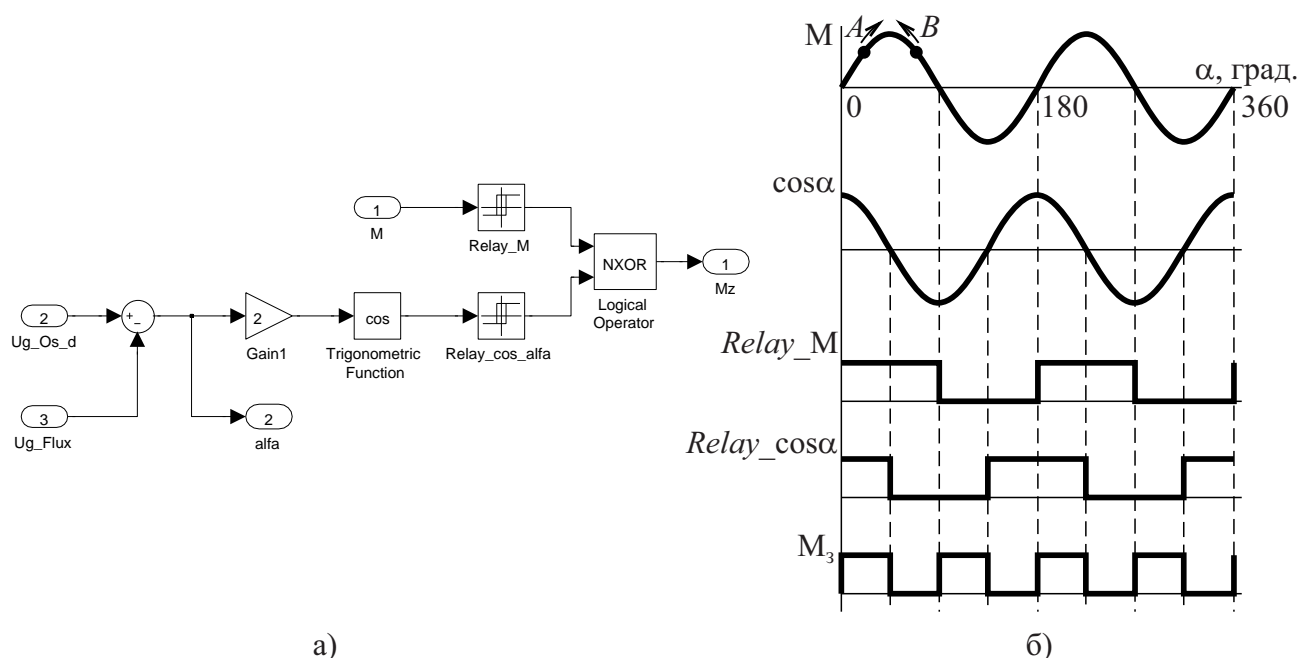


Рис. 4.5. Принцип работы регулятора момента в системе с DTC-управлением на базе CPM

На рис. 4.6 показаны результаты моделирования процесса пуска на холостом ходу. Особенностью синхронного электропривода с реактивным ротором является процесс нарастания потокосцепления статора в начальный момент времени. Скорость нарастания определяется величиной подаваемого напряжения на статор. Осциллограммы наглядно демонстрируют тот факт, что при такой системе управления составляющая тока по оси  $q$  пропорциональна величине момента, проекция на ось  $i_d$  пропорциональна потоку.

Очевидным недостатком данной системы являются высокочастотные пульсации электромагнитного момента, ухудшающие условия нагрева электрической машины. Однако, задача энергосбережения для электропривода подачи является менее актуальной, т.к. данный электропривод является наиболее ответственным в технологическом процессе, и повышение быстродействия его работы и точности позиционирования даст больший экономический эффект за счет снижения

отбраковки продукции и повышения производительности работы всего стана, чем вялая система подачи с высоким КПД.

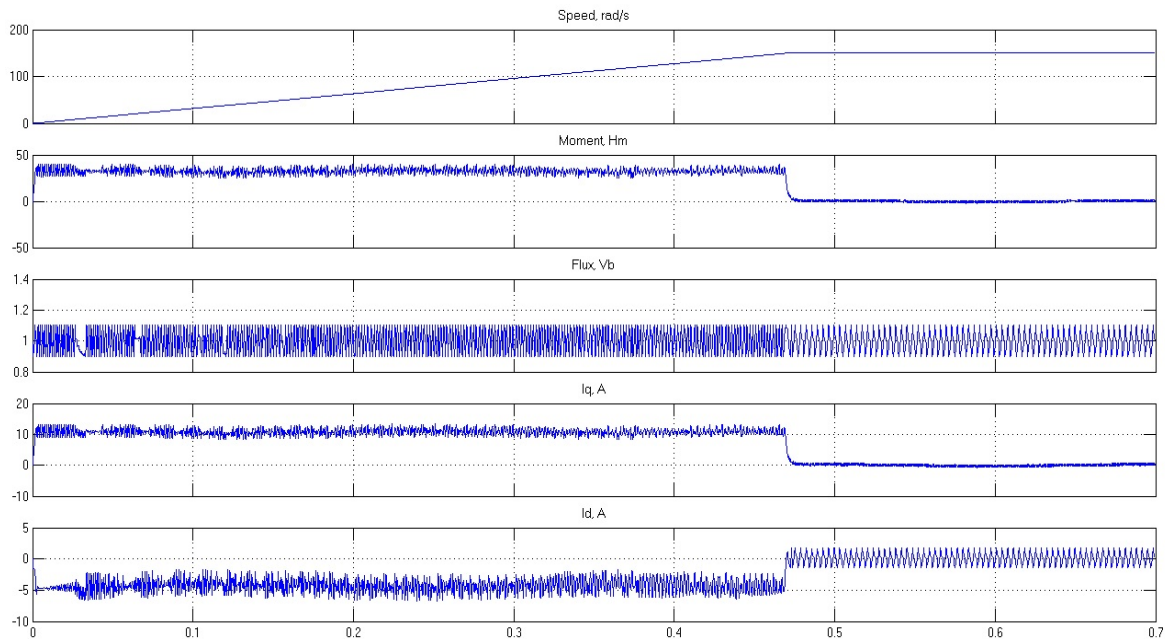


Рис. 4.6. Режим разгона на холостом ходу до номинальной скорости при  $\psi = \text{Const}$  для синхронного электропривода с реактивным ротором

В системе с *DTC*-управлением в каждый момент времени состояние инвертора напряжения выбирается таким, чтобы уменьшить (ограничить) ошибку регулируемых координат. В качестве таковых выступают потокосцепление статора  $\psi_c$  и электромагнитный момент  $M$ . В [97] говорится о том, что быстродействие данной системы будет определяться дискретностью  $T_c$  работы цифрового контроллера, посредством которого осуществляется работа системы. Это означает, что выбранный вектор напряжения удерживается в течение  $T_c$ , после чего или сохраняется, или заменяется другим, если хотя бы одна из ошибок изменила знак. Действительно, статорная цепь описывается уравнением

$$u_c = r_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt},$$

где  $u_c$  и  $i_c$  – напряжение и ток статора,  $r_c$  – сопротивление обмотки статора.

Поскольку в электрических машинах промышленного исполнения индуктивное сопротивление статора многократно превышает активное, величиной  $r_c$  можно пренебречь, тогда приращение вектора  $\psi_c$  за время  $T_c$ :

$$\Delta\psi_{c\alpha} = u_{c\alpha}T_c, \Delta\psi_{c\beta} = u_{c\beta}T_c,$$

где  $u_{c\alpha}, u_{c\beta}$  – составляющие вектора напряжения в неподвижной системе координат.

Повысить быстродействие системы, снизив к тому же пульсации момента, которые в случае позиционного электропривода являются актуальными, можно, уменьшив время  $T_c$ . Также актуальным здесь становится вопрос устойчивости системы. При жесткой привязке к потокосцеплению ротора, например, при наличии датчика положения, имеется возможность точно определить все координаты моментного треугольника. Классическая система прямого управления моментом выполняется бездатчиковой.

Анализ результатов моделирования и аналитический расчет показали, что быстродействие данной системы зависит от дискретности работы цифрового контроллера. Существующие сегодня микроконтроллеры могут обработать данный объем вычислений за  $T_c = 1 \cdot 10^{-6}$  с.

Далее произведем оценку **быстродействия векторных** структур управления. Прежде всего следует отметить, что такие системы выполняются по замкнутому принципу. Наиболее широкое распространение получили векторные СУ с косвенным вычислением потока. Такие системы могут выполняться как с произвольной ориентацией системы координат, так и с ориентацией системы координат по вектору потокосцепления ротора.

Не получил широкого применения, но заслуживает внимания принцип ориентирования по полю двигателя, так называемая система “**Трансвектор**”, предложенная в 1972 г. Ф. Блашке. Отличительной особенностью её является прямое измерение мгновенного значения и пространственного положения вектора потокосцепления в воздушном зазоре. Такое измерение производится обычно с помощью датчиков Холла. Управление двигателем осуществляется в этом случае посредством переменных, преобразованных к координатным осям, ориентированным по полю. При этом появляется возможность разделить управление двигателем по каналу возбуждения и каналу момента. В системе измеряются мгновенные значения токов статора и поток в воздушном зазоре. Далее производится трехфазно-двухфазное преобразование, в результате чего определяются проекции

тока статора на оси, ориентированные по полю машины. Эти сигналы сравниваются с уставкой, и затем в зависимости от величины ошибки формируются сигналы управления моментом и потоком, по-прежнему ориентированные по полю. Остается произвести их обратное преобразование и получить трехфазные составляющие.

Поскольку в отличие от классического векторного управления здесь величины  $\psi_\alpha$  и  $\psi_\beta$  определяются не косвенно, а посредством прямого измерения, это делает систему более устойчивой. Конечное быстродействие контура момента в этом случае будет ограничено лишь временем изменения амплитуды вектора потокосцепления статора или возможностью полупроводникового преобразователя. В случае классического векторного управления быстродействие будет зависеть не только от скорости изменения амплитуды вектора потокосцепления статора, но и от скорости изменения угла между векторами потокосцеплений статора и ротора.

Известно, что увеличение частоты среза замкнутого контура ведет к ухудшению условий устойчивости системы, что проявляется в снижении запаса устойчивости и увеличении резонансного максимума на частотной характеристике вблизи частоты среза. Для определения зависимости амплитудного максимума и перегулирования от частоты среза контура тока на обобщенной математической модели электропривода (рис. 2.1) контур регулирования момента аппроксимировался звеном третьего порядка (рис. 4.7). Параметры  $T_1, T_2, T_3$  были определены таким образом, что разомкнутая система являлась устойчивой.

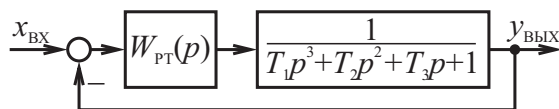


Рис. 4.7. Математическая модель КРТ

В работах [29,144] на основании экспериментальных частотных характеристик серии электроприводов переменного тока показано,

что параметры  $T_1, T_2, T_3$  могут быть выбраны таким образом, что неизменяемая часть может быть представлена последовательным соединением звеньев

$$\frac{1}{T_1 p + 1} \text{ и } \frac{1}{T_2' p^2 + T_3' p + 1'}$$

где  $T_1 \approx (3 \dots 10)T_2'$  и имеет следующий физический смысл:  $T_1$  определяется  $L_{я}$ ,  $T_2, T_3$  – малые постоянные времени.

На рис. 4.8, б представлены результаты моделирования и экспериментальные ЛАЧХ и ЛФЧХ. Последние снимались с помощью прибора “Вектор” для одной фазы СРМНВ, у которого в качестве источника питания каждой фазы выступает преобразователь частоты “*Maxi-maestro*”. Как видно из рисунка, до частоты порядка 500 рад/с характеристики практически совпадают. При дальнейшем увеличении частоты наблюдается небольшое расхождение, обусловленное неучетом в математической модели малых постоянных времени 4, 5 и более высоких порядков.

Варьируя коэффициент усиления П-канала регулятора тока, тем самым изменяя частоту среза  $\overline{\omega}_{ср}$ , регистрировался уровень резонансного максимума (рис. 4.9, а, 1) и перерегулирования (рис. 4.9, б).

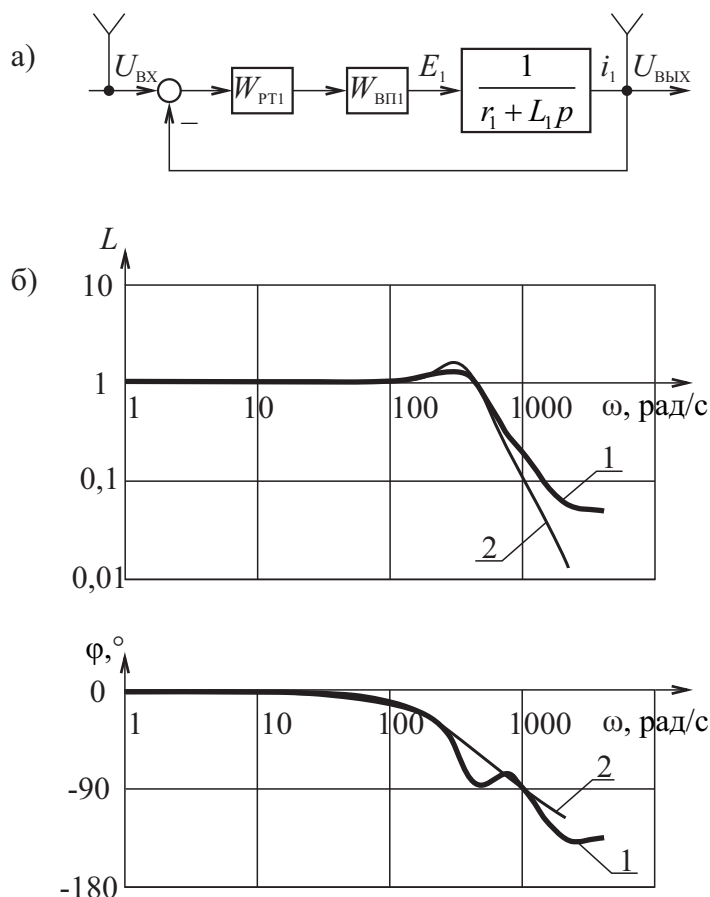


Рис. 4.8. Быстродействие контура тока:  
а) структурная схема, б) ЛАЧХ и ФЧХ:  
1 – экспериментальные, 2 – результаты моделирования

В зависимости от соотношения частоты среза  $\omega_{ср}$  и частоты Найквиста данная зависимость позволяет получить границу допустимых условий применения классической теории линейных систем. Как видно из рис. 4.9, положение этой границы зависит не только от соотношения частоты среза контура тока и частоты Найквиста, но и от величины амплитудного максимума  $A_M$ . Причем влияние  $A_M$  проявляется тем сильнее, чем ближе положение частоты среза к несущей.

Частота среза контура тока представлена в относительных

единицах. За базовое значение взято значение несущей частоты импульсного

ШИМ источника. Сравнивая частотные характеристики линейной и импульсной систем на частоте среза, была определена граничная частота, при которой данные характеристики не расходятся более, чем на 5%. В [25] доказано, что данная частота зависит не только от частоты среза КРТ, но и от частоты и амплитуды резонансного максимума, которые могут варьироваться в зависимости от соотношения  $\frac{T_2}{T_3}$ . Варьируя положение резонансного максимума  $\omega_{AM}$  и его амплитуду были получены значения граничной частоты, соответствующие  $\omega_{AM} = 0,3; 0,5; 0,64$ .

За границами 2, 3, 4 (рис. 4.9, а, 2, 3, 4) применение классических методов

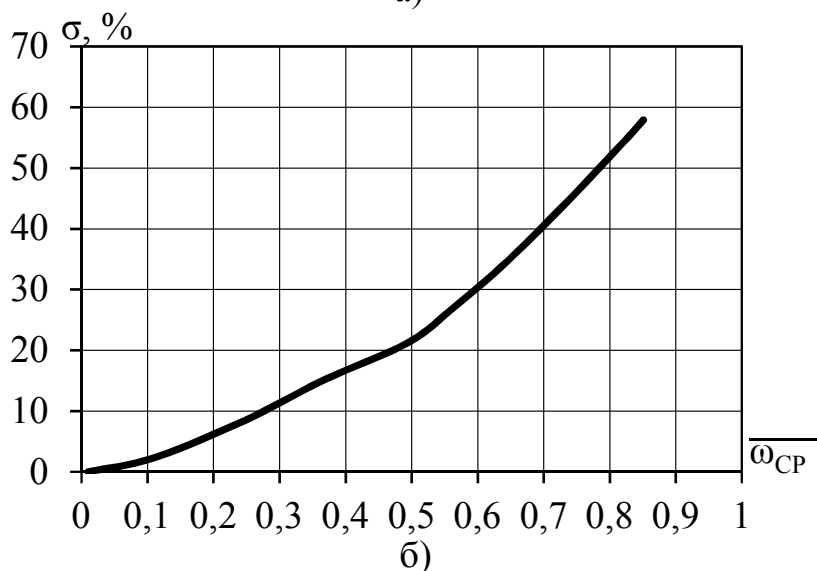
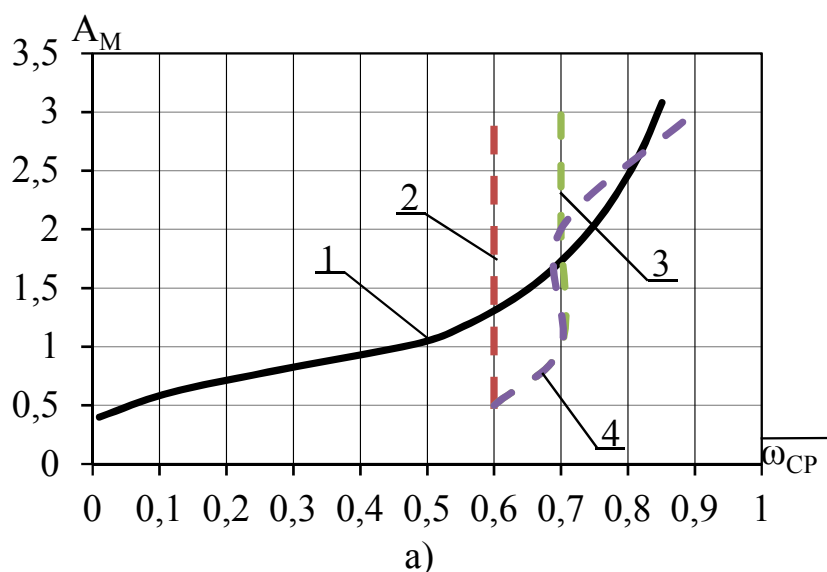


Рис. 4.9. Зависимость величины амплитудного максимума  $A_M$  (а, 1), зависимости граничной частоты от  $A_M$  для 2 –  $\omega_{AM} = 0,3$ ; 3 –  $\omega_{AM} = 0,5$ ; 4 –  $\omega_{AM} = 0,64$  и перерегулирования  $\sigma$  (б) от частоты среза контура тока.

анализа и синтеза систем не справедливо, т.к. наблюдается несовпадение частотных характеристик непрерывной и импульсной систем. В этой зоне рекомендуется использовать законы импульсных систем.

#### Оценка робастности структур управления электроприводом

Для электропривода переменного тока, работающего в повторно-кратковременном режиме с частыми перегрузками характерны режимы перегрева. При этом активное сопротивление статора  $r_1$  может меняться в пределах

вплоть до  $\pm 50\%$ . В системах с линейными регуляторами столь существенное изменение параметров электрической машины делает необходимым заново производить настройку системы управления, либо усложнять её структуру применением адаптивных регуляторов. Использование в системах прямого управления моментом релейных регуляторов делает систему более устойчивой к изменению параметров двигателя.

Была дана оценка робастности системы с *DTC*-управлением. На модели, приведенной на рис. 4.4, исследовалась зависимость времени переходного процесса в контуре регулирования момента при варьировании активного сопротивления обмотки статора. Кроме того, производилась оценка устойчивости системы к изменению сопротивления  $r_1$ , в качестве критерия было выбрано перерегулирование в контуре момента.

На рис. 4.10 приведены результаты исследований. Время переходного процесса увеличивается не более чем на 15% при увеличении сопротивления на 25% относительно номинального. Перерегулирование в контуре момента варьируется в пределах 6...10%. Таким образом, можно сделать вывод о том, что система оста-

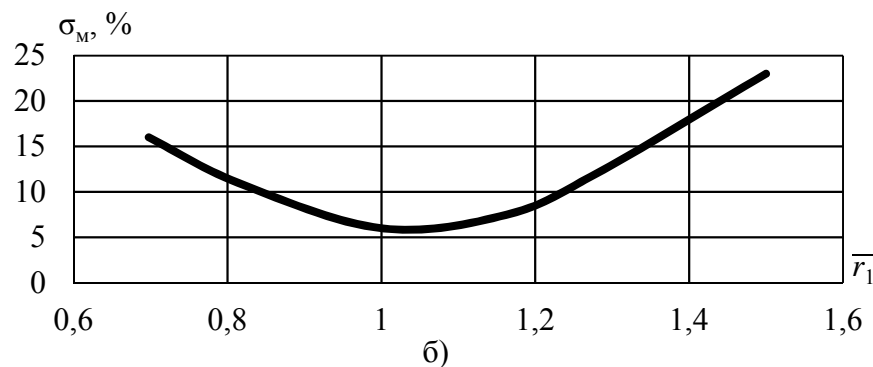
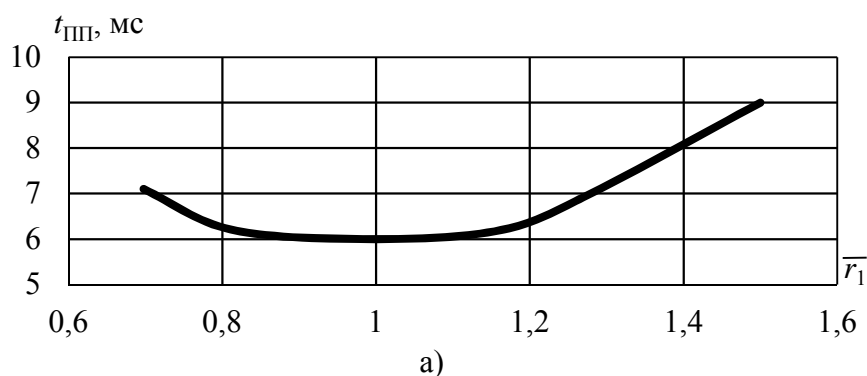


Рис. 4.10. Зависимость времени переходного процесса (а) и перерегулирования (б) в контуре регулирования момента от сопротивления статорной обмотки  $r_1$

ется устойчивой без снижения динамических показателей в диапазоне  $\pm 20\%$  от номинальных параметров.

Другим аспектом работы электрической машины с точки зрения изменения её параметров является режим перегрузок, когда существенно может из-



меняться соотношение  $x_d/x_q$ . Варьируя данное соотношение, было доказано (рис. 4.11), что система без дополнительных настроек остается устойчивой к изменению данных параметров, что говорит о её высокой робастности.

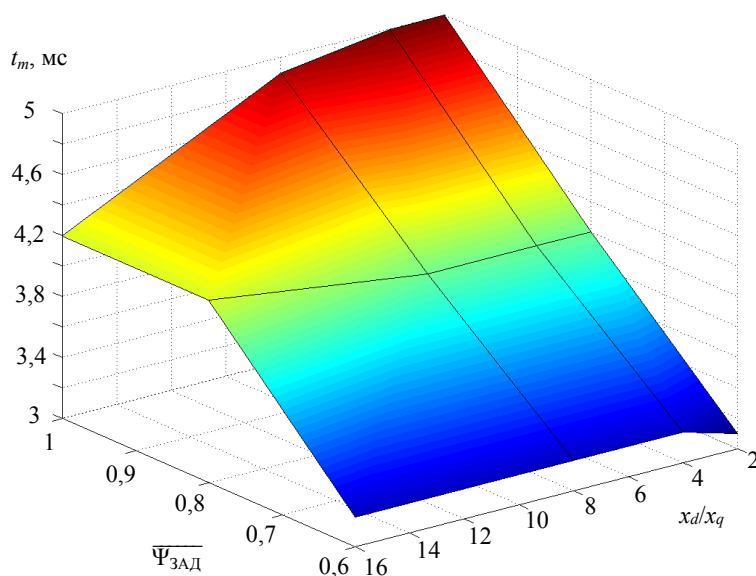


Рис. 4.11. Динамические характеристики электропривода с СРМНВ при DTC управлении

ным при изменении активного сопротивления статора в пределах  $\pm 4\%$ . Такая оценка является приближенной и может уточняться для конкретных электроприводов, однако полученный результат можно охарактеризовать как неудовлетворительный с точки зрения возможности применения в позиционном электроприводе. По 10-балльной шкале робастность системы с векторным управлением была оценена на 4 балла.

#### Оценка пульсаций момента

Анализ осциллограмм момента в системе с DTC-управлением (рис. 4.6) показал, что доля пульсаций момента относительно номинала составляет порядка 30...35%. Поскольку данные колебания являются высокочастотными, это не приводит к ухудшению качества переходных процессов, однако заметно сказывается на энергетических показателях системы.

Оценка пульсаций электромагнитного момента для электропривода с векторным управлением на базе СРМНВ производилась в работах [25,188]. В данном случае пульсации момента обусловлены коммутацией токов в функции положения ротора и зависят от фазности машины. Для шестифазного двигателя их доля может составлять 20...25%.

## Анализ результатов

Анализ схем по установленной системе оценок показал, что наилучшие показатели достигаются в схемах с *DTC*-управлением, в которых регулирование координаты электромагнитного момента осуществляется изменением угла между векторами потокосцепления статора и ротора. При этом максимальное быстродействие ограничено временем выполнения скана программы цифрового сигнального процессора. Известно, что отказ в существующих *DTC*-структурах от пространственной векторной модуляции в пользу “табличного” управления полупроводниковым преобразователем позволил значительно сократить задержку реакции системы в КРМ. Дальнейшее улучшение показателей возможно при снижении трудоемкости вычислительных процедур, необходимых для определения переменных электромагнитного момента и потокосцепления статора, и делает задачу упрощения математической модели при сохранении точности расчетов актуальной. В нашем случае такое упрощение было реализовано за счет математического описания ЭМП линейной характеристикой  $M = f(I)$ .

### 4.1.4. Синтез параметров корректирующих связей КРМ

КРМ настраивался последовательными корректирующими устройствами  $W_{\text{КРМ}}(p)$ , состоящими из двух релейных регуляторов: потокосцепления статора и момента, на входе которых алгебраически складывались сигнал задания регулируемой координаты и её оценка с выхода блока модели электропривода (рис. 4.12). Известно, что в системах *DTC* измерение текущих координат осуществляется косвенно. Поскольку в синхронной реактивной машине уровень зубцовых пульсаций электромагнитного момента имеет весомую долю (пп. 3.4.1), для корректной работы наблюдателя (устройства, вычисляющего координаты электропривода) необходимо учитывать в модели двигателя текущее магнитное состояние машины. Регулятор потока представлен двухуровневым релейным элементом. В качестве регулятора момента используется трехуровневый релейный элемент. Такое решение позволяет снизить высокочастотные коммутационные пульсации момента. Поскольку заданием на расчет магнитной системы является комбинация сигналов тока  $I$  и угла поворота  $\theta$ , вектор напряжения,



определяемый “таблицей переключения”, преобразуется в сигнал тока, исходя из известного соотношения:

$$u = ir + L \frac{di}{dt}.$$

Следует отметить, что на каждом шаге расчета значение индуктивности  $L$  уточняется по формуле:

$$L = \frac{\Psi}{I}.$$

Задержка переключения состояний инвертора при изменении сигнала задания на напряжение учтена звеном чистого запаздывания  $ke^{-p\tau}$ .

Выбор гистерезиса релейных регуляторов выполнялся традиционным способом по критерию минимума пульсаций момента. Нижняя граница ширины гистерезиса определялась максимально допустимой частотой коммутации полупроводниковых ключей. Для серийных частотных преобразователей она составляет 16 кГц. Поскольку в системах с *DTC*-управлением применяется ЧШИМ-модуляция, важно отметить, что при минимизации ширины петли гистерезиса регулятора момента посредством увеличения частоты ЧШИМ, растут потери в полупроводниковых ключах, и для отвода этого тепла требуется значительно увеличивать габариты преобразователя частоты.

На рис. 4.13 показана зависимость установившейся температуры транзисторного ключа от максимальной частоты ЧШИМ и действующего значения тока. Из рисунка видно, что потери в преобразователе растут не только с увеличением тока, но и с ростом максимальной частоты ЧШИМ. Очевидно, что для их уменьшения рекомендуется уменьшать величину петли гистерезиса. Однако, в этом случае важно, чтобы коммутационные пульсации момента оставались в допустимых пределах. Влияние пульсаций момента на качество позиционирования было подробно проанализировано в пп. 3.4.1.

Увеличение быстродействия КРМ было реализовано за счет упрощения математической модели электропривода. Такое упрощение вполне допустимо для электроприводов с СРМНВ, в которых зависимость между моментом и током

имеет линейный характер даже в зоне перегрузок. Линейная зависимость моментной характеристики обеспечивается в структурах управления с равными сигналами задания на возбуждение и активную составляющую тока и обусловлена эффектом последовательного возбуждения, когда размагничивающая реакция якоря компенсируется увеличением сигнала задания на составляющую тока возбуждения.

#### 4.2. Сопоставление показателей регулирования в структурах с подчиненным и модальным управлением

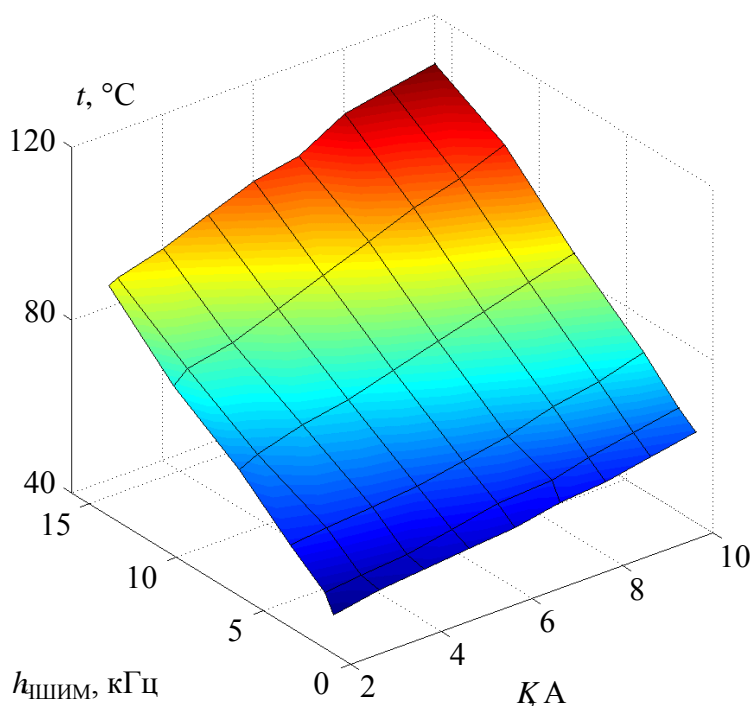


Рис. 4.13. Зависимость потерь в полупроводниковых преобразователях в функции максимальной частоты ЧШИМ

Наиболее распространенным построением замкнутой системы управления является принцип подчиненного регулирования. Однако, для позиционного электропривода главным критерием при синтезе системы управления является точность. Здесь наилучших показателей удастся добиться в системах с модальным управлением. В обоих случаях электромеханическая часть была

реализована на базе СРМНВ и описывалась математической моделью (рис. 2.1, модуль ЭМП). В исходной системе принимались: частота среза КРМ  $\omega_{\text{КРМ}} = 1500$  рад/с, скорости  $\omega_1 = 200$  рад/с и контура “неизменяемой части” II  $\omega_c = 20$  рад/с. В рассматриваемых структурах величина перерегулирования  $\sigma$  регистрировалась при изменении частот среза КРМ  $\omega_{\text{КРМ}}$  и “неизменяемой части” II  $\omega_{\text{СРО}}$ . С целью уточнения зависимостей градиентным методом Флетчера-Ривса определялись критические точки.

#### 4.2.1. Особенности синтеза структур управления с подчиненным регулированием координат

Принцип подчиненного регулирования является стандартизированным при разработке систем регулирования скорости и положения всевозможных механизмов общепромышленного и специального назначения [106]. На рис. 1.5 приведена структурная схема электропривода подачи, выполненная по принципу подчиненного регулирования. Система включает четыре основных контура регулирования: 1 – скорости двигателя  $n_1$ , 2 – скорости рабочего органа  $n_2$ , 3 – электромеханической коррекции, 4 – регулирования положения.

В общем случае принцип построения системы подчиненного регулирования остается неизменным для разных случаев исполнения силовой части как для приводов постоянного, так и переменного тока. В случае двухмассовой модели для реализации данной структуры управления необходимо наличие как минимум двух датчиков скорости ведущей и ведомой массы.

Контурные регуляторы могут иметь пропорциональную П или пропорционально-интегральную ПИ структуру. Функционально П-канал обеспечивает быстрое действие регулирования, И-канал – точность. Однако наличие интегратора в структуре последовательного корректирующего устройства делает её менее устойчивой, что усложняет настройку всей системы.

Настройка контурных коэффициентов  $k_{рп}$ ,  $k_{рс}$ ,  $k_{рт}$  основана на придании контурам свойств, удовлетворяющих некоторым требованиям к “оптимальности” форм переходных характеристик. Критерием оптимальности может быть, например, случай, когда все корни характеристического уравнения равны по модулю и являются отрицательными вещественными. Настройка контуров в идеологии подчиненного управления связана с “иерархией” подчинения их друг другу по принципу убывания быстрого действия от “быстрых” (внутренних) контуров к “медленным” (внешним). Инженерный подход к настройке контуров [145] рекомендует выбирать частоту среза каждого последующего контура в 2...4 раза меньше. При переходе от внутренних контуров к внешним требования, предъявляемые к точности, повышаются, а к быстродействию – снижаются.

В двухмассовых системах зачастую преобладает низшая собственная частота массы механической конструкции, соединенной с приводом посредством упруго-диссипативной связи, т.е. собственная частота первой “массы” превосходит её в четыре – пять раз. Подавление средствами управления влияния низшей частоты и расширение полосы пропускания управляемой электромеханической системы вплоть до значения низшей собственной частоты позволяет повысить устойчивость и быстродействие управления упругой механической конструкцией.

Задача практической оптимизации динамики двухмассового электромеханического объекта в рамках структуры подчиненного регулирования состоит в настройке контурных регуляторов, обеспечивающих усиление демпфирования упругих колебаний со стороны электропривода. Почти при всех сочетаниях параметров электропривода и механизма наличие упругих свойств делает необходимым снижать быстродействие системы, уменьшая коэффициенты усиления всех контурных регуляторов для получения требуемого качества переходных процессов.

В конечном счете, изменение настроек контурных регуляторов с целью уменьшения колебательных свойств линейного двухмассового электромеханического объекта или ограничения до допустимых значений амплитуды автоколебаний всегда связано с уменьшением границы полосы пропускания замкнутой системы не менее чем в 5...10 раз по сравнению со значением собственной частоты линейного упругого электромеханического объекта регулирования [10].

#### **4.2.2. Особенности синтеза структур управления с модальным управлением**

Зачастую в сложных системах, описываемых дифференциальными уравнениями третьего порядка и выше, обеспечить требуемую точность простыми методами становится практически невозможно. В этом случае выбирают другой путь, позволяющий уменьшить статическую ошибку по положению – применение структур с модальным управлением. Суть его сводится к следующему.

В системе, приведенной на рис. 1.5, введем обратную связь по каждой из координат прямого канала (рис. 4.14). Таким образом, у нас получится 4 контура

регулирования: момента  $M$ , скорости вала двигателя  $n_1$ , момента упругости  $M_y$  и скорости перемещения каретки  $n_2$ . Настройку начнем с контура момента, выполним его максимально быстродействующим, выбрав соответствующую величину коэффициента  $K_1$ . Далее, варьируя величину коэффициента обратной связи контура скорости вала двигателя  $K_2$ , добьемся постоянной времени данного контура  $T_2 = (2...4)T_1$ . Настройку всех последующих контуров произведем аналогичным образом. В конечном итоге получим систему, в которой постоянная времени каждого последующего “внешнего” контура будет в  $2...4$  раза больше. Перекрестные связи можно учесть двумя способами: либо привести к сумматору, расположенному на выходе регулятора положения, по правилам переноса, либо отбросить [145].

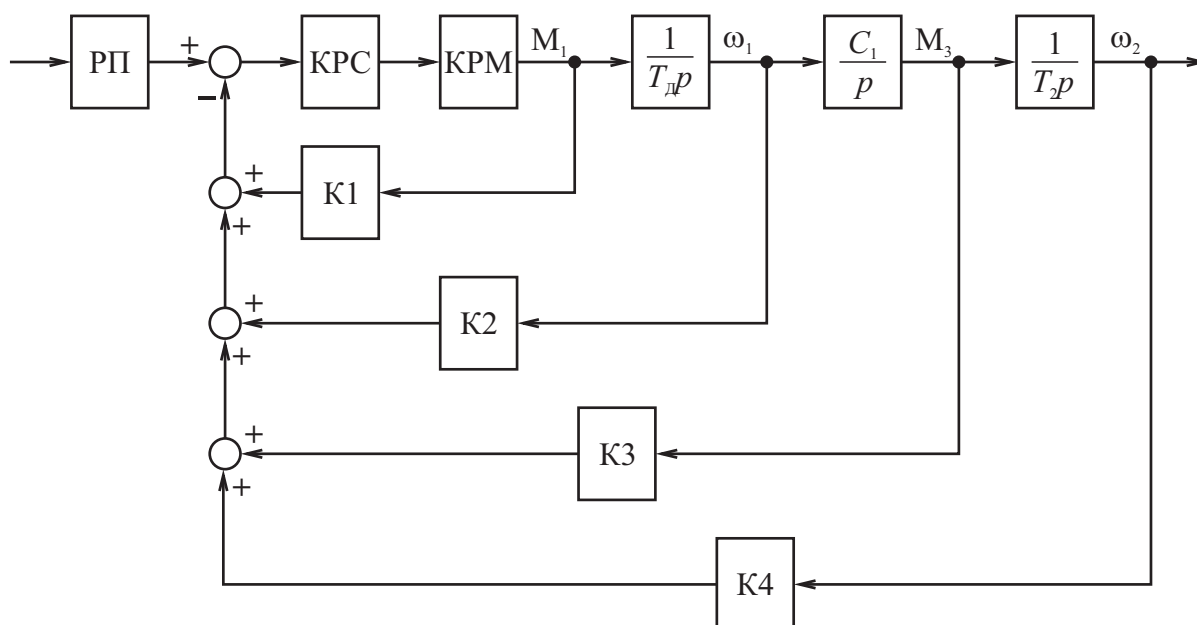


Рис. 4.14. Структура модального управления

Получившаяся система регулирования позволяет достичь высоких динамических показателей. Однако за счет большого числа обратных связей требует большого количества датчиков, что ведет к существенному её удорожанию. Для решения этой проблемы принято использовать наблюдатели – устройства, вычисляющие в режиме реального времени координаты привода по одному или нескольким доступным для измерения сигналам. С учетом развития современной микропроцессорной техники реализация данных устройств не представляет особой сложности. Однако следует отметить, что полноценно просчитать все коор-



динамики реального объекта с учетом возмущающих воздействий и внешних факторов практически невозможно. Для увеличения точности расчета наблюдатель обычно охватывают обратной связью по положению (рис. 4.15).

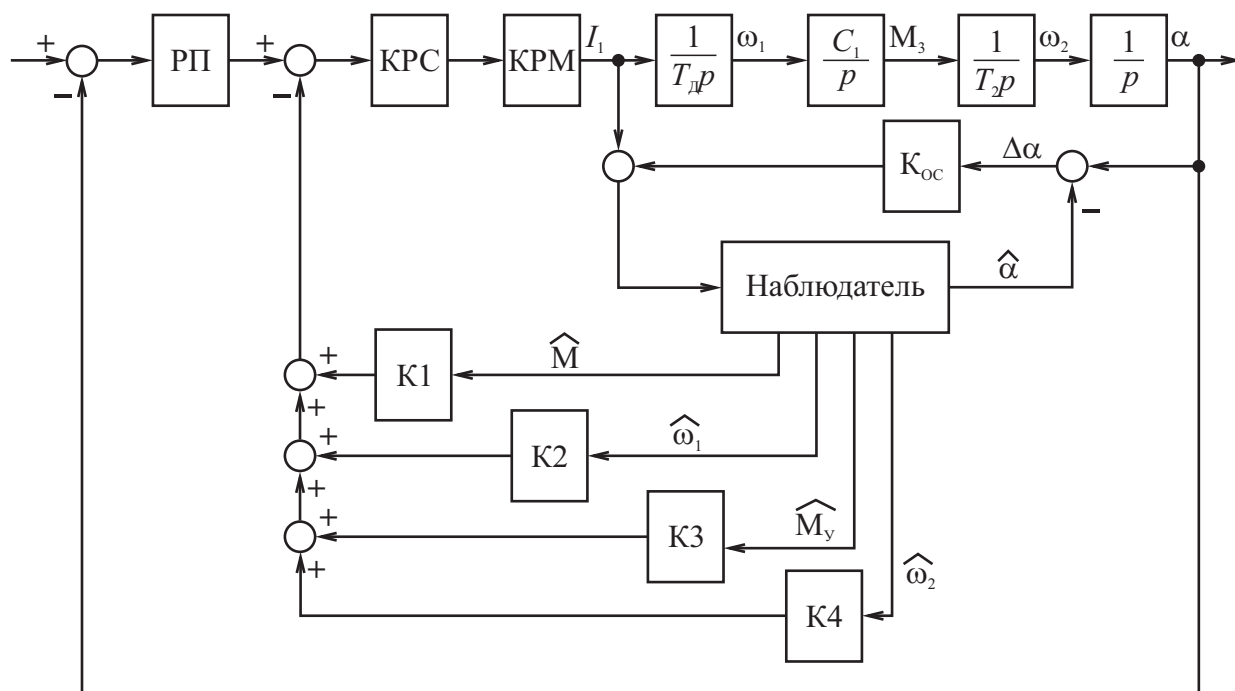


Рис. 4.15. Структурная схема модального управления привода подачи

Отличительной особенностью приведенной схемы является выбор структуры регулятора положения в функции производной момента упругости по времени. Такое решение позволяет упростить передаточную функцию самого регулятора.

В гл. 1 был описан принцип модального управления для существующей системы. Данный подход является эффективным способом достижения высоких динамических показателей в сложных системах регулирования [146]. Настройка данной системы начинается с самого внутреннего контура регулирования – КРМ – и выполняется с помощью выбора коэффициента усиления  $K1$  таким образом, чтобы получить максимально возможное быстродействие при минимальной колебательности процессов. В нашем случае, как было показано в предыдущей главе, получить данные показатели не является сложной задачей, так как системы с прямым управлением моментом имеют максимально высокие динамические показатели.

Затем производится настройка контура скорости двигателя  $\omega_1$  посредством изменения коэффициента усиления  $K_2$  канала обратной связи. Частоту среза данного контура уменьшают в 2...4 раза, так как в контуре добавляется интегрирующее звено с постоянной времени  $T_M$ .

При настройке контура 2 возникает вопрос учета местных обратных связей, обусловленных естественными свойствами неизменяемой части системы, например, перекрестной связи по моменту упругости. Её мы учтем при настройке следующего контура, перенеся воздействие  $M_1$  на вход регулятора РС. Аналогично выполняется настройка последующих контуров регулирования с обратными связями по переменным состояния  $M_2$  и  $n_2$ , которая осуществляется выбором величин коэффициентов усиления  $K_3$  и  $K_4$ .

Выполним настройку модальных регуляторов по алгоритму, предложенному и подробно описанному профессором Усыниным Ю.С. в [146].

В реальных системах можно добиться того, что постоянная времени контура регулирования момента в системах *DTC* на базе синхронной реактивной машины будет составлять  $T_P = 0,005$  с,  $T_M = 0,04$  с – электромеханическая постоянная времени двигателя,  $T_{МП} = 0,01$  с – постоянная времени звена, учитывающего упругость винтовой передачи,  $T_{PM} = 0,1$  с – электромеханическая постоянная времени рабочего механизма,  $K_{PC} = 50$  – коэффициент усиления регулятора РС. При настройке модального регулятора перекрестную обратную связь по моменту нет необходимости учитывать, так как частота среза контура  $\omega_3$  (рис. 1.5) намного меньше частоты среза  $\omega_2$  в структуре модального управления.

Так как постоянная времени  $T_P$  мала, то необходимость вводить обратную связь при настройке данного контура не имеет смысла. Другими словами, передаточную функцию контура регулирования момента аппроксимируем апериодическим звеном первого порядка, тогда:

$$W_1 = k_{PC}k_{П}W_{PM} = \frac{50}{1 + 0,005p}.$$

Далее произведем настройку контура 2 с обратной связью по скорости  $\omega_1$ , так, чтобы частота среза данного контура была порядка  $\omega_2 \approx 200$  рад/с. Передаточная функция прямого канала в контуре 2 аппроксимируется выражением:

$$W_1 W_d = \frac{50}{0,5p(1 + 0,005p)}.$$

После охвата звеньев прямого канала обратной связью с коэффициентом усиления  $k_2$  передаточную функцию замкнутого контура 2 можно аппроксимировать выражением:

$$W_2 = \frac{1}{k_2(1 + T_2p)(1 + T_d p)} = \frac{1}{50(1 + 0,005p)(1 + 0,5p)},$$

где  $k_2 = 50$ ,  $T_2 = 1/\omega_2 = 0,005$  с.

При настройке следующего контура регулирования 3 с обратной связью по моменту упругости в его прямой канал последовательно с замкнутым по  $\omega_1$  контуром 2 включается интегральное звено, учитывающее упругость винтовой передачи. Следовательно, частоту среза  $\omega_3$  этого контура по сравнению с предыдущим необходимо уменьшить в 2...4 раза. Выберем

$$\omega_3 = \frac{\omega_2}{2 \dots 4} = \frac{200}{2 \dots 4} = 100 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Тогда, аналогичным образом:

$$W_3 = \frac{1}{k_3(1 + T_3p)(1 + T_2p)} = \frac{1}{10(1 + 0,01p)(1 + 0,005p)},$$

где  $k_3 = 10$ ,  $T_3 = 1/\omega_3 = 0,01$  с.

Настройка четвертого контура. Здесь в прямой канал последовательно с контуром 3 включается интегрирующее звено рабочего органа РО. Частоту среза данного контура выберем

$$\omega_4 = \frac{\omega_3}{2 \dots 4} = \frac{100}{2 \dots 4} = 30 \text{ рад/с}.$$

Аппроксимированная передаточная функция будет выглядеть следующим образом:

$$W_4 = \frac{1}{k_4(1 + T_4p)(1 + T_3p)} = \frac{1}{10(1 + 0,03p)(1 + 0,01p)},$$

где  $k_4 = 10$ ,  $T_4 = 1/\omega_4 = 0,03$  с.

Таким образом, мы получили систему с настроенными предварительно параметрами регуляторов.

Исходя из определенных в предыдущей главе предельных возможностей быстрого действия контура регулирования момента, при настройке системы модального управления его передаточная функция аппроксимировалась аperiодическим звеном первого порядка с постоянной времени  $T_{\text{КРМ}} = 0,005$  с, что соответствует реальным значениям времени переходного процесса в контуре момента систем с *DTC*-управлением. Внутренний контур настраивался по критерию максимального быстрого действия (рис. 4.16), частота среза составила  $\omega_{\text{с1}} = 1000$  рад/с. Каждый следующий внешний контур настраивался по принципу  $T_n = (2 \dots 4)T_{n-1}$ . Частоты среза каждого контура приведены на рисунке.

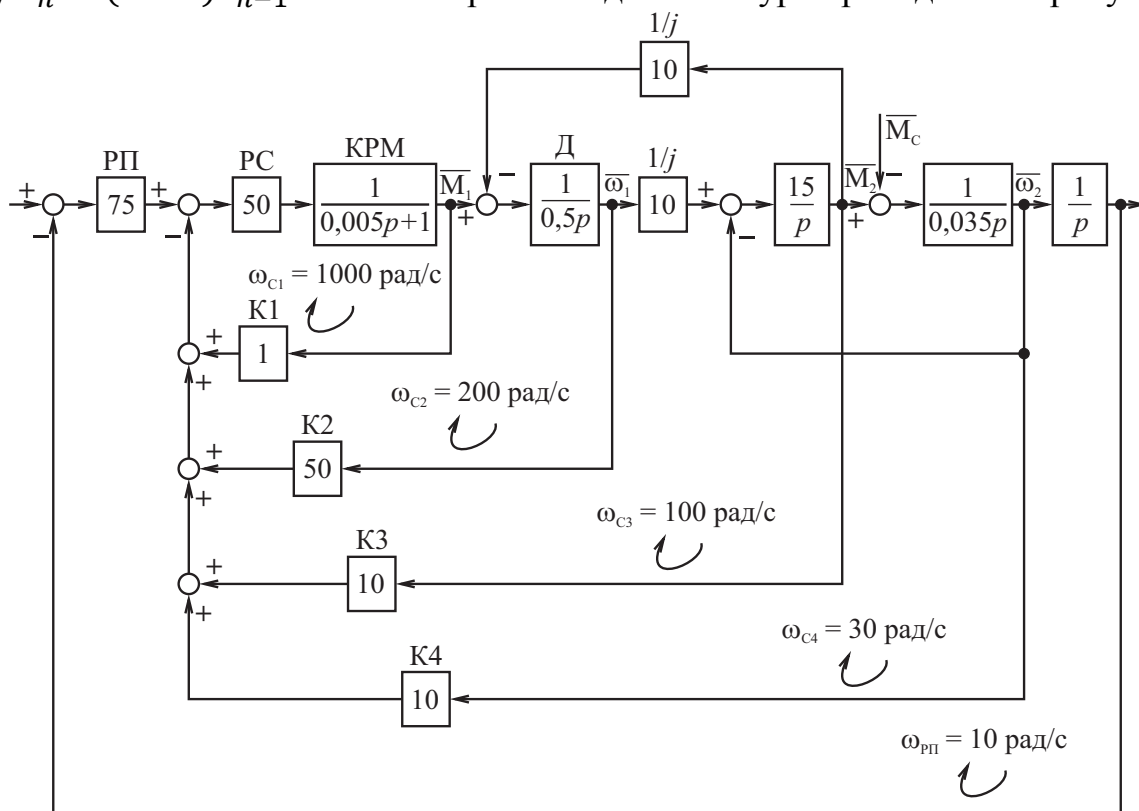


Рис. 4.16. Настройка модального регулятора

Выполним сопоставление показателей регулирования в схемах с подчиненным регулированием и модальным управлением при изменении частот среза контуров регулирования “неизменяемой части”  $\Pi$  и КРМ.

#### 4.2.3. Анализ показателей регулирования в схемах с подчиненным регулированием и модальным управлением

Для сопоставления были выбраны многоконтурная схема подчиненного регулирования с внешним контуром регулирования положения рабочего органа  $h$  и

многоконтурная схема с модальным регулятором, в которой промежуточные координаты вычислялись в наблюдателе. В обоих случаях электромеханическая часть была реализована на базе СРМНВ и описывалась математической моделью (рис. 2.1, модуль ЭМП). В исходной системе принимались: частота среза КРМ  $\omega_{\text{КРМ}} = 1500$  рад/с, скорости  $\omega_1 = 200$  рад/с и контура “неизменяемой части” П,  $\omega_{\text{СРО}} = 20$  рад/с. В рассматриваемых структурах величина перерегулирования  $\sigma$  регистрировалась при изменении частот среза КРМ  $\omega_{\text{КРМ}}$  и “неизменяемой части” П  $\omega_{\text{СРО}}$ . С целью уточнения зависимостей градиентным методом Флетчера-Ривса определялись критические точки. Данный метод представляет собой модификацию метода наискорейшего спуска и отличается быстрой сходимостью. На рис. 4.17 представлен алгоритм расчета, который был реализован для случая математической модели электропривода с модальным управлением.

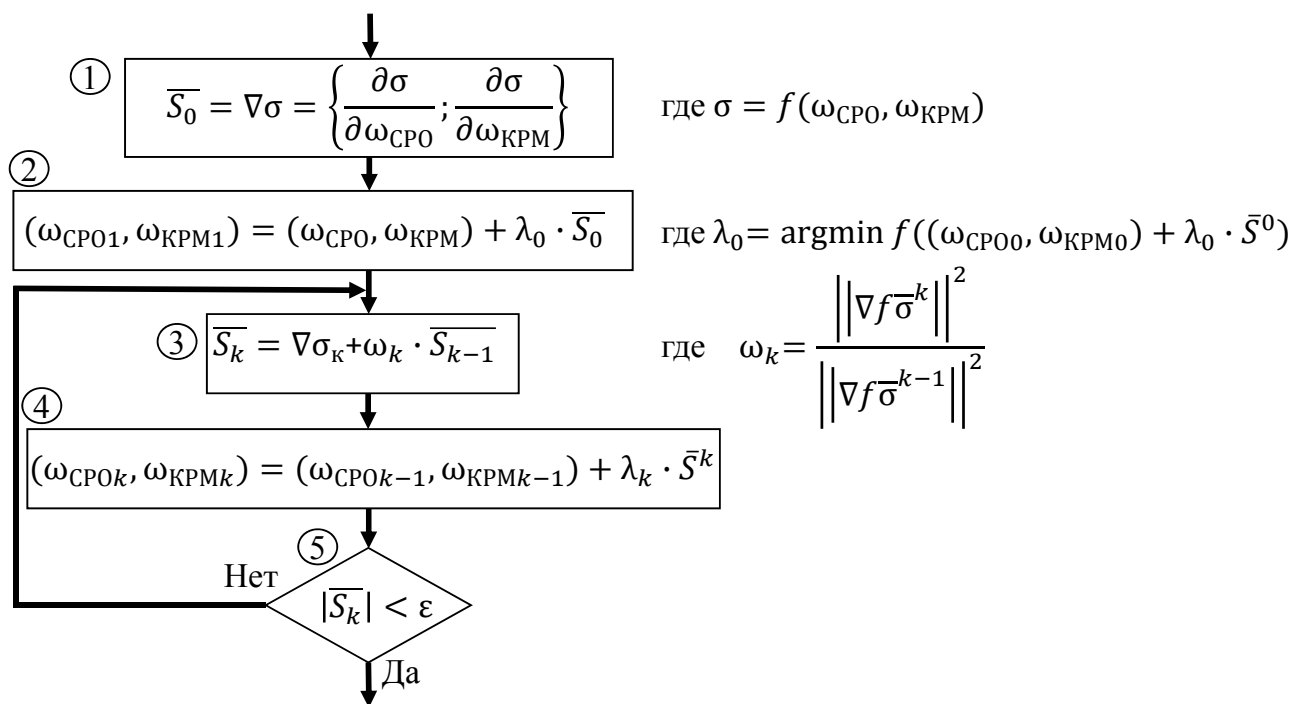


Рис. 4.17. Алгоритм поиска критических точек

В первом блоке выполняется расчет направления наискорейшего спуска путем вычисления градиента функции  $\sigma = f(\omega_{\text{СРО}}, \omega_{\text{КРМ}})$ . В блоке 2 алгоритма на начальном этапе вычисляется шаг вектора решений путем минимизации коэффициента  $\lambda$ . С учетом полученного шага определяются координаты следующей точки. В блоке 3 подбирается новое направление спуска, которое учитывает предыдущее  $S_{k-1}$ , при этом параметр  $\omega_k$  определяется на основании значений

матрицы Гессе, рассчитанной для этапов  $k - 1$  и  $k$ . Расчет заканчивается, когда  $S_k$  получается меньше допуска. Найденные точки позволяют уточнить полученные кривые в области окрестности данных точек.

На рис. 4.18 представлены уточненные зависимости (поверхности) величины перерегулирования для структуры подчиненного регулирования (поверхность 1) и модального управления (поверхность 2). Первая поверхность содержит слабовыраженный минимум. Как видно из рис. 4.19, величина перерегулирования уменьшается как с увеличением частоты  $\omega_{\text{СРО}}$ , так и  $\omega_{\text{КРМ}}$ . На рис. 4.19 видно, что при частотах  $\omega_{\text{СРО}} > 50$  рад/с влиянием второй массы на условия

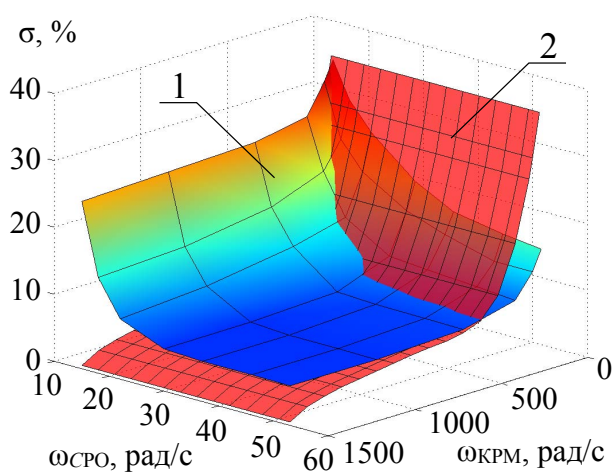


Рис. 4.18. Зависимость перерегулирования в контуре положения от частоты среза КРМ I  $\omega_{\text{КРМ}}$  и частоты среза контура II  $\omega_{\text{СРО}}$  в схемах с подчиненным регулированием (1) и модальным управлением (2)

устойчивости можно пренебречь. В этой области система может рассматриваться одномассовой, и при настройке подчиненной схемы показатели регулирования близки к показателям структуры с модальным управлением. Поверхность 2 является монотонно убывающей функцией и слабо зависит от частоты среза  $\omega_{\text{СРО}}$ . В диапазоне частот  $\omega_{\text{КРМ}}$  от 0 до 200 рад/с поверхность 1 лежала ниже поверхности 2 и убывала быстрее, т.к. с уменьшением частоты

среза  $\omega_{\text{КРМ}}$  резко ухудшаются условия настройки внешних контуров (по переменным скорости, упругого момента) модального регулятора. В этой области системы модального управления уступают по показателям структуре с подчиненным регулированием координат.

### 4.3. Синтез корректирующих связей системы управления электроприводом, работающим при повышенных скоростях

Технология прокатки требует производить обратный ход каретки на повышенной скорости. Традиционным решением является применение системы управления, обеспечивающей двухзонное регулирование. Повышение скорости в

2...4 раза невозможно только за счет ослабления поля, т.к. полупроводниковый преобразователь в этом случае насыщается по напряжению. Кроме того, выход в режим ослабления поля приведет к значительному уменьшению электромагнитного момента двигателя, и в силу того, что приведенная масса каретки составляет порядка 70% от номинальной статической нагрузки, такой режим для данного механизма осуществить невозможно. С другой стороны в зоне больших скоростей приходится учитывать ограниченность полосы равномерного пропускания контура тока. Таким образом, актуальной становится задача обеспечения работы электропривода на повышенной скорости с моментом нагрузки, близким к номинальному. Для этого необходимо увеличивать частоту питания двигателя в 4...5 раз. В этой области инерционность контура регулирования тока может оказывать существенное влияние на создание электромагнитного момента.

На предложенной математической модели (рис. 2.1), производились исследования влияния инерционности контура тока на регулировочные показатели электропривода на базе СРМНВ. При исследовании принималось, что  $M_c = \text{Const}$ , т.е. имелся достаточный запас по напряжению, и электропривод не выходил в режим ослабления поля. В реальной системе ослабление поля будет ухудшать ситуацию. Осциллограммы описанных процессов приведены на рис 4.19.

В идеальном случае принцип коммутации тока в СРМНВ заключается в следующем. На обмотку, находящуюся над межполюсным промежутком подается постоянный ток, который создает поле возбуждения в роторе. Если теперь по обмотке, находящейся над полюсом, будем пропускать ток, то за счет его взаимодействия с созданным полем будет создаваться электромагнитный момент. При повороте ротора переключение токов происходит таким образом, чтобы создаваемый момент оставался максимальным. В идеальном случае при этом вне зависимости от скорости переключения отношение  $M/I$  остается постоянным (рис. 4.20, а, 1).

В реальной системе жесткой характеристики  $M/I = f(\omega)$  не наблюдалось. При увеличении скорости увеличивалась и частота коммутации тока статора, имеющего прямоугольную форму, при этом частота коммутации тока приближалась к частоте среза КРТ. В силу инерционности КРТ, коммутация тока происходила с

некоторой задержкой. На малых скоростях величина этой задержки занимает незначительную долю в периоде коммутации и не оказывает большого воздействия. В случае работы на скорости порядка 2...3 тыс. об/мин данная задержка играет существенную роль в переходном процессе в контуре тока. При значительном запаздывании переключения тока относительно сигнала задания часть статорной обмотки, выполняющая функцию якоря, находится не строго над полюсом, а на некотором отклонении от оптимального положения. Вследствие этого усиливается размагничивающая составляющая поля, и при  $I = \text{Const}$  электромагнитный момент падает. При этом для создания того же момента требуется потреблять больший ток (рис. 4.20, а, 3).

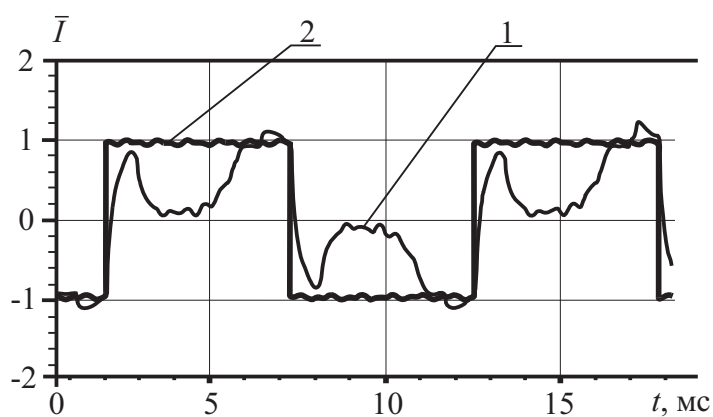


Рис. 4.19. Осциллограммы мгновенного значения фазного тока (1) и сигнала на его задание (2)

Как видно из рис. 4.19, наличие запаздывания переключения тока имеет место, однако, последующее снижение тока количественно гораздо больше отличается от сигнала задания, и данная просадка в большей степени ухудшает показатель  $M/I$  электропривода.

Объясняется это статической ошибкой, которая связана с ЭДС вращения: в момент переключения знака тока обмотка фазы двигателя находилась над межполюсным промежутком, и ЭДС вращения была равна нулю, при движении ротора обмотка попадает на полюсный промежуток, в ней наводится ЭДС. Применение ПИ-регулятора тока не позволяет избавиться от данной просадки тока, так как зона работы И-канала лежит намного левее частоты среза. Для решения поставленной задачи было предложено ввести коррекцию по ЭДС вращения. На рис. 4.20, а, 2 показан эффект от такого решения.

При увеличении скорости для минимизации времени нахождения полюса в “неправильном” положении производился сдвиг момента коммутации, другими словами, ток в обмотке переключался упреждающе. Технически это возможно сделать, введя угол коррекции КУ (см. рис. 2.11).



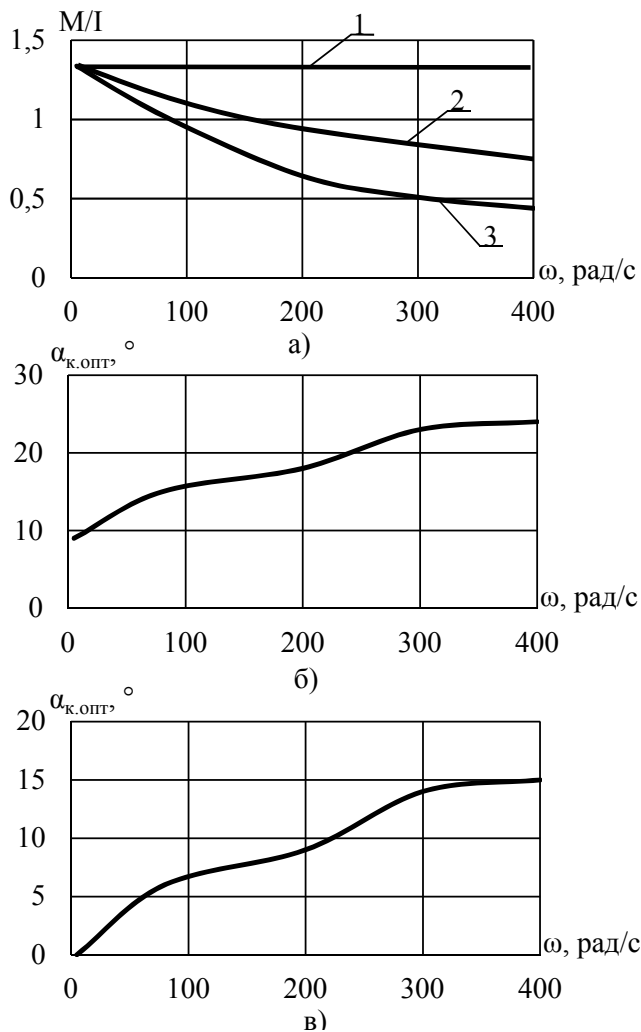


Рис. 4.20. Зависимость соотношения  $M/I$  от скорости  $\omega$  (а): 1 – в идеальной системе, 2 – в системе с дополнительной коррекцией по ЭДС вращения, 3 – в исходной системе; при оптимальном угле коррекции  $\alpha_{k,opt}$  (б) и зависимость оптимального угла коррекции  $\alpha_{k,opt}$  при использовании идеальных источников тока (в)

Очевидно, что при увеличении скорости двигателя сигнал задания на ток необходимо сдвигать на больший угол. На рис. 4.20, б показан угол коррекции, при котором соотношение  $M/I$  остается максимальным. Однако, возникает вопрос, почему при  $\omega = 1$  оптимальный угол отличается от нуля. Обусловлено данное явление инерционностью источника тока. В данном случае источник тока представлен идеальным источником напряжения, охваченным обратной связью по току. Несмотря на большой диапазон полосы равномерного пропускания частот контура тока, данная инерционность вносит значительную коррекцию в процесс коммутации. Если теперь, используя возможности программного продукта *ANSYS Simplorer*, мы заменим источ-

ники тока, реализованные вышеописанным способом, на идеальные, то при минимальной скорости оптимальным углом коррекции будет нулевой угол  $\alpha_{k,opt} = 0$ . Для аналогичного диапазона скоростей зависимость оптимального угла коррекции при использовании идеальных источников тока приведена на рис. 4.20, в.

Особенностью системы адаптации для работы на повышенных скоростях является наличие корректирующего воздействия не только на сигнал задания

тока, но и на угол коррекции КУ. В представленной на рис. 2.10 системе корректирующий сигнал задается константой. Возможен вариант табличного задания угла коррекции на основании заранее проведенных расчетов. Наличие сигнального адаптивного регулятора позволяет регулировать мгновенное значение тока не только по амплитуде, но и по фазе, что позволит снизить среднеквадратичное значение тока за период, тем самым повысить соотношение  $M/I$ .

Поскольку каждая фаза запитана от индивидуального источника тока, модуляция амплитуды сигнала будет производиться посредством сигнала выхода регулятора скорости (рис. 4.21). Дополнительно данная модуляция будет корректироваться посредством адаптивного регулятора по алгоритму, описанному выше.

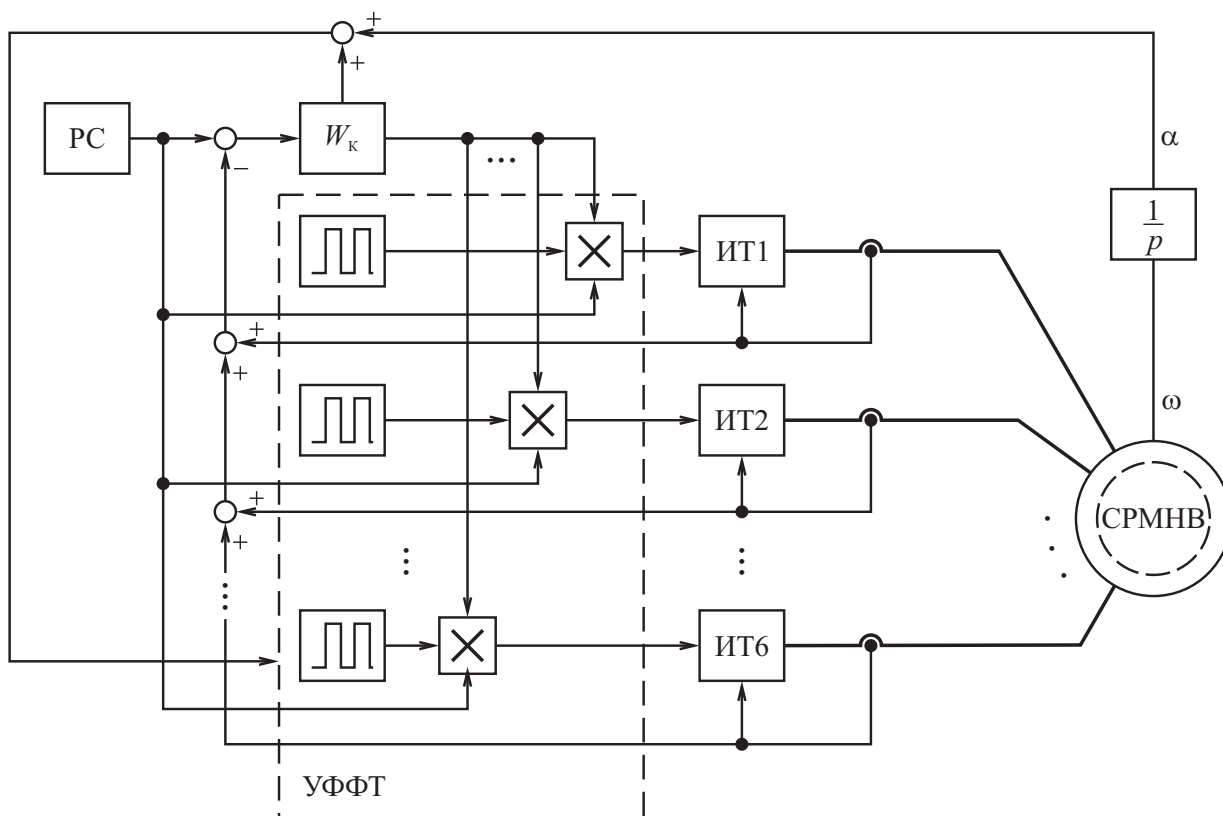


Рис. 4.21. Структурная схема сигнальной адаптации к работе на повышенных скоростях

Узел формирования фазных токов УФФТ дискретно формирует сигнал задания на ток в каждой фазе двигателя. Амплитуда этого задания зависит в общем случае от выхода регулятора скорости. В случае применения адаптивного регулятора, сигнал задания будет корректироваться согласно условию  $M/I = \max$ . На малых скоростях значение данного сигнала будет близко к нулю, при повышении

скорости сигнал рассогласования между желаемым значением и реально измеренным будет увеличиваться, что приведет к увеличению угла коррекции.

#### **4.4. Выводы по главе 4**

1. Предложен критерий выбора структуры управления позиционными электроприводами пилигриммовой группы станов холодной прокатки труб – минимум колебательности. Этот выбор рекомендуется выполнять в функции соотношения частот среза неизменяемой части и контура регулирования электромагнитного момента.
2. Получены зависимости (поверхности) величины перерегулирования для структуры подчиненного регулирования и модального управления. Первая поверхность содержит слабовыраженный минимум. Установлено, что, величина перерегулирования уменьшается как с увеличением частоты среза контура неизменяемой части, так и контура регулирования момента. А при частотах  $>50$  рад/с влиянием второй массы на условия устойчивости можно пренебречь. Это объяснено тем, что в этой области система может рассматриваться одномассовой, и при настройке подчиненной схемы показатели регулирования близки к показателям структуры с модальным управлением. Показано, что вторая поверхность является монотонно убывающей функцией и слабо зависит от частоты среза. В диапазоне частот от 0 до 200 рад/с первая поверхность лежала ниже второй поверхности и убывала быстрее, т.к. с уменьшением частоты среза резко ухудшаются условия настройки внешних контуров (по переменным скорости, упругого момента) модального регулятора. В этой области системы модального управления уступают по показателям структуре с подчиненным регулированием координат.
3. Показано, что увеличение быстродействия электропривода в схемах с релейно-векторным управлением возможно за счет упрощения математической модели объекта управления, т.к. предельное быстродействие системы зависит от времени выполнения скана программы. Доказано, что

упрощение математического описания объекта вполне допустимо и обосновывается линейной зависимостью между электромагнитным моментом и током даже в зоне перегрузок. Линейная зависимость между моментом и током обеспечивается в структурах с равными сигналами заданий на возбуждение и активную составляющие тока и объясняется эффектом последовательного возбуждения, когда размагничивающая реакция якоря компенсируется увеличением сигнала задания на составляющую тока возбуждения.

4. Анализ работы электропривода с СРМНВ на повышенных скоростях показал, что наличие задержки в процессе коммутации тока за счет собственной индуктивности обмотки влияет на добротность регулирования  $M/I$ . Для повышения этого показателя был произведен расчет угла коррекции, позволяющего сдвигать по фазе ток в каждой обмотке за счет чего процесс коммутации приближается к оптимальному, что ведет к увеличению электромагнитного момента, создаваемого машиной при том же токе, потребляемом из сети. На основе разработанной структуры была предложена методика адаптации к работе СРМНВ на повышенных скоростях.
5. Модернизация электропривода подачи позволит повысить точность позиционирования заготовки и тем самым снизить уровень разнотолщинности трубы на допустимом уровне 7%. При этом экономический эффект достигается за счет снижения процента отбраковки выпускаемой продукции и оценивается суммой 1,5 млн. руб. в год, что подтверждено актом о внедрении на ОАО ЧТПЗ (г. Челябинск).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена актуальная научно-техническая задача – создание электропривода подачи стана ХПТ с улучшенными точностными показателями, имеющая важное значение для технологических объектов трубопрокатного производства. Выполненные исследования позволили сформулировать следующие выводы:

Разработана математическая модель электропривода подачи стана ХПТ, в которой механическая часть представлена как двухмассовая, преобразователь частоты аппроксимирован непрерывным динамическим звеном, электродвигатель – системой с распределенными параметрами, отличающаяся тем, что в расчетной модели выполнен учет влияния работы главного привода клетки на механизм подачи. Адекватность математической модели проверялась путем сопоставления расчетных и экспериментальных данных статистическими методами. Так, коэффициент Стьюдента  $t = 0,46$  и не превышал  $t_{\text{КРИТ}} = 1,813$ ;

Полученная модель электропривода позволила учесть влияние работы главного привода клетки на механизм подачи. Показано, что снижение быстродействия контура регулирования скорости главного привода прокатной клетки приводит к повышению нагрева электропривода подачи. Так, среднеквадратичный момент электропривода подачи возрастает на 10...20% при уменьшении частоты среза контура регулирования скорости главного привода от 100 до 20 рад/с;

Предложена методика выбора силового электротехнического оборудования и законов управления электроприводом подачи стана ХПТ, отличающаяся тем, что электропривод представлен в виде многосвязной системы, в которой выбор структуры управления производится в функции соотношения частот среза по критерию минимума ошибки позиционирования рабочего органа, отличающаяся тем, что выбор структуры управления определяется соотношением частот среза одного из контуров “неизменяемой части” электропривода и КРМ;

Установлено, что при частотах среза “неизменяемой части”  $\Pi$  выше  $\omega_c = 10-25$  рад/с, и частотах среза контура регулирования момента в диапазоне

$\omega_{\text{КРМ}} = 50-500$  рад/с может быть рекомендована структура подчиненного регулирования;

Наибольшую эффективность разрабатываемая методика показала в электроприводе с СРМНВ, где достигаются большие значения отношения  $M/J$  (благодаря повышенной радиальной жесткости удлиненного ротора) и линейность моментных характеристик (из-за эффекта “последовательного возбуждения”);

Модернизация электропривода подачи позволит повысить точность позиционирования заготовки и тем самым снизить уровень разнотолщинности трубы на допустимом уровне 7%. При этом экономический эффект достигается за счет снижения процента отбраковки выпускаемой продукции и оценивается суммой 1,5 млн. руб. в год, что подтверждено актом о внедрении на ОАО ЧТПЗ (г. Челябинск).

Результаты, полученные в ходе работы были приняты администрацией пятого цеха ОАО “ЧТПЗ” к внедрению, о чем есть соответствующий акты, приведенные в приложении 1.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев, В.В. Выбор системы координат при реализации алгоритма векторного управления асинхронным электроприводом / Алексеев В.В., Козярук А.Е., Рудаков В.В., Язев В.И. // Электротехника. – 2010 – № 12. – С. 2 – 10.
2. Анучин, А.С. Система управления с прогнозированием для реализации контура тока предельного быстродействия / А.С. Анучин // Труды МЭИ. Электропривод и системы управления. Вып. 686. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – С. 69 – 76.
3. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенский. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 504 с.
4. Беспалов, В.Я. Основные направления совершенствования конструкций и технологии производства асинхронных двигателей / В.Я. Беспалов, Л.Н. Макаров // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. Санкт-Петербург. – 2007. – С. 32–36.
5. Беспалов, В.Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода / В.Я. Беспалов // Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития: тр. IV Международной (XV Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2004, Магнитогорск, 14–17 сент. 2004 г.). – Магнитогорск, 2004. – Ч. 1. – С. 24–31.
6. Беспалов, В.Я. Электрические двигатели в XXI веке / В.Я. Беспалов // Тр. III Международной (XIV Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “ЭАП–2001” / под. ред. С.В. Хватова. – Н. Новгород: Вектор–ТиС, 2001. – С. 17 – 19.
7. Беспалов, В.Я. Электрические машины. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений / В.Я. Беспалов, Н.Ф. Котеленец. – М.: Издательский центр “Академия”, 2006. – 320 с.
8. Боровик А.А. Многодвигательный электропривод для стана холодной прокатки труб: Дис. - канд. техн. наук : Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы. – Москва, 2011. – 94 с.
9. Борцов Ю.А. Тиристорные системы электропривода с упругими связями // Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г., Ленинград, "Энергия", 1979, 156с.
10. Борцов, Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов, В.В. Путов. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
11. Бродовский, В.Н. Приводы с частотно-токовым управлением / В.Н. Бродовский, Е.С. Иванов. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.
12. Букреев В.Г. Идентификация параметрических возмущений в электромеханических объектах / Букреев В.Г. / Известия высших учебных заведений. Электромеханика, 2014. № 1. С. 63-66.
13. Букреев В.Г. Синтез нелинейного регулятора дискретных систем управления электромеханическими объектами / Букреев В.Г. / Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, 2011. № 2-3. С. 103-107.
14. Булгаков, А.А. Частное управление асинхронными электродвигателями / А.А. Булгаков. – 2-е изд., доп. – М.: Наука, 1966. – 297 с.
15. Буровые комплексы/ под общ. редакцией К.П. Порожского. — Екатеринбург: Издательство УГГУ, 2013.—768с.
16. Бычков, М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учётом локального насыщения магнитной системы // Электричество. – 1998. – №6. – С. 50 – 53.

17. Бычков, М.Г. Основы теории, управление и проектирование вентиляно-индукторного электропривода: дис. - докт. техн. наук / М.Г. Бычков. – М., 1999. – 372 с.
18. Вейнгер, А.М. Регулируемый синхронный электропривод / А.М. Вейнгер. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.
19. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков// Электротехника. – № 3. – С. 37 – 43.
20. Виноградов, А.Б. Цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками / А.Б. Виноградов // Электричество. – №2003. – №6. – С. 43 – 52.
21. Воеводин, В.В. Параллельные вычисления/ В.В. Воеводин, Вл. В. Воеводин. — СПб: БХВ-Петербург, 2002. — 608 с.
22. Вольдек, А.И. Электрические машины/ А.И. Вольдек. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
23. Гаврилов, П.Д. Оптимальный выбор частоты, полюсности и электромагнитных нагрузок взрывозащищенных асинхронных двигателей при частотном управлении / П. Д. Гаврилов // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. – СПб., 2007. – С. 151–153.
24. Горожанкин, А.Н. Вентильный электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: Дис. - канд. техн. наук : Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы. – Челябинск , 2010. – 138 с.
25. Григорьев М.А. Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения с предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям: дис.-докт.техн.наук: Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы. – Челябинск , 2014. – 315 с.
26. Григорьев, М.А. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: монография / М.А. Григорьев; под ред. Ю.С. Усынина. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 159 с.
27. Григорьев, М.А. Линейная плотность поверхностного тока в энергосберегающих электроприводах с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев, А.Е. Бычков // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2010. – Вып. 14. – №32(208). – С. 46 – 51.
28. Григорьев, М.А. Предельные возможности электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2009. – Вып. 12. – № 34(167). – С. 51 – 55.
29. Григорьев, М.А. Система управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехника. – 2013 – № 10. – С. 29 – 35.
30. Григорьев, М.А. Системы с переменной структурой для синхронных реактивных электроприводов с независимым управлением по каналу возбуждения / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №2. – С. 91 – 96.
31. Григорьев, М.А. Удельные массогабаритные показатели электроприводов / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №1. – С. 111 – 117.
32. Григорьев, М.А. Физические основы теории электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехнические системы



- и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: Изд-во МГТУ, 2002. – вып. 7. – С. 52 – 60.
33. Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Изв. вузов. Электромеханика. – 2013. – № 4. – С. 32 – 36.
  34. Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук / М.А. Григорьев. – Челябинск, 2004. – 138 с.
  35. Дементьев Ю.Н. Математическое описание электроприводов переменного тока с вентильным преобразователем в установившемся режиме/ Дементьев Ю.Н./ Электричество, 2012. № 06. С. 36-42.
  36. Джури Э.И. Робастность дискретных систем. Обзор/ Э.И. Джури//Автоматика и тепломеханика. 1990. №5. с. 3-28
  37. Дмитриевский В.А. Высокомоментная вентильно-индукторная реактивная электрическая машина с разделением ФАЗ, Дмитриевский В.А., Прахт В.А., Сарапулов Ф.Н., патент на полезную модель RUS 106460 28.02.2011.
  38. Дмитриевский В.А. Конечноэлементная модель электрической машины с переключением потока для исследования динамических режимов работы/ Дмитриевский В.А., Прахт В.А., Сарапулов Ф.Н., Климарев В.А., Электротехника, 2012. № 03. С. 7-13.
  39. Дмитриевский В.А. Математическая модель вентильно-индукторной реактивной электрической машины/ Дмитриевский В.А., Прахт В.А., Сарапулов Ф.Н., Климарев В.А. /Наука и образование: электронное научно-техническое издание, 2011. № 10. С. 60.
  40. Дмитриевский, В.А. Конечноэлементная модель электрической машины с переключением потока для исследования динамических режимов работы/ В.А. Дмитриевский, В.А. Прахт, Ф.Н. Сарапулов, В.А. Климарев // Электротехника. – 2012 – №3. – С. 7 – 13.
  41. Дудкин, М.М. Динамические спектральные характеристики развертывающих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, О.Г. Брылина // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 4 (48). – С. 49 – 55.
  42. Емельянов, С.В. Системы с переменной структурой / С.В. Емельянов. – М.: Изд. Наука, 1967. – 336 с.
  43. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. М., "Энергия", 1977.
  44. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учебное пособие / Г.С. Зиновьев. – 3-е изд., перераб. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
  45. Иванов, О.В. Статистика: Учебный курс для социологов и менеджеров. Ч. 1. Описательная статистика. Теоретико-вероятностные основания статистического вывода/ О.В. Иванов. - М. 2005. - 187 с.
  46. Иванов, О.В. Статистика: Учебный курс для социологов и менеджеров. Ч. 2. Доверительные интервалы/ О.В. Иванов. – М. 2005. – 220 с.
  47. Иванов-Смоленский, А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электромеханических машинах. В двух томах / А.В. Иванов-Смоленский. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2006. – 652 с.
  48. Изерман Р. Цифровые системы управления: пер. с англ./ Р. Изерман. М.: Мир, 1984, 541с.
  49. Ишматов З.Ш. Микропроцессорное управление электроприводами и технологическими объектами . Полиномиальные методы: монография/ З.Ш. Ишматов. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2007, 278с.
  50. Каган, В.Г. Электроприводы с предельным быстродействием для систем воспроизведения движений / В.Г. Каган. - М. : Энергия, 1975. – 241 с.

51. Каракулов Н.В. Мехатронный редуктор/ Каракулов Н.В., Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Гусев Н.В., Родионов Г.В./ Известия высших учебных заведений. Электромеханика, 2011. № 6. С. 42-45.
52. Ключев, В.И. Теория электропривода: учеб. для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
53. Ключев, В.И. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов: учебник для вузов / В.И. Ключев, В.М. Терехов. – М.: Энергия, 1980. – 360 с.
54. Козаченко, В.Ф. Перспективная микропроцессорная элементная база и опыт разработки современных систем управления электроприводами и силовыми преобразователями энергии / В.Ф. Козаченко // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2010. – Вып. 3. – Ч.2. – С. 14 – 28.
55. Козаченко, В.Ф. Перспективные типы тяговых электроприводов/ В.Ф. Козаченко, В.Н. Остриров, А.М. Русаков // Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу: ФГБОУ ВПО ИГЭУ. – Иваново, 2012. – С. 16 – 21.
56. Козярук А.Е. Системы управления электроприводов. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока: учебное пособие/В.В. Рудаков, А.Е. Козярук. Санкт-петербургский государственный горный институт (технический университет). Санкт Петербург, 2007г. 75с.
57. Козярук, А.Е. Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков // Электротехника. – 2005 – № 9. – С. 8 – 14.
58. Козярук, А.Е. Структура, состав и алгоритмы управления высокоэффективными электроприводами газоперекачивающих агрегатов/ А.Е. Козярук, Б.Ю. Васильев // Электротехника. – 2013 – № 2. С. 43 – 51.
59. Кононенко, Е. В. Синхронные реактивные машины / Е. В. Кононенко. – М. : Энергия , 1970. – 208 с.
60. Кофф З.А. Холодная прокатка труб/Кофф З.А, Соловейчик П.М, Алешин В.А., Гриншпун М.И. - Свердловск, 1962. - 431с.
61. Крановое электрооборудование: Справочник / Под ред. А.А. Рабиновича. – М.: Энергия, 1979. – 238с.
62. Красовский, А.Б. Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: дис.- д-ра техн. наук / А.Б. Красовский. – М, 2003. – 317 с.
63. Кузин Л.Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления / Л.Т. Кузин. М.:Машгиз, 1962, 683 с.
64. Макаров, Л.Н. Особенности работы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в системе частотного регулирования / Л.Н. Макаров, С.В. Ястреба // Электроприводы переменного тока: труды международной 14 научно-технической конференции. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2007, – С. 227 – 230.
65. Математическая модель электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Журавлев А.М., Белоусов Е.В., Бычков А.Е., Кодкин В.Л., Гладышев С.П. //Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. 2012. – № 37 (296). – С. 34 – 37.
66. Маурер, В.Г. Средства частотного анализа элементов, устройств и систем управления вентильных электроприводов: Учебное пособие/ В.Г. Маурер. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 1998. – 120 с.

67. Метод расчета электромагнитного момента для задач конечно-элементного моделирования асинхронного двигателя/ В.В. Купцов, М.Ю. Петушков, А.С. Сарваров// Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. Выпуск №14 (190),2010, с.57-60
68. Методика расчета электродвигателей и генераторов на базе синхронной реактивной машины независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов и др. // Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2009. Сборник №17. – С.43 – 47.
69. Моделирование электропривода активного прицепа / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №2. – С. 106 – 114.
70. Монюшко, Н. Д. Добавочные потери на поверхности массивных полюсных наконечников явнополюсных синхронных машин / Автореф. дис. канд. техн. наук // Ленинград.политех. ин-т им. М. И. Калинина: – 1967. – 17 с.
71. Монюшко, Н.Д. К определению размеров рифления массивных полюсных наконечников / Н. Д. Монюшко // Электротехника. – 1969. – N 4. – С. 21 – 23.
72. Н.В. Розов Холодная прокатка стальных труб/ Н.В. Рознов, Москва, "Металлургия", 1977 - 183с.
73. Нейман, Л.Р. Теоретические основы электротехники/ Л.Р. Нейман, К.С. Демерчан. – Изд. 2-е, стереотип. – Л.: Энергия, 1975. – Т1. – 522 с.
74. Новые высокомоментные энергосберегающие электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Известия ТулГУ. Технические науки – 2010. – Вып. 3. – Ч.4. – С.71 – 76.
75. Новые направления развития регулируемых электроприводов / М.Г. Бычков, В.Ф. Козаченко, Л.М. Миронов и др. // Приводная техника. – 1997. – №5. – С. 23 – 25.
76. Онищенко, Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 133 с.
77. Оптимальная форма линейной нагрузки в синхронном реактивном двигателе независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.С. Герасимов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2003. – Вып. 3. – № 11(27) – С. 80 – 83.
78. Оптимизация параметров электромеханической системы в следящем электроприводе с упругими связями / Ю.С. Усынин, Ю.С. Шестаков, В.И. Смирнов и др. // Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей: Сб. научн. тр. – Челябинск: ЧПИ, 1987. – С. 54 – 58.
79. Опыт разработки тяговых электрических машин для перспективных транспортных силовых установок / М.С. Драгомиров, С.А. Журавлев, А.М. Зайцев, А.С. Кобелев, О.В. Кругликов // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “АЭП–2012”.– Иваново, 2012. – С. 431 – 436
80. Основы теории электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, С.А. Чупин, М.А. Григорьев и др. // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “АЭП–2012”. – Иваново, 2012. – С. 31 – 34.
81. Особенности расчета электромагнитного момента синхронных реактивных двигателей независимого возбуждения // Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, Г.В. Караваев, М.А. Григорьев // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. научн. тр. Вып. 6 / под ред. А.С. Сарварова, К.Э. Одинцова. – Магнитогорск: МГТУ, 2001. – С. 16 – 24.

82. Остроухов В.В. Электропривод стана холодной прокатки труб: дис. - канд. техн. наук / В.В. Остроухов. – Челябинск, 2012. – 153 с.
83. Панкратов, В.В. Алгоритмы энергосберегающего управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Электротехника, электромеханика и электротехнологии: материалы третьей науч.-техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – С. 61 – 65.
84. Панкратов, В.В. Бездатчиковый асинхронизированный синхронный электропривод с векторным управлением / В.В. Панкратов В.В., Д.А. Котин // Электротехника. – 2009. – №12. – С. 13 – 19.
85. Панкратов, В.В. Метод многокритериальной оптимизации алгоритмов векторного управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Изв. вузов. Электромеханика. – 2002. – № 2. – С. 44 – 49.
86. Панкратов, В.В. Многокритериальная оптимизация систем векторного управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Электричество. – 2002. – № 4. – С. 40 – 46.
87. Панкратов, В.В. Новый подход к решению задач экстремального управления в асинхронном электроприводе / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Труды IV Международной (XV Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводе “Автоматизированный электропривод в 21 веке: пути развития” (АЭП 2004, Магнитогорск, 14–17 сентября 2004 г.). Магнитогорск. – 2004. – Ч. 1. – С. 129 – 131.
88. Панкратов, В.В. Оптимальное управление моментом асинхронного двигателя на основе метода непрерывной иерархии каналов регулирования / В.В. Панкратов // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2007: материалы третьей науч. -техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – С. 44 – 50.
89. Параметрическая оптимизация частотнорегулируемых электроприводов/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, С.П. Лохов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2012. – Вып. 18. – №37(296). – С. 30 – 33.
90. Пат. 2240640 Российская Федерация, МПК Н 02 G 1/02. Синхронный реактивный генератор автономной энергетической установки и способ управления им / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов. – № 2003118611/09; заявл. 20.06.03; опубл. 20.11.04, Бюл. №32.
91. Пат. 2346376 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/24. Синхронная реактивная машина / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, С.А. Чупин – № 2007126685 заявл. 12.07.2007; опубл. 10.02.2009, Бюл. №4.
92. Пат. 2408967 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/10, Н 02 К 19/24, Н 02 К 29/03. Синхронная реактивная машина/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009146993/07(066964) заявл. 17.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1.
93. Пат. 2408972 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 27/04, Н 02 Р 25/08, Н 02 Р 19/10. Электропривод с синхронной реактивной машиной и способ управления им / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009148381/07(071468) заявл. 24.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. №1.
94. Пат. 2408973 Российская Федерация, МПК Н 02Р 27/05. Асинхронный электропривод с фазным ротором/ Ю.С. Усынин, А.В. Валов, Т.А. Козина, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е. – №2009148035/07(070970) заявл. 23.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1.

95. Пат. 2422972 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/10, Н 02 К 19/24, Н 02 К 29/03. Синхронная реактивная машина/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009146987/07(066958) заявл. 17.12.2009.; опубл. 27.06.2011, Бюл. №18.
96. Пат. 2510877 Российская федерация. МПК Н 02Р 27/04 Электропривод с синхронной реактивной машиной/ Ю.С. Усынин, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов, А.М. Журавлев – 2510877 заявл. 11.10.2012.; опубл.
97. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока/ Перельмутер В.М.– Х.: Основа, 2004-210с.
98. Петров Ю.П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву/ Ю.П. Петров-"Энергия", 1971г.
99. Петров, Ю.П. Оптимальное управление электроприводом. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 187 с.
100. Попов, В.И. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия РА / В.И. Попов, Т.А. Ахунов, Л.Н. Макаров. – М.: Изд-во «Знак», 1999. – 256 с.
101. Потери в регулируемых электроприводах при разных законах управления / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2010. – Вып. 13. – № 14(190). – С. 47 – 51.
102. Прахт В.А. Компьютерное моделирование электрической машины с постоянными магнитами на статоре /Прахт В.А., Дмитриевский В.А., Сарапулов Ф.Н., Климарев В.А. Дистанционное и виртуальное обучение. 2011. № 11. С. 63-78.
103. Проект создания на базе ФГУП УКВЗ (г. Усть-Катав) Инновационного центра развития инфраструктуры городского транспорта и пригородного общественного транспорта // Презентация. – Усть-Катав, 2010. – 232 с.
104. Проектирование электрических машин: учебн. для вузов. / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев. Под ред. И.П. Копылова. – 4-е изд., перераб. и доп. – Изд. Юрайт, 2011. – 767 с.
105. Путов В.В. Адаптивная электромеханическая следящая система с двух- и трехмассовым нелинейными упругими объектами и нейронечетким управлением/ Путов В.В., Зунг Ч.А., Куанг Ф.К./ Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2008. № 5. С. 21-24.
106. Путов В.В. Адаптивное и модальное управление механическими объектами с упругими деформациями/ В.В. Путов. – Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Санкт-Петербург, 2002. – 120с.
107. Путов В.В. Адаптивные системы управления многостепенными жесткими нелинейными механическими объектами, построенные по их упрощенным моделям с мажорирующими функциями / Путов В.В., Лебедев В.В., Путов А.В./ Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. Т. 10. С. 49-54.
108. Путов В.В. Непрямые адаптивные системы с параметрически настраиваемыми моделями для управления линейными объектами/ Путов В.В., Шелудько В.Н., Нгуен К.Ч., Белградская Е.В./ Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2011. № 7. С. 71-80.
109. Путов В.В. Прямая параметрическая адаптация с мажорирующими функциями для управления трехмассовыми нелинейными электромеханическими объектами с двухрезонансными упругими деформациями/ Путов В.В., Шелудько В.Н., Зунг Ч.А., Короп В.Я., Фьонг В.К./ Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2008. № 1. С. 15-26.
110. Путов В.В. Сравнительное исследование прямой и непрямой адаптивных систем управления асинхронным электроприводом с нелинейными упругими свойствами/ Путов В.В.,

- Шелудько В.Н., Герман-Галкин С.Г., Чьен Н.К./ Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2012. № 5. С. 82-86.
111. Путов В.В. Упрощенные адаптивные системы управления нелинейными многостепенными механическими объектами, построенные по методу вычисленного момента/Путов В.В., Игнатъев К.В., Русяев Н.А., Путов А.В./ Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. Т. 3. С. 54-58.
112. Развитие частотных методов синтеза электроприводов с синхронными электрическими машинами / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2011. – Вып. 16. – №34(251). – С. 21 – 27.
113. Разработка и освоение асинхронных электродвигателей энергоэффективной серии 7AVE: некоторые итоги и дальнейшие задачи / В.Я. Беспалов, А.С. Кобелев, О.В. Кругликов, Л.Н. Макаров // тр. VIII Международной (XVIII Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2012). – Иваново, 2012. – С. 13 – 16.
114. Розанов, Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
115. Розанов, Ю.К., Флоренцев С.Н. Силовая электроника в электроприводе // Приводная техника. – 1997. – №5. – С. 9 – 13.
116. Рудаков, В.В. Системы управления электроприводов (Прямое управление моментом): Учебное пособие / В.В. Рудаков, А.Е. Казярук. – СПб, 2007. – 75 с.
117. Рымша, В.В. Технология расчета трехмерного стационарного магнитного поля в вентильно-реактивных электродвигателях на платформе ANSYS Workbench [Текст] / Рымша В.В., Радимов И.Н., Баранцев М.В. // Научные журналы НТУ "ХПИ" : Электротехника и электромеханика №6 - НТУ "ХПИ", 2006.
118. Садовский, Л.А. Электродвигатели с переменным магнитным сопротивлением для современного регулируемого электропривода / Л.А. Садовский, В.Л. Виноградов // Электротехника. – 2000. – № 2. – С. 54 – 59.
119. Сарапулов, Ф.Н. Развитие математических моделей тепловых процессов в линейных асинхронных двигателях / Ф.Н. Сарапулов, В.В. Гоман // Электротехника. – 2009. – № 8. – С. 11 – 17.
120. Сарапулов, Ф.Н. Особенности моделирования линейных асинхронных двигателей с различными обмотками индуктора на основе детализированных схем замещения / Ф.Н. Сарапулов, С.В. Иваницкий, В.В. Гоман // Изв. вузов "Электромеханика". – 2009. – № 5. – С. 18 – 24.
121. Сарваров, А.С. Асинхронный электропривод на базе НПЧ с программным формированием напряжения / А.С. Сарваров. – Магнитогорск: МГТУ, 2002. – 236 с.
122. Свид. № 2011612473 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Расчет частотных характеристик звеньев и систем с амплитудной модуляцией/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Т.Т. Москов – №2011610566 заявл. 01.02.2011.; зарегистр 24.03.2011.
123. Свид. № 2011617186 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета переходных процессов быстродействующих систем электроприводов/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин, Е.В. Белоусов – №2011615635 заявл. 26.07.2011.; зарегистр 15.09.2011.
124. Свид. № 2011617294 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета параметров новых типов электрических машин/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев,

- А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов – №2011615448 заявл. 21.07.2011.; зарегистр 19 сентября 2011.
125. Свид. № 2012611914 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета электрических потерь в вентильном преобразователе/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин Е.В. Белоусов – №2011619898 заявл. 21.12.2012.; зарегистр 20.02.2012.
  126. Свид. № 2013619009 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета угловых характеристик синхронных электроприводов с распараллеливанием на 12 каналов/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. - № 20133616616; заявл.26.07.2013; зарегист. 25.09.2013.
  127. Свид. № 2013619011 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета частотных характеристик синхронных электроприводов с распараллеливанием на 12 каналов/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. - № 2013616617; заявл.26.07.2013; зарегист. 24.09.2013.
  128. Свид. №2013619100 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета среднего значения индукции в электрических машинах переменного тока/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. – № 2013616608; заявл.26.07.2013; зарегист. 25.09.2013
  129. Сидоров, О.Ю. Методы конечных элементов и конечных разностей в электромеханике и электротехнологии / О.Ю. Сидоров, Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов. - М.: Энергоатомиздат, 2010 – 331 с.
  130. Синтез системы управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, С.П. Гладышев, А.Н. Горожанкин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2012. – Вып. 18. – №37(296). – С. 38-41.
  131. Соколинский, Л.Б. Параллельные вычислительные системы / Л.Б. Соколинский, М.Л. Цымблер, Т.Ю. Лымарь // Презентация. - Челябинск, 2009.
  132. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М.: Издательский центр “Академия”, 2006. – 272 с.
  133. Справочник по электрическим машинам: в 2 т. / под ред. И.П. Копылова, Б.К. Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 492 с.
  134. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами/ Рефки А.Э.В.А., Каракулов А.С., Деметьев Ю.Н., Кладиев С.Н./ Известия Томского политехнического университета, 2011. Т. 319. № 4. С. 93-99.
  135. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под ред. В.М. Терехов. – М.: Издательский центр “Академия”, 2005. – 305 с.
  136. Терзян, А.А. Об углах треугольной сетки для расчета магнитных полей методом конечных элементов / А.А. Терзян, Г.С. Сукиасян, А.Е. Пароникян // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2007. - Т. LX. - № 3. - С.523-532.
  137. Тищенко, Н.А. Об оптимальном передаточном числе редуктора в электроприводе летучих ножниц / “Вестник электропромышленности”. – №8. – 1934.
  138. Тяговый электропривод активного прицепа трубовоза / Ю.С. Усынин, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Т.13. – № 1. – С. 137 – 144.

139. Тяговый электропривод КТ-1 трамвайного вагона с двигателем независимого возбуждения и электронным контроллером / А.В. Горбатов, Н.Л. Дружкова, А.Н. Крайзман, А.М. Рафиков // Вестник ГЭТ России – 2001. – №1(40) – С. 13 – 18.
140. Уайт, Д. Электромеханическое преобразование энергии / Д. Уайт, Г. Вудсон. – М.–Л.: Энергия, 1964. – 528 с.
141. Удельные показатели электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2008. – Вып. 9. – № 11(111). – С. 52 – 53.
142. Усынин Ю.С. Следящие дифференциальные электроприводы автономных объектов: дисс. - д-ра техн. наук / Ю.С. Усынин. – Челябинск, 1994. – 241с.
143. Усынин, Ю.С. Расчет экономии электроэнергии на насосной станции городского водозабора / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Дзюба // Электрические системы и комплексы: межвуз. сб. науч. тр. Вып. 6 / под ред. А.С. Сарварова, К.Э. Одинцова. – Магнитогорск: МГТУ, 2001. – С. 137 – 140.
144. Усынин, Ю.С. Силовые цепи вентильных электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов. Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2004. – вып. 8. С. 13 – 17.
145. Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.
146. Усынин, Ю.С. Теория автоматического управления: учебн. пособие / Ю.С. Усынин. - Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 174 с.
147. Усынин, Ю.С. Частотные характеристики канала регулирования момента в синхронных электроприводах / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков// Электричество. – 2012. – № 4. – С. 54 – 59.
148. Усынин, Ю.С. Электроприводы и генераторы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов // Электричество. – 2007. – №3. – С.21 – 26.
149. Холодная прокатка труб / З.А. Кофф, П.М. Соловейчик, В.А. Алешин, М.А. Гриншпун. – Свердловск, 1962. – 432 с.
150. Цытович, Л.И. Адаптивная интервало-кодовая двоично-десятичная интегрирующая синхронизация систем управления силовыми вентильными преобразователями / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин // Электротехника. – 2013. – № 3. – С. 8 – 15.
151. Цытович, Л.И. Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 2 (34). – С. 35 – 41.
152. Цытович, Л.И. Элементы и устройства систем управления тиристорными преобразователями: Учебник для ВУЗов // Л.И. Цытович, В.Г. Маурер – Челябинск: ЮУрГУ, 1998. – 274 с.
153. Чернышев, А.Ю. Электропривод переменного тока: учебн. пособие / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 213 с.
154. Шапиро, Л.Я. Машины двойного питания: учеб. пособие / Л.Я. Шапиро. – М.: МЭИ, 1983. – 60 с.



155. Шевченко, С.Б. Способы снижения потерь в асинхронном двигателе при векторном управлении / С.Б. Шевченко // Электроприводы переменного тока: тр. Международной четырнадцатой науч.-техн. конф. – Екатеринбург: ГОУ ВТО УГТУ-УПИ, 2007. – С. 153 – 156.
156. Шенфельд, Р. Автоматизированные электроприводы: пер. с нем. / Р. Шенфельд, Э. Хабигер; под ред. Ю.А. Борцова. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 464 с.
157. Шмитц, Н. Введение в электромеханику / Н. Шмитц, Д. Новотный/ Пер. с англ. – М.: Энергия, 1969. – 366 с.
158. Шпаковский, Г.И. Алгоритм параллельного решения СЛАУ методом Гаусса – Зейделя / Г.И. Шпаковский, А.Е. Верхотуров // Вестник БГУ. Сер. 1. – 2007. – №1. – С. 44 – 48.
159. Шрейнер, Р.Т. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора / Р.Т. Шрейнер, В.Н. Поляков // Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 23 – 29.
160. Экспериментальные частотные характеристики электроприводов переменного тока с вентиляемыми преобразователями частоты / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Григорьев, и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2002. – Вып. 2. – № 7(16) – С. 67 – 69.
161. Электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, Г.В. Караваев, М.А. Григорьев // Труды III Международной (XIV Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу “АЭП–2001” (Н. Новгород 12–14 сентября 2001 г.) / под ред. С.В. Хватова. – Н. Новгород. “Вектор–ТиС”, 2001. – С. 106 – 107.
162. Электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, М.А. Григорьев, Г.В. Караваев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2001. – Вып. 1. – № 4(04). – С. 70 – 76.
163. Электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения для станов холодной прокатки труб / Ю.С. Усынин, С.П. Лохов, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, Е.В. Белоусов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2012. – Вып. 17. – №16(275). – С. 107 – 110.
164. Энергосбережение в электроприводах тягодутьевых механизмов многосвязных объектов / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Д.И. Кашаев, Т.Т. Москов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2011. – Вып. 15. – №15(232). – С. 40 – 45.
165. Энергосбережение в электроприводе: монография / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, С.М. Бутаков. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2011. – 104 с.
166. Энергоэффективные электроприводы нового поколения для объектов с тяжелыми условиями эксплуатации: гк № 14.740.11.1100 от 24.05.2011/ рук. М.М. Дудкин; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2012. Т1, Т2, Т3, Т4, Т5, Т6.
167. Аристов А.В. Анализ точности позиционирования двухфазного асинхронного двигателя в режиме прерывистого движения/ Аристов А.В., Воронина Н.А./ Известия Томского политехнического университета. 2013. Т. 322. № 4. С. 116-120.
168. Аристов А.В. Оптимизация геометрии машины двойного питания при работе в режиме вынужденных колебаний/ Аристов А.В., Паюк Л.А./ Известия высших учебных заведений. Электромеханика, 2011. № 6. С. 21-24.
169. Афанасьев К.С. Наблюдатель полного вектора состояния и момента нагрузки асинхронного электродвигателя/ Афанасьев К.С., Глазырин А.С./ Электротехнические комплексы и системы управления., 2013. № 4. С. 24-30.
170. Глазырин А.С. Математическое моделирование электромеханических систем/ Глазырин А.С./ Электротехника, электромеханика и электротехнологии, Томск, 2011.

171. Каракулов А.С. Современная технология разработки цифровых систем управления электроприводами/ Каракулов А.С., Гусев Н.В., Родионов Г.В., Сливенко М.В./ Известия высших учебных заведений. Электромеханика, 2011. № 6. С. 46-50.
172. ABB Review. – 2011. № 1 – 8 p.
173. ACS880-01 hardware manual. 3AUA0000078093. – 2013. – 223 p.
174. Bin Wu. High-Power Converters and AC Drives/ Bin Wu// IEEE Press – 2006. – 317 p.
175. Electric Drive of an Industrial Tractor / U.S. Usinin, M.A. Grigoryev, A. Shishkov, A. Bychkov, E. Belousov // SAE Commercial vehicle engineering congress 2013 13CV-0101/2013-01-2469.
176. Generator for Vehicle Applications, Based on the Field Regulated Reluctance Machine / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov, S.P. Gladyshev// World Congress Exhibition, Detroit, MI, USA, 2008 World Congress; Detroit, MI; United States; 14 April 2008 through 17 April 2008; Code 85694.
177. Grigorev, M. System of the Electric Drive with Field Regulated Reluctance Machine/ M. Grigorev // Russian Electrical Engineering. – 2013. – Volume 84. Issue 10. P. 560 – 565.
178. Grigorev, M.A. The electric Drive with Field Regulated Reluctance Machine / M. Grigorev // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №1. – С. 118 – 123.
179. High output synchronous reluctance motor and drive package. / ABB // REV. – 2012 – 8 p.
180. <http://epa.susu.ac.ru/726.html>
181. [http://supercomputer.susu.ac.ru/computers/skif\\_avrora/](http://supercomputer.susu.ac.ru/computers/skif_avrora/)
182. <http://www.teslamotors.com/models/features#/performance>
183. <http://www.top500.org/>
184. J. Soltani, H. Abootorabi Zarchi, and Gh. R. Arab Markadeh Stator-Flux-Oriented Based Encoderless Direct Torque Control for Synchronous Reluctance Machines Using Sliding Mode Approach, World Academy of Science, Engineering and Technology, 2009, p.869-875
185. Law, D. Design and Performance of Field Regulated Reluctance Machine /D Law, A. Chertok, T. Lipo // IEEE Transactions on Industry Applications.– 1998. – Vol. 30. – № 5.– P. 1185 – 1192.
186. Law, J. Magnetic Circuit Modeling of the Field Regulated Reluctance Machine, Part I: Model Development / J. Law, T. Busch, T. Lipo // IEEE Transaction on Energy Conversion.– 2000. – №1. – Vol. 11. – P. 49 – 56.
187. Law, J. Magnetic Circuit Modeling of the Field Regulated Reluctance Machine, Part II: Saturation Modeling and Results / J. Law, T. Busch, T. Lipo // IEEE Transaction on Energy Conversion.– 2000. – №1. – Vol. 11. – P. 56 – 62.
188. Lipo, T. Advanced Motor Technologies: Converter Fed Machines / T. Lipo // Transactions on energy conversion – 1998. – P. 204 – 222.
189. M. Jafarboland H. Abootorabi Zarchi Efficiency-Optimized Variable Structure Direct Torque Control for Synchronous Reluctance Motor Drives, J. Electrical Systems 8-1 (2012): 95-107
190. Marcin Żelechowski Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive, Ph.D. Thesis, Warsaw – Poland, 2005- 169c.
191. Moghaddam, R.R. Synchronous Reluctance Machine Design / R.R. Moghaddam – Stockholm, 2007. – 90 p.
192. New Brushless Synchronous Machine For Vehicle Application / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov, S.P. Gladyshev // World Congress Exhibition, Detroit, MI, USA, 2007 World Congress; Detroit, MI; United States 16 April 2007 through 19 April 2007; Code 90239.

193. Pulse Vector Control of Wound Rotor Induction Motor / Yu.S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov and // SAE Paper 2010-01-0703, SAE 2010 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 13 April 2010 through 13 April 2010; Code 87929.
194. R. MORALES and M. PACAS Predictive torque and flux control for the synchronous reluctance machine, Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences, p.271-277
195. Ruppert J. A Delaunay Refinement Algorithm for Quality 2-Dimensional Mesh Generation, NASA Ames Research Center, Submission to Journal of Algorithms, 1994.
196. Sinamics S120 6SL3 097-2AP00-0BP6 – Siemens – 1816 p.
197. Switching Losses in the Rotor of the Field Regulated Reluctance Machine / Yu.S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov// SAE Paper 2010-01-0485, SAE 2010 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 13 April 2010 through 13 April 2010; Code 87929.
198. Synchronous motor AMZ0900LT06 LSB - Mechel HSM. ABB, 2011 – 499 p.
199. The Electric Drive of a Tram with a Average Floor / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov// SAE International 2008, Powertrains, Fuels and Lubricants Congress, Shanghai, CHINA, 2008-01-1828, 2008 SAE International Powertrains, Fuels and Lubricants Congress; Shanghai; China; 23 June 2008 through 25 June 2008; Code 90787.
200. The Losses in Control Electric Drives of Transport Mechanisms at Different Controlled Laws / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, A.N. Shishkov, A. Bychkov, S.P. Gladyshev // SAE Paper 2011-01-0039, SAE 2011 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 12 April 2011 through 14 April 2011; Code 91197.
201. Tian-Hua Liu (2011). Controller Design for Synchronous Reluctance Motor Drive Systems with Direct Torque Control, Torque Control, Prof. Moulay Tahar Lamchich (Ed.), ISBN: 978-953-307-428-3, InTech, Available from: <http://www.intechopen.com/books/torque-control/controller-design-for-synchronous-reluctance-motordrive-systems-with-direct-torque-control>
202. Toliat H. Sensorless Operation of Permanent Magnet AC (PMA) motors with Modified Stator Windings/ Toliat H., Rahman K., Shet D. // IEEE Transaction on Energy Conversion.– Dec. 1999. – Vol. 14. – P.1004 – 1010.
203. Toliat, H. Sensorless Operation of Permanent Magnet AC (PMA) motors with Modified Stator Windings / H. Toliat, K. Rahman, D. Shet // IEEE Transaction on Energy Conversion.– Dec. 1999. – Vol. 14. – P. 1004 – 1010.
204. Toliyat H. A Five-Phase Reluctance Motor with High Specific Torque / Toliyat H., Xu L., Lipo T.A. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1992. – Vol. 28. – №3. – P. 559 – 667.
205. Toliyat H. Analysis and Simulation of Five-Phase Variable-Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13. – №4.– P. 748 – 756.
206. Toliyat, H. A DSP-Based Vector Control of Five-Phase Synchronous Reluctance Motor/ H.Toliyat, R. Shi, H. Xu // 0-7803-6404-X/00/\$10.00 (C) 2000. P. 1- 7.
207. Toliyat, H. Analysis and Simulation of Five-Phase Synchronous Reluctance Machines Including Third Harmonic of Airgap MMF / H. Toliyat // IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 34, NO. 2, MARCH/APRIL 1998. P. 332-339.
208. Toliyat, H. Simulation and Detection of Dynamic Air-Gap Eccentricity in Salient-Pole Synchronous Machines / H. Toliat, N. Al-Nuaim // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1999. – Vol. 35. – №1. – P. 86 – 93.
209. Unidrive SP User Guide. Issue Number: 12. Part Number: 0471-0000-12 – Emerson – 304 p.
210. Usinin, Yu.S. Electric drive with a field-regulated reluctance machine / Yu. S. Usinin, M. Grigorjev, A. Shishkov // Russian Electrical Engineering. – 2013. – Volume 84. Issue 3. P. 149 – 154.

211. Vagati A., Franceschini G., Marongiu I., Troglia G.P. Design Criteria of Performance Synchronous Reluctance Motors.// IEEE-IAS Annual Meeting Houston (USA), October 1992.
212. Vagati, A. Advanced Motor Technologies: Synchronous Motors and Drives / A. Vagati // IEEE Transactions on Energy Conversion – 1998. – P. 223 – 227.
213. Weh, H. On the Development of Inverter Fed Reluctance Machines for High Power Densities and High Output / H. Weh // ETZ Archiv, Bd. 6, 1984. – P. 135 – 144.
214. Weight and Dimensional Parameters of a Power Drive for Electrical Vehicle / U.S. Usinin, M.A. Grigoriev, K.M. Vinogradov// Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, Florence, ITALY. 09SFL-0251, Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, SFL 2009; Florence; Italy; 15 June 2009 through 15 June 2009; Code 90682.



«ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»  
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)  
(ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ))

Проспект Ленина, 76, Челябинск, Россия 454080,  
Тел./факс (351)267-99-00, <http://www.susu.ac.ru/>, e-mail: [admin@susu.ac.ru](mailto:admin@susu.ac.ru)  
ОКПО 02066724, ОГРН 1027403857568, ИНН/КПП 7453019764/745301001

УТВЕРЖДАЮ  
Ректор ФГБОУ ВПО  
«Южно-Уральский государственный  
университет» (национальный  
исследовательский университет),  
\*д-р техн. наук, проф.

№ \_\_\_\_\_  
На № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_



А.Л. Шестаков

20 июня 2014 г.

### Акт

об использовании результатов *кандидатской диссертационной* работы  
Белоусова Евгения Викторовича в учебном процессе

Комиссия в составе:

**Председатель** – Белоножка А.Т., канд. хим. наук, зам. декана энергетического факультета, доцент.

**Члены комиссии:** Цытович Л.И., д-р техн. наук, проф., заведующий кафедрой электропривода;

Григорьев М.А., д-р техн. наук, доц., проф. кафедры электропривода,

составила настоящий акт о том, что результаты кандидатской диссертационной работы **Белоусова Е.В. “Электропривод механизма подачи стана холодной прокатки труб с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения”** используются Федеральным государственным бюджетным образовательным учреждением высшего профессионального образования «Южно-Уральский государственный университет» (национальный исследовательский университет) в учебном процессе при подготовке бакалавров 13.03.02, магистров 13.04.02 и аспирантов 13.06.01 направления подготовки “Электроэнергетика и электротехника”.

В дисциплинах учебных планов названного направления, таких как “Электрический привод”, “Теория электропривода”, “Системы управления электроприводов”, “Электротехнические комплексы и системы”,

“Экспериментальное исследование электроприводов”, используются следующие научные результаты диссертации Белоусова Е.В.:

- математическая модель электропривода подачи стана ХПТ, в которой механическая часть представлена как двухмассовая, преобразователь частоты аппроксимирован непрерывным динамическим звеном, электродвигатель – системой с распределенными параметрами, отличающаяся тем, что в расчетной модели выполнен учет влияния работы главного привода клетки на механизм подачи;

- методика выбора силового электротехнического оборудования и законов управления электроприводом подачи стана ХПТ, представленного в виде многосвязной системы по критерию минимума ошибки позиционирования рабочего органа, отличающаяся тем, что выбор структуры управления определяется соотношением частот среза одного из контуров “неизменяемой части” электропривода и контура регулирования электромагнитного момента.

Использование перечисленных научных результатов в учебном процессе позволяет формировать у будущих выпускников соответствующей ступени высшего образования более глубокие знания в области новых типов электротехнических комплексов, в которых реализуются энерго- и ресурсоэффективные режимы работы, что является важным и актуальным само по себе, а также существенно повысить качество подготовки кадров по направлению “Электроэнергетика и электротехника”.

/ Председатель комиссии



А.Т. Белоножко

Члены комиссии:



Л.И. Цытович

М.А. Григорьев





УТВЕРЖДАЮ  
Генеральный директор  
ООО НТЦ "Приводная техника"



А.Н. Самсонов

01 марта 2013

**АКТ**

об использовании результатов диссертационной работы  
Белоусова Евгения Викторовича

**Комиссия в составе:**

**Председатель** - Буланов А.А. – технический директор

**Члены комиссии:** Дурманов Н.В. – начальник отдела  
автоматизации

Балюк А.А. - начальник отдела автоматизации  
грузоподъемных механизмов

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Белоусова Е.В. "Электропривод механизма подачи стана холодной прокатки труб с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения", представленной на соискание учёной степени кандидата технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ООО Научно-технический центр "Приводная техника".

**Характеристика переданных разработок:**

1. Предложена математическая модель электропривода подачи стана холодной прокатки труб с учетом характера распределений линий магнитной индукции в зазоре, и в которой электропривод подачи трубы и главный электропривод представлены в виде многосвязной системы, что наиболее точно отражает работу стана.

2. Уточнение расчетной методики выбора электропривода по нагреву по форме кривой осциллограммы электромагнитного момента двигателя, работающего в пуско-тормозных режимах.

3. Предложены методика синтеза электропривода: определение оптимальной формы кривой переходного процесса скорости, выбор оптимального передаточного числа редуктора и геометрических параметров электромеханического преобразователя, оценка величины перерегулирования, выбор схемы с подчиненным регулированием или с модальным управлением.

Председатель

А.А. Буланов

Члены комиссии:

Н.В. Дурманов

А.А. Балюк



Ч Т П З

Открытое акционерное общество «Челябинский трубопрокатный завод»



УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер ОАО ЧТПЗ

С.Н. Филатов

19 июня 2014 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы  
Белоусова Евгения Викторовича

**Комиссия в составе:**

**Председатель** - А.Ю. Мыльников – главный энергетик ОАО ЧТПЗ.

**Члены комиссии:** Бельков В.Е. – главный электрик ОАО ЧТПЗ;  
Ромин Д.А. - начальник ЦЭТЛ

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Белоусова Е.В. “Электропривод механизма подачи стана холодной прокатки труб”, представленной на соискание учёной степени кандидата технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ОАО “Челябинский трубопрокатный завод”. Характеристика переданных разработок:

1. Предложена методика выбора силового и механического оборудования для механизма подачи стана холодной прокатки труб ХПТ 450, что позволило повысить точность позиционирования трубы, производительность стана на 7-10 %;

2. В качестве системы управления электроприводом предложено релейно-векторное управление синхронной реактивной машиной. Такое решение позволяет увеличить быстродействие электропривода подачи, тем самым снизить отбраковку продукции на 9-12%.

**Расчет ожидаемого экономического эффекта  
от внедрения результатов диссертационной работы Белоусова Е.В.  
в цехе №5 ОАО «ЧТПЗ»**

Исходные данные для расчета:

1. По технологическим данным ОАО «ЧТПЗ» за 9 месяцев цехом №5 произведено около 15272 тонн труб. Себестоимость каждой тонны трубы 40 тыс. рублей.



2. Внедрение электропривода с СРМНВ на привод подачи стана ХПТ-450 обеспечивает снижение времени пуско-тормозных режимов на 50% и увеличение производительности стана на 5-10%.

Экономические показатели производства вследствие внедрения результатов диссертационной работы представлены в таблице:

Параметр	Технический показатель	Экономический показатель	
		Единица измерения	Значение
Себестоимость трубы в год до модернизации		тыс.руб./т	40,000
Средняя отбраковка до модернизации, %	4		
Произведено труб в т/год до модернизации	20 362		
Примерное количество труб в год до модернизации в шт	13 575		
Себестоимость производства труб до модернизации в год		тыс. руб/год	814 480
Средняя отбраковка после модернизации, %	2		
Произведено труб в т/год после реконструкции	21 450		
Примерное количество труб в год после модернизации в шт	14 371		
Себестоимость производства труб после модернизации в год		тыс. руб/год	812 969
Себестоимость трубы в год после модернизации		тыс.руб./т	39,861
Ожидаемый экономический эффект		тыс.руб. / год.	1 511,000

### Вывод:

Таким образом, ожидаемый экономический эффект для стана холодной прокатки труб ХПТ 450 с релейно-векторным электроприводом на базе синхронной реактивной машины после замены редуктора составит около 1,5 млн. рублей.

Председатель

А.Ю. Мыльников

Члены комиссии:

В.Е. Бельков

Д.А. Ромин