

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)»
Политехнический институт факультет Машиностроения
Кафедра «Мехатроника и автоматизация»
Направление «Мехатроника и робототехника»

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ
Заведующий кафедрой
В.Р. Гасияров

2019 г.

Электропривод механизма подачи стана холодной прокатки труб
с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА
К ВЫПУСКНОЙ КВАЛИФИКАЦИОННОЙ РАБОТЕ МАГИСТРА
ЮУрГУ 15.04.06.2019.213_ПЗ (ВКР)

Нормоконтролер
Преподаватель
О.А. Гасиярова

2019 г.

Руководитель работы
Доцент, д.т.н.
М.А. Григорьев

2019 г.

Нормоконтролер
Ст. преподаватель
С.С. Воронин

2019 г.

Автор работы
студент группы
Артем Дмитриевич Голиков

2019 г.

Челябинск 2019

АННОТАЦИЯ

Голиков А.Д. Электропривод механизма подачи стана холодной прокатки труб с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения. – Челябинск: ЮУрГУ, П, 2019, 107 с., 66 ил., 4 табл., библиогр. список – 29 наим.

Целью выпускной квалификационной работы является создание электропривода подачи стана ХПТ с улучшенными точностными показателями позиционирования рабочего органа с высоким быстродействием.

В первой главе рассматривалось влияние перерегулирования σ и ошибки подачи Δh на разнотолщинность трубы Δs . В соответствии с этим разработаны требования к электроприводу подачи.

Во второй главе в программном пакете *ANSYS* была разработана математическая модель электропривода подачи, результаты моделирования были сопоставлены с натурными данными. С помощью модели рассмотрено влияние главной клетки на электропривод подачи.

В третьей части выполнен синтез силовой части системы, например, для электропривода подачи выполнен параметрический синтез.

В четвертой части выполнен синтез системы управления электроприводом подачи. Рассмотрены системы с векторным и релейно-векторным управлением в программном пакете *Matlab+Simulink* и сформулирован критерий выбора структуры управления.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1 АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА К ЭЛЕКТРОПРИВОДУ ПОДАЧИ СТАНА ХПТ.....	8
1.1 Особенности технологического процесса получения тонкостенных труб методом холодной прокатки	8
1.2 Скоростные и нагрузочные режимы работы электропривода стана ХПТ.....	11
1.3 Связь показателей регулирования электропривода с качеством проката трубы.....	14
1.4 Оценка предельных показателей регулирования в системе электропривода с непосредственными преобразователями частоты	18
2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА «ЭЛЕКТРОПРИВОД – СТАН ХПТ».....	25
2.1 Основные допущения, принятые для разрабатываемой математической модели.....	25
2.2 Обобщенная математическая модель комплекса “Электропривод – стан ХПТ”.....	26
2.2.1 Модель электромеханического преобразователя	27
2.2.2 Модель полупроводникового преобразователя	37
2.2.3 Модель электропривода механизма подачи	38
2.2.4 Модель главного электропривода прокатной клетки.....	40
2.3 Учет влияния главного электропривода на работу привода подачи	44
2.4 Уточнение формы фазного тока ЭМП	45
3 СИНТЕЗ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	48
3.1 Общая методика выбора силового оборудования и законов управления электропривода подачи.....	48
3.2 Оптимальная траектория движения электропривода подачи.....	50
3.2.1 Постановка задачи оптимизации	50
3.2.2 Оптимальная кривая по критерию минимума потерь	52
3.2.3 Оптимальная кривая переходных процессов в электроприводе подачи с учетом работы главного привода прокатной клетки.....	56
3.3 Параметрическая оптимизация электропривода подачи	58
3.3.1 Постановка задачи параметрической оптимизации	58
3.3.2 Выбор оптимального передаточного числа редуктора	59

3.3.3	Учет ограничений, обусловленных нагревом двигателя	60
3.3.4	Оптимизация геометрии электрической машины по критерию минимума перерегулирования	63
3.4	Оценка величины перерегулирования σ с учетом дискретного режима работы электропривода	64
3.4.1	Уточнение параметров силового оборудования при работе электропривода на пониженных скоростях.....	64
3.4.2	Выбор числа пар полюсов машины.....	68
3.4.3	Оценка потерь, обусловленных зубцовыми пульсациями момента	70
4	СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С МАКСИМАЛЬНЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ КОНТУРА МОМЕНТА	74
4.1	Синтез структуры и параметров КРМ.....	74
4.1.1	Постановка задачи синтеза КРМ	74
4.1.2	Выбор упрощенной математической модели.....	76
4.1.3	Выбор структуры управления по принятой системе критериев	79
4.1.4	Синтез параметров корректирующих связей КРМ.....	91
4.2	Сопоставление показателей регулирования в структурах с подчиненным и модальным управлением	93
4.2.1	Особенности синтеза структур управления с подчиненным регулированием координат.....	94
4.2.2	Особенности синтеза структур управления с модальным управлением.....	95
4.2.3	Анализ показателей регулирования в схемах с подчиненным регулированием и модальным управлением	99
4.3	Синтез корректирующих связей системы управления электроприводом, работающим при повышенных скоростях.....	100
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	104
	БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	105

ВВЕДЕНИЕ

В различных отраслях промышленности (авиационной, атомной и др.) на сегодняшний день достаточно высока потребность в изготовлении сверхтонких труб. Эту потребность невозможно удовлетворить при горячей прокатке, ведь при этом виде обработки сверхтонкие трубы создать невозможно. При холодной прокатке нужные заготовки не теряют прочности, поэтому в производстве они используются чаще. Следующее совершенствование технического процесса изготовления сверхтонких труб несомненно приведёт к увеличению производительности и снижению затрат при изготовлении продукции.

В ходе изучения станов холодной прокатки было выяснено, что механизм подачи, к которому выставлены высокие требования по качеству позиционирования и максимальному быстрдействию, является важнейшим элементом. Выполнить данные требования позволит комплексный подход к усовершенствованию системы. На работу системы влияние оказывает каждый узел электропривода (электродвигатель, рабочий орган, силовой преобразователь, механический преобразователь и система управления). К примеру, использование несинусоидальных токов, а так же развитие полупроводниковой техники для возбуждения многофазных машин позволяет при простоте конструкции машины повысить нагрузки по моменту.

На основе вышесказанного можно сделать вывод, что можно добиться высоких показателей качества трубы и уменьшить её разнотолщинность, улучшив все этапы обработки.

Научно-техническая задача дипломного проекта – создание электропривода, который позволит повысить качество трубы.

Объект исследования – синхронный реактивный электропривод независимого возбуждения.

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

Необходимо разработать электропривод стана ХПТ с улучшенными показателями позиционирования рабочего механизма с высоким быстродействием на основании заданных технологических требований.

Для этого необходимо:

- проанализировать требования технологического процесса к электроприводу подачи стана холодной прокатки труб;
- разработать математическую модель «электропривод – стан ХПТ»;
- выполнить синтез силовой части электропривода;
- произвести синтез системы управления с максимальным быстродействием по контуру момента.

1 АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА К ЭЛЕКТРОПРИВОДУ ПОДАЧИ СТАНА ХПТ

1.1 Особенности технологического процесса получения тонкостенных труб методом холодной прокатки

При обработке холодным прокатом можно снизить сечение заготовки вплоть до микрон, чего невозможно достичь при горячей прокатке. Холодная прокатка является более востребованным способом производства, ведь она имеет такие преимущества, как равномерность толщины, высокое качество поверхности и высокая прочность, а так же безотходность процесса изготовления давлением. В атомной промышленности, а так же в авиации для изготовления деталей используется данный способ.

На сегодняшний день в мире эксплуатируется около 700 станов холодной прокатки. ПАО «ЧТПЗ» использует в работе два стана ХПТ-450, ведь в производстве они позволяют делать заготовки как переменного, так и постоянного сечения от 150 до 450 мм из высоколегированных и легированных, а так же углеродистых сталей. Соединение труб может быть как бесшовное, так и сварное. Со дня изобретения холодной прокатки технология производства почти не изменялась, поэтому целесообразно повышать точностные показатели при сохранении производительности стана, а электрическую часть системы модернизировать. С целью рассмотрения режимов работы стана в CAD-системе *Solid Works* была создана модель ХПТ-450.

Подача заготовки производится с помощью винтовой передачи 7 толкателем 6. После заготовка попадает в валки 2. Валки – металлические цилиндры с ручьем. Концы ручья имеют различные диаметры: начальный равен диаметру заготовки, а конечный – диаметру трубы. Валик в движение приводят зубчатая рейка 4 на клетки 1, а так же шестерни 3. Через

кривошипно-шатунный механизм клеть приводится в движение главным приводом и производит возвратно-поступательное движение. В процессе движения осуществляется обжатие заготовки для изготовления необходимой толщины и диаметра трубы. Данный процесс называется редуцированием. При двойном ходе обжатие производится в прямом и обратном направлении. После выполнения двойного хода осуществляется поворот заготовки на 60 – 90°. Это выполняется для того, чтобы металл, который заполнил в предыдущем рабочем ходе выпуск калибра, при последующем рабочем ходе раскатывался в круглом участке калибра.

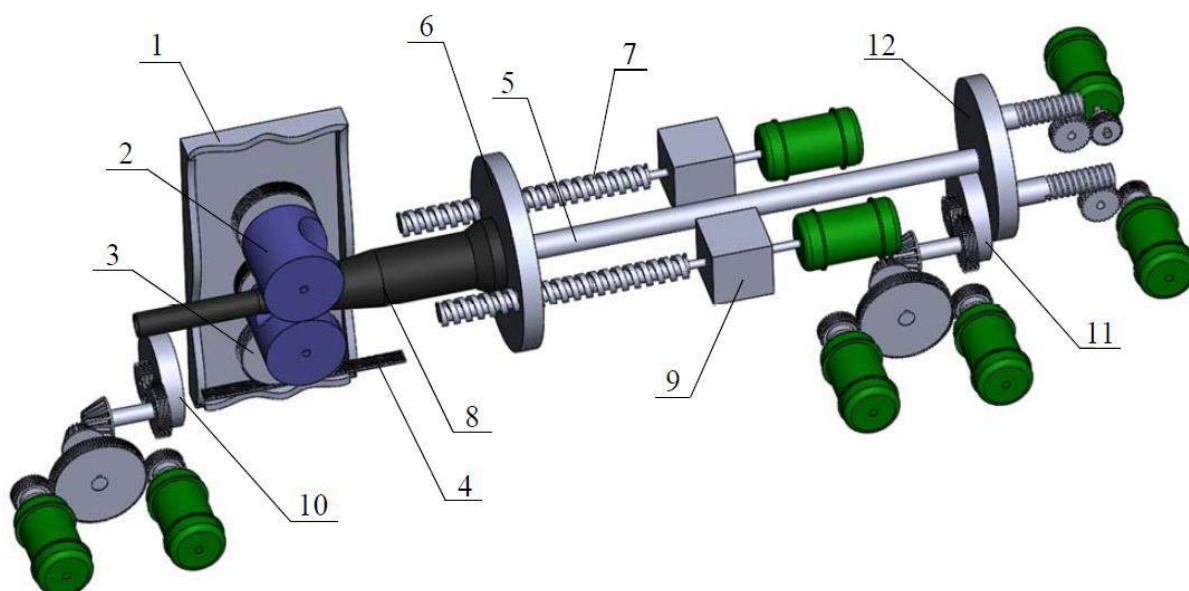


Рисунок 0.1 – Модель стана ХПТ-450: 1 – клеть, 2 – валки, 3 – шестерня, 4 – зубчатая рейка, 5 – коническая оправка, 6 – толкатель, 7 – винтовая передача, 8 – заготовка, 9 – редуктор, 10 – механизм поворота трубы, 11 – механизм поворота оправки, 12 – механизм перемещения оправки

Во избежание аварийных режимов необходимо позиционировать заготовку за отведенное время и для оперативной отработки срыва трубы обеспечивать (3 – 4) Мн. Рассмотрим технологию прокатки. Основную клеть приводит в движение главный привод. Он работает в непрерывном режиме. Около 5% времени цикла клеть находится в положении, в котором можно осуществить поворот и подачу

заготовки. При этом возможно соприкосновение трубы или заготовки и калибров, для этого существуют специальные зевы (выточки), и при нахождении трубы в зоне работы зева необходимо производить подачу и поворот.

При длительном режиме работы существует возможность деформации (скручивание, изгиб) трубы, зажатой валками, что является характерной проблемой привода.

Возможны два пути решения данной проблемы:

1. Повысить время позиционирования, при этом снизится производительность стана;

2. Повысить точность позиционирования рабочего органа, при этом быстродействие системы остается неизменным.

В таблице 1.1 приведены основные технические характеристики и технологические требования к элементам и узлам стана.

Использование цифровой системы управления с сохранением полупроводниковых преобразователей снизило значительные простои стана, которые вызваны использованием аналоговых систем, не позволяющих обеспечить надежностные показатели.

Таблица 0.1 – Технические характеристики стана ХПТ-450

Параметр	Значение	ед. изм.
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

Равномерность стенки является основным требованием к готовой трубе. В таблице 1.2 приведены требования к разностенности готовой продукции для основных категорий выпускаемого сортамента. Уменьшение брака позволит улучшить экономический эффект, так как стоимость готовой продукции зависит от требований к их качеству. Ошибка при работе привода подачи, влияющая на разнотолщинность трубы s , может быть обусловлена как статической ошибкой h , так и величиной перерегулирования. Для более точного определения связи показателей регулирования и качества проката имеется необходимость проанализировать нагрузочную диаграмму системы.

Таблица 0.2 – Технические требования к готовой продукции стана ХПТ-450

Выходная продукция	Толщина стенки, мм	Допустимая разностенность, 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

Необходимо изучить нагрузочные диаграммы электропривода для определения возможных резервов по быстродействию и рассмотрения участков, определяющих точность позиционирования. На основе данных, предоставленных ПАО «ЧТПЗ», с помощью статистического анализа была определена наиболее характерная осциллограмма, представленная на рисунке 1.2. Были изучены различные режимы работы стана: прокатка жесткой трубы, прокатка с максимальной производительностью, прокатка податливой трубы и прокатка с минимальной скоростью. Наиболее значимые участки работы отмечены на рисунке 1.2.

Работа электропривода подачи протекает в позиционном режиме. Синхронная машина запитана от преобразователя частоты. Система управления, в которой внутренним контуром является контур тока с максимальным быстродействием, построена по подчиненному принципу, подчиняющемуся контуру скорости, внешний контур – контур положения.

Рассмотрим изменение активной составляющей тока статора (рисунок 1.2).

На участке 1 идет линейное нарастание тока, при этом темп нарастания ограничен задержкой переключения вентильных групп преобразователя частоты. На участке 1 нарастание составляет больше 50% общего времени работы.

На 2 участке двигатель работает с максимальным ускорением с насыщенным регулятором скорости для ограничения механических усилий.

На участке 3 ток снижается. На темп снижения влияет индуктивность обмотки статора и быстродействие контура скорости.

На 4 участке привод работает на максимальной постоянной скорости и ограничен только максимальным значением сигнала с выхода регулятора положения.

Участки 5 и 6 сходны с участками 1 и 2, разница лишь в меньшем развиваемом моменте из-за активного характера момента сопротивления.

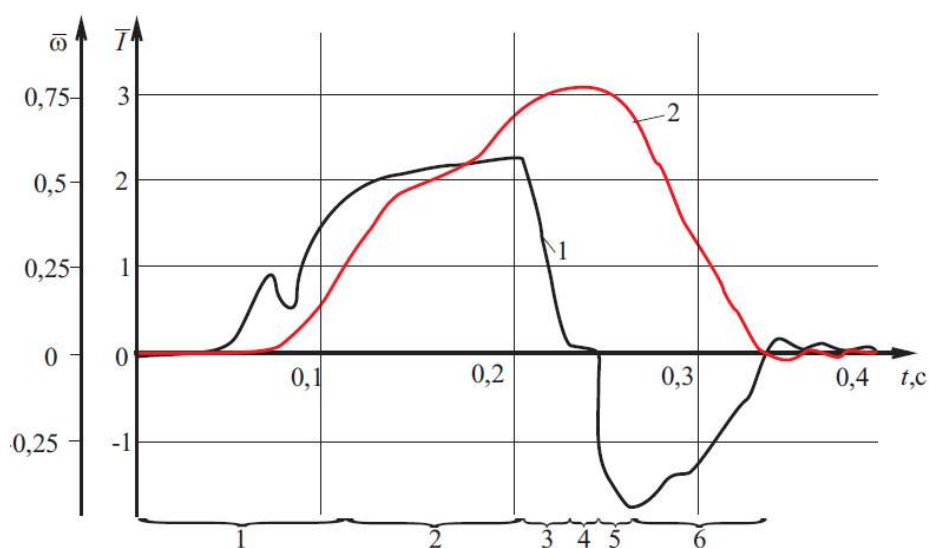


Рисунок 0.2 – Осциллограммы тока (1) и скорости (2) привода подачи

При анализе осциллограммы видно, что необходимо обеспечить оптимальную кривую переходных процессов с учетом максимально-допустимых ускорений частей механизмов, для обеспечения производственных и энергетических показателей стана ХПТ. Ограничения усилий осуществляются программно-реализуемыми блоками, а снижение маховых масс, повышение добротности синхронного привода и минимизация люфтов позволит уменьшить долю динамической нагрузки в общей нагрузке.

Чтобы обеспечить оптимальной кривой переходного процесса, необходимо сделать подачу максимальной при минимальном моменте сил упругости, что возможно при постоянстве ускорения электропривода. Отсюда следует, что наилучшим вариантом является кривая треугольной формы. Наиболее выгодным соотношением времени разгона и торможения является 2:1, как говорится в [10]. Для снижения времени позиционирования и сохранения данной пропорции необходимо повысить максимальную скорость.

При анализе работы стана, было выяснено, что для работы электропривода наиболее сложным участком является срыв трубы с оправки. В [14] были рассмотрены две ситуации:

1. При ударе механизма подачи о трубу характер упругий. При этом накопленная энергия сжатых винтов механизма переходит в кинетическую энергию движения трубы, и энергия передается в виде импульса силы за малый промежуток времени. Усилием срыва трубы определяется начальная скорость;

2. При ударе механизма подачи о трубу характер неупругий. При таком ударе вся энергия системы ведет к нагреву трубы, и при соударении все элементы движутся как единое целое. Путь, пройденный кареткой и трубой меньше, чем при упругом ударе и при влиянии сил трения движение равнозамедленное.

Сравнивая экспериментальные данные с полученными выражениями в [14] был сделан вывод, что удар имеет неупругий характер. Однако при этом не было учтено, что после срыва труба может попадать в валки, что, в свою очередь, может привести к уменьшению перемещения. На рисунке 1.3 видно, что время равнозамедленного движения меньше при попадании в валки.

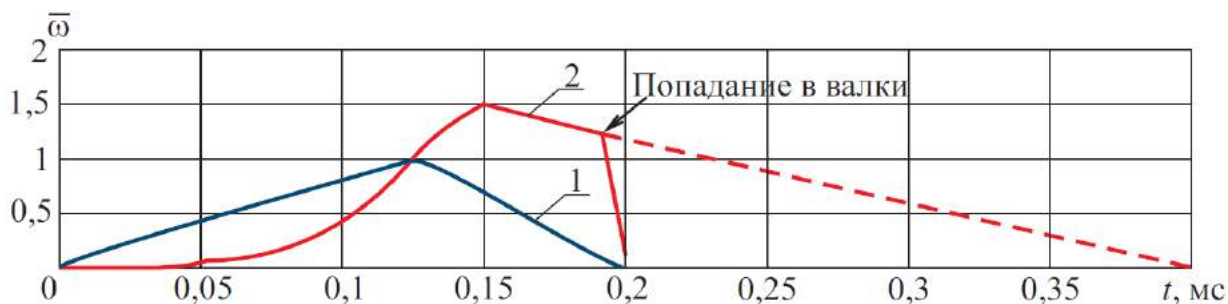


Рисунок 0.3 – Диаграмма скорости привода подачи при срыве

Можно сделать вывод, что необходим другой подход к определению траектории движения. Основываясь на нагрузочные диаграммы можно заключить, что необходимо пересмотреть схемы силовых цепей полупроводникового преобразователя для улучшения быстродействия системы.

1.3 Связь показателей регулирования электропривода с качеством проката трубы

Трубы, произведенные холодной прокаткой, имеют строгие метрологические требования, а именно, разнотолщинность – не менее 0,1 мм.

Повышение быстродействия системы ведёт к перерегулированию контура положения, что влияет на качество обработки трубы. Также необходимо принимать во внимание параметры неизменяемой части системы. При изменении параметров заготовки, таких как размер и масса, необходимо учитывать, что следует изменение статического момента и момента инерции масс всей системы.

Для того, чтобы провести синтез системы необходимо выявить связь качества проката трубы и показателей регулирования. Рассмотрим упрощенную модель электропривода подачи, после чего по полученным данным выявим связь между сортаментом трубы, разнотолщинностью и координатой подачи. Систему «электропривод – механизм подачи трубы» можно охарактеризовать как двухмассовую систему по методу декомпозиции.

Разберем упрощенную структурную схемы привода подачи, представленную на рисунке 1.4, которая состоит из 4-х контуров:

1. Контур регулирования скорости. Частота среза:

$$\omega_1 = \frac{k_{PM} \cdot k_{PC} \cdot k_{ДС}}{J_{PO}}; \quad (0.1)$$

2. Контур учета винтовой передачи. Частота резонансного максимума:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{C_1}{J_{PO}}}; \quad (0.2)$$

3. Контур обратной электромеханической связи.

$$\omega_3 = \frac{1}{T_M} = \frac{k_{PM} \cdot k_{PC} \cdot k_{ДС} \cdot J^2}{J_{PO}}; \quad (0.3)$$

4. Контур регулирования положения. Формула частоты среза

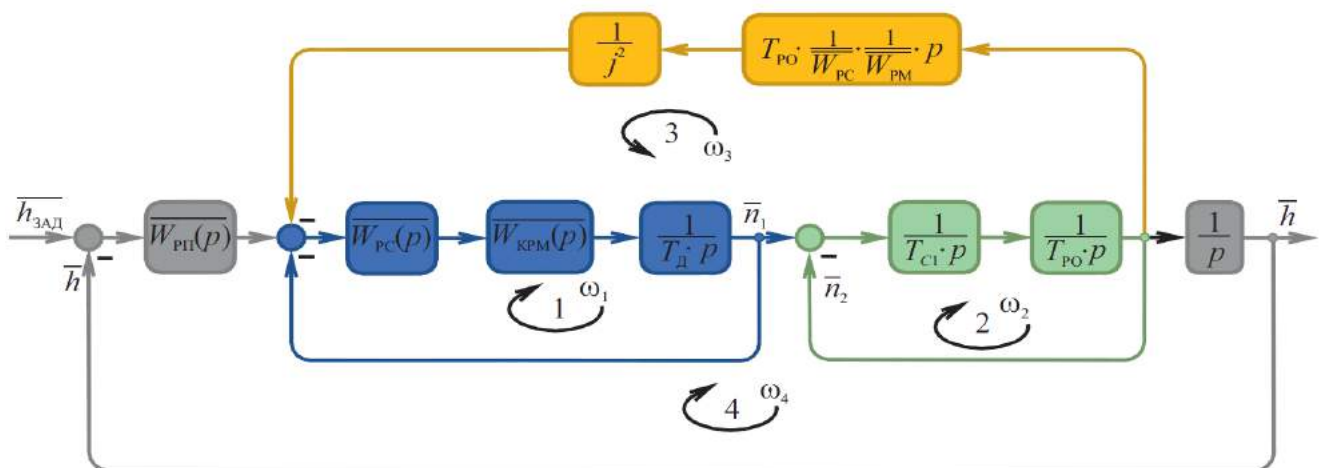


Рисунок 0.4 – Упрощенная структурная схема электропривода подачи

В [23] приведены рекомендации по настройке системы. Для этого необходимо установить соотношения между приведенными частотами.

Сначала рассмотрим контур учета винтовой передачи, параметры которого изменить нельзя. Параметры системы: жесткость винта $C_i = 26 \cdot 10^7$ Н/м (по данным завода-изготовителя), масса трубы 180-3000 кг, жесткость трубы $(9..275) \cdot 10^7$ Н/м.

Момент инерции:

$$J_T = \frac{m_{\text{трубы}}}{\mu} \cdot \left(i_{\text{ВП}} \cdot \frac{z_1}{z_3} \right)^2, \quad (0.4)$$

где μ – КПД винтовой передачи;

$i_{\text{ВП}}$ – коэффициент передачи винтовой пары;

$\frac{z_1}{z_3}$ – передаточное число редуктора.

Получено значение от 0,02 до 0,3 кг·м², диапазон частот резонансного максимум составляет $\omega_2 = 30...80$ рад/с, а амплитуда варьируется от 3 до 5. Это приводит к повышению сложности настройки системы и снижению точности позиционирования.

Параметры контура регулирования скорости возможно изменять и частота среза контура должна лежать в пределах 100...120 рад/с.

Профессор Ю.С. Усынин предложил методику изменения контурного коэффициента массы с помощью регулирования передаточного числа редуктора. Это воздействие способствует снижению значения резонансного максимума системы, что, в свою очередь, приводит к улучшению устойчивости системы и динамических показателей. Поэтому в случае, когда $\omega_2 < 1/T_M$ передаточное число редуктора нужно выбирать таким, чтобы значение частоты ω_3 было наиболее близко к значению ω_2 и результирующая частотная характеристика будет иметь монотонный характер.

С помощью параметров прокатки ТВЭЛа можно вычислить разнотолщинность трубы. Допустимая разнотолщинность должна составлять не более 7% (таблица 1.2).

Относительную продольную разнотолщинность можно вычислить по выражению:

$$\Delta s = \frac{t_k - t_m}{0,5 \cdot (t_k + t_m)} \cdot 100\%, \quad (0.5)$$

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

t_m – толщина стенки готовой трубы.

По данным Осады Я.Е.:

$$t_k = \sqrt{t_m^2 + 2 \cdot V_y \cdot \frac{\operatorname{tg} \alpha \cdot (\operatorname{tg} \varphi_{\Pi} - \operatorname{tg} \alpha)}{\operatorname{tg} \varphi_{\Pi}}}, \quad (0.6)$$

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

$\operatorname{tg} \varphi_{\Pi}$ – угол наклона образующей конуса предготовительного участка ручья;

V_y – удельный объем подачи, мм³/мм.

$$V_y = t_3 m \frac{R_3 + r_3}{R_x + r_x}, \quad (0.7)$$

где 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.

Качество позиционирования влияет на подачу, что ведет к изменению разнотолщинности. Статическая ошибка Δh является стабильной величиной и почти не влияет на величину разнотолщинности, а так же приводит к изменению толщины проката. В большей степени на величину подачи влияет величина

перерегулирования, т.к. в связи с отсутствием обратного хода труба попадает в валки и двигается обратно, что влияет на толщину трубы.

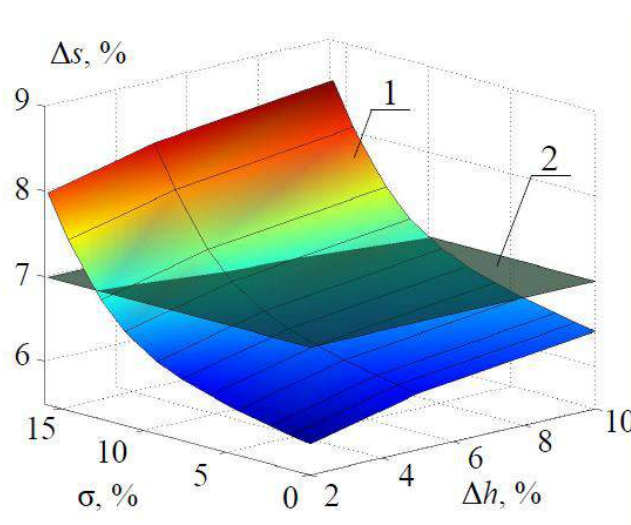


Рисунок 0.5 – Зависимость разнотолщинности трубы Δs от перерегулирования σ и от ошибки подачи Δh (1); поверхность допустимой разнотолщинности (2)

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

Быстродействующий контур электромагнитного момента необходим для обеспечения высоких показателей качества регулирования координаты положения.

Эта система электропривода имеет частотно-токовое управление. Синхронная машина располагается в корпусе асинхронной с фазным ротором. Для создания поля возбуждения обмотка статора запитана от источника постоянного тока, а каждая фаза ротора запитана от индивидуального преобразователя с мостовой схемой выпрямления. Существует обратная связь по току, чтобы ток каждой фазы соответствовал заданному. Функциональная схема представлена на рисунке 1.6.

Время нарастания тока составляет около 30% от времени разгона, что является недостатком данной системы. Причины:

1. Наличие постоянной времени задержки тиристорного преобразователя

Зависимость между постоянной времени тиристорного преобразователя и углом отпирания тиристорov имеет линейный характер, что определил Р. Шёндрфельд на основе среднестатистических данных.

Из-за невозможности тока перестать протекать мгновенно в непосредственных преобразователях частоты, на участках коммутации ток протекает по двум группам вентилей одновременно, что ведет к режиму короткого замыкания. Для избегания данного режима используют раздельное управление вентильными группами, что снижает действующее значение момента и тока.

Первая гармоника тока задает частоту вращения ротора и формирует электромагнитный момент. Ротор вращается относительно других высших гармоник с небольшим скольжением, поэтому они не влияют на электромагнитный момент.

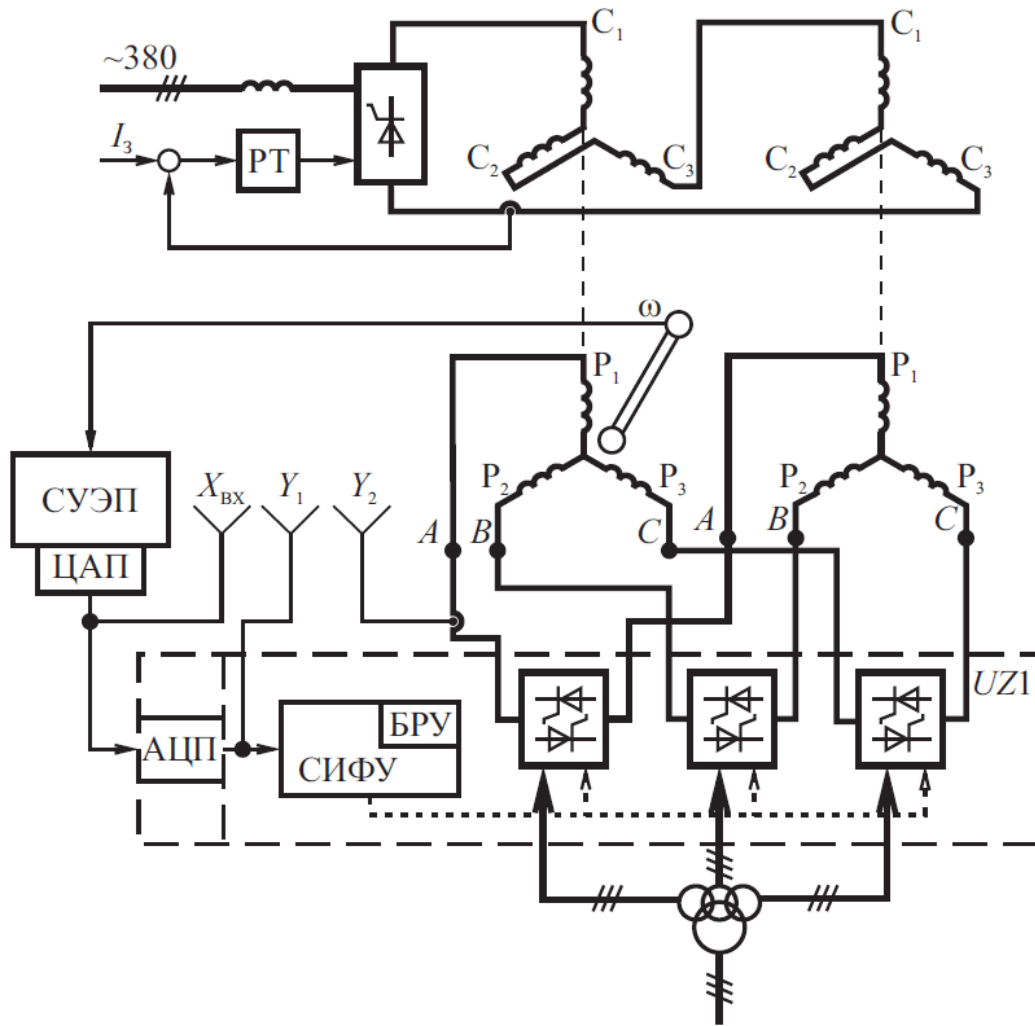


Рисунок 0.6 – Функциональная схема электропривода до модернизации

Для определения несинусоидальности тока воспользуемся формулой:

$$v = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{1(n)}^2}{I_{1(1)}^2}}}, \quad (0.8)$$

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

2. Наличие бестоковой паузы при раздельном управлении

Основной причиной влияния на гармонический состав тока является бестоковая пауза. Она снижает долю первой гармоники, что приводит к ухудшению регулировочных и удельных показателей электропривода.

Время бестоковой паузы зависит от скорости электропривода, следовательно, и от частоты напряжения питания. Чтобы переключить вентиляющую группу следует в цепи нагрузки подать сигнал с датчика тока. Время бестоковой паузы повышается, так как чувствительность датчиков составляет около 1-10%. Рассмотрим необходимость этого. Ток нагрузки протекает через оставшийся открытый тиристор при снятии импульса управления и под действием отрицательной полуволны анодного напряжения уменьшается до 0. Это уменьшение должно произойти раньше, чем анодное напряжение изменит знак, иначе ток начнет опять увеличиваться. В этот момент система управления получает сигнал об открытии другой тиристорной группы, что приведет к аварии.

Чтобы избежать таких режимов в [7] предлагается рассчитывать уменьшение мгновенного значения тока i от уставки I_0 до нуля по формуле:

$$i = [I_0 + \sin(\psi + \varphi_H)] e^{-\frac{\omega_0 t}{\operatorname{tg} \varphi_H}}, \quad (0.9)$$

где ψ – начальная фаза, отсчитываемая от момента изменения знака анодного напряжения преобразователя с плюса на минус до момента равенства тока нагрузки уставке I_0 .

$$\varphi_H = \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_0 L_H}{r_H} \right) \quad (0.10)$$

Данная формула справедлива только для зоны непрерывных токов. На рисунке 1.7 показана зависимость времени задержки от индуктивности нагрузки и тока уставки.

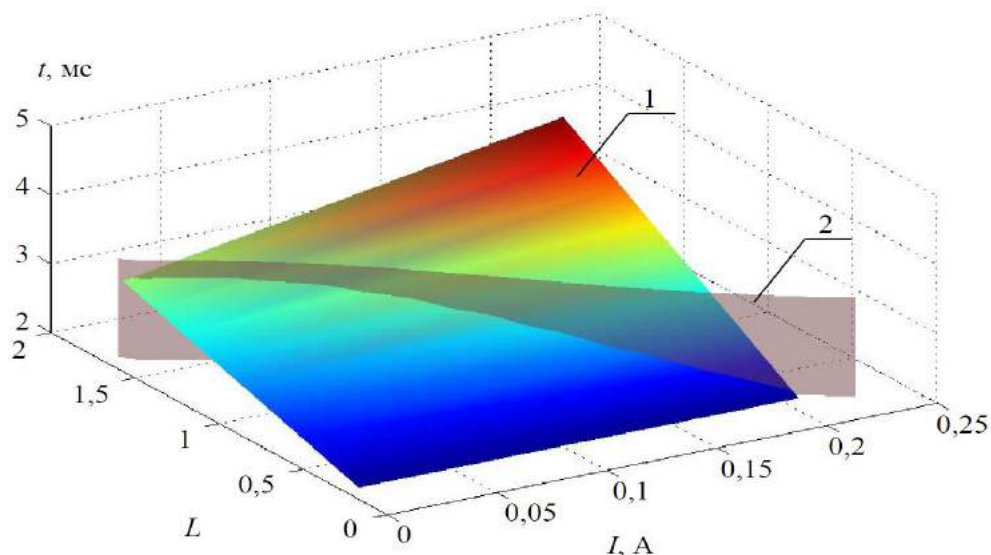


Рисунок 0.7 – Зависимость времени задержки t от индуктивности нагрузки и тока уставки (1) и область граничных токов (2)

Переход тока из зоны непрерывных токов в зону прерывистых называется граничной зоной, которую характеризует величина граничного тока, зависящего от индуктивности нагрузки и угла отпирания тиристорov.

Граничный ток рассчитывается по формуле:

$$I_{d \text{ гр}} = \frac{BU_2}{ax_d + x_d} \sin \alpha, \quad (0.11)$$

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

На рисунке 1.7 представлена зона граничных токов при $\sin \alpha = 1$, при увеличении угла отпирания данная граница будет смещаться “к нам”.

На рисунке 1.8 показано, что на количество высших гармоник в большей мере влияет бестоковая пауза, а угол отпирания при непрерывном режиме практически не влияет на несинусоидальность.

3. Ограничение полосы пропускания частот силовой части тиристорного преобразователя

Невозможность увеличения частоты выше 50 Гц является особенностью непосредственного преобразователя частоты. Однако при увеличении частоты

более 25 Гц первая гармоника уменьшается, следовательно уменьшается момент, ухудшаются удельные и динамические показатели привода подачи.

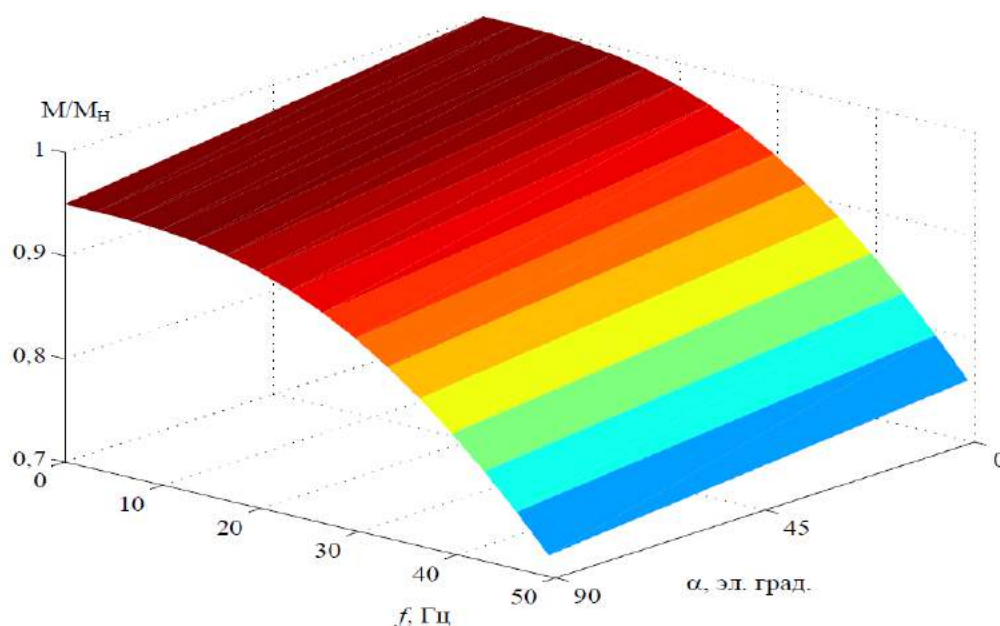


Рисунок 0.8 – Зависимость коэффициента несинусоидальности тока от его частоты и угла отпирания вентилей тиристорного преобразователя

4. Ограничение полосы равномерного пропускания частот канала АЦП-ЦАП, тактируемом в “фоновом” режиме микропроцессорным устройством управления

Сигнал задания формируется микропроцессорной техникой и проходит преобразование из аналоговой формы в цифровую. Это преобразование протекает с задержкой, из-за чего частота среза системы будет ограничена частотой среза контура с АЦП.

Например, в преобразователе частоты с непосредственной связью, выполненного на основе тиристорного преобразователя *Mentor II* компании *Control Techniques* управление ключами производится МПСУ и АЦП в фоновом режиме. В этом режиме определить время задержки сложно. С помощью прибора «Вектор» были сняты частотные характеристики на аналогичном рабочему объекту оборудовании в лаборатории “Автоматизированный электропривод” Южно-Уральского Государственного Университета. На рисунке 1.9 а

представлена функциональная структура эксперимента, а на рисунке 1.9 б частоты среза: частота среза контура тока (2) 200 рад/с, что в 2 раза больше частоты среза контура (1) с АЦП и микропроцессорной системой.

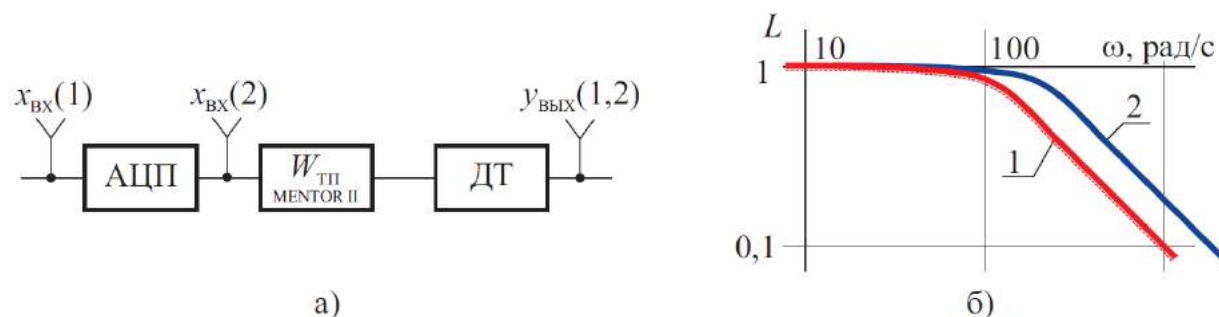


Рисунок 0.9 – Структурная схема эксперимента (а) и частотные характеристики (б) канала АЦП (1) и контура тока тиристорного преобразователя (2)

В итоге можно утверждать, что в силовой и аппаратной частях электропривода существуют «уязвимые места», и для повышения быстродействия контура тока необходимо улучшить характеристики системы управления и программной части.

2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА «ЭЛЕКТРОПРИВОД – СТАН ХПТ»

Рассмотрим допущения, принимающиеся в металлургическом производстве:

1. Двигатель рассматривается как система с сосредоточенными параметрами, а полупроводниковым преобразователям и системе управления уделяется большее внимание. Однако, следует учитывать особенности машины при рассмотрении более сложных электромеханических преобразователей. В данном случае в синхронной реактивной машине независимого возбуждения (СРМНВ) необходимо рассмотреть распределение линий магнитной индукции в зазоре;

2. В длинных технологических цепочках электропривод учитывается как многосвязная система. В данном процессе при попадании трубы в валки клетки возможно её позиционирование, а значит электропривод подачи и главный электропривод можно рассмотреть, как многосвязную систему, связанную трубой.

2.1 Основные допущения, принятые для разрабатываемой математической модели

1. В работах Остроухова В.В. и Коффа З.А. рассматриваемая нами система была представлена в виде 5 контуров, не учитывающих влияние соседних контуров: 1 контур, учитывающий свойства вращающихся механических масс редуктора и двигателя, 2 контур, учитывающий отрицательную обратную связь реакции винта, 3 контур, учитывающий упругость и массу винта, 4 и 5 контуры, образованные упругостями трубы, винта и сосредоточенными массами.

Для каждого контура была построена логарифмическая частотная характеристика. Частота среза 5 контура составляет от 200 до 1000 рад/с, что

превышает границу частот электропривода в 20 рад/с. Иначе говоря, при работе стана труба создает вибрации высокой частоты, не влияющие на характер переходного процесса электропривода.

Именно поэтому данную систему можно рассматривать как «двухмассовую».0. Одной массой являются вращающиеся части двигателя и редуктора, а другой – винтовая передача и перемещаемая труба.

2. Кофф З.А доказал, что усилие вдоль трубы при начале прокатки передается жестко. Как ранее указывалось, на калибрах валков имеются зевы для избегания деформации в момент подачи заготовки. Значит усилие будет передаваться в направлении прокатки также жестко при неточном позиционировании. Сарапулов Ф.Н. в своих работах доказал, что при расчёте в МКЭ влиянием индукционных токов можно пренебречь.

3. На частотах от 0 до 0,5 несущей частоты преобразователь частоты можно представить линейным звеном, потому как частота среза контура тока составляет 10% несущей частоты ШИМ.

2.2 Обобщенная математическая модель комплекса “Электропривод – стан ХПТ”

Разберем узлы, входящие в математическую модель, представленную на рисунке 2.1. На модуле 1 показаны: конический редуктор и винтовая передача, полупроводниковый преобразователь, СРМНВ, узел формирования фазных токов, на модуле 2 – главный привод прокатной клетки. Блок «Модель магнитной системы» создавался в среде *ANSYS Maxwell*, другие модули были смоделированы в среде *ANSYS Simplorer*.

Модель электропривода подачи представляет собой схему подчиненного регулирования.

Регулятор положения настраивает наружный контур регулирования положения. Контур I это контур регулирования фазных токов, состоящий из

регулятора тока $W_{РТ}(p)$, якорной цепи с активным сопротивлением каждой фазы r и полупроводникового преобразователя $W_{ПП}(p)$. Для ограничения максимальных значений токов вводят блок ограничения БО.

Для косвенного регулирования момента используется «Модель магнитной системы» совместно с контуром регулирования фазных токов.

Электромеханический преобразователь (ЭМП) представлен моделью синхронной реактивной машины.

Контур II является «неизменяемой» частью системы. Он состоит из: рабочего органа $1/J_2p$ и упругого звена C/p , охваченных отрицательной обратной связью по скорости ω_2 рабочего органа.

Матрица M рассчитывалась по сигналам положения ротора φ_1 и фазных токов I , в ячейках которой находились составляющие электромагнитного момента от каждой фазы.

Суммированием всех элементов матрицы в блоке T_r рассчитывался электромагнитный момент. В матрице B производилось смещение пространственно-результатирующего тока относительно положения ротора φ_1 и дальнейшая настройка системы.

2.2.1 Модель электромеханического преобразователя

При моделировании новых типов электромеханических преобразователей необходимо учитывать распределения магнитных полей вдоль всего магнитопровода, потому как даже в номинальном режиме появляется искажение линий магнитной индукции, приводящее к некорректности расчетов классическими методами с сосредоточенными параметрами. Следовательно такие преобразователи представляют в виде системы с распределенными параметрами и в зоне перегрузок, и в номинальном режиме.

Для представления системы с распределенными параметрами следует разбить магнитопровод на участки и на основании уравнений Максвелла записать для

каждого участка систему дифференциальных уравнений электромагнитного поля. В [11] было сказано, что учет граничных условий «воздушный зазор-зубцы магнитопровода» методом конечных разностей достаточно сложен, именно поэтому будем использовать расчёт, реализованный МКЭ.

Расчет электромагнитной системы МКЭ можно произвести в таких программах, как *MATLAB*, *ANSYS*, *FEMLAB*, *ELCUT* и др. В этих программах есть готовые алгоритмы расчета.

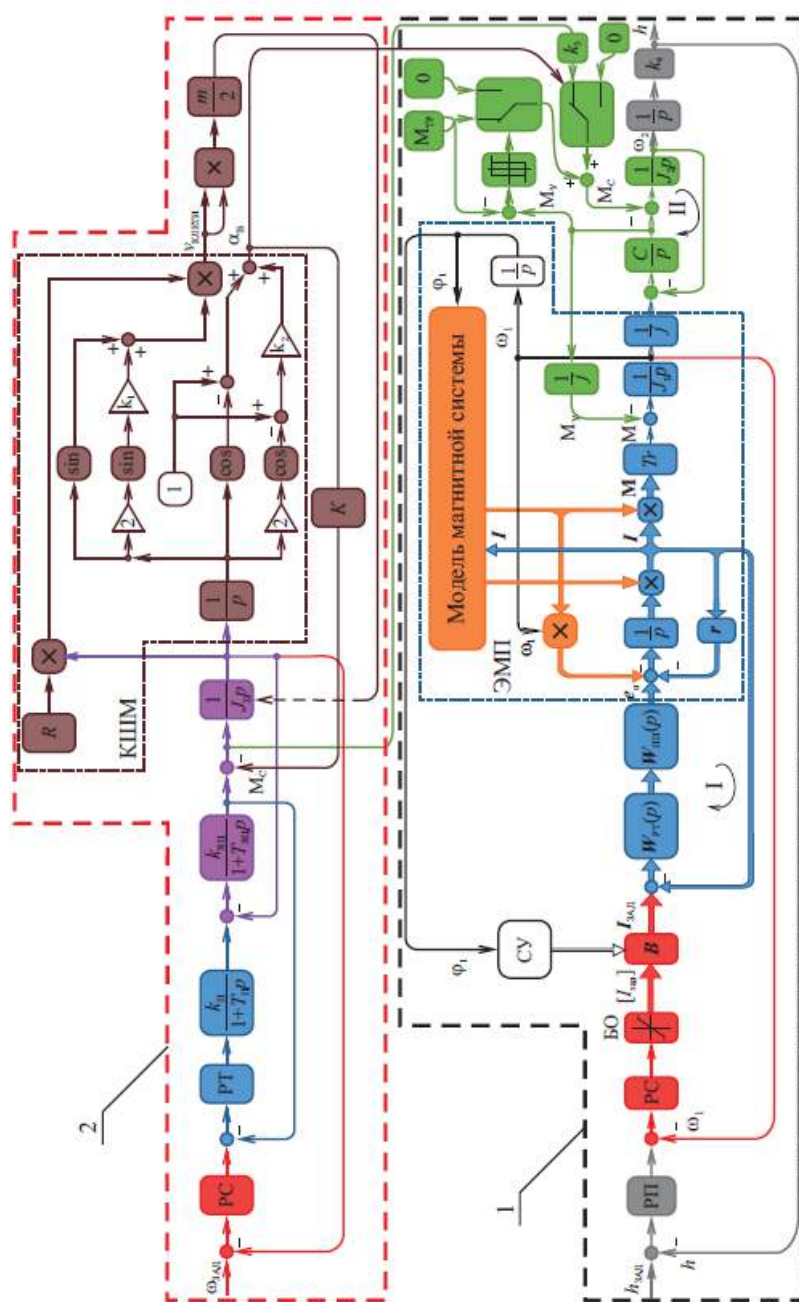


Рисунок 0.1 – Структурная схема электропривода подачи (модуль 1) при работе главного электропривода прокатной клетки (модуль 2)

В [19] описаны этапы расчета: задание геометрической модели электропривода, задание системы управляющих воздействий, задание граничных условий и параметров конечно-элементной базы, выбор свойств материалов. По результатам расчетов выводится картинка полей каждой точки модели и интегральные показатели, такие как параметры электрической машины, поток и электромагнитный момент.

Для выполнения моделирования главными условиями являлись:

1. Возможность использования метода тензора напряжений Максвелла при расчете электромагнитного момента, позволяющего при повороте ротора не перестраивать конечно-элементную сетку всей модели, а сгенерировать только средний слой зазора, прилегающие к статору и ротору оставить без изменений.

2. Возможность выполнять оптимизацию расчетов на этапе генерации конечно-элементной сетки. Критерием оптимизации расчетов является отклонение электромагнитного момента, вычисленного методом тензора напряжения Максвелла относительно оси z, вычисляется по формуле:

$$M = \{z\} \cdot \frac{1}{\mu_0} \int_s \{r\} \times [(\dot{n} \cdot \{B\}) \{B\} - \frac{1}{2} (\{B\} \cdot \{B\}) \dot{n}] ds, \quad (0.1)$$

где $\{B\}$ – магнитная индукция;

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

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

\dot{n} – нормаль к поверхности.

На рисунке 2.2 показана полученная конечно-элементная сетка модели. Здесь была необходима точность разбиения воздушного зазора больше, чем ротора, так как интеграл берется по исследуемой поверхности (ротора).

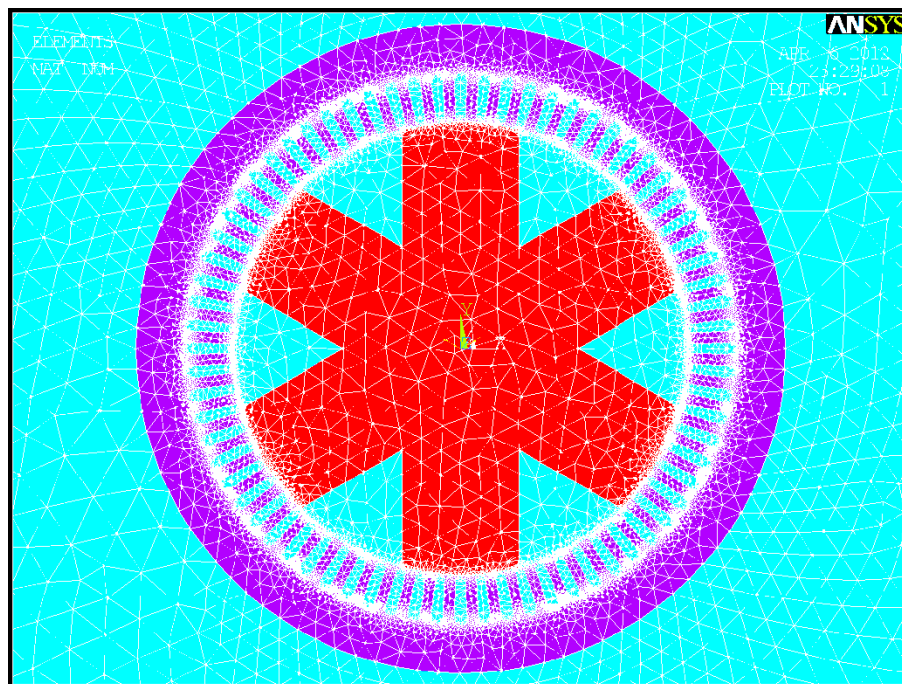


Рисунок 0.2 – Конечно-элементная сетка модели

Сопоставление расчетных и экспериментальных данных

Для оценки адекватности используемой модели сопоставим полученные данные математической модели с данными физического объекта СРМНВ и с эмпирическими данными из условий нагрева, полученными в работах Копылова И.П., Кононенко Е.В. [9, 18]. Они утверждают, 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. Согласно полученным данным величина индукции находится в допустимых пределах.

В нашем случае для оптимизации параметров машины необходимо максимизировать отношение L_d/L_q , а именно, уменьшение поперечной составляющей потока. Чтобы понять природы этого компонента, представим магнитное поле машины как комбинацию поля возбуждения и реакции якоря.

Запитаем только обмотку возбуждения, как показано на рисунке 2.3, а на нём показана индукция в поперечном сечении машины и её распределение в зазора. Над пазами индукция имеет прямоугольную форму.

Запитаем только обмотку якоря, на рисунке 2.3, б показана картина индукции в поперечном сечении машины. Индукция B берётся по модулю, но по её

распределению видно, что вектор B направлен к зубцам статора над одной половиной полюса и к ротору над другой половиной. Эта реакция якоря вносит поперечную составляющую потока.

На рисунке 2.3, в показана индукция в зазоре для рабочего режима, в виде суммы полей возбуждения и якоря.

На рисунке 2.4 показана сумма индукции в воздушном зазоре при нормальном режиме работы.

Чтобы уменьшить влияния реакции якоря на магнитное поле машины используются магнитонепроводящие алюминиевые вставки с магнитной проницаемостью μ близкой к 1, которые устанавливаются вдоль продольной оси магнитного контура и предотвращают изменение направления поля. Однако необходимо использовать оптимальное количество таких вставок, поскольку их чрезмерное количество может увеличить индукцию выше предельных значений, а недостаточное количество усложнит конструкцию ротора, но не сильно уменьшит эффект реакции якоря. На рисунке 2.6 показано оптимальное количество таких вставок.

Также адекватность модели оценивали путём сравнения экспериментальных угловых и моментных характеристик двигателей в диапазоне мощностей 2...150 кВт и зависимостей, полученных из математических моделей.

В разработанной модели были сняты угловые характеристики для машин серии 4А и СРМНВ, основанных на асинхронном двигателе (АД) 4А80В2У3, также был проведен натурный эксперимент: постоянный ток подавался на статор и ротор АД и при вращении вала вручную измерялось усилие на расстоянии 1 от вала через динамометр. При сравнении полученных данных сходимость составила 95%.

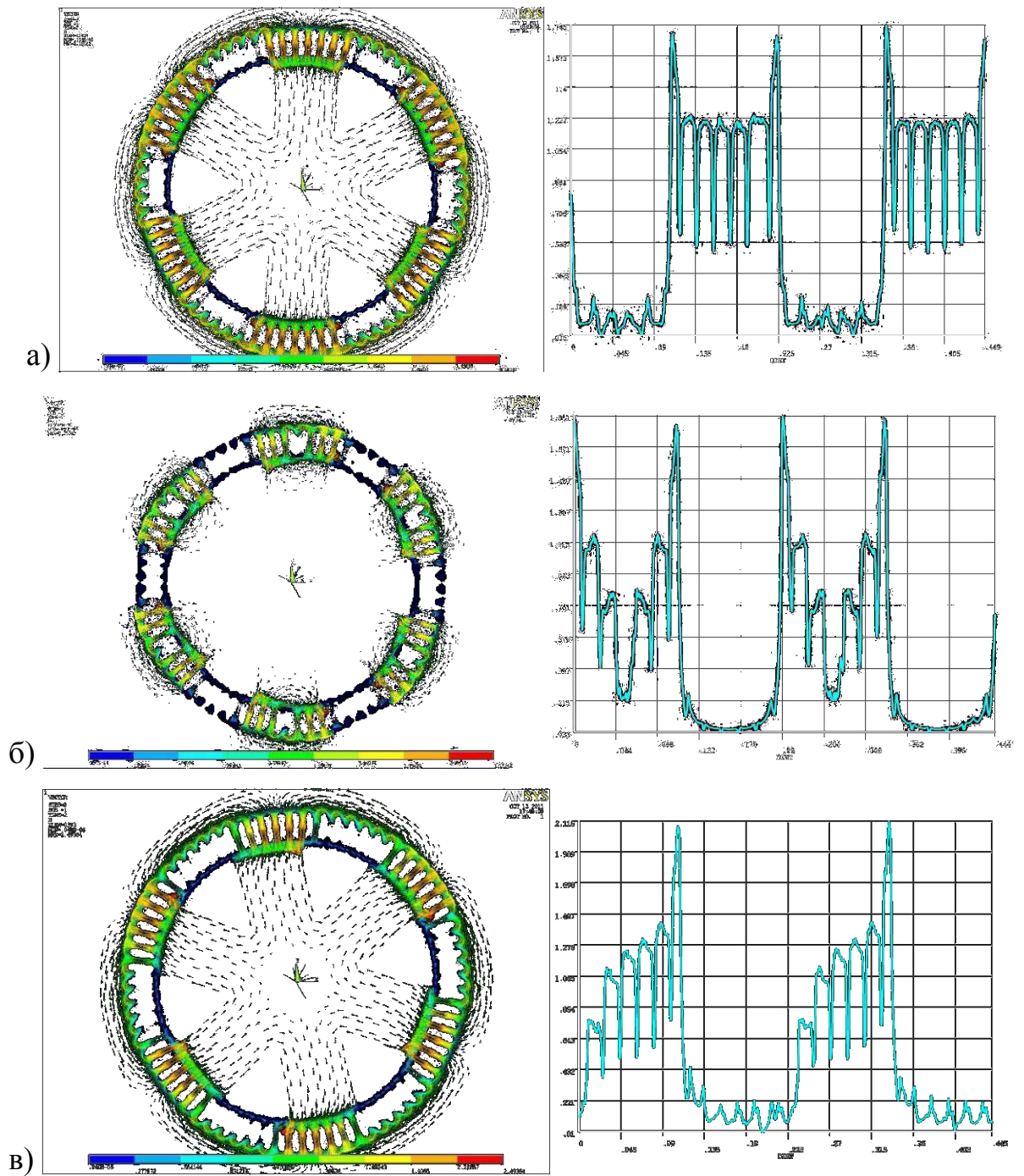


Рисунок 0.3 – Распределение индукции в машине и графики индукции в зазоре для случаев: а) возбуждение б) якорь в) рабочий режим

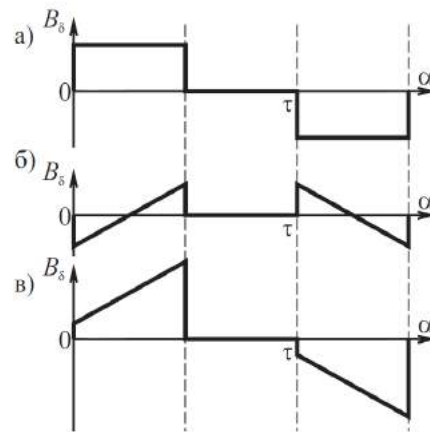


Рисунок 0.4 – Графики индукции в зазоре: а) возбуждение, б) реакция якоря, в) рабочий режим

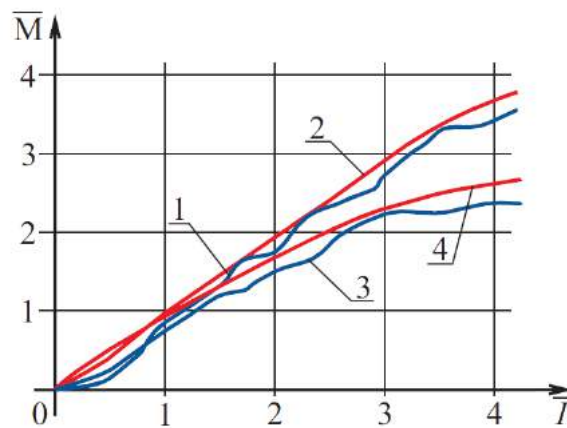


Рисунок 0.5 – Моментные характеристики СРМНВ: 1 – экспериментальная, 2 – расчетная; АД: 3 – экспериментальная, 4 – расчетная

Для экспериментального снятия моментной характеристики ротор был установлен в положение, соответствующее номинальному углу нагрузки и изменялось действующее значение постоянного тока по обмоткам статора. Электромагнитный момент фиксировался динамометром. На рисунке 2.5 показаны экспериментальные и расчетные характеристики. Из графиков видно, что они почти совпадают. Расхождение в зоне перегрузок вызвано пренебрежением полей рассеивания в модели ЭМП, и около 0 из-за пренебрежения моментом холостого хода в модели, а в ходе эксперимента невозможно точно зафиксировать небольшие усилия.

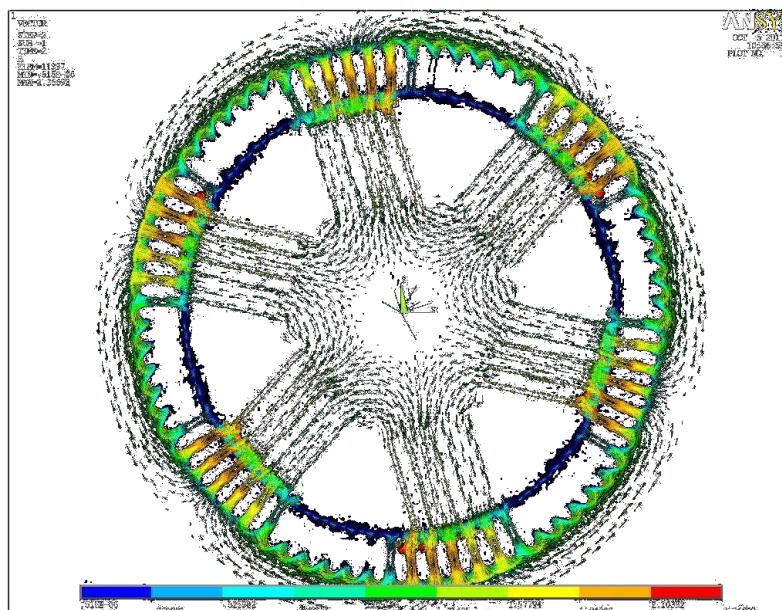


Рисунок 0.6 – Изображение поля при использовании магнитонепроводящих вставок

Также были сняты угловые характеристики при изменении отношения диаметра ротора к диаметру статора при постоянстве размеров машины. Как указано в [29], оптимальным отношением было $D_p/D_c = 0,7$ (рисунок 2.7). С увеличением этого отношения происходит насыщение спинки, с которым принято бороться. Однако для СРМНВ создание большого тока возбуждения (по сравнению с ДПТ) требует более низкого напряжения из-за более низкой мощности (обычная однослойная обмотка имеет меньшее сопротивление, чем в ДПТ), что приводит к уменьшению мощности преобразователя.

Чтобы оценить адекватность модели можно определить оптимальную ширину деления полюса. В работе Кононенко Е.В. аналитическим методом было определено, что отношение полюсной дуги к полюсу, равное 0,4, является оптимальным, аналогичный результат был получен при моделировании.

Если полюс станет шире, поле якорной обмотки будет замыкаться в роторе, как это происходит в спинке. И если ротор представлен в виде сплошного круга,

то поля возбуждения и якоря будут уравнивать друг друга и момент не будет создан.

При сужении полюса использование пазов якорной обмотки у краев полюса будет неэффективным.

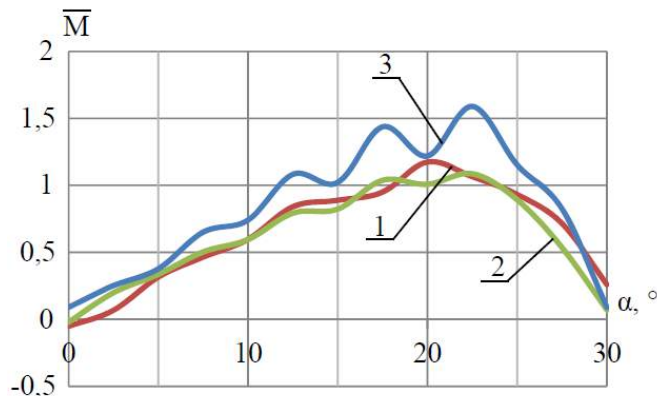


Рисунок 0.7 – Угловая моментная характеристика электропривода с СРМНВ при различных соотношениях D_p/D_c : 1 – $D_p/D_c = 0,5$, 2 – $D_p/D_c = 0,6$, 3 – $D_p/D_c = 0,7$

На рисунке 2.8 приведены результаты оптимизации в характерных точках.

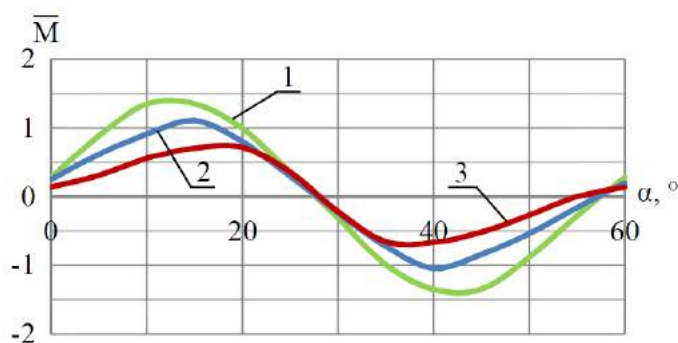


Рисунок 0.8 – Угловая моментная характеристика при различных соотношениях β/τ : 1 – $\beta/\tau = 0,4$, 2 – $\beta/\tau = 0,5$, 3 – $\beta/\tau = 0,6$

При проектировании электромеханического преобразователя важно учитывать технологичность и долговечность ротора. Ротор делается шихтованным, чтобы уменьшить вихревые токи, а также для повышения прочности следует выполнять скругление межполюсного зазора (рисунок 2.9).

В исследованиях, проведенных в [27, 28] указывается, что оптимальная глубиной межполюсного зазора составляет величину, равную 20 воздушным зазорам машины.

На модели электрической машины был проведен эксперимент по изменению высоты полюса от 80 до 1 воздушного зазора (рисунок 2.10).

Если уменьшить глубину межполюсного зазора, то масса ротора будет увеличиваться, а также из-за замыкания потока обмотки якоря через ротор электромагнитный момент уменьшится. В случае, когда ротор представляет собой цельный круг, момент не создается.

Увеличение глубины межполюсного зазора практически не влияет на создаваемый момент.

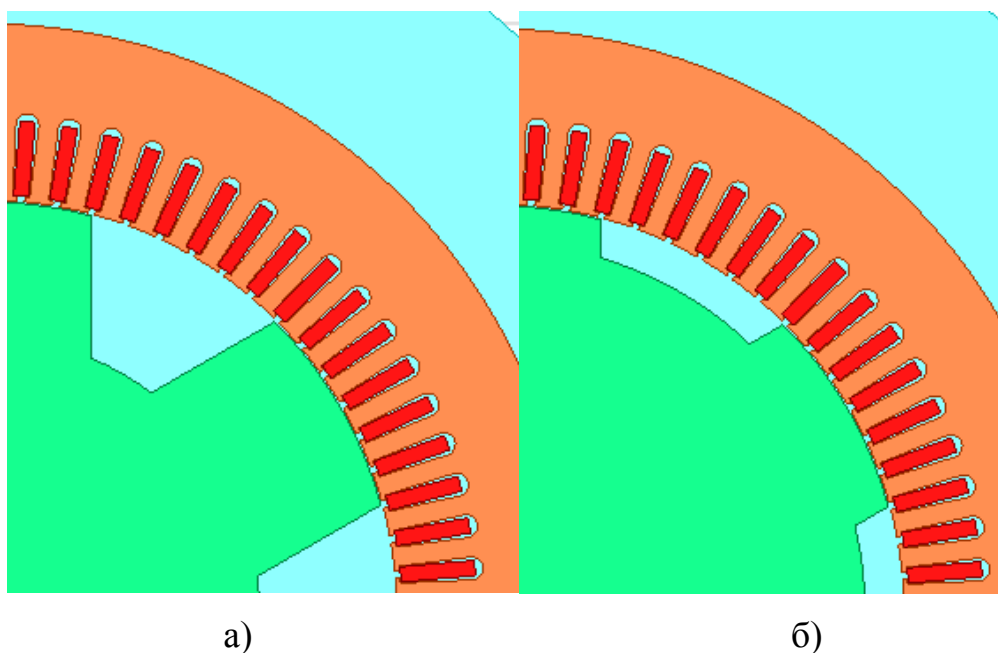


Рисунок 0.9 – Сечение ротора СРМНВ для роторов:
с высотой полюса $b = 20$ (а); с высотой полюса $b = 5$ (б)

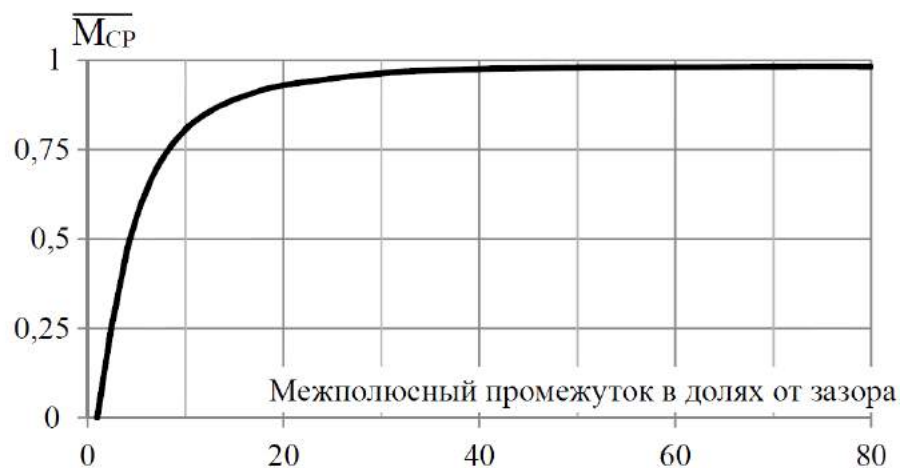


Рисунок 0.10 – Зависимость среднего значения момента СРМНВ от высоты межполюсного зазора b

Таким образом, были учтены все критерии соответствия математической модели реальным объектам, характерным для трубопрокатных станков, и в результате установлено, что экспериментальные значения и результаты исследований по математической модели совпадают.

2.2.2 Модель полупроводникового преобразователя

В современных электроприводах используются полупроводниковые преобразователи в режиме ШИМ с несущей частотой 1,5-16 кГц. Для создания модели ПЧ-ЭМП, которая требует детального моделирования процессов и исследования магнитных полей при работе машины, требуются значительные вычислительные ресурсы. Такая работа довольно объемна даже для современных кластеров, поэтому при моделировании преобразователь заменяется идеальным источником питания с некоторыми допущениями:

1. Звенья преобразователя являются линейными непрерывными;
2. На ключах нет падения напряжения;
3. Время включения и отключения равно нулю;

4. Использование упрощенной модели, основанной на принципах синтеза непрерывных систем является более востребованным, поскольку при дискретном управлении математическое описание усложняется и нет возможности синтезировать и анализировать систему на основе традиционных методов.

В диссертации Григорьева М.А. [2] сравниваются линейные и импульсные системы.

Линейная модель преобразователя аппроксимируется в аperiodическое звено 3-го порядка:

$$W_n = \frac{1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}. \quad (0.2)$$

Импульсная система – последовательное включение на вход линейного звена импульсного элемента с частотой следования ШИМ. Эта система максимально приближена к реальной по свойствам.

Было определено, что возможность такой замены зависит от частоты переключения импульсного элемента и максимума амплитуды частотной характеристики линейного звена, обусловленной порядком системы. Согласно полученным данным, можно сказать, что замена импульсного источника непрерывным в этой модели допустима только на несущей частоте, не превышающей 2,5 кГц, что является нормой для серийных преобразователей.

2.2.3 Модель электропривода механизма подачи

На рисунке 2.1 (модуль 1) показана структурная схема электропривода механизма подачи. Она сделана по принципу подчиненного регулирования и представляет собой двухмассовую систему. Первая масса – это инерция вращающихся частей редуктора и электропривода, вторая масса – упругость винтовой передачи и инерционность рабочего органа. Передаточное число

редуктора учитывается с помощью электромеханической связи по моменту упругости M_y . Статический момент состоит из силы трения трубы и сопротивления движению, когда труба входит в валки. При $M_y > M_{тр}$ момент силы трения влияет на систему. Вторая составляющая благодаря влиянию главного привода, появляется только в тот момент, когда валки клетки находятся в крайнем положении и зависит от параметров клетки и пропорциональна моменту главного привода.

На рисунке 2.11 показана функциональная схема системы. Модель электромеханического преобразователя интегрирована в модель системы управления. Питание подаётся от 6-ти независимых источников тока ИТ1-ИТ6. Узел формирования фазных токов (УФФТ) необходим для подачи управляющего сигнала на источники. Сигнал от регулятора скорости (РС), который определяет амплитуду сигнала, поступает на УФФТ, а частота переключения определяется скоростью вращения ротора. Позиционирование осуществляется с помощью датчиков положения.

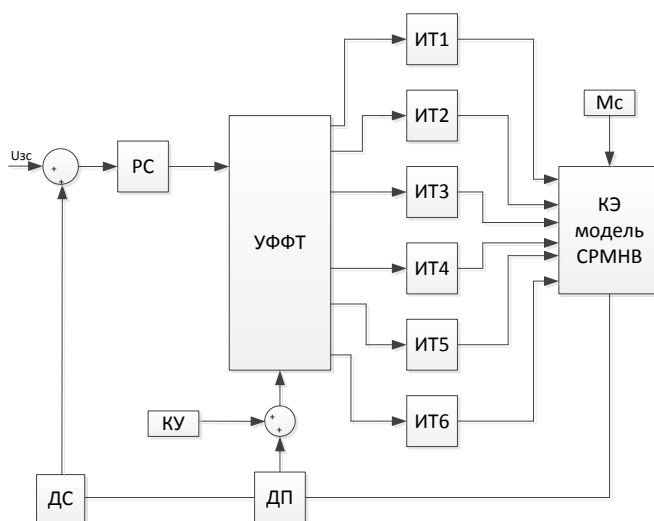


Рисунок 0.11 – Функциональная схема модели *ANSYS Simpler*

Работа двигателя в зоне максимальных угловых характеристик позволит повысить энергетику системы. Однако смещение максимума может вызвать увеличение скорости, что увеличивает инерционность источников тока.

Следовательно корректировку угла с датчика положения должна выполняться таким образом, чтобы среднеквадратичное значение тока было минимальным.

На рисунке 2.12 представлена математическая модель СРМНВ. Питание подаётся от 6-ти источников ЭДС E_1-E_6 с бесконечной полосой равномерного пропускания частот с обратной связью по току, которая реализуется датчиками АМ1-АМ6. Обратная связь по скорости обеспечивается датчиком положения и датчиком скорости. УФФТ выполнен на элементах $TV1-TV6$ и $TA1-TA6$. Его работа выполняется в зависимости от положения ротора: угол измеряется в радианах, затем преобразуется в градусы и переводится в такой формат, чтобы значение всегда находилось в диапазоне от 0 до 360° . $I_{sum1}-I_{sum6}$ — это значения тока в каждой фазе, которые подаются на источники питания.

На рисунке 2.13 показаны осциллограммы заданий токов с УФФТ. Уровни «1» и «-1» показывают рабочие зоны в секторах возбуждения и якоря. С выхода регулятора скорости «RS» и «ABS» (для настройки якоря и возбуждения соответственно) модулируются сигналы задания. По каналу возбуждения сигнал подавался по модулю для обеспечения обратного хода.

На рисунке 2.14 показаны результаты отладки системы. Видно, что при нагрузке от 0,5 до $4 M_H$ привод выполняет такие нагрузки без снижения скорости.

2.2.4 Модель главного электропривода прокатной клетки

В этой модели в качестве нагрузки действуют две составляющие статического момента: сопротивление попадания трубы в валки прокатной клетки и сила трения трубы. Чтобы оценить влияние второй составляющей необходимо описать электропривод прокатной клетки. Схема выполнена по подчиненному принципу, где двигатель постоянного тока действует как преобразователь. Тиристорный преобразователь и якорная цепь представлены аperiodическими звеньями 1-го порядка.

Скорость клетки и угол поворота калибров определяются, как:

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

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

Определив данные параметры, можно получить момент сопротивления движению и скорректировать приведенный момент инерции за счет переменной составляющей $J_{\Pi} = \frac{mv^2}{2}$.

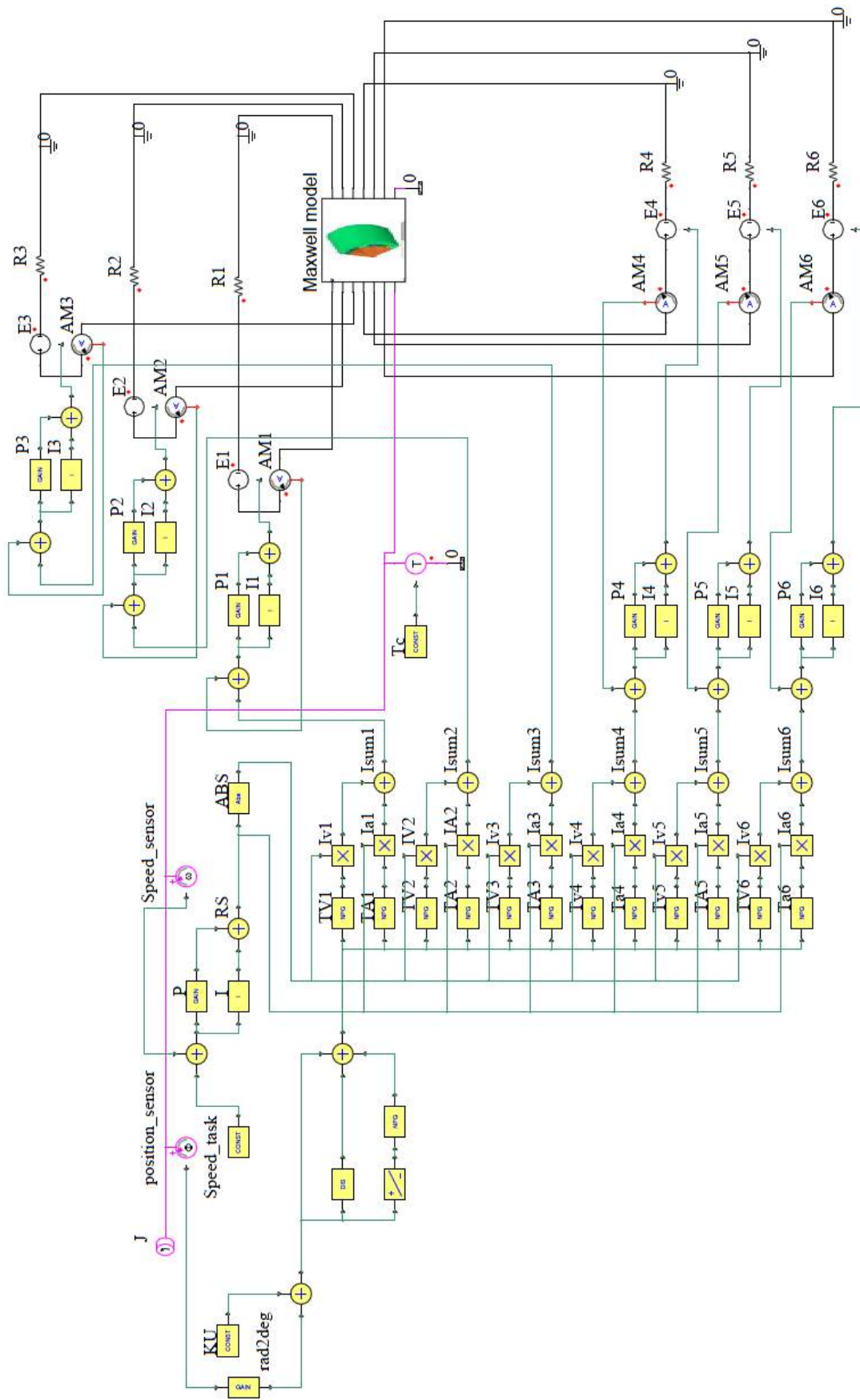


Рисунок 0.12 – Математическая модель СРМНВ в ANSYS Simplorer

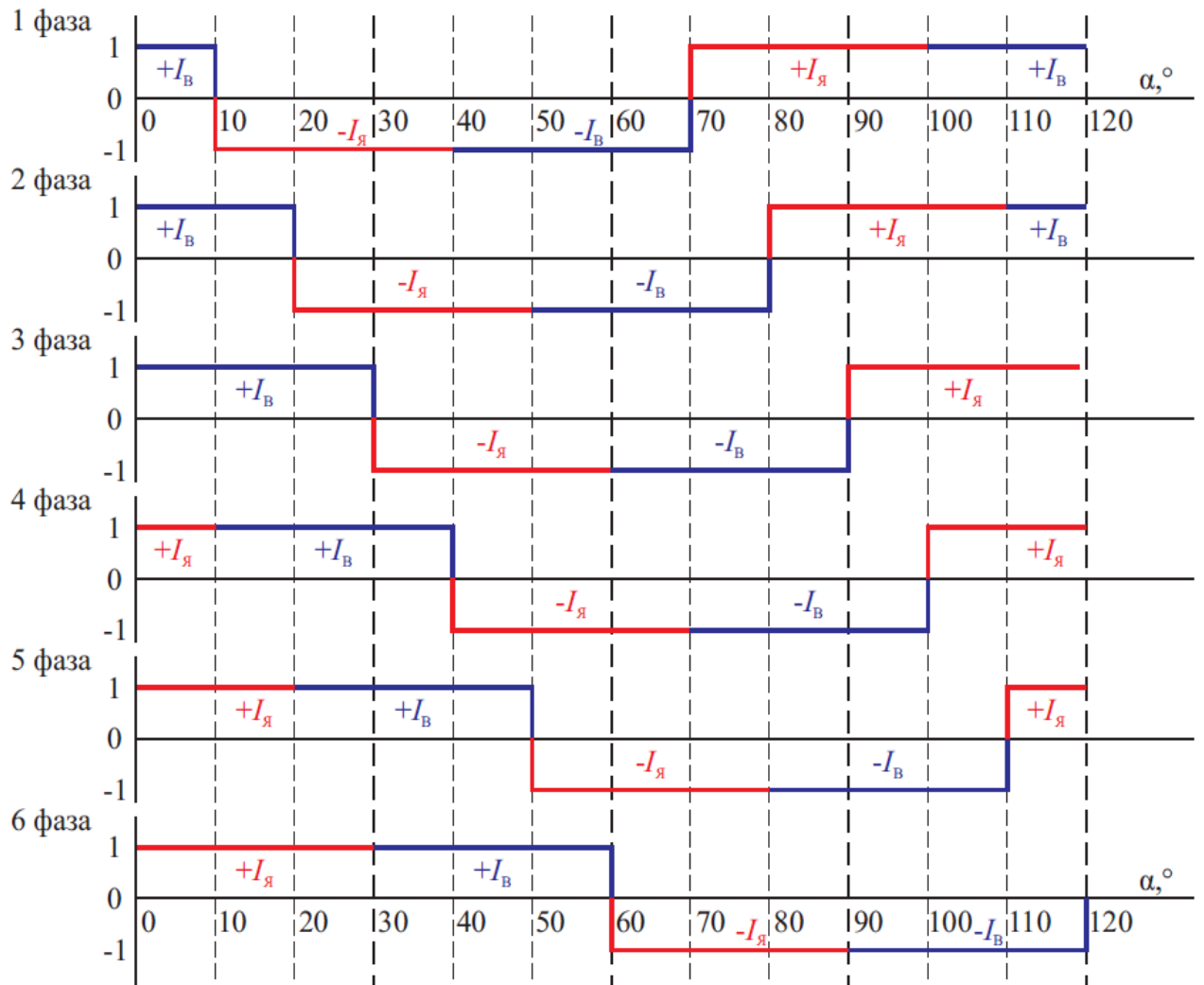


Рисунок 0.13 – Принцип работы УФФТ

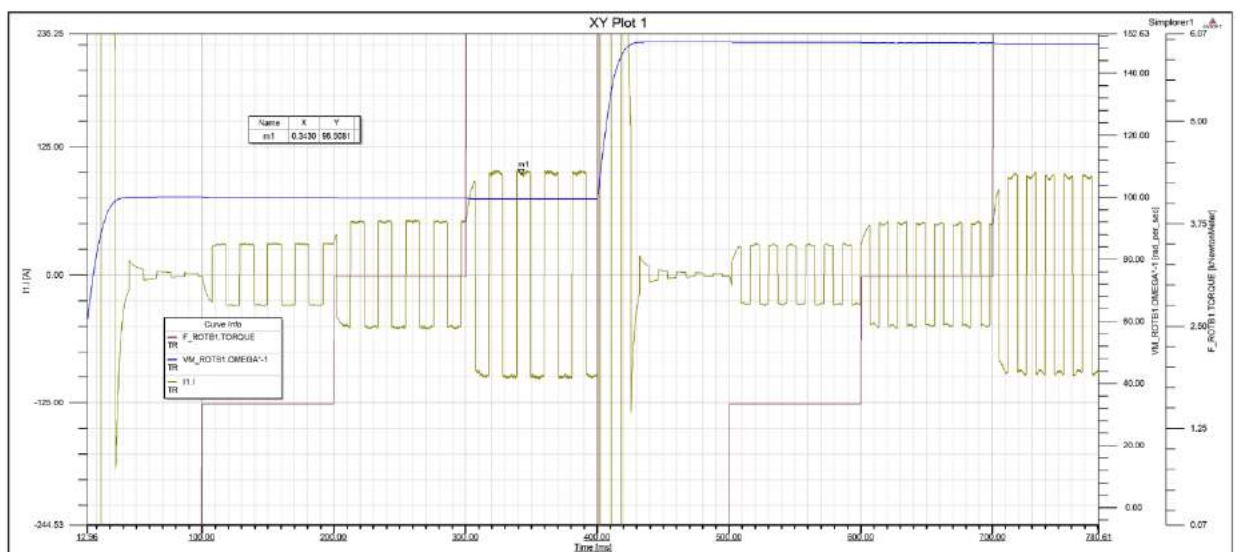


Рисунок 0.14 – Нагрузочные диаграммы работы СРМНВ

2.3 Учет влияния главного электропривода на работу привода подачи

На рисунке 2.15 показана зависимость среднеквадратичного электромагнитного момента $\overline{M_{\text{СР.КВ.}}}$ привода подачи от времени усилия t_{Mc} и частоты среза контура скорости $\overline{\omega_{\text{C}}}$ привода прокатной клетки. В соответствии с зависимостями видно, как быстродействие главного привода оказывает влияние на нагрев привода подачи. Базовое значение частоты среза составляет 100 рад/с, диапазон t_{Mc} от 1 до 1,5 с при общем времени цикла 2 с.

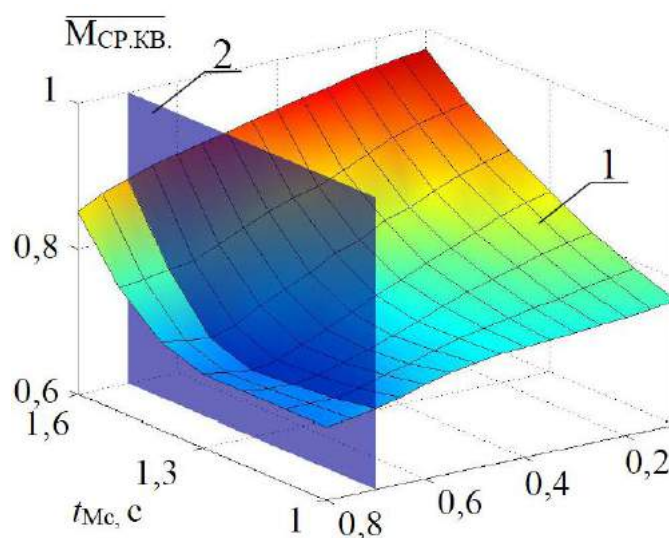


Рисунок 0.15 – Зависимость $\overline{M_{\text{СР.КВ.}}}$ электропривода подачи от $\overline{\omega_{\text{C}}}$ контура регулирования скорости электропривода прокатной клетки и от времени начала приложения нагрузки t_{Mc}

На рисунке показано, что уменьшение частоты среза контура скорости (КРС) главного привода приводит к увеличению среднеквадратичного момента $\overline{M_{\text{СР.КВ.}}}$ на 10-20%. В связи с уменьшением частоты среза КРС время переходного процесса наброса нагрузки увеличивается, а характер меняется с монотонного на апериодический (иногда колебательный). Плоскость 2 ограничивает частоту среза КРС, при которой двигатель нагревается в допустимых пределах.

Двигатели с запасом по мощности, работающие в пуско-тормозных режимах имеют неудовлетворительный показатель M/J , где M – номинальный момент двигателя, а J – момент инерции ротора. Это необходимо учитывать при выборе двигателя по нагреву.

На быстродействие КРС главного электропривода влияет момент сопротивления M_C . Это отражается на осциллограмме электромагнитного момента, и, следовательно, на нагрев двигателя. В момент времени t_{M_C} главный привод включается на участке торможения, что создает дополнительный тормозной момент для привода подачи. А когда ограничены полосы равномерного пропускания КРС главного привода, форма момента M_C изменится со ступенчатого на криволинейный.

2.4 Уточнение формы фазного тока ЭМП

В [1, 3] было доказано, что для улучшения весовых показателей системы можно отказаться от трехфазности и синусоидальной формы тока. Разработанная модель (рисунок 2.1) позволила уточнить форму фазного тока машины с максимальным соотношением M/J для работы ЭП в пуско-тормозных режимах.

Шестифазный ЭП с трапецеидальной формой фазного тока позволяет получить наилучшие энергетические характеристики: при постоянном моменте статической нагрузки машина потребляет наименьший ток. На рисунке 2.16 показан сравнительный анализ разных форм фазного тока и количества фаз питания машины.

Для улучшения энергетических характеристик можно использовать прямоугольную форму тока, однако пульсации момента происходят из-за мгновенного переключения обмоток и перехода работы с одной угловой характеристики на другую (рисунок 2.17). Уменьшение количества фаз, приводит к большему отклонению ротора от оптимальной точки угловой характеристики.

Согласно полученным данным можно сказать, что наилучшее количество фаз равно 6. При дальнейшем увеличении числа фаз схема становится более сложной, а уменьшение приводит к большим коммутационным пульсациям момента и большему нагреву.

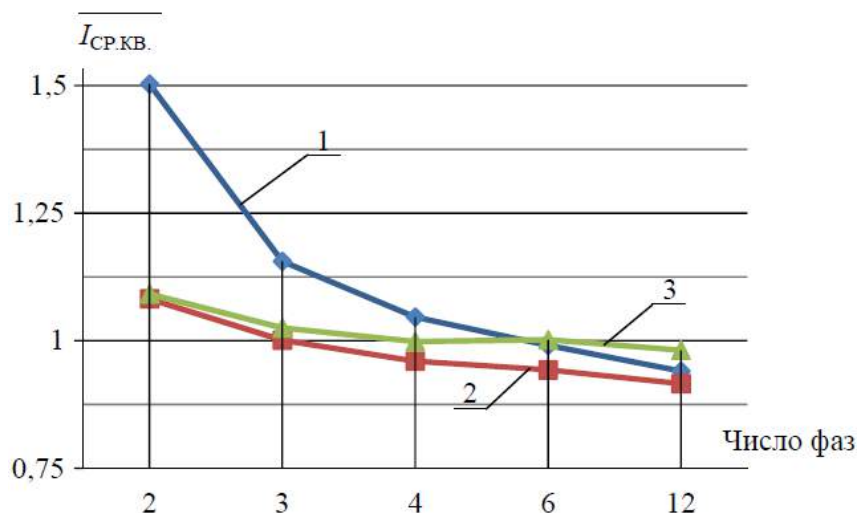


Рисунок 0.16 – Сравнительный анализ форм фазного тока машины: при прямоугольной (1), при трапецеидальной (2) и при синусоидальной (3) формах тока

В случае бесконечного числа фаз идеальной формой тока является прямоугольник. Ток не сможет мгновенно изменить направление, что приведет к перенапряжениям. Поэтому оптимальным решением является переход на трапецеидальную форму тока. Для 6-ти фазного ЭП с СРМНВ дает эффект порядка 10%.

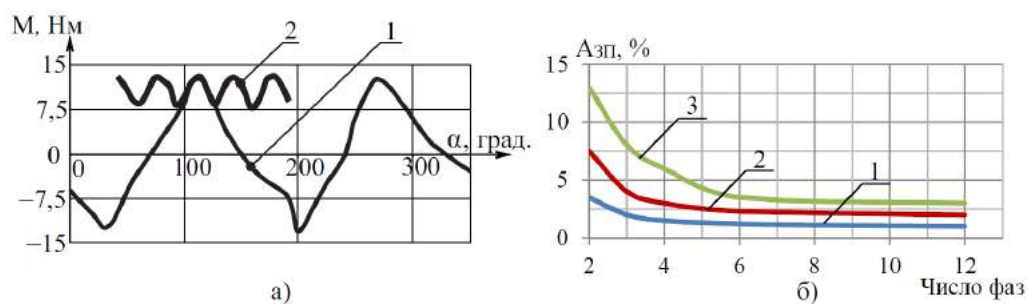


Рисунок 0.17 – Угловая характеристика СРМНВ (а): 1 – электромагнитный момент, создаваемый одной фазой, 2 – результирующий момент; зависимость амплитуды коммутационных пульсаций $A_{\text{КП}}$ от числа фаз (б)

Таблица 0.1 – Энергетические показатели СРМНВ

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

В результате можно отметить, что оптимизация формы тока имеет тот же эффект, что и усложнение конструкции.

3 СИНТЕЗ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

При разработке позиционного электропривода необходимо совместное рассмотрение механической части системы и системы управления, как считалось в [22, 23].

Также можно получить дополнительные возможности, используя современные типы машин. Для данной работы используется СРМНВ с высокой механической жесткостью вала в осевом направлении, которая может выдержать большие перегрузки по моменту, а также широкую полосу пропускания частот в КРМ и т.д.

Задача повышения точности привода подачи решалась путём модернизации механической системы, использования аналоговой системы управления и др. На данный момент лучшим решением является использование микропроцессорных систем, что повышает надежность системы. Поэтому выбор силового оборудования и синтез СУ для повышения точности позиционирования является главной задачей в этом проекте.

3.1 Общая методика выбора силового оборудования и законов управления электропривода подачи

На рисунке 3.1 показана методика выбора силового оборудования и структуры схемы. В рассматриваемой системе СРМНВ имеет линейную зависимость момента от тока в зоне перегрузок, а ПЧ аппроксимируется линейной функцией.

Рассмотрим этапы структуры схемы и выбора силового оборудования:

Этап 1 – выбор оптимальной кривой переходного процесса скорости.

Этап 2 – выбираем параметры двигателя (отношение D_p/l) и передаточное число редуктора j , чтобы ограничить перерегулирование на переходной характеристике.

Этап 3 – на низких скоростях вращения с дискретным режимом работы привода оценивается перерегулирование. Ошибка регулирования ограничена параметрами ЭМП.

Этап 4 – выбор структуры регулирования ПЧ и параметров корректирующих связей $W_{РКМ}(p)$ (рисунок 3.1), для обеспечения максимального быстродействия контура регулирования момента (КРМ). Затем сравнивается перерегулирование в схемах с модальным управлением и подчиненным регулированием.

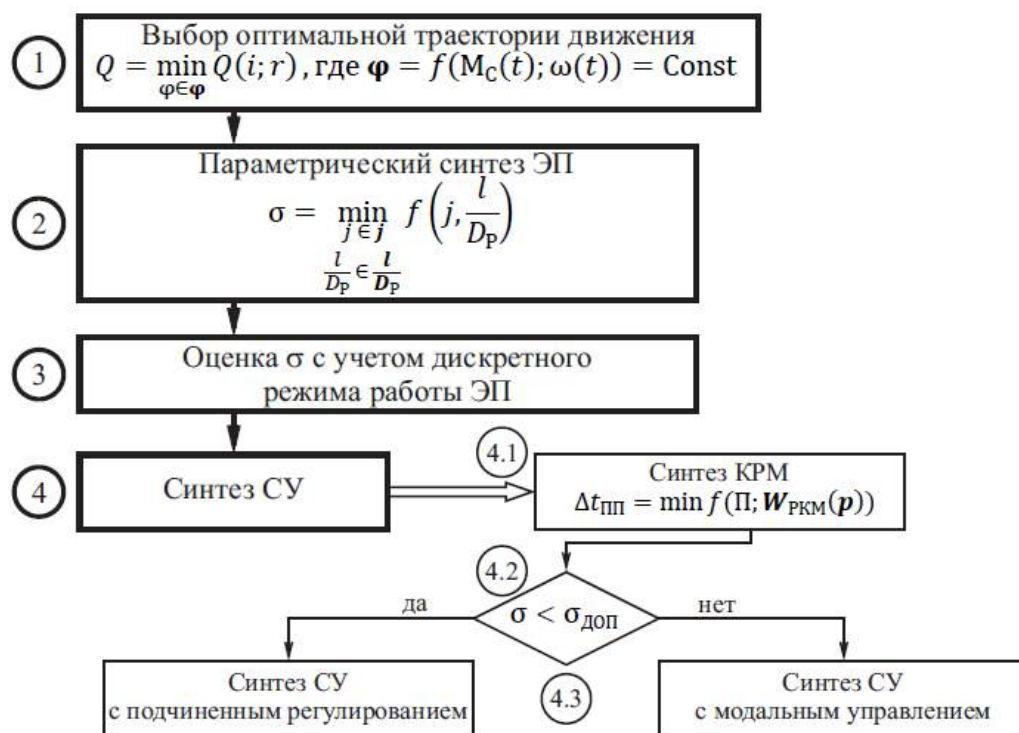


Рисунок 0.1 – Методика выбора силового оборудования и структуры системы

3.2 Оптимальная траектория движения электропривода подачи

3.2.1 Постановка задачи оптимизации

Ограничения по нагреву, току, нагрузке, скорости делают задачу оптимального управления приводом актуальной.

Как было сказано ранее, на первом этапе оптимальная кривая переходного процесса скорости выбирается с минимальным количеством электрических потерь:

$$Q = \min_{\varphi \in \Phi} Q(i; r), \quad (0.1)$$

где $Q = \int_0^{t_{\text{ц}}} I^2 \cdot r dt$ – активные потери в обмотке.

При условии, что суммарный угол поворота рабочего органа не изменяется $\varphi = f(M_C(t); \omega(t)) = \text{const}$ и переменные электрические потери зависят от тока и активного сопротивления обмотки, которое не изменяется при нагреве.

В [17] было показано, что в случае ограничения по нагреву, параболическая кривая скорости и линейная диаграмма тока являются оптимальными.

В случае ограничения и по нагреву, и по току, когда

$$I_m \geq \sqrt{\frac{Q}{T}}, \quad (0.2)$$

где I_m – максимальное значение тока;

T – время цикла, длина линейного участка обращается в 0.

Кривая тока имеет прямоугольный характер с изменением тока от $+I_m$ до $-I_m$, а скорость имеет треугольную форму с изломом в точке $t_{\text{п}}$. (рисунок 3.2)

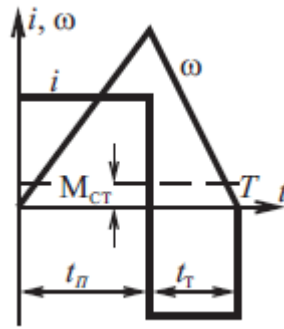


Рисунок 0.2 – Оптимальные нагрузочные диаграммы тока и скорости с учетом ограничений по нагреву и току

Время пуска и торможение рассчитывается по формулам:

$$t_n = \frac{T}{2} + \frac{M_c \cdot T}{2 \cdot I_m}; \quad (0.3)$$

$$t_r = \frac{T}{2} - \frac{M_c \cdot T}{2 \cdot I_m}. \quad (0.4)$$

Для случая локального ограничения по току:

$$Q = I_m^2 \cdot t, \quad (0.5)$$

$$h = \frac{1}{4T^2} \sqrt{\frac{Q}{T} - M_c^2} = \frac{1}{4T^2} \sqrt{I_m^2 - M_c^2}, \quad (0.6)$$

где Q – суммарные потери;

h – перемещение исполнительного механизма.

В результате форма нагрузочных диаграмм однозначно определяется, но при разгоне и торможении необходимо учитывать влияние непостоянного характера момента статической нагрузки, вызванное влиянием главного привода.

Разделим осциллограмму скорости позиционирования на несколько частей (рисунок 1.2):

1. Выборка зазора. Данный участок обусловлен наличием люфтов и реализован на основании экспериментальных данных;
2. Преодоление статического момента. Момент упругости меньше M_C трения трубы;
3. Ускорение трубы при увеличении скорости двигателя;
4. Торможение ведущей массы при ускорении трубы;
5. Торможение ведомой массы при торможении двигателя.

При изучении режимов работы стана был выделен срыв трубы с оправки. На 4 и 5 этапах каретка с трубой покидает оправки, затем труба движется равнозамедленно из-за трения и резко останавливается при попадании в валки. (рисунок 1.4)

Рассмотрим возможные способы уменьшения времени подачи. Например, на участках 1 и 2 можно увеличить быстродействие, увеличив показатели $\frac{M}{J_{\text{экв}}}$ и $\frac{M}{I}$. Изменяя передаточное число редуктора можно увеличить максимум скорости в пределах механической прочности узлов.

На 4 и 5 участках важно повысить точность позиционирования, что приводит к ограничению диапазона изменения передаточного числа редуктора, поэтому необходимо пересмотреть пункты 1 и 2 с учетом этих условий. На данном этапе важно учитывать зону нечувствительности из-за зубцовых пульсаций момента на низких скоростях.

3.2.2 Оптимальная кривая по критерию минимума потерь

В предыдущем параграфе был произведен синтез системы с максимальным быстродействием, но изменение нагрузки на вал не было учтено.

В [10] отношение времени разгона к торможению 2 к 1 определялось по критерию минимума потребляемого тока от сети при максимальном перемещении.

В [25] говорится, что отношение 1 к 1 является оптимальным, то есть оптимальная кривая скорости представляет собой равнобедренный треугольник или трапецию.

Критерием оптимизации является отношение среднеквадратичного момента за время позиционирования к перемещению $M_{\text{ср.кв.}}/s$, а не само перемещение. Исследование показало, что весовой коэффициент момента больше, чем весовой коэффициент перемещения и минимальное значение $M_{\text{ср.кв.}}/s$ будет равно отношению времени торможения и нарастания скорости. Выразим несколько гипотез, подтверждающих это утверждение:

На положение оптимума влияет наличие люфта. Тогда при том же графике скорости труба будет перемещаться на меньшее расстояние. Сместим сигнал на торможения во времени, увеличив время разгона (рисунок 3.3) и с постоянным модулем ускорения получим:

$$\overline{M_{\text{ср.кв.1}}} = \sqrt{M_{\text{П}}^2 \cdot t_n + M_{\text{Т}}^2 \cdot t_m} = \sqrt{1^2 \cdot 1 + 1^2 \cdot 1} = \sqrt{2}.$$

Разгон осуществляется до $\bar{\omega} = 1$, время пуска $t_n = 1$ с, время торможения $t_m = 1$ с. Во втором случае, например, когда время пуска $t_n = 4/3$ с, время торможения $t_m = 2/3$ с, т.е. сумма $t_n + t_m = 2$ с:

$$\overline{M_{\text{ср.кв.2}}} = \sqrt{M_{\text{П}}^2 \cdot t_n + M_{\text{Т}}^2 \cdot t_m} = \sqrt{\left(\frac{3}{4}\right)^2 \cdot \frac{4}{3} + \left(\frac{3}{2}\right)^2 \cdot \frac{2}{3}} = \frac{3}{2}.$$

Перемещение s трубы в системе с бесконечной жесткостью винта S будет равно

$$s = \int_0^{T_{\text{п.п.}}} \omega_1(t) dt \quad (0.7)$$

В случае идеально быстродействующего контура момента график скорости во времени будет иметь треугольную форму. Тогда перемещение может быть рассчитано как площадь данного треугольника. Это не будет зависеть от доли времени разгона, т.к.

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

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

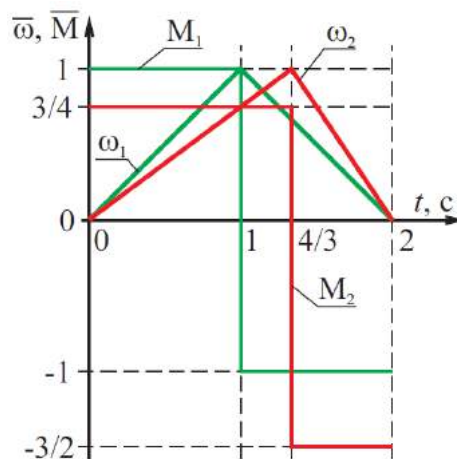


Рисунок 0.3 – Пояснение расчета $M_{ср.кв.}/s$

Сравним два случая:

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

Данное соотношение будет справедливо при любом соотношении, кроме

$$t_{п} = t_{т}.$$

Оптимальная доля времени разгона зависит от жесткости винта.

Тогда график скорости будет иметь вид 2 на рисунке 1.2 и перемещение трубы можно рассчитать как

$$s = \int_0^{T_{п.п.}} \omega_2(t) dt, \quad (0.8)$$

где ω_2 – приведенная угловая скорость трубы.

Эти гипотезы были проверены на математической модели (рисунок 3.4 и 3.5). Из графиков можно определить, что при любой жесткости винта и наличии люфта оптимальное соотношение остается 1:1. Однако эти исследования проводились при $M_C = 0$ без учета реального характера нагрузки.

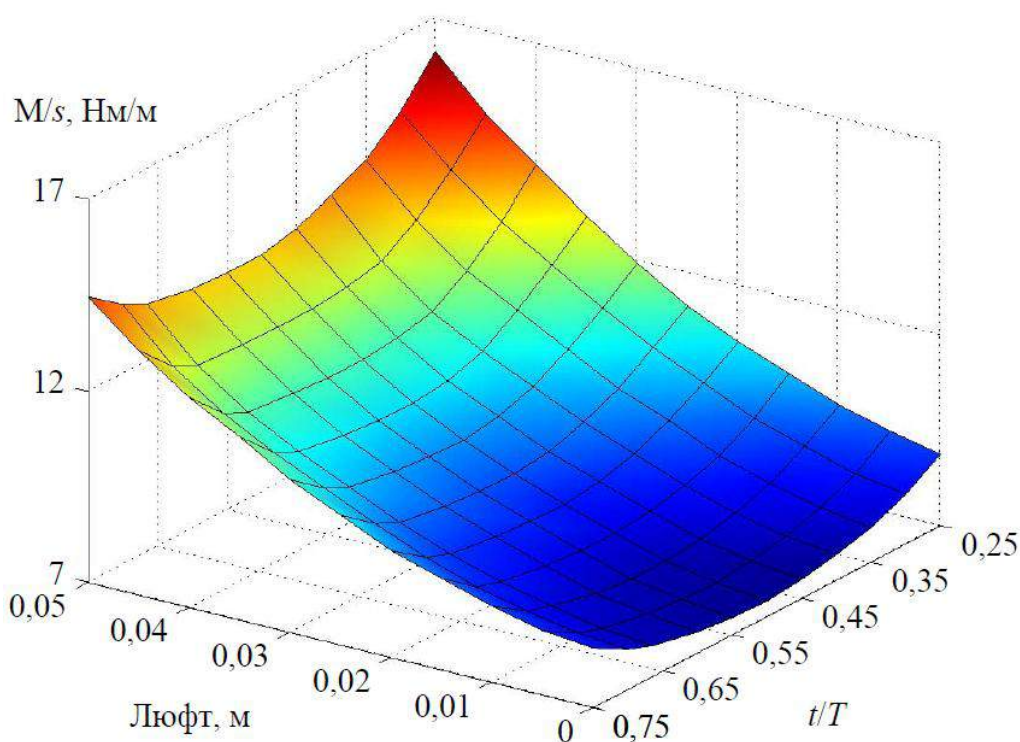


Рисунок 0.4 – Зависимость отношения момента двигателя M к перемещению трубы s от люфта и доли времени t/T разгона в общем времени позиционирования

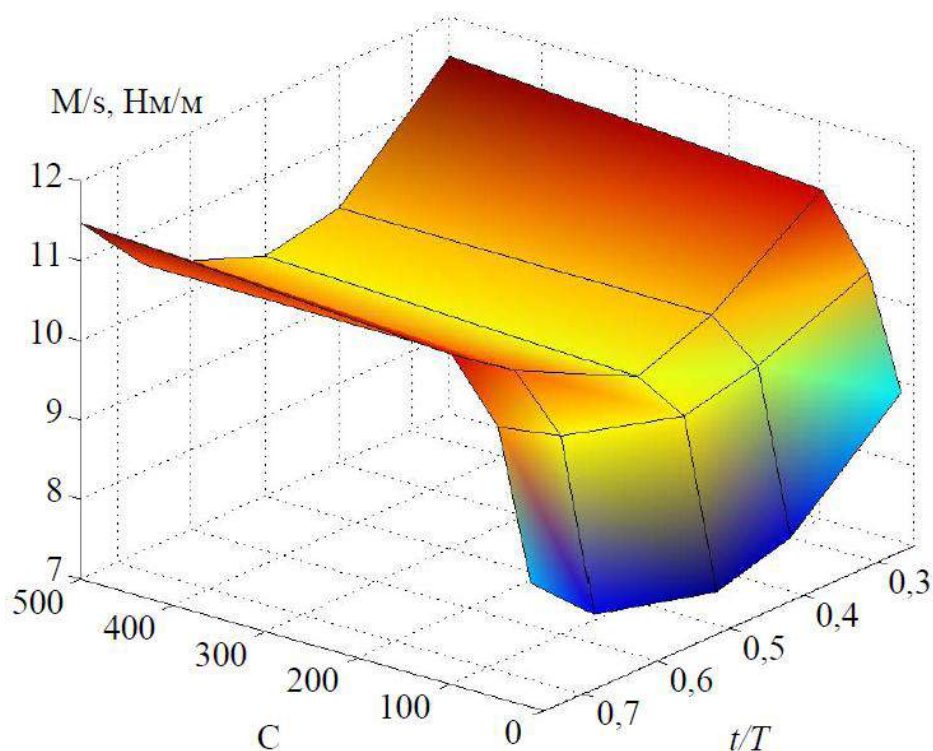


Рисунок 0.5 – Зависимость отношения момента двигателя M к перемещению трубы s от жесткости винта C и доли времени t/T разгона в общем времени позиционирования

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

Оптимальное использование двигателя по нагреву осуществляется с постоянным графиком электромагнитного момента и изменяющимся графике момента сопротивления. В этом случае динамический момент при разгоне меньше, чем в области торможения (влияние главного привода).

Момент сопротивления, когда труба срывается с оправки и попадает в валки изменяется с постоянного на ступенчатый, что обуславливает необходимость оптимизации времени разгона во времени всего ПП. Величина «ступеньки» может варьироваться, что влияет на нагрев двигателя среднеквадратичный момент.

На рисунке 3.6 показана зависимость значения оптимального времени пуска $t_{\Pi}/t_{Ц}$ от момента срыва трубы с оправки t_{Mc} и амплитуды момента сопротивления A_{Mc} . При $A_{Mc} = 0$ (отсутствие неравномерности момента) оптимальное соотношение составляет 0,5. С увеличением неравномерности оптимум увеличивается.

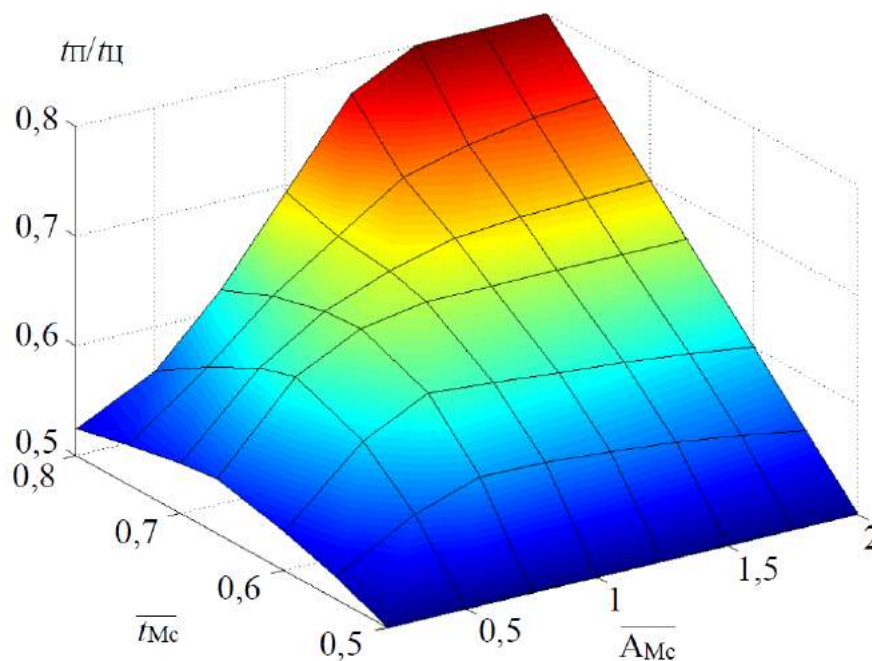


Рисунок 0.6 – Оптимальное соотношение $t_{\Pi}/t_{Ц}$ в зависимости от момента срыва трубы с оправки t_{Mc} и амплитуды момента сопротивления A_{Mc}

На рисунке 3.7 показан “выигрыш” в среднеквадратичном моменте при резком изменении момента нагрузки, когда труба попадает в валки прокатной клетки. Осциллограмма скорости была получена на работающем объекте и была статистически обработана. Поскольку невозможно зафиксировать изменение момента сопротивления, точка срыва трубы была определена косвенно из диаграммы скорости. «Выигрыш» в моменте считался для оптимального соотношения t_{Π}/t_{T} по сравнению со среднеквадратичным моментом, полученным для соотношения $t_{\Pi}/t_{T} = 1:1$. Мощность активных потерь в электроприводе определяется как $P = I^2 r$. Приблизительно можно предположить, что $P \approx M^2 r$,

тогда уменьшение этих потерь будет пропорционально квадрату от “выигрыша” в моменте.

В результате можно сделать вывод, что учет неравномерного характера нагрузки по критерию минимума $M_{\text{ср.кв.}}/s$ приводит к тому, что соотношение пуска и торможения может изменяться, но согласно рисунку 3.7 можно сказать, что соотношение 2:1 является оптимальным.

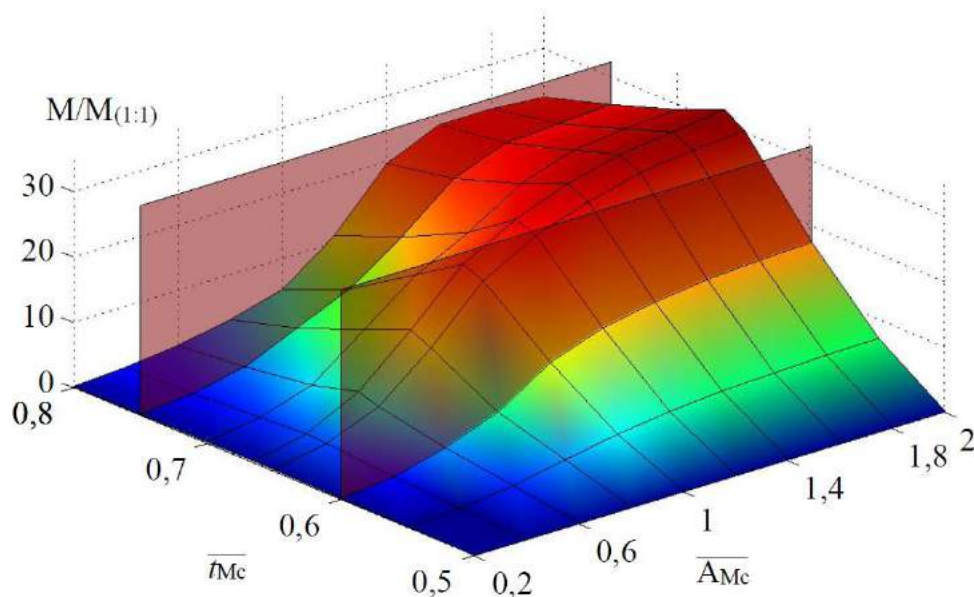


Рисунок 0.7 – “Выигрыш” в среднеквадратичном моменте $M_{\text{ср.кв.}}$ при изменении доли времени разгона в зависимости от момента срыва трубы с оправки t_{M_c} и амплитуды возросшего момента сопротивления M_c

3.3 Параметрическая оптимизация электропривода подачи

3.3.1 Постановка задачи параметрической оптимизации

На этом этапе проектирования необходимо повысить точность позиционирования при сохранении характеристик в соответствии с указанной траекторией движения, определенной на предыдущем этапе. Это возможно при параметрической оптимизации механического преобразователя, силового

оборудования, системы управления. Например, оптимизация параметров силового оборудования оценивается по значению перерегулирования σ в контуре положения. Критерием является экстремальная задача (рисунок 2.1, блок 2):

$$\sigma = \min_{\substack{j \in \mathbf{j} \\ \frac{l}{D_p} \in \frac{l}{D_p}}} f\left(j, \frac{1}{D_p}\right), \quad (0.9)$$

где j – суммарное передаточное отношение редуктора;

D_p, l – диаметр и длина активной части магнитопровода ротора;

j, l, D_p – область допустимых значений передаточного отношения редуктора, длины и диаметра магнитопровода.

Предположим, что элементы конструкций и узлов, детали машин и механизмов соответствуют требованиям технологического процесса и не требуют модернизации, поэтому при выборе силового оборудования были использованы параметры оптимизации для уменьшения передаточного числа редуктора j и габаритных размеров активных частей электрической машины. Нагрев двигателя и габариты механизма подачи наложили ограничения на изменение параметров.

Сначала, с фиксированными параметрами двигателя, было выбрано оптимальное передаточное число редуктора для конкретного двигателя, затем при найденном передаточном числе геометрические параметры были оптимизированы.

3.3.2 Выбор оптимального передаточного числа редуктора

Для выбора передаточного числа редуктора используем метод, предложенный профессором Усыниным [24]. Существующее соотношение масс наиболее удобно для уменьшения резонансного максимума Ам частотной характеристики. Результаты моделирования показаны на рисунке 3.8. Графики показывают, что

для «лёгкого» двигателя метод работает оптимально, в случае «тяжелого» двигателя ($J_{PO} \ll J_{ДВ}$) увеличение $1/j$ не приводит к уменьшению резонансного максимума до 0. Оптимальным передаточным числом редуктора для стана ХПТ является пределах $j = 0,1 \dots 0,2$.

По результатам моделирования можно сказать, что при $J_{PO} \ll J_{ДВ}$ невозможно или очень трудно добиться точного позиционирования, поэтому в таких системах решением проблемы является улучшение добротности машины M/J . В настоящее время для этого могут быть использованы новые типы электрических машин с улучшенными массогабаритными показателями, например, синхронную реактивную машину.

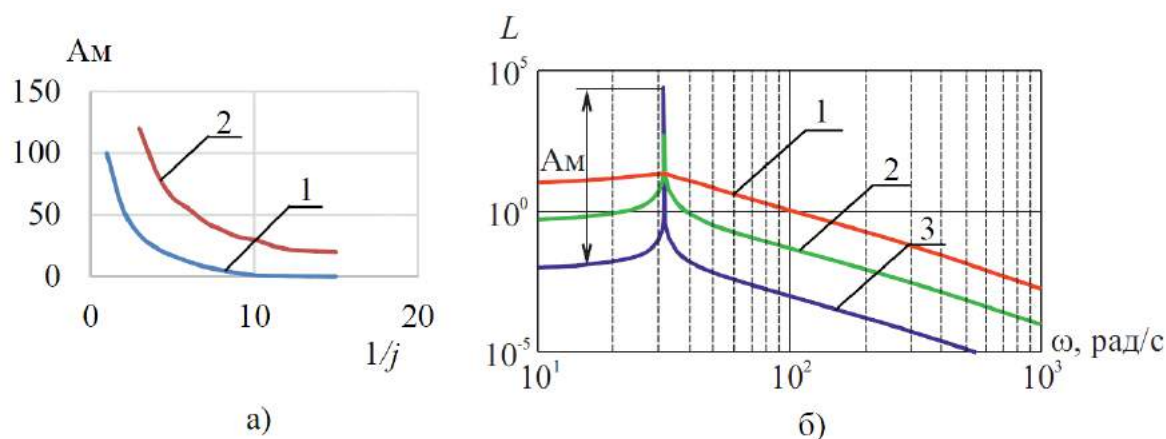


Рисунок 0.8 – Влияние передаточного числа редуктора на амплитуду резонансного максимума (а): 1 – для «легкого» двигателя, 2 – для «тяжелого» двигателя; частотные характеристики неизменяемой части системы (б):

$$1 - 1/j = 10, 2 - 1/j = 8, 3 - 1/j = 6$$

3.3.3 Учет ограничений, обусловленных нагревом двигателя

При выборе передаточного числа редуктора необходимо учитывать нагрев двигателя. Поскольку в этой системе двигателя работает в повторно-кратковременном режиме, основным критерием является быстродействие при пуске и торможении.

Определим время пуска:

$$t_{\Pi} = \frac{J_{\text{РО}} + J'_{\text{ДВ}} \cdot j^2}{M \cdot j \cdot \eta - M_{\text{С}}} \omega_{\text{max}}, \quad (0.10)$$

где $J_{\text{РО}}$ – момент инерции рабочего органа;

$J'_{\text{ДВ}}$ – приведенный момент инерции двигателя;

j – передаточное число редуктора;

η – КПД зубчатой передачи;

$M_{\text{С}}$ – момент сопротивления;

ω_{max} – скорость, до которой осуществляется разгон.

При изменении нагрузки потребуется изменить передаточное число редуктора или заменить двигатель, поэтому можно сказать, что $J_{\text{ДВ}}$ изменится.

Для удобства анализа ПП будем использовать величину, обратную времени пуска:

$$q = \frac{1}{t_{\Pi}} = \frac{M \cdot j - M_{\text{С}}}{J_{\text{ДВ}} \cdot j^2 + J_{\text{РО}}}. \quad (0.11)$$

На рис. 3.9 приведена зависимость q от передаточного числа редуктора j и момента инерции двигателя $J_{\text{ДВ}}$.

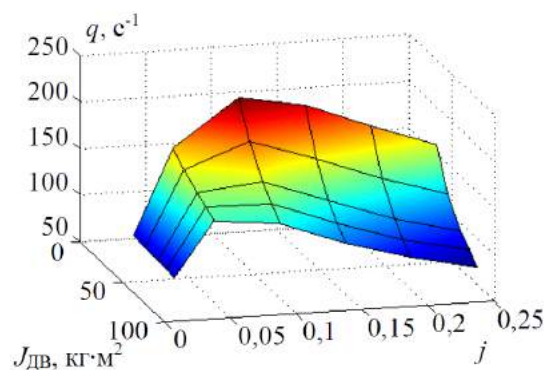


Рисунок 0.9 – Зависимость q от передаточного числа редуктора j и момента инерции двигателя $J_{\text{ДВ}}$

Эта зависимость показывает, что на холостом ходу оптимальное передаточное число для пуска составляет $j = 0,08..0,12$, в случае тяжелой трубы (рисунок 3.10) максимум q увеличивается $j = 0,8..1$ из-за счет влияния M_c .

Мы обеспечили необходимое ускорение при пуске, однако время торможения уменьшилось:

$$t_T = \frac{J_{PO} + J'_{ДВ} \cdot j^2}{M \cdot \frac{j}{\eta} + M_c} \omega_{max}. \quad (0.12)$$

Можно сказать, что точность подачи снизилась из-за снижения точности позиционирования. Например, в (9) когда соотношение масс $T_{M1}/T_{M2}=1..3$ следует использовать обратную связь на основе производной от скорости исполнительного вала для повышения точности. В случае соотношения масс $3..10$ следует правильно настроить регулятор скорости или уменьшить быстродействие контура скорости и, соответственно, всей системы. При соотношении более 10, как в нашем случае, автор советует применить обратную связь по производной от скорости двигателя или повысить быстродействие контура момента.

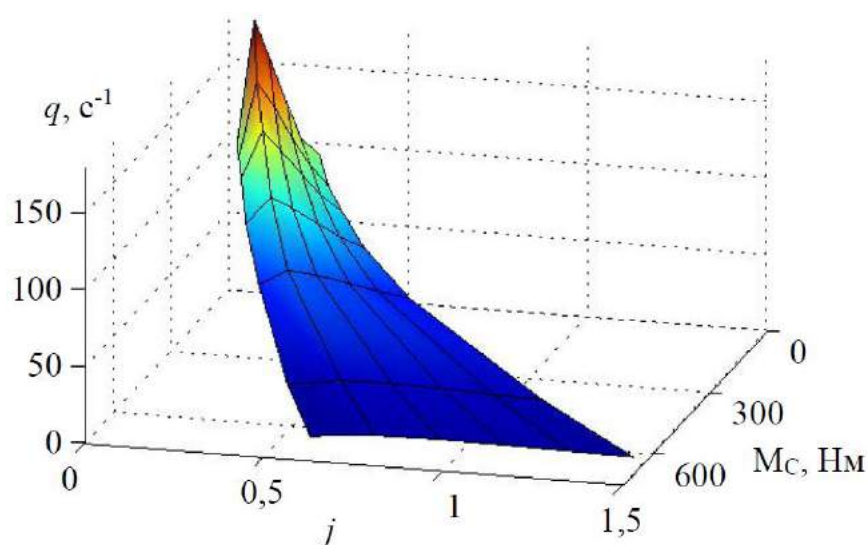


Рисунок 0.10 – Зависимость q от передаточного числа редуктора j и момента сопротивления M_c

3.3.4. Оптимизация геометрии электрической машины по критерию минимума перерегулирования

Следующим шагом является оптимизация геометрических размеров двигателя в соответствии с отношением длины активной части ротора к его диаметру по критерию минимума перерегулирования $\sigma_{min} = f\left(\frac{l}{D_p}\right)$.

Электромагнитный момент машины определяется, как:

$$M = D_a^2 B_\delta l_\delta A_\delta k_B k_{об}, \quad (0.13)$$

где l_δ , D_a – габаритные размеры активных материалов;

A_δ , B_δ – электромагнитные нагрузки;

k_B – коэффициент формы поля;

$k_{об}$ – обмоточный коэффициент.

Из выражения следует, что момент пропорционален квадрату диаметра ротора, а также пропорционален длине магнитопровода. На рисунке 2.3 показано, как эта задача была решена на математической модели.

Рассмотрим ограничения, которые накладываются на изменение длины магнитопровода:

1. Габаритные размеры механизма подачи;

Из-за неравномерного воздушного зазора вдоль расточки статора появляется асимметрия магнитного поля в машине, что ухудшает энергетические режимы и приводит к пульсациям момента. У двигателя с высотой оси вращения 80мм допуск к габаритным размерам зазора 0,05мм.

2. Прогиб вала двигателя;

Удлинение двигателя приводит к увеличению массы ротора, что вызывает прогиб вала под действием силы тяжести.

3. Условия охлаждения.

По расчетным данным было определено, что частота среза контура скорости 15...20 рад/с, а контура «неизменяемой части» 30...35 рад/с. Это соотношение обусловлено использованием синхронного двигателя с относительно большим диаметром, например, в СРМНВ предельное значение l/D_p может увеличиваться в 4-5 раз в условиях прогиба, но в условиях нагрева предел составил 3.

3.4 Оценка величины перерегулирования σ с учетом дискретного режима работы электропривода

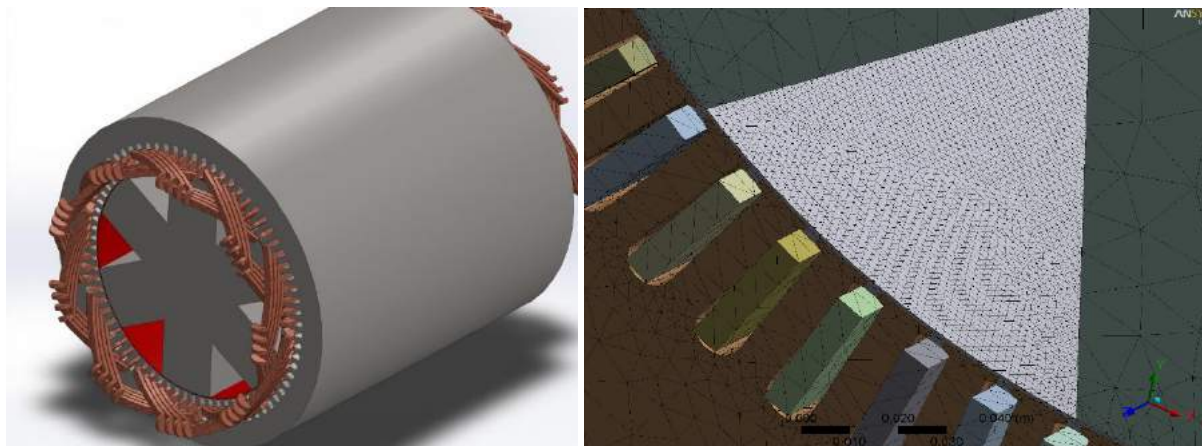
3.4.1 Уточнение параметров силового оборудования при работе электропривода на пониженных скоростях

На улучшение позиционирования также влияет уточнение параметров электромеханического преобразователя. В двигателях имеется зубчатость статора, что приводит к несинусоидальности индукции в воздушном зазоре. Это вызывает колебания момента, который называется зубцовыми пульсациями.

В заключительной области позиционирования возникает дискретный режим, который вызван зубчатой структурой магнитопровода при работе на сверхнизких скоростях. Этот режим должен учитываться для СРМНВ, поскольку ротор такой машины является явнополюсным, а уровень пульсации может превышать допустимое значение.

МКЭ было доказано, что по критерию максимума электромагнитного момента за период коммутации при оптимальной геометрии машины средний момент СРМНВ на 5% меньше, чем у АД с такими же размерами. Величина пульсаций СРМНВ оказалась больше, что объясняется наличием явнополюсного ротора. Чтобы решить эту проблему используют скос пазов статора.

В пакете *ANSYS APDL* для изучения этого вопроса была создана трехмерная модель. Для корректного расчета необходимо точно разбить воздушный зазор (отдельный элемент красного цвета на рисунке 3.11, а).



а)

б)

Рисунок 0.11 – Пространственная модель электрической машины (а) и конечно-элементная сетка (б)

На рисунке 3.12 показана картина распределения магнитного поля двигателя. Можно увидеть, что в торцевой части картины не отличается от распределения, показанного в двухмерной модели в предыдущих главах.

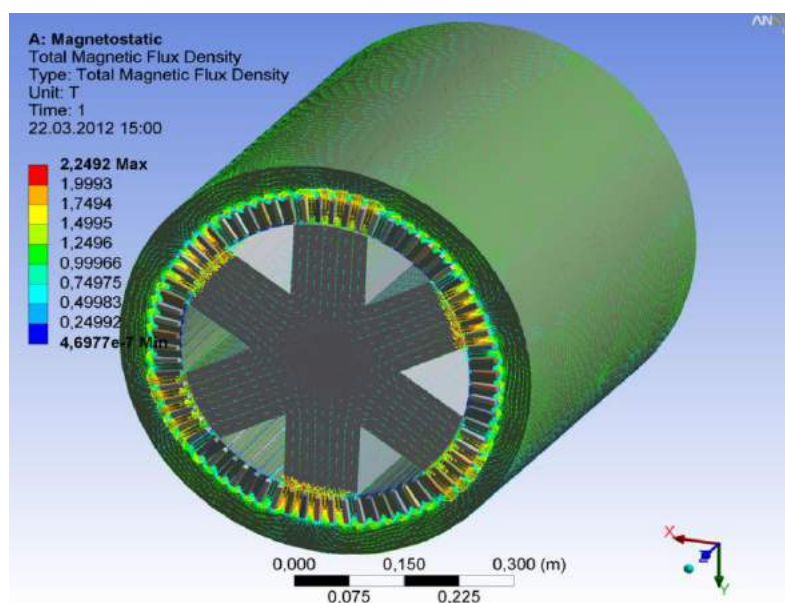


Рисунок 0.12 – Представление магнитных полей в ЭМП

Моделирование показало, что для минимизации амплитуды пульсаций необходимо выполнить скос пазов на одно пазовое деление. На рисунке 3.13 показаны угловые характеристики со скосом пазов и без него, амплитуда пульсаций уменьшилась на 30%.

Поскольку на пульсации влияет явнополюсность ротора, для их уменьшения можно выполнить ротор в форме круга, но машина не создаст момент, так как активная составляющая отсутствует.

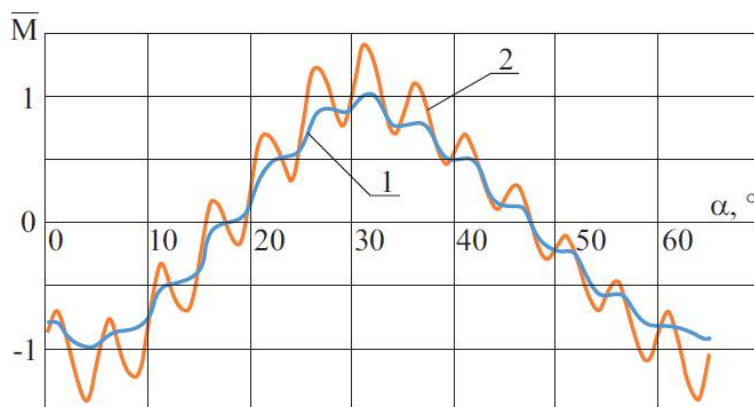


Рисунок 0.13 – Угловые характеристики:

1 – со скосом, 2 – без скоса пазов статора

Однако возможно изготовление ротора в виде монолитного круга с использованием магнитопроводящих вставок. Такой ротор изготовлен шихтованным, и в каждом стальном листе сделаны отверстия необходимой формы, а после того, как ротор собран, отверстия заливают алюминием (рисунок 3.14). При таком роторе пульсации момента по угловой характеристике уменьшились ещё на 30%, средний момент увеличился на 10%.

В [2] было доказано, что оптимизация законов управления в СРМНВ для улучшения энергетики является более подходящей для реализации, чем усложнение конструкции ротора. Кроме того, эта конструкция менее долговечная, чем с явнополюсным ротором. В будущем рассмотрим машину с явнополюсным ротором, при этом зубцовые пульсации получаются больше.

Рассмотрим влияние пульсаций момента на точность позиционирования. Были исследованы асинхронные двигатели различной мощности, полюсности и СРМНВ, которые основаны на них. На рисунке 3.15 результаты: амплитуда пульсаций реактивных машин на 40% больше, что связано явнополюсностью ротора. С увеличением полюсности машины амплитуда зубцовых пульсаций растёт, так как на полюсе меньше число пазов. С увеличением габаритов машины, которое может быть вызвано увеличением номинально момента, величина пульсаций уменьшается.

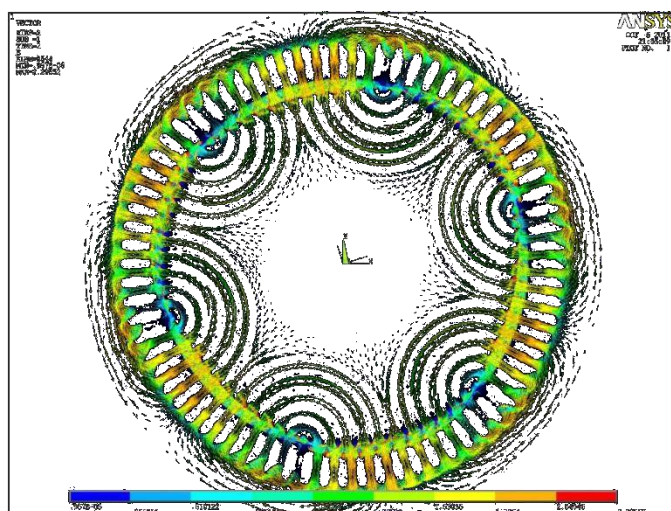


Рисунок 0.14 – Изображение поля СРМНВ с радиальными вставками

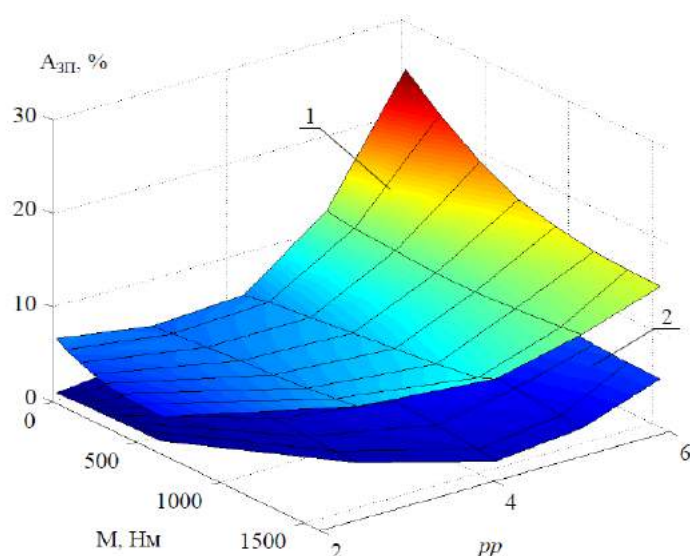


Рисунок 0.15 – Зависимость амплитуды зубцовых пульсаций от числа пар полюсов и номинального момента в АД (2) и в СРМНВ (1)

Оценим влияние пульсаций момента на точность позиционирования на более низких скоростях. Подадим на вход регулятора момента пульсации в виде синусоиды. Амплитуда находилась в диапазоне реальных экспериментально полученных значений. Частота ω была равна частотам зубцовых пульсаций машин разной полюсности. Скорость была 1-5 рад/с. В результате эксперимента было определено перерегулирование, которое вызвано зубцовыми пульсациями (рисунок 3.16). На низких скоростях перерегулирование составляет около 2% от величины подачи, податливость ухудшает этот эффект.

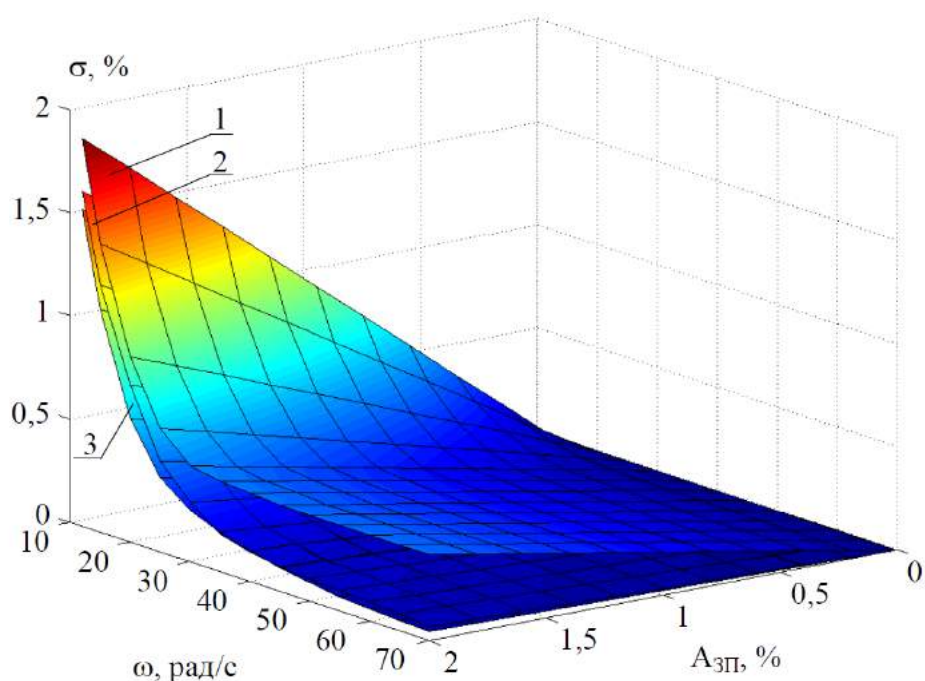


Рисунок 0.16 – Перерегулирование в системе позиционирования, вызванное зубцовыми пульсациями частотой ω и амплитудой $A_{зп}$ для 1 – максимально податливой системы, 2 – реальной упругости винтовой передачи, 3 – идеально жесткой системы

3.4.2 Выбор числа пар полюсов машины

Чтобы согласовать скорость рабочего органа и электропривода, необходимо выбрать не только передаточное число редуктора, но и количество пар полюсов

машины. Номинальная скорость определяется передаточным числом редуктора и зависит от числа пар полюсов машины. Также количество пар полюсов определяет пульсации момента, что было доказано ранее.

Минимальная скорость двигателя при работе от ПЧ под действием номинального момента равна 1 об/мин, а контур скорости выполняет переключения пульсации момента.

Максимальная скорость ограничена возможностями преобразователя.

На рисунке 3.17 показана угловая характеристика СРМНВ для разного числа пар полюсов. Из рисунка можно понять, что с увеличением полюсности двигателя доля пульсаций крутящего момента относительно среднего значения также увеличивается из-за уменьшения количества пазов на полюс.

В настоящее время увеличение числа пар полюсов используется в сетевых двигателях для улучшения энергетических показателей, но это приводит к невозможности их использования на низких скоростях и невозможности обеспечить высокие скорости.

В предыдущем параграфе было выбрано передаточное число редуктора. Исходя из этого можно сказать, что скорость, ближайшая к необходимой скорости, составляет 1500 об/мин. Для стана ХПТ-450 была выбрана машина с $2p=4$.

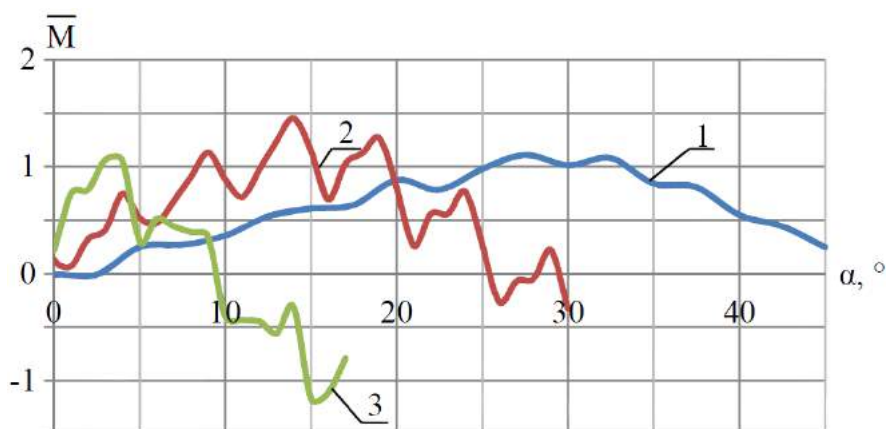


Рисунок 0.17 – Угловые характеристики СРМНВ для числа пар полюсов: 1 – $2p=4$; 2 – $2p=6$; 3 – $2p=12$

3.4.3 Оценка потерь, обусловленных зубцовыми пульсациями момента

Работа электропривода на более низких скоростях приводит к дополнительному нагреву машины. Ротор СРМНВ выполняется без обмоток, что позволяет получить большой электромагнитный момент за счёт увеличения линейной нагрузки с такими же размерами, как у АД. Необходимо количественно оценить долю такого увеличения.

В СРМНВ имеются потери от обмоток с током, а также дополнительные потери на гистерезис и вихревые токи, которые вызваны высшими гармониками МДС статора и зубцовыми пульсациями.

Активные потери определяются как:

$$\Delta P_{эл} = m I_{\phi}^2 R_{\phi}, \quad (0.14)$$

где R_{ϕ} – сопротивление обмотки фазы;

I_{ϕ} – действующее значение тока в фазе.

В [13] магнитные потери рассчитываются как:

$$p_{\sigma} = \frac{(B_{mr} k_{rv} \tau_v)^2 \cdot f_v^{1,5}}{\sqrt{\pi \mu \rho}}, \quad (0.15)$$

где B_{mr} – амплитуда нормальной составляющей индукции поля;

k_{rv} – коэффициент, учитывающий размагничивающее действие вихревых токов;

τ_v, f_v – полюсное деление и частота v -ой гармоники;

μ, ρ – магнитная проницаемость и удельное сопротивление материала.

Эта формула используется в случае равномерного распределения индукции в зазоре, а в СРМНВ картинка поля выглядит так, как показано на рисунке 3.18, что вызывает перераспределение добавочных потерь и дополнительному нагреву

двигателя в месте усиления потока. Дадим количественную оценку в ANSYS на основе этой асимметрии по МКЭ.

Для расчета активных потерь использовалась модель на рисунке 2.1. Сначала нужно оценить правильность такого расчета, критерием оценки была температура двигателя.

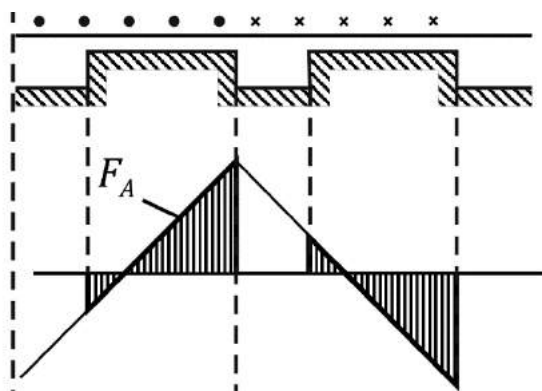


Рисунок 0.18 – МДС статора СРМНВ

При моделировании в *ANSYS Maxwell* получили интегральные показатели потерь и экспортировали их в тепловую пространственную КЭ модель *ANSYS Transient-thermal*. В *ANSYS Maxwell* потери усреднялись за период и были установлены как нагрузка для тепловой модели. Такой подход позволяет выявить локальный перегрев деталей машины. На рисунке 3.19 показано распределение температуры СРМНВ. Статор больше нагревается за счёт нагрева обмоток.

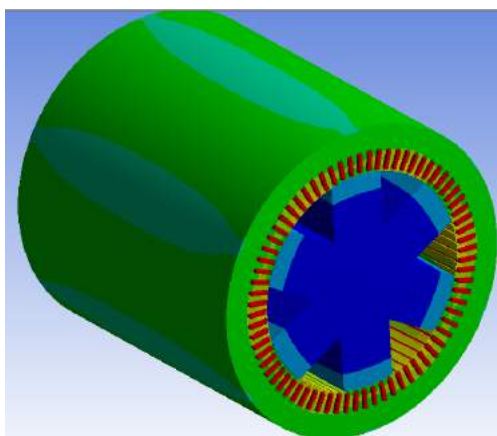


Рисунок 0.19 – Трёхмерная тепловая модель магнитопровода СРМНВ

Для натурального эксперимента был рассмотрен режим с заторможенным ротором при питании от источника постоянного тока с измерением температуры ротора и фронтальной части обмотки контактным термометром. На рисунке 3.20 показаны результаты измерений.

В результате видно, что результаты натурального эксперимента совпали с моделированием: в конце процесса нагрева температура обмотки отличалась на 7%, а температура статора и ротора на 4%. Большая разница в значениях температур обмотки обусловлена тем, что измерение проводилось только во фронтальной части.

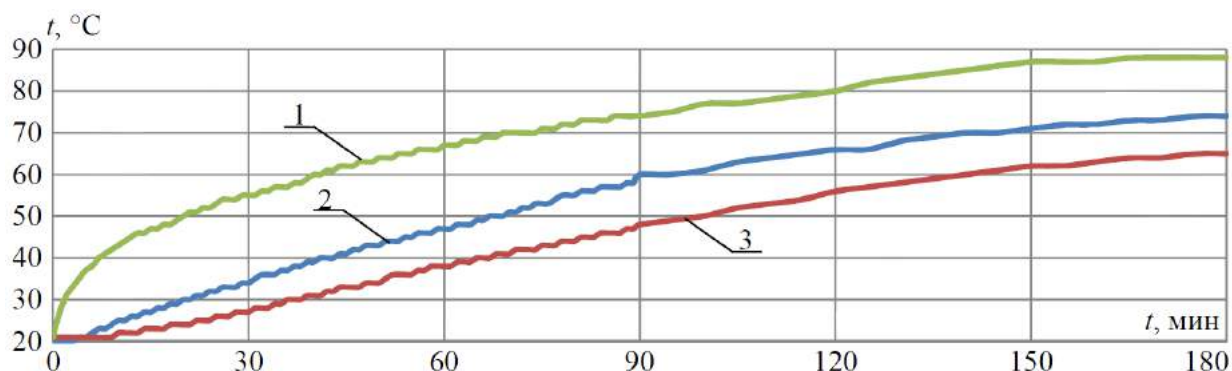


Рисунок 0.20 – Температура обмотки (1), статора (2) и ротора (3) при нагреве машины с заторможенным ротором постоянным током

Чтобы учесть добавочные потери на перемагничивание, вихревые токи и потери из-за зубцовых пульсаций моделирование проводилось при работе от ПЧ в номинальном режиме. Расчет производился в магнитной модели (рисунок 2.3), интегрированной в модель системы управления. На рисунке 3.21 представлены результаты распределения. На краю полюса ротора, который расположен в зоне перераспределения линий индукции между зубцами, происходят наибольшие потери. Из-за увеличенного значения магнитной индукции в зубцовой зоне имеются потери в этой области.

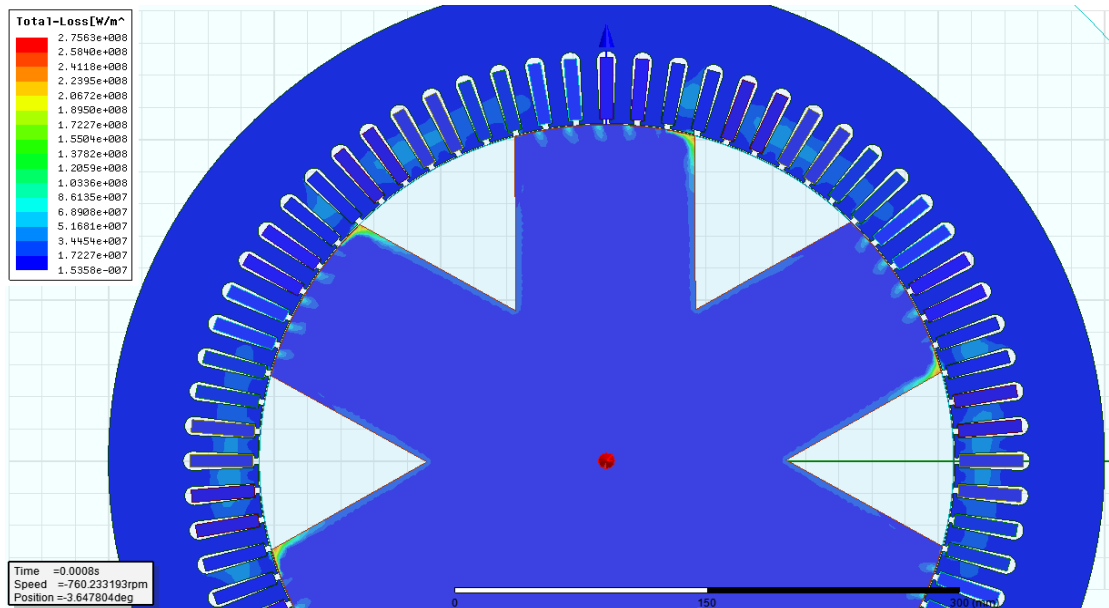


Рисунок 0.21 – Распределение магнитных потерь в сечении машины

Данные потери в классической теории рассчитываются как:

$$p = k_h B_{\max}^2 f + k_c (B_{\max} f)^2 \quad (0.16)$$

где k_h – коэффициент потерь на гистерезис;

k_c – эмпирический коэффициент потерь на вихревые токи;

B_{\max} – амплитуда индукции;

f – частота первой гармоники.

Но эта формула для нас не точна, так как переход к прямоугольной форме фазного тока приводит к повышению доли высших гармоник.

Последним этапом моделирование было сравнение потерь в СРМНВ со скосом пазов и без него. При использовании скоса пазов зубцовые пульсации сводятся к минимуму, как было определено ранее, поэтому разница потерь при первом и втором случаях позволит оценить влияние зубцовых пульсаций на энергетические показатели. По результатам эксперимента величина потерь составила 12% от мощности двигателя.

4 СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С МАКСИМАЛЬНЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ КОНТУРА МОМЕНТА

Рассматриваемая схема в этой работе ранее была представлена как более простая с подчиненным регулированием, поэтому необходимо учесть, что величина перерегулирования σ должна находиться в допустимых пределах. В данном случае существуют ограничение быстродействия контура регулирования момента и ограничение полосы пропускания контура “неизменяемой части” Π (рисунок 2.1). Получается, что на последующих этапах нам необходимо обеспечить максимальное быстродействие контура регулирования момента.

4.1 Синтез структуры и параметров КРМ

4.1.1 Постановка задачи синтеза КРМ

Синтез КРМ выполнялся по критерию:

$$\Delta t_{\text{ПП}} = \min f(\Pi; \mathbf{W}_{\text{РКМ}}(\mathbf{p})), \quad (0.1)$$

где Π – 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.

Для синтеза системы необходимо определить ограничения, которые обусловлены требованиями к максимальной толщине стенки трубы.

Представим апериодическим звеном 1-го порядка $W_{(p)} = \frac{1}{T_M p + 1}$ контур регулирования момента. Мы ограничили полосу пропускания частот определенным значением.

Рассмотрим, как изменение постоянной времени T_M влияет на переходную характеристику. С её уменьшением характер переходного процесса в контуре положения меняется с монотонного на апериодический. Оценим точность позиционирования по величине перерегулирования σ (рисунок 4.1). Диаграмма показывает, что при $j < 0,13$ точность позиционирования зависит от T_M , в то время как при $j > 0,13$ от j . Для выбранного нами $j=0,1$ с минимальным перерегулированием постоянная времени должна быть $T_M = 0,002 \dots 0,01$ с. Изменяя передаточное число редуктора с небольшой механической постоянной времени, можно обеспечить высокую точность позиционирования, но это возможно при бесконечной полосе пропускания частот в контуре момента.

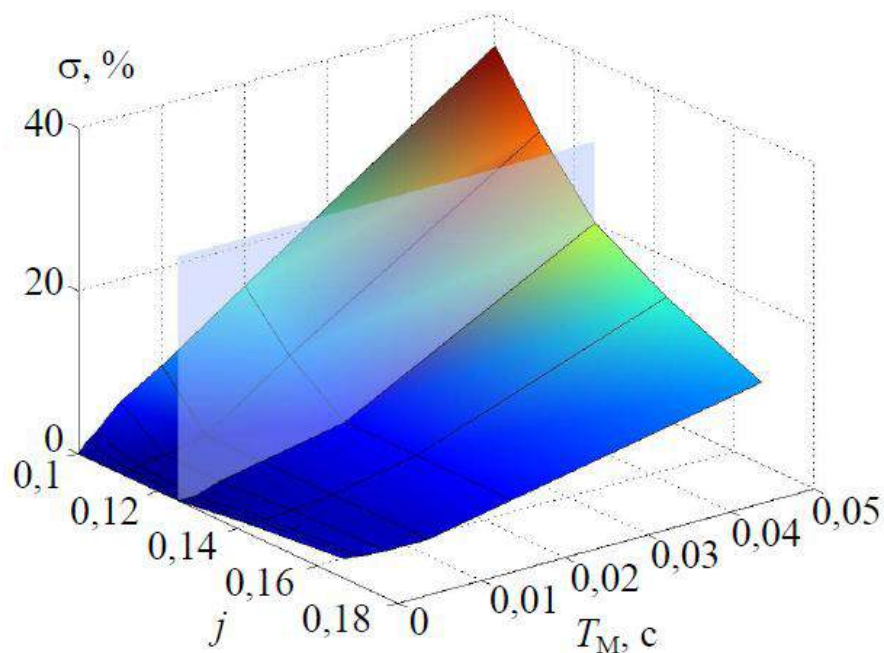


Рисунок 0.1 – Перерегулирование σ в зависимости от постоянной времени контура регулирования момента T_M и передаточного числа редуктора j

4.1.2 Выбор упрощенной математической модели

При выборе структуры управления проще всего создать упрощенную математическую модель различных типов систем с учетом всех особенностей и сравнить их.

Для моделирование электромеханического преобразователя необходимо рассчитать его магнитную систему: кривые потока $\Psi = f(I, \theta)$ и момент $M = f(I, \theta)$, где I – действующее значение тока статора, θ – угол поворота. На рисунке 4.2 представлены зависимости для двигателя 4A280S6У3 мощностью 75 кВт. Из рисунка понятно, что пульсации магнитной индукции в воздушном зазоре привели к пульсациям момента.

Синтез и настройка регуляторов были выполнены в *MATLAB Simulink* с упрощенной математической моделью машины. Чтобы получить наиболее полную картину работы электропривода, необходимо учесть распределение магнитного поля в электрической машине в *ANSYS Simplorer-Maxwell* (рисунок 2.13).

Анализ точности расчета на разных моделях проводился с использованием сигнала тока статора, доступного для мониторинга (рисунок 4.3). В качестве эталона использовались осциллограммы с установки СРМНВ.

В результате можно сказать, что модель в *MATLAB Simulink* дает реальный результат в номинальной точке, если рассматривать работу ниже номинальной, то из-за пренебрежения моментными пульсациями возникают расхождения. Наиболее оптимальная сходимость на различных скоростях была получена в *ANSYS Simplorer-Maxwell*.

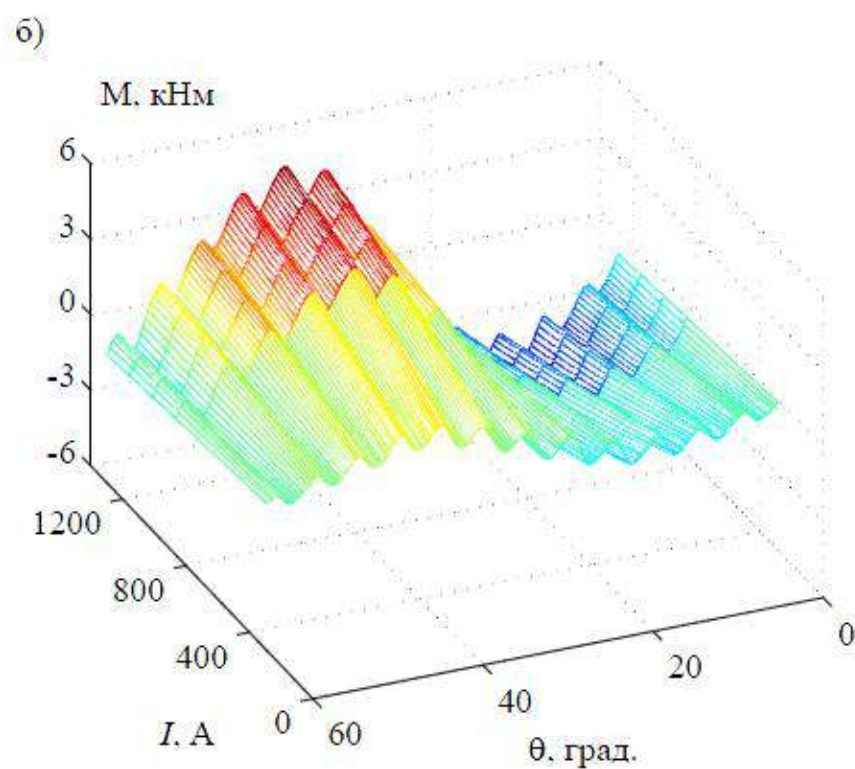
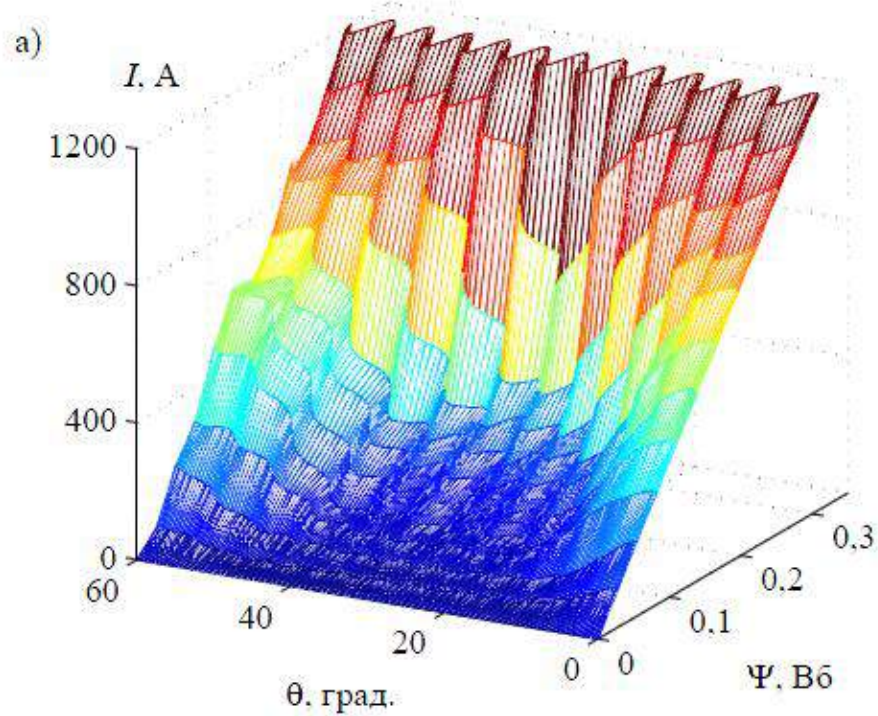
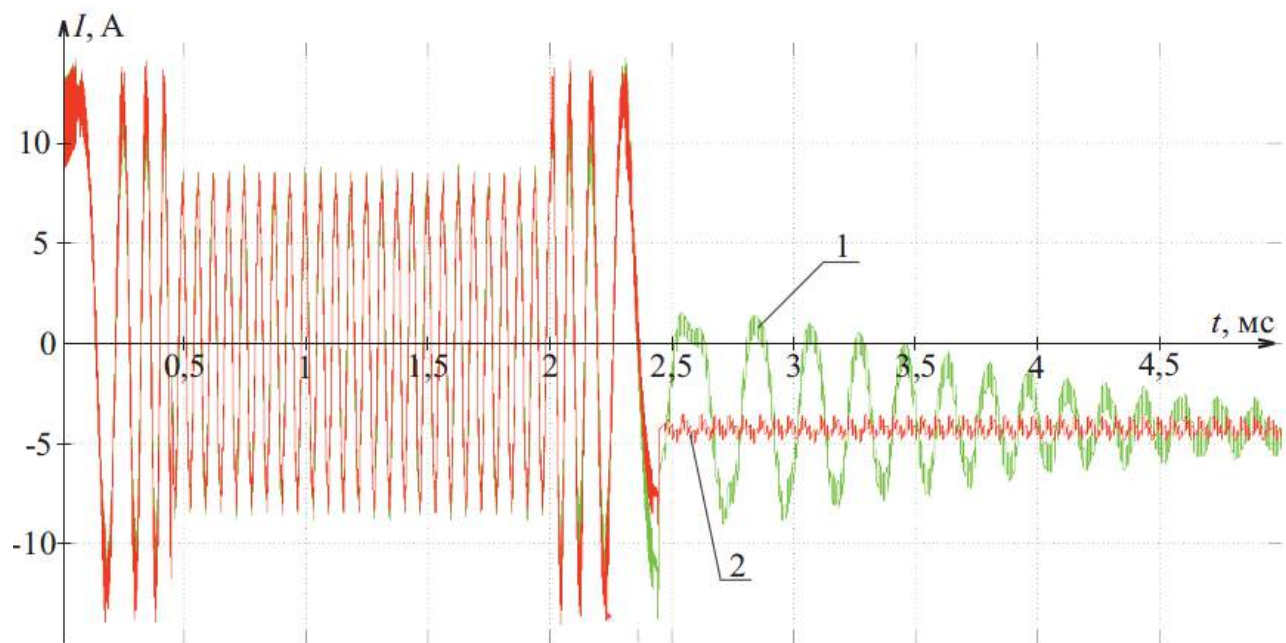
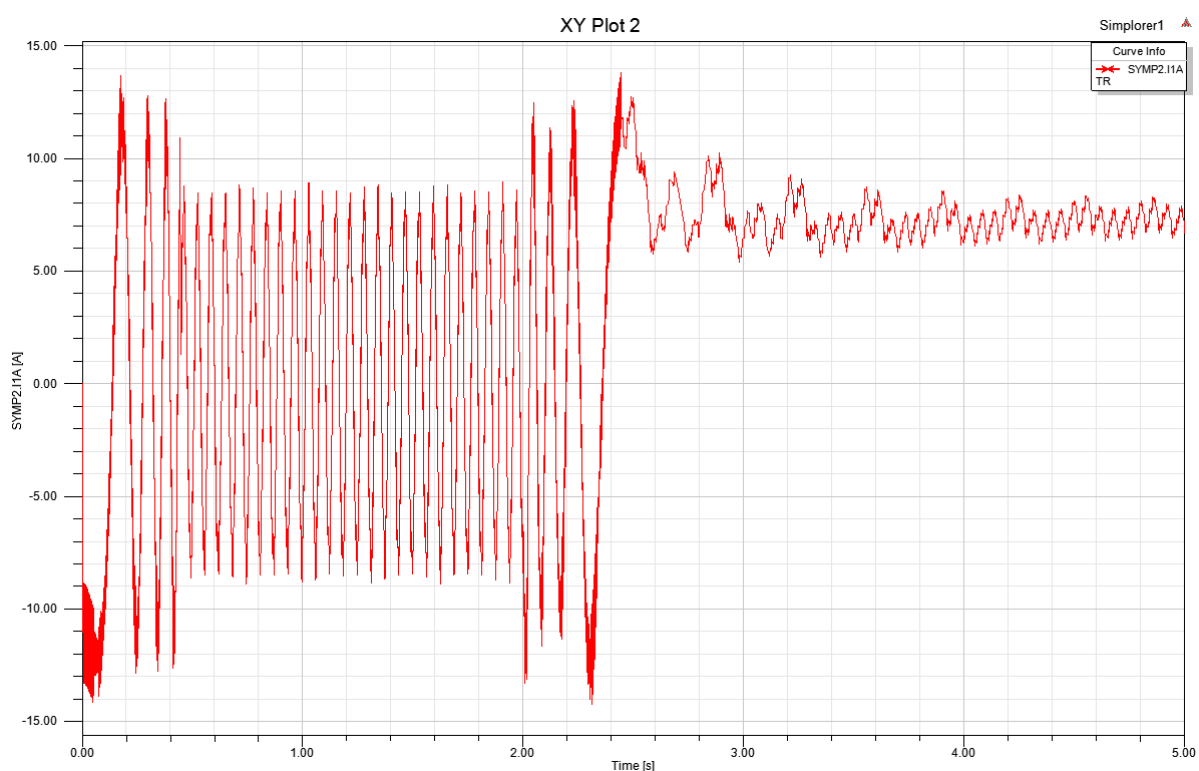


Рисунок 0.2 – Результаты расчета магнитной системы на модели с распределенными параметрами: а) потока Ψ , б) момента M



а)



б)

Рисунок 0.3 – Осциллограммы тока при разгоне на холостом ходу а) модели *Matlab* 1 – сигнал с датчика тока, 2 – сигнал, вычисленный наблюдателем б) модели *Simplorer*

4.1.3 Выбор структуры управления по принятой системе критериев

Управляющая структура ПЧ была выбрана с минимальным временем переходного процесса в КРМ с ограничениями на минимальное перерегулирование, устойчивость, пульсации электромагнитного момента. Были выбраны следующие схемы управления: прямое управление моментом (*DTC*-управление), частотно-токовое векторное управление, «трансвектор».

Оценка эффективности быстродействия была сделана по упрощенной математической модели. В соответствии с критериями выставлялись оценки, где 10 – полностью удовлетворяет, 0 – не удовлетворяет (таблица 4.1).

Таблица 0.1 – Балльно-рейтинговое 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

Разберем каждый критерий.

Оценка быстродействия систем

1. *DTC*-управление

Математическая модель была создана в *Matlab* (рисунок 4.4), где, из-за отсутствия синхронной реактивной машины, был выбран синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов (магнитная связь, создаваемое магнитами, равна к 0).

В d-q координатах, привязанных к ротору, электромеханические свойства описываются, как:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d \\ M = 1,5 pp(L_d - L_q) i_d i_q \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (M - M_c) \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega_r \end{array} \right. , \quad (0.2)$$

где R – сопротивление статорной обмотки;

ω_r – угловая скорость ротора;

pp – число пар полюсов;

M – электромагнитный момент, создаваемый двигателем;

M_c – момент сопротивления;

φ – угол поворота вала.

Используя фазные напряжения, определим проекции на оси фиксированной системы координат α - β :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_\alpha = U_a - \frac{1}{2}(U_b + U_c) \\ U_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}(U_b - U_c) \end{array} \right. . \quad (0.3)$$

Наблюдатель рассчитывает текущий угол поворота ротора θ . Проекция вектора напряжения на оси d - q :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_d = U_\alpha \cdot \sin \theta + U_\beta \cdot \cos \theta \\ U_q = U_\alpha \cdot \cos \theta + U_\beta \cdot \sin \theta \end{array} \right. \quad (0.4)$$

Получаем уравнения с учетом математического описания машины:

$$\begin{cases} U_d = i_d R + L_d \frac{di_d}{dt} + \omega_r p L_q i_q \\ U_q = i_q R + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r p (L_d i_d + \Psi_r) \end{cases}, \quad (0.5)$$

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 ;

ω_r – угловая скорость ротора;

p – число пар полюсов;

Ψ_r – потокосцепление ротора.

Составляющие тока статора в осях d - q :

$$\begin{cases} i_d = \frac{U_d + i_q \cdot \omega_r \cdot p p \cdot L_q}{L_d \cdot p + R} \\ i_q = \frac{U_q - i_d \cdot \omega_r \cdot p p \cdot L_d}{L_q \cdot p + R} \end{cases} \quad (0.6)$$

Модуль вектора потокосцепления статора определяется:

$$\Psi = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2}, \quad (0.7)$$

где $\Psi_d = i_d \cdot L_d, \Psi_q = i_q \cdot L_q$.

Момент определим, зная токи и потокосцепления на оси d и q :

$$M = \frac{3}{2} p p (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d). \quad (0.8)$$

При проектировании СРМНВ необходимо учитывать переменный характер электромагнитного момента, когда вектор результирующего потокосцепления вращается относительно ротора. В случае реактивного ротора за один электрический оборот можно выделить два периода с двумя участками повышения и снижения момента, что усложняет структуру регулятора момента (рисунок 4.5, а).

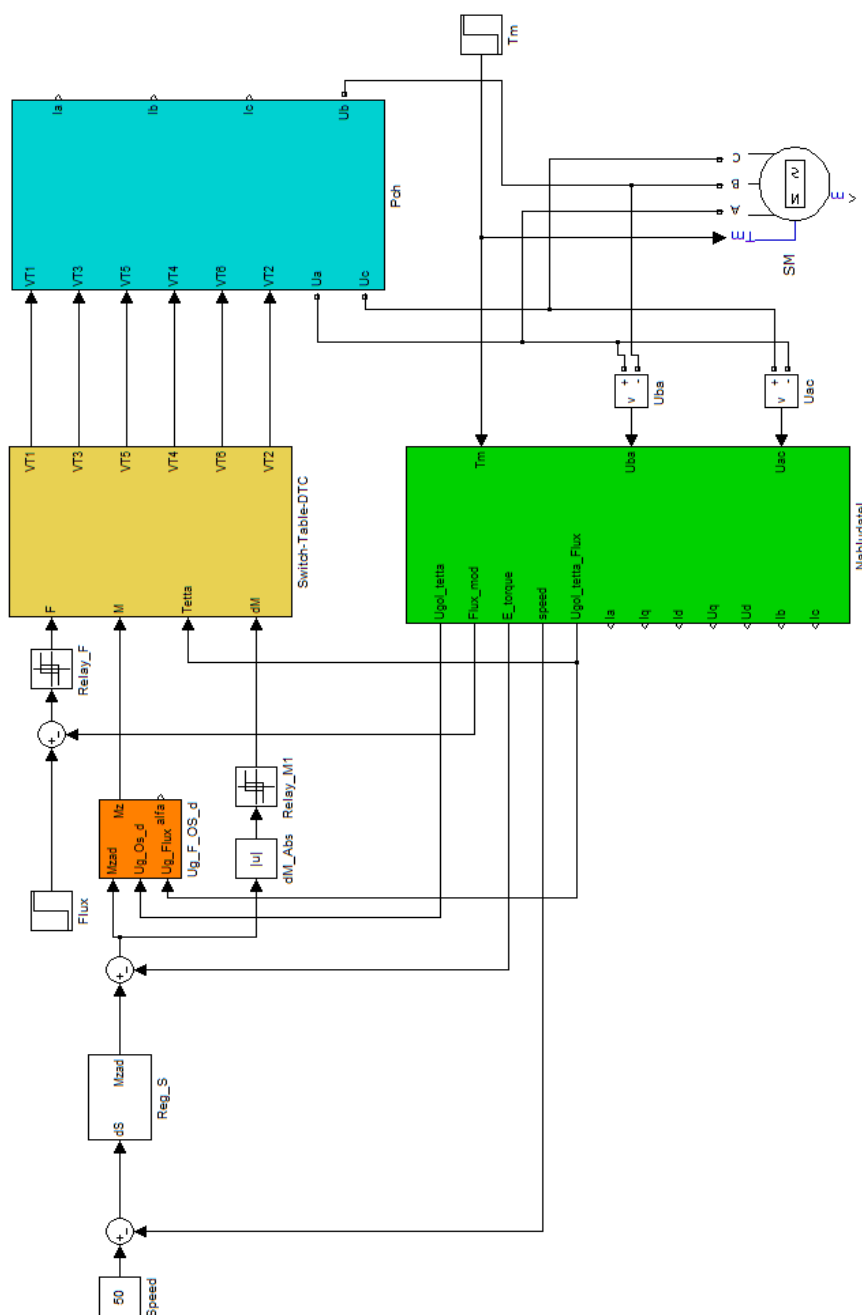


Рисунок 0.4 – Обобщенная математическая модель системы DTC на базе СРМ, реализованная в системе *Matlab-Simulink*

Рассмотрим временные диаграммы работы: при работе в точке А, чтобы увеличить момент, необходимо сместить угловую характеристику вправо и подать положительный сигнал на регулятор момента, а в точке В необходимо дать сигнал на смещение влево и отрицательный сигнал. Следовательно, необходимо дополнительно определить положение ротора и рассчитать угол поворота результирующего вектора потокосцепления относительно магнитной оси ротора, чтобы определить направление вращения этого вектора, что привело бы к желаемому изменению электромагнитного момента.

Результаты моделирования процесса пуска на холостом ходу показаны на рисунке 4.6. Для синхронной машины с реактивным ротором особенностью является процесс увеличения потокосцепления статора в начальный момент времени, скорость которого определяется приложенным напряжением. Из осциллограмм видно, что составляющая тока по оси q пропорциональна величине момента, проекция на ось i_d пропорциональна потоку.

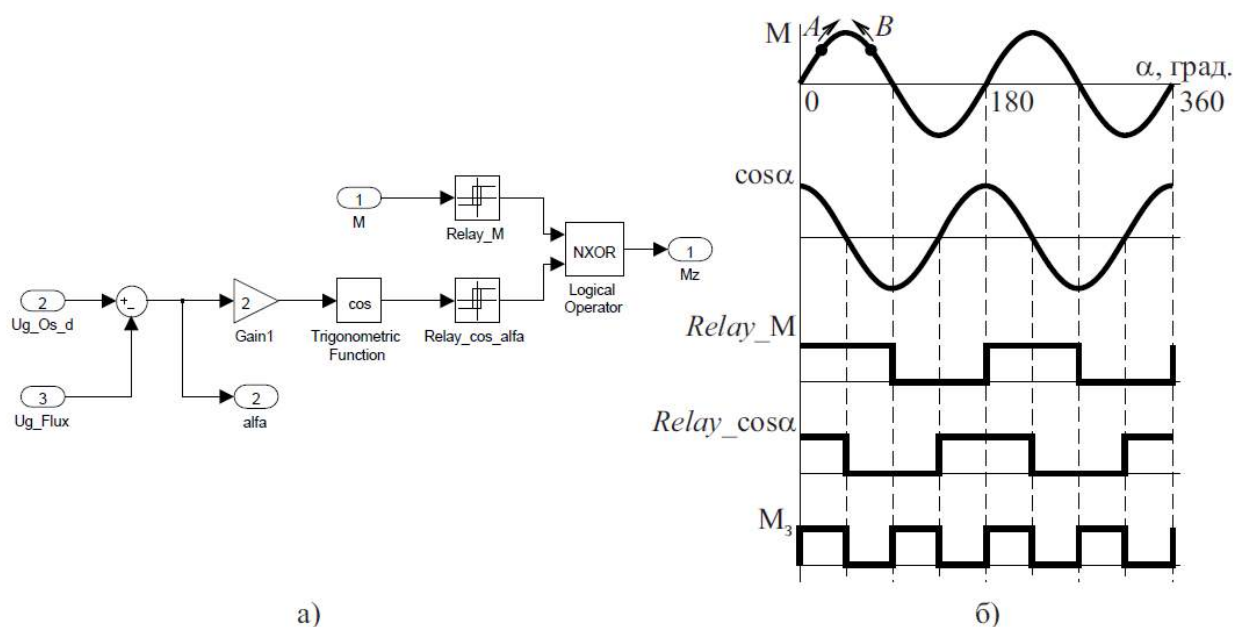


Рисунок 0.5 – Принцип работы регулятора момента в системе с DTC-управлением на базе CPM

Инвертор напряжения в системе с *DTC*-управлением выбирается для уменьшения погрешности регулируемых координат. В [16] говорится, что быстродействие системы характеризуется дискретностью T_c работы цифрового контроллера. В течение T_c вектор напряжения удерживается, если какая-то ошибка меняет знак, значение вектора напряжения заменяется другим.

Уравнения статорной цепи:

$$u_c = r_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}, \quad (0.9)$$

где u_c и i_c – напряжение и ток статора;

r_c – сопротивление обмотки статора.

Поскольку индуктивное сопротивление статора во много раз больше, чем активное, приращение ψ_c за время T_c :

$$\Delta\psi_{c\alpha} = u_{c\alpha} T_c, \Delta\psi_{c\beta} = u_{c\beta} T_c, \quad (0.10)$$

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

Можно сказать, что для уменьшения пульсации момента и в то же время для повышения быстродействия системы можно уменьшить время T_c . Для устойчивости системы необходима жесткая привязка к потокосцеплению ротора, которая может быть реализована благодаря датчику положения для определения всех координат моментного треугольника.

В результате моделирования можно сказать, что быстродействие системы зависит от дискретности работы цифрового контроллера. Сегодня микроконтроллеры обрабатывают данный объем вычислений за $T_c = 1 \cdot 10^{-6}$ с.

2. Векторные системы управления

В настоящее время широко используются системы с косвенным расчётом потока. Они выполняются по замкнутому принципу.

Система «Трансвектор» была предложена в 1972 г. Ф. Блашке. В этой системе положение вектора потокосцепления в зазоре и прямое измерение значения выполняется с помощью датчиков Холла. В этом случае управление двигателем производится переменными, которые преобразуются в оси, ориентированные вдоль поля. И также возможно управлять двигателем по возбуждению и по моменту.

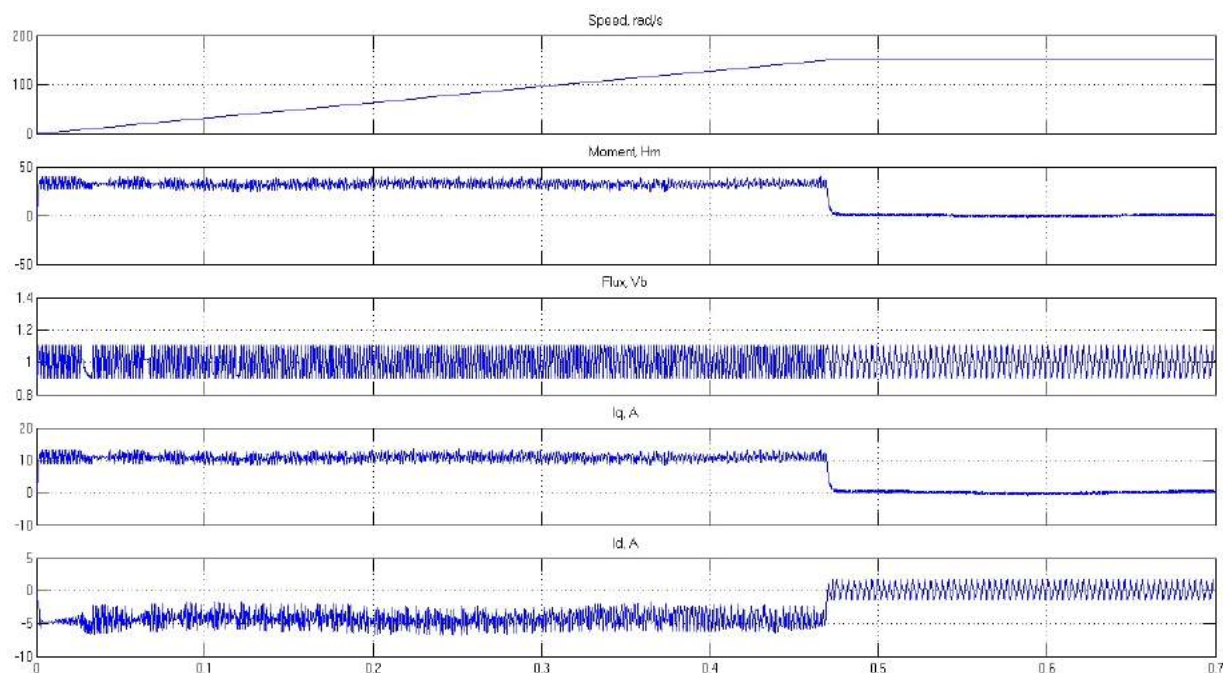


Рисунок 0.6 – Режим разгона на холостом ходу до номинальной скорости при $\psi = \text{const}$ для синхронного электропривода с реактивным ротором

Рассмотрим работу такой системы. Измеряются мгновенные значения токов статора и потока в зазоре. Посредством трехфазно-двухфазного преобразования формируются проекции тока статора на оси, ориентированные вдоль поля. При дальнейшем сравнении с заданным значением сигнал ошибки генерируется в контурах регулирования момента или потока, на осях, ориентированных вдоль поля. Затем происходит преобразование двухфазных составляющих в трехфазные.

В этой системе ψ_α и ψ_β определяются не косвенно, что делает систему более устойчивой. Быстродействие контура момента ограничено возможностями

полупроводникового преобразователя и временем изменения амплитуда вектора потокосцепления статора.

Поскольку эта система замкнутая, увеличение частоты среза приведет к увеличению резонансного максимума на частотной характеристике вблизи частоты среза и снижению запаса устойчивости. Для определения влияние частоты среза на перерегулирование и амплитудный максимум представим контур момента звеном третьего порядка, где параметры выбраны так, чтобы система с разомкнутым контуром была стабильной (рисунок 4.7).

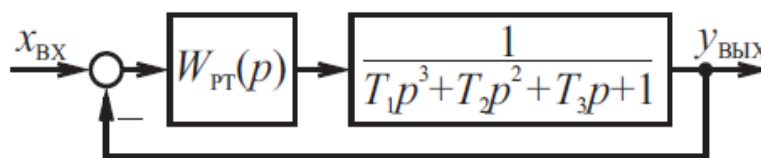


Рисунок 0.7 – Математическая модель КРТ

В [3, 24] было доказано, что T_1, T_2, T_3 могут быть выбраны так, что неизменяемая часть может быть представлена последовательным соединением звеньев $\frac{1}{T_1 p + 1}$ и $\frac{1}{T_2' p^2 + T_3' p + 1}$, где $T_1 \approx (3 \dots 10) T_2'$ и иметь следующий физический смысл: T_1 определяется $L_{я}$, T_2, T_3 – малые постоянные времени.

На рисунке 4.8, б показаны ЛАЧХ и ЛФЧХ экспериментальные и при моделировании. Вплоть до частоты 500 рад/с характеристики совпадают, затем наблюдаются расхождения, вызванные пренебрежением малыми постоянными времени высоких порядков.

На рисунке 4.9 показана зависимость резонансного максимума и перерегулирования от частоты среза при изменении коэффициента пропорционального канала регулятора тока.

Соотношение между частотой среза и частоты Найквиста позволяет получить предел применимости классической теории нелинейных систем. Но этот предел

зависит не только от соотношения частот, но и от величины амплитудного максимума A_M .

На рисунке 4.9 частота среза взята в относительных единицах, где несущая частота ШИМ взята за основу. Было проведено сравнение между импульсной и линейной системами на частоте среза, чтобы определить границу, на которой характеристики расходятся менее, чем на 5%.

В [2] указано, что предельная частота зависит от частоты и амплитуды резонансного максимума и от частоты среза контура регулирования тока. В результате, когда частота и амплитуда были изменены, значения предельной частоты определялись при $\omega_{AM} = 0,3; 0,5; 0,64$. На рисунке 4.9, а за пределами 2, 3, 4 невозможно использовать классические методы синтеза систем, поскольку существует несоответствие характеристик. В этой зоне необходимо использовать законы импульсных систем.

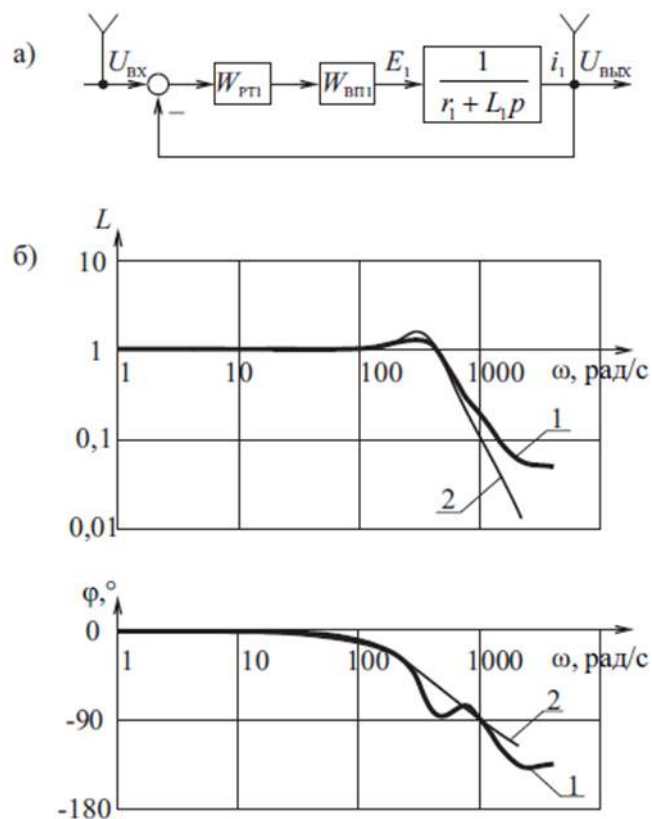


Рисунок 0.8 – Быстродействие контура тока: а) структурная схема, б) ЛАЧХ и ФЧХ: 1 – экспериментальные, 2 – результаты моделирования

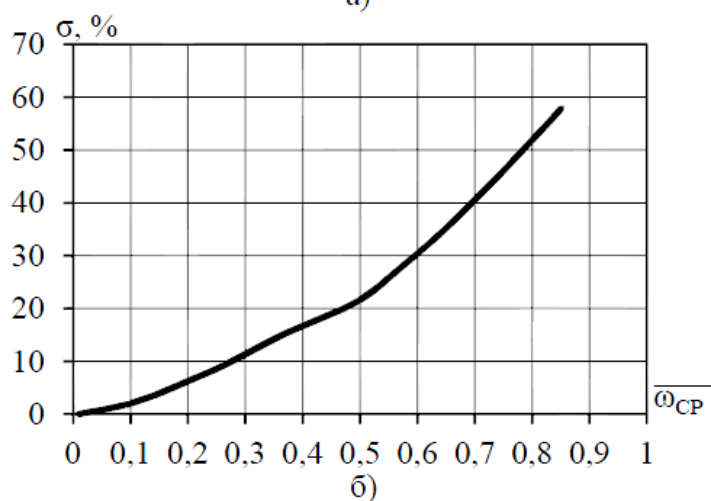
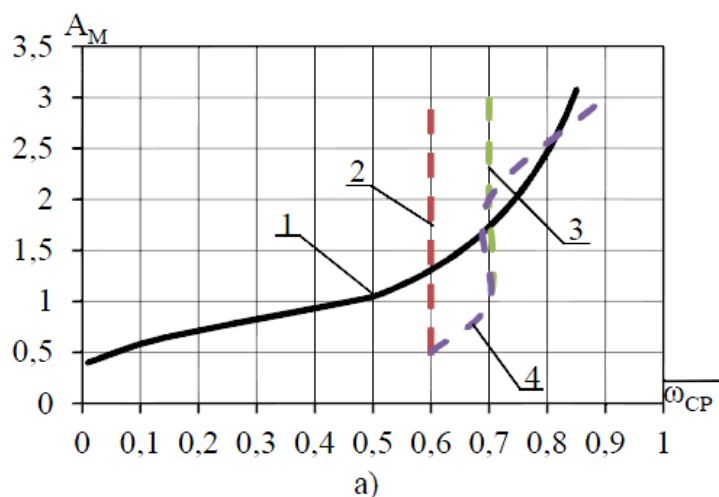


Рисунок 0.9 – Зависимость величины амплитудного максимума A_M (а, 1), зависимости граничной частоты от A_M для 2 – $\omega_{AM} = 0,3$; 3 – $\omega_{AM} = 0,5$; 4 – $\omega_{AM} = 0,64$ и перерегулирования σ (б) от частоты среза контура тока.

Оценка робастности структур управления электроприводом

Электропривод, рассматриваемый в данной работе, работает в повторно-кратковременном режиме с частыми перегрузками, что приводит к нагреву двигателя и, как следствие, к изменению активного сопротивления статора r_1 . Эти изменения вызывают усложнение системы управления. Поэтому в системах с ДТС-управлением момента используют релейные регуляторы, что делает систему более стабильной.

Оценим надежность системы с *DTC*-управлением. На рисунке 4.10 показана зависимость перерегулирования в контуре момента и времени переходного процесса от изменения активного сопротивления статора. По характеристикам можно увидеть, что в диапазоне $\pm 20\%$ от номинальных параметров система остается стабильной без изменения динамических показателей.

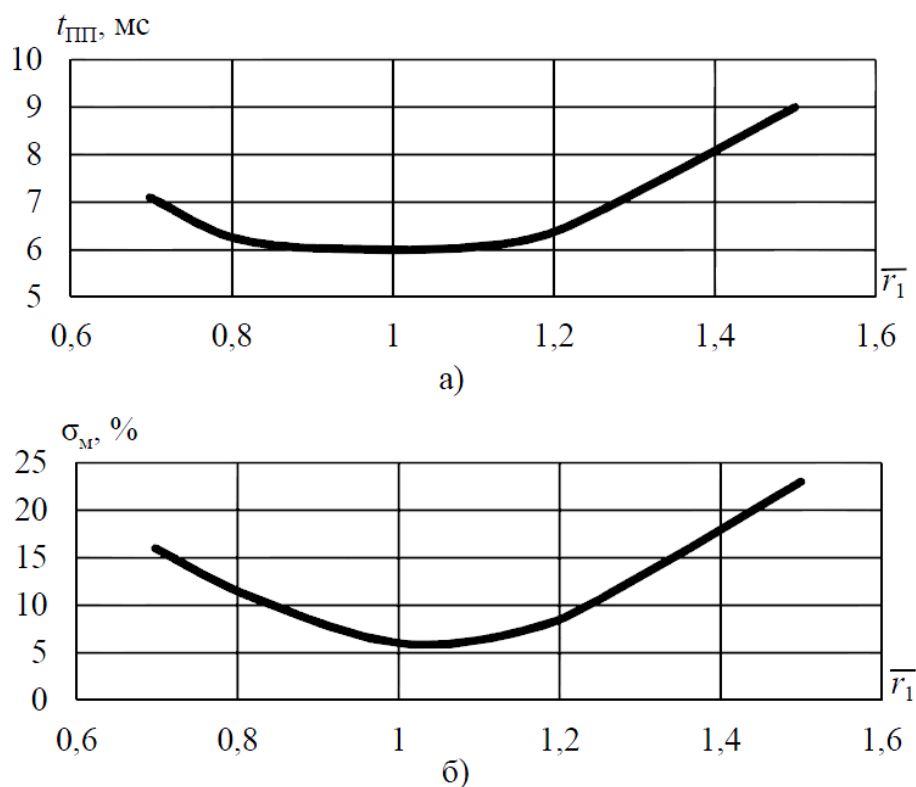


Рисунок 0.10 – Зависимость времени переходного процесса (а) и перерегулирования (б) в контуре регулирования момента от сопротивления статорной обмотки r_1

Изменение отношения x_d/x_q в режиме перегрузок показало, что оно не влияет на стабильность системы и не требует дополнительных настроек контура (рисунок 4.11).

Векторные системы управления были рассмотрены в [6, 15, 21] и там было определено, что время переходного процесса при изменении активного сопротивления статора изменяется в пределах $\pm 4\%$, что в случае позиционного электропривода, является неудовлетворительным результатом.

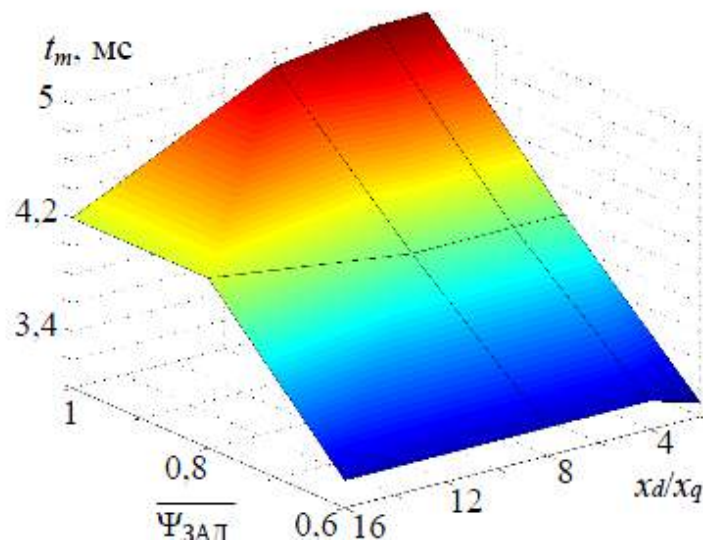


Рисунок 0.11 – Время переходного процесса в контуре момента при изменении потока

Оценка пульсаций момента

В случае использования системы векторного управления в [2, 27] было определено, что пульсации момента для 6-ти фазного двигателя составляют 20-25%, что зависит от фазности машины и связано с переключением токов в функции положения ротора.

При *DTC*-управлении (рисунок 4.6) пульсации момента составляют 30-35%, что влияет на энергетические характеристики системы.

Анализ результатов

В результате, согласно рейтинговой системе, можно сказать, что система с *DTC*-управлением имеет наилучшие показатели. Такая система осуществляет регулирование момента путем изменения угла между векторами потокосцепления ротора и статора. Быстродействие системы ограничено временем сканирования программы цифровых сигналов процессора. Задержка реакции системы контура регулирования момента была уменьшена за счёт использования «табличного»

управления. Снижение сложности вычислений при сохранении точности вычислений может оказать большее влияние на повышение производительности этой системы. Для рассматриваемой системы математическое описание ЭМП было упрощено линейной характеристикой $M = f(I)$.

4.1.4 Синтез параметров корректирующих связей КРМ

В рассматриваемой системе синтез схемы управления момента осуществлялся устройством последовательной коррекции $W_{\text{РКМ}}(p)$, состоящим из 2-х релейных регуляторов. Ошибка была сформирована на входе регуляторов (потокосцепление статора и момента), полученная алгебраическим сложением сигнала задания и значения с выхода модели ЭМП (рисунок 4.12). Поскольку для синхронных реактивных машин уровень пульсаций момента имеет большое значение, для правильной работы наблюдателя необходимо учитывать магнитное состояние двигателя. Чтобы уменьшить коммутационные пульсации момента необходимо использовать трехуровневый релейный элемент, а для регулятора потока двухуровневый.

Вектор напряжения в соответствии с «таблицей переключений» преобразуется в сигнал тока: $u = ir + L \frac{di}{dt}$. Кроме того, на каждом шаге осуществляется уточнение индуктивности по формуле: $L = \frac{\Psi}{I}$. Звено чистого запаздывания $ke^{-p\tau}$ учитывает задержку переключения состояния инвертора при изменении сигнала задания.

По критерию минимума пульсаций момента был выбран гистерезис релейных регуляторов, где нижний предел – максимально допустимая частота переключения полупроводниковых ключей. В системах с DTC-управлением используется ЧШИМ-модуляция, и с увеличением частоты ЧШИМ потери в полупроводниковых ключах будут увеличиваться, что потребует увеличения размеров ПЧ.

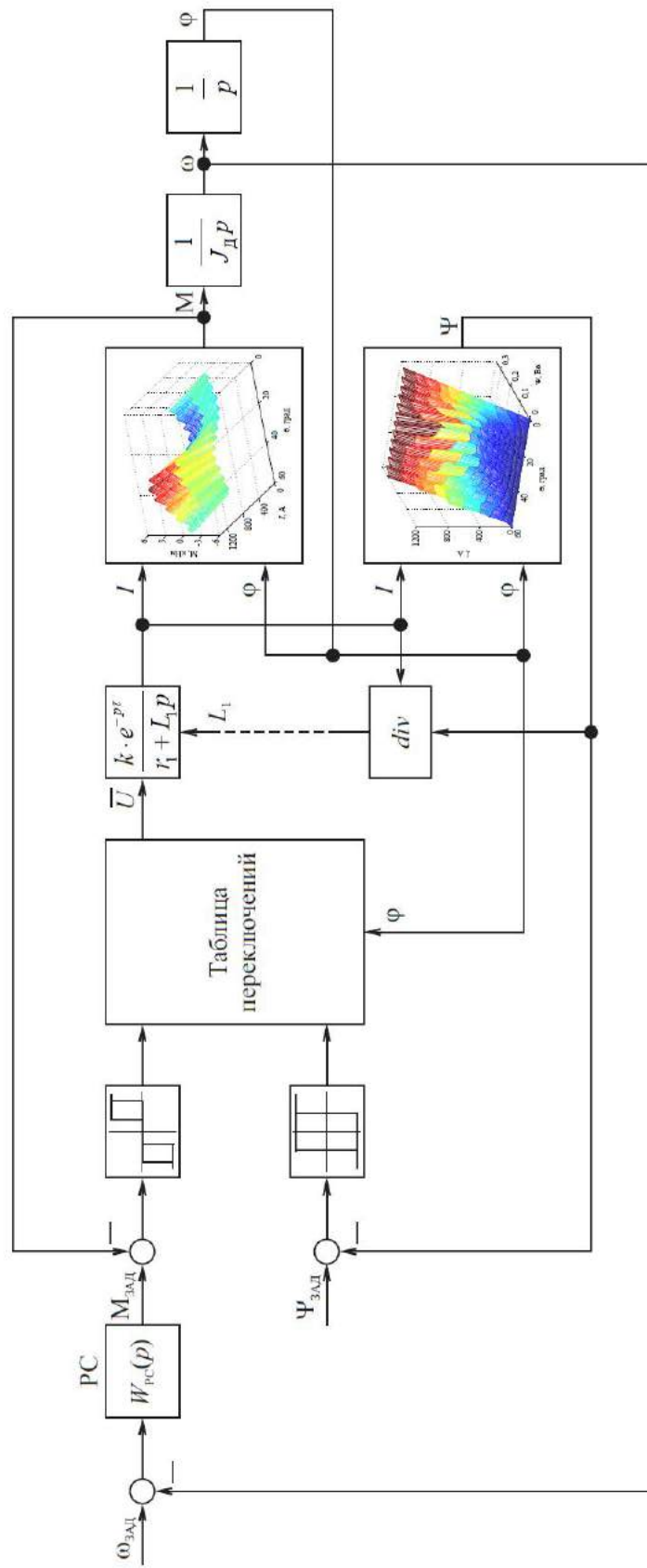


Рисунок 0.12 – Обобщенная математическая модель системы DTC на базе CRM, учитывающая табличным способом распределение магнитных полей

Из рисунка 4.13 видно, что потери в ПЧ увеличиваются не только с увеличением тока, но и с увеличением частоты ЧШИМ, поэтому необходимо выбирать частоту ЧШИМ так, чтобы и величина петли гистерезиса и пульсации момента были в разумных пределах.

Упрощение модели СРМНВ позволило улучшить быстродействие контура регулирования момента, поскольку для этого двигателя в зоне перегрузок зависимость момента от тока является линейной. В этой системе линейная зависимость обусловлена действием последовательного возбуждения: реакция якоря компенсируется увеличением сигнала задания на контур возбуждения.

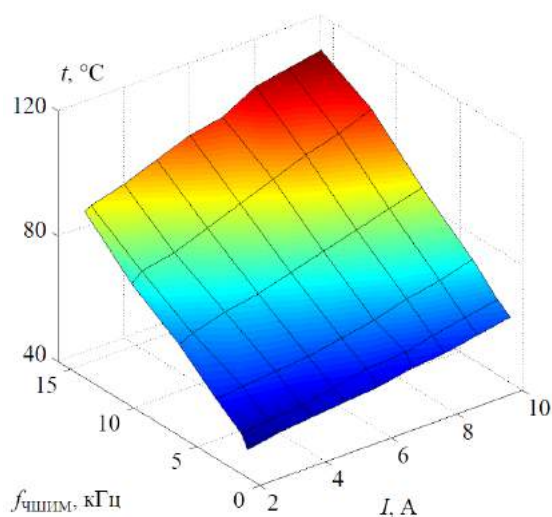


Рисунок 0.13 – Зависимость потерь в полупроводниковых преобразователях в функции максимальной частоты ЧШИМ

4.2 Сопоставление показателей регулирования в структурах с подчиненным и модальным управлением

Для рассматриваемой системы основным требованием является точность. Использование замкнутых систем с подчиненным регулированием не может полностью удовлетворить этим требованиям, поэтому используются системы с модальным управлением. В обеих системах электромеханическая часть описывается СРМНВ и моделью (рисунок 2.1), которая была разработана ранее. В

начальной системе были приняты: частота среза КРМ $\omega_{\text{КРМ}} = 1500$ рад/с, скорости $\omega_1 = 200$ рад/с и контура «неизменяемой части» П $\omega_c = 20$ рад/с. Изменяя частоту срезу контура регулирования момента и «неизменяемой части» П, было проведено исследование значение величины перерегулирования.

4.2.1 Особенности синтеза структур управления с подчиненным регулированием координат

Ранее нами была рассмотрена система, основанная на принципе подчиненного регулирования (рисунок 1.4), состоящую из 4-х контуров: 1 – скорость двигателя n_1 , 2 – скорость рабочего органа n_2 , 3 – электромеханическая коррекция, 4 – регулирование положения. В этой «двухмассовой» системе необходимо использовать два датчика скорости: ведущей и ведомой массы.

Регуляторы каждого контура могут иметь пропорциональный П или пропорционально-интегральный ПИ канал. П-канал обеспечивает быстроедействие системы, а И-канал – точность. Использование устройства последовательной интегральной коррекции делает систему менее устойчивой. Настройка $k_{\text{рп}}$, $k_{\text{рс}}$, $k_{\text{рт}}$ производится в соответствии требования оптимальности переходных характеристик. Существует «иерархия» подчинения контуров друг другу: сначала задаются самые быстрые (внутренних) контуры, затем самые медленные (внешних). В [25] утверждается, что частота среза следующего контура должна быть в 2-4 раза меньше предыдущего. Наибольшие требования к точности предъявляются к внешнему контуру, а большее быстроедействие должно быть у внутреннего контура.

Для двухмассовых систем характерна низшая собственная частота массы, которая связана с приводом упруго-диссипативными связями. Для повышения устойчивости системы и быстроедействия управления упругой механической конструкцией, система управления должна подавлять влияние этой низшей частот

и расширить полосу пропускания ЭМП до значения самой низкой собственной частоты.

Наличие упругих свойств системы делает необходимым уменьшение коэффициентов усиления всех регуляторов для улучшения переходных процессов, что снижает быстродействие системы.

А также, чтобы уменьшить колебания двухмассового ЭМП и ограничить автоколебания применяется уменьшение полосы пропускания замкнутой системы в 5-10 раз по сравнению с собственной частотой линейного упругого электромеханического объекта.

4.2.2 Особенности синтеза структур управления с модальным управлением

В системах с модальным управлением возможно уменьшить ошибку статического положения.

Рассмотрим суть этой системы управления. Для каждой координаты прямого канала вводим обратную связь (рисунок 4.14). Перекрестные связи приводим к сумматору на выходе регулятора положения. Получено 4 канала:

1. Контур момент M ;

Выберем коэффициент K_1 , который обеспечит максимальное быстродействие этого канала.

2. Контур скорости вала двигателя n_1 ;

Изменяя величину K_2 , получим необходимой постоянно времени $T_2 = (2 \dots 4)T_1$.

3. Контур момента упругости M_y ;

4. Контур скорости перемещения каретки n_2 .

Частоты среза всех последующих контуров должна быть в 2-4 раза меньше.

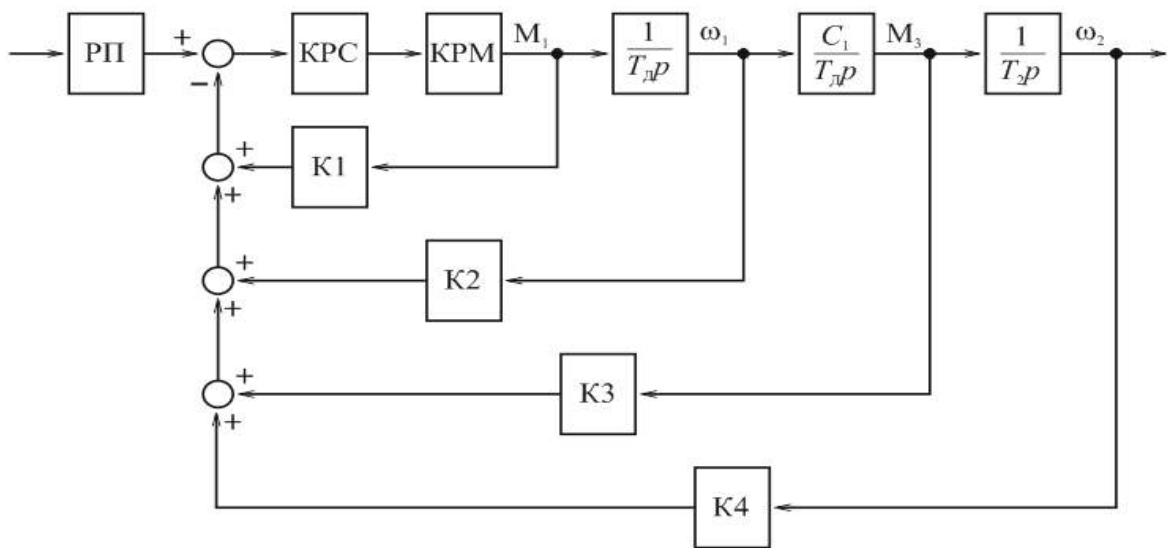


Рисунок 0.14 – Структура модального управления

Такая система обеспечивает высокую эффективность регулирования, однако из-за большого количества датчиков увеличивает стоимость системы. Следовательно, можно использовать устройства наблюдателя, которые позволяют просчитать другие по нескольким измеренным сигналам. Из-за влияния внешних факторов и возмущающих воздействий результаты расчета могут быть недостаточно точными, поэтому используется обратная связь по положению канала наблюдателя (рисунок 4.15).

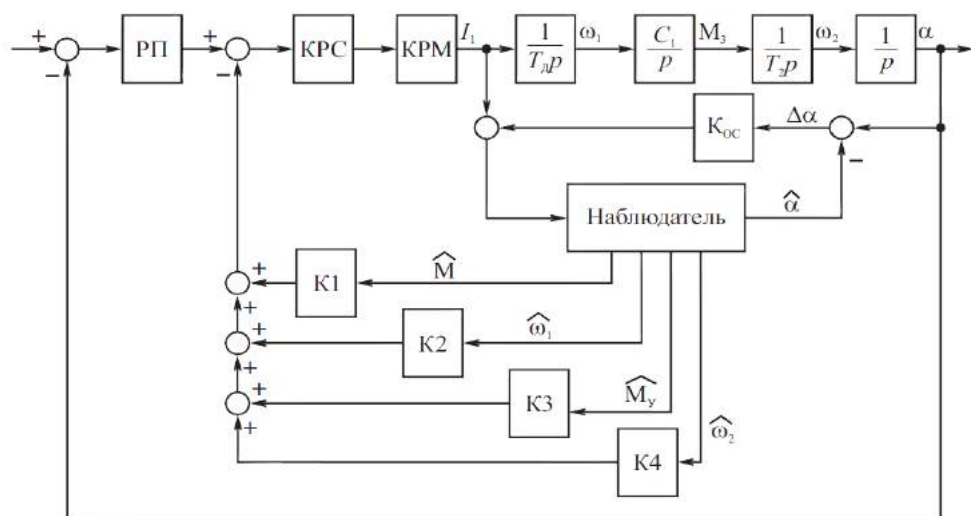


Рисунок 0.15 – Структурная схема модального управления привода подачи

Эта система отличается выбором регулятора положения как функции от производной момента упругости по времени, что позволяет упростить передаточную функцию самого регулятора.

Рассмотрим настройку модальных регуляторов, описанную в [26].

В рассматриваемой системе с *DTC-управлением* с СРМНВ постоянная времени контура момента 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.

Из-за малости постоянной времени КРМ нет необходимости вводить обратную связь (ОС) для данного контура, поэтому КРМ аппроксимируется апериодическим звеном 1-го порядка.

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

При настройке контура скорости ω_1 с обратной связью необходимо добиться частоты среза $\omega_2 \approx 200$ рад/с. Для прямого канала получаем:

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

Для замкнутого контура 2 по скорости:

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

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

При настройке 3 контура необходимо уменьшить частоту среза в 2-4 раза по сравнению с предыдущим, так как в данном контуре включено интегральное звено, учитывающее упругость винтовой передачи.

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

И передаточная функция принимает вид:

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

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

В 4 контуре последовательно с 3 контуром включается интегрирующее звено рабочего органа, что означает, что частоту среза необходимо уменьшить в 2-4 раза:

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

Передаточная функция:

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

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

Мы предварительно настроили элементы управления для каждого контура.

Внутренний контур был настроен в соответствии с условиями максимального быстродействия с частотой среза $\omega_{c1} = 1000$ рад/с. Для следующих контуров было выполнено условие: $T_n = (2 \dots 4)T_{n-1}$. Полученные значения показаны на рисунке 4.16.

Сравним схемы подчиненного и модального регулирования при изменении частот среза контура регулирования момента и «неизменяемой» части II.

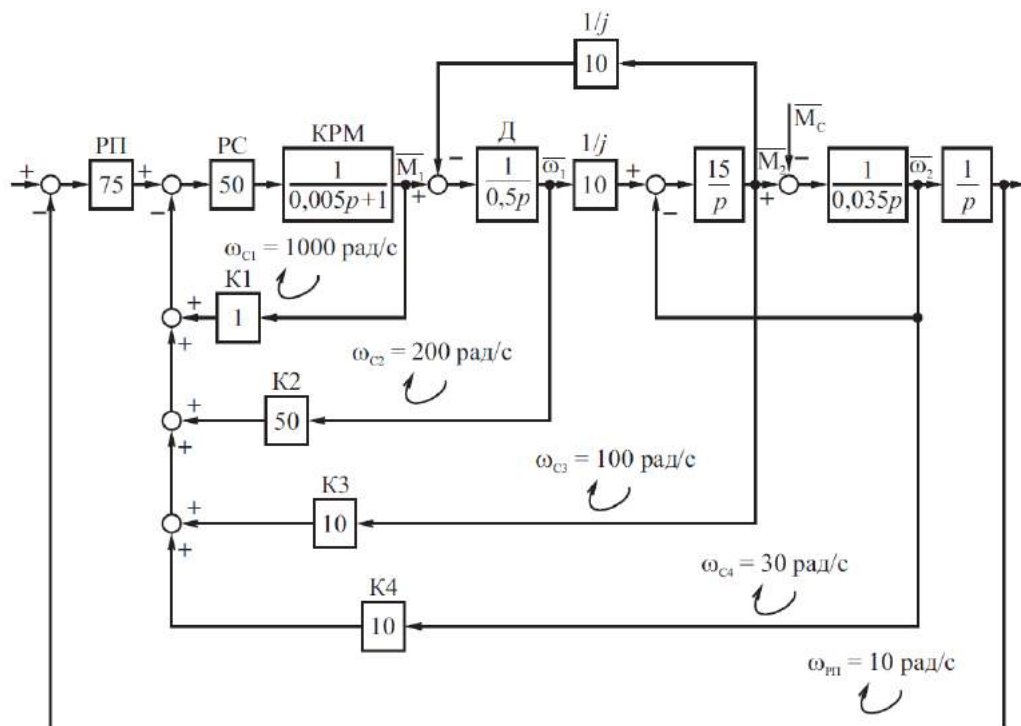


Рисунок 0.16 – Настройка модального регулятора

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

Была исследована система с модальным управлением и расчетом промежуточных координат в наблюдателе система с подчиненным регулированием с помощью внешнего контура регулирования положения РО h . Электромеханический преобразователь был представлен СРМНВ и описан математической моделью (рисунок 2.1, модуль ЭМП). Изменяя частоту среза “неизменяемой части” II $\omega_{сРО}$ и частот среза КРМ $\omega_{сКРМ}$ были зафиксированы значения перерегулирования (рисунок 4.17). Параметры исходной схемы: частота среза КРМ $\omega_{сКРМ} = 1500$ рад/с, скорости $\omega_1 = 200$ рад/с и контура “неизменяемой части” II, $\omega_c = 20$ рад/с.

Согласно рисунку 4.17 можно понять, что с увеличением обеих частот среза величина перерегулирования уменьшается. При частотах $\omega_{ср0} > 50$ рад/с влияние второй массы на устойчивость системы можно пренебречь, и систему можно рассматривать как одномассовую. Показатели регулирования в обеих схемах на таких частотах будут близки друг к другу.

Поверхность 2 с модальным управлением слабо зависит от частоты среза $\omega_{ср0}$ и убывает. На частотах $\omega_{крм}$ от 0 до 200 рад/с поверхность 2 лежит над поверхностью 1. В этом интервале 1 поверхность убывает быстрее е, так как с уменьшением $\omega_{крм}$ условия настройки внешних контуров в модальном управлении становятся хуже.

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

При выполнении каретки реверса на более высокой скорости используется двухзонное регулирование. Значительное увеличение скорости невозможно только за счёт ослабления поля из-за насыщения по напряжению преобразователя. Также масса каретки составляет практически номинальную статическую нагрузку, а ослабление поля приводит к снижению электромагнитного момента. На высоких скоростях необходимо учитывать ограниченность полосы пропускания в контуре тока. Для создания необходимого момента можно увеличить частоту питания двигателя в 4-5 раз, что повлияет на инерционность контура тока и, как следствие, на создание электромагнитного момента.

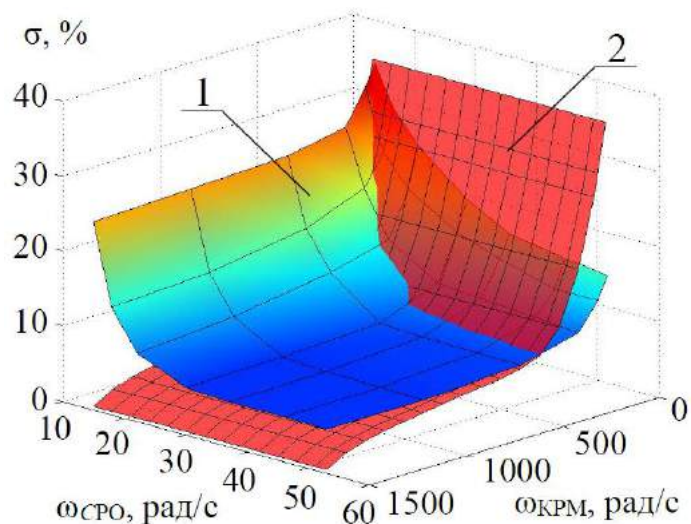


Рисунок 0.17 – Зависимость перерегулирования в контуре положения от частоты среза КРМ I $\omega_{\text{КРМ}}$ и частоты среза контура II $\omega_{\text{СРО}}$ в схемах с подчиненным регулированием (1) и модальным управлением

Рассмотрим влияние инерционности контура тока на регулировочные показатели. Использовалась математическая модель (рисунок 2.1), M_c предполагался постоянным. Полученные осциллограммы на рисунке 4.18.

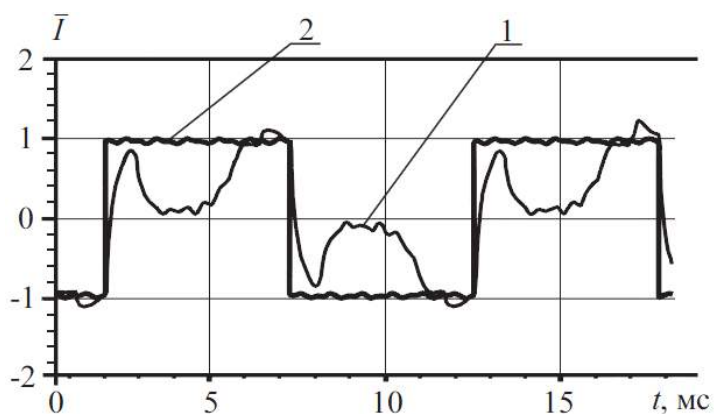


Рисунок 0.18 – Осциллограммы мгновенного значения фазного тока (1) и сигнала на его задание (2)

Сопоставим идеальный и реальный случаи коммутации тока в СРМНВ. В межполюсном промежутке имеется обмотка, на которую подается постоянный ток

для создания поля возбуждения. Пропускаем ток по обмотке над полюсом. Когда поля взаимодействуют, создается электромагнитный момент. При вращении ротора необходимо переключать ток таким образом, чтобы создать максимальный момент. В этом случае отношение M/I будет постоянным (рис. 4.19, а, 1). В реальной системе это отношение изменяется, так как увеличение скорости вызывает увеличение частоты коммутации тока статора, которая приближается к частоте среза контура тока. Из-за инерционности контура тока коммутация происходит с задержкой. Когда происходит большая задержка, обмотка отклоняется от полюса, и размагничивающая составляющая усиливается. Это означает, что при постоянном токе электромагнитный момент уменьшается.

На рисунке 4.18 видно, что на показатель M/I влияет не только задержка, но и значительная просадка тока. Такая просадка обусловлена тем, что когда он находится над межполюсным промежутком, знак тока обмотки переключается, ЭДС равна нулю, а когда ротор движется, возникает ЭДС при нахождении над полюсным промежутком. Решением этой проблемы может быть введение обратной связи по ЭДС (рисунок 4.19, а, 2).

Ввод угла коррекции КУ (рисунок 2.11), может произвести смещение момента коммутации. С увеличением скорости этот угол увеличивается.

На рисунке 4.19, б показана зависимость с постоянным отношения M/I . При скорости, близкой к нулю, также существует угол смещения, вызванный инерционностью источника тока. В нашей системе был рассмотрен идеальный источник напряжения с ОС по току, который вносит коррективы в коммутацию тока. Если мы заменим источники тока, представленные выше на идеальные, то угол коррекции при минимальных скоростях будет равен 0 (рисунок 4.19, в).

Рассмотренная схема на более высоких скоростях вносит коррективы в исходную схему: корректирующее воздействие не только на сигнал задания, но и на угол коррекции, который может быть представлен как в виде константы (рисунок 2.10), так и в табличном виде.

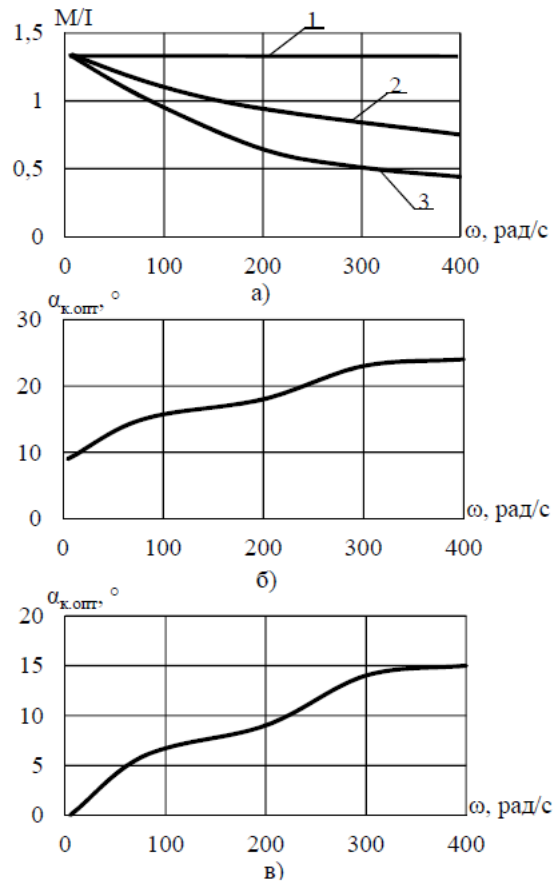


Рисунок 0.19 – Зависимость соотношения M/I от скорости ω (а): 1 – в идеальной системе, 2 – в системе с дополнительной коррекцией по ЭДС вращения, 3 – в исходной системе; при оптимальном угле коррекции $\alpha_{k.opt}$ (б) и зависимость оптимального угла коррекции $\alpha_{k.opt}$ при использовании идеальных источников тока (в)

На рисунке 4.19 представлена структурная схема адаптации к работе на более высоких скоростях. В этой схеме адаптивный регулятор позволяет выставлять мгновенное значение не только по амплитуде, но и по фазе.

В результате на представленной схеме УФФТ будет формировать сигнал задания на источники тока, амплитуда которых будет зависеть от выходного сигнала регулятора скорости и корректироваться условием $M/I = \max$. На более высоких скоростях рассогласование будет увеличиваться, что приведет к увеличению угла коррекции.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выпускной квалификационной работы были рассмотрены способы повышения точностных показателей электропривода подачи стана ХПТ.

Для представления способов улучшения показателей была разработана математическая модель стана ХПТ. Электропривод представлял собой систему с распределенными параметрами, учитывающие влияние работы главного привода на механизм подачи. Преобразователь частоты аппроксимирован непрерывным динамическим звеном. Сравнение расчётных и реальных данных показало, что эта модель адекватна.

Исследование влияния главного привода на работу механизма подачи показало, что уменьшение быстродействия контура скорости главного привода приводит к нагреву привода подачи.

Рассмотрен метод выбора силового электротехнического оборудования и законов управления электроприводом подачи стана ХПТ. В этом методе привод рассматривается как многосвязная система и по критерию минимума ошибки позиционирования необходимо определить отношения частот среза контура регулирования момент и «неизменяемой» части. Для рассматриваемой системы рекомендуется использовать систему подчиненного регулирования при частотах среза «неизменяемой» части $\omega_c = 10-25$ рад/с и КРМ $\omega_{\text{КРМ}} = 50-500$ рад/с.

В качестве электромеханического преобразователя рекомендуется использовать синхронную реактивную машину независимого возбуждения, поскольку в такой машине большие значения отношения M/J и в случае перегрузок обеспечивается линейность моментных характеристик.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 Горожанкин, А.Н. Вентильный электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: дис.... канд. техн. наук. / А.Н. Горожанкин. – Челябинск, 2010. – 138 с.
- 2 Григорьев, М.А. Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения с предельными характеристиками по быстрдействию и перегрузочным способностям: дис.... докт. техн. наук. / М. А. Григорьев. – Челябинск, 2014. – 315 с.
- 3 Григорьев, М.А. Система управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехника. – 2013 – № 10. – С. 29–35.
- 4 Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Изв. вузов. Электромеханика. – 2013. – № 4. – С. 32–36.
- 5 Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: дис.... канд. техн. наук / М.А. Григорьев. – Челябинск, 2004. – 138 с.
- 6 Джури, Э.И. Робастность дискретных систем. Обзор / Э.И. Джури // Автоматика и тепломеханика. – 1990. – №5. – С. 3-28.
- 7 Жемеров, Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью / Г.Г. Жемеров. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
- 8 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.
- 9 Кононенко, Е. В. Синхронные реактивные машины / Е. В. Кононенко. – М.: Энергия, 1970. – 208 с.
- 10 Холодная прокатка труб / З.А. Кофф, П. М. Соловейчик, В.А. Алешин, М.И. Гриншпун. – Свердловск: 1962. – 431 с.

11 Купцов, В.В. 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». – 2010. – Вып. – №14 (190). – С. 57-60.

12 Усынин, Ю.С. 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.

13 Монюшко, Н. Д. Добавочные потери на поверхности массивных полюсных наконечников явнополюсных синхронных машин: автореферат дис. ... канд. техн. наук / Н. Д. Монюшко. – Л.: Ленинград. политех. ин-т им. М. И. Калинина, 1967. – 17 с.

14 Остроухов, В.В. Электропривод стана холодной прокатки труб: дис.... канд. техн. наук / В.В. Остроухов. – Челябинск, 2012. – 153 с.

15 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.

16 Перельмутер, В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / Перельмутер В.М. – Х.: Основа, 2004 – 210 с.

17. Петров, Ю.П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву / Ю.П. Петров. – Л.: Энергия, 1971. – 99 с.

18 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.

19 Рымша, В.В. Технология расчета трехмерного стационарного магнитного поля в вентильно-реактивных электродвигателях на платформе ANSYS Workbench / Рымша В.В., Радимов И.Н., Баранцев М.В. // Научные журналы НТУ "ХПИ": Электротехника и электромеханика. – 2006. – №6. – С. 25-32

20 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.

21 Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами/ А.Э.В.А. Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С. Н. Кладиев // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – Т. 319, № 4. – С. 93-99.

22 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.

23 Усынин, Ю.С. Следящие дифференциальные электроприводы автономных объектов: дис.... д-ра техн. наук / Ю.С. Усынин. – Челябинск, 1994. – 241с.

24 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.

25 Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.

26 Усынин, Ю.С. Теория автоматического управления: учебн. пособие / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 174 с.

27 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.

28 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.

29 Холодная прокатка труб / З.А. Кофф, П.М. Соловейчик, В.А. Алешин, М.А. Гриншпун. – Свердловск, 1962. – 432 с.