

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»

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ
Заведующий кафедрой, к.т.н., доцент

_____ В.Р. Гасияров

_____ 2020 г.

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА
К ВЫПУСКНОЙ КВАЛИФИКАЦИОННОЙ РАБОТЕ МАГИСТРА
ЮУрГУ 27.04.04.2020.269 ПЗ (ВКР)

Проектирование автоматизированной системы управления электроприводом
подачи стана холодной прокатки труб

Нормоконтролер
Преподаватель

_____ О.А. Гасиярова

Руководитель работы
Профессор, д.т.н., доцент

_____ М.А. Григорьев

Консультант по проверке ВКР на
оригинальность
Ст. преподаватель

_____ С.С. Воронин

Автор работы
студент группы П-269

_____ Евгений Сергеевич Буряк

_____ 2020 г.

АННОТАЦИЯ

Буряк Е.С. Проектирование автоматизированной системы управления электроприводом подачи стана холодной прокатки труб. – Челябинск: ЮУрГУ, П-269, 2020, 104 с., 50 ил., 12 табл. библиогр. список – 29 наим.

Целью выпускной квалификационной работы является создание автоматизированной системы управления электроприводом подачи стана холодной прокатки труб с улучшенными показателями точности позиционирования рабочего органа с высоким быстродействием.

В первой главе рассматривается влияние перерегулирования и ошибки подачи на разнотолщинность трубы. На основании полученных данных разработаны требования к электроприводу подачи.

Во второй главе разработана математическая модель электропривода подачи с помощью программного продукта *ANSYS*, выполнено сопоставление результатов моделирования с натурными данными. С помощью модели рассмотрено влияние главной клетки на электропривод подачи.

В третьей части выполнен синтез силовой части системы, в частности, выполнен параметрический синтез электропривода подачи.

В четвертой части произведен синтез системы управления электроприводом подачи. Рассмотрены системы с векторным и релейно-векторным управлением в программном комплексе *Matlab/Simulink*. Сформулированы критерии выбора структуры управления.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	7
1 ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА К ЭЛЕКТРОПРИВОДУ МЕХАНИЗМОВ СТАНА.....	9
1.1 Особенности технологического процесса изготовления тонкостенных труб методом холодной прокатки	9
1.2 Режимы работы электропривода стана по скорости и нагрузке	12
1.3 Взаимосвязь между качеством проката трубы и характеристиками регулирования электропривода	15
1.4 Анализ граничных характеристик регулирования в системе с непосредственными преобразователями частоты	18
2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА «ЭЛЕКТРОПРИВОД – СТАН»	25
2.1 Основные допущения, учитываемые при разработке математической модели.....	25
2.2 Обобщенная модель “Электропривод – стан ХПТ”	26
2.2.1 Формирование модели ЭМП	28
2.2.2 Модель питающего преобразователя.....	38
2.2.3 Математическая модель электропривода механизма подачи трубы	39
2.2.4 Математическая модель электропривода клетки стана ХПТ.....	41
2.3 Определение влияния главного электропривода стана на параметры привода подачи	42
2.4 Определение оптимальной формы фазного тока ЭМП	45
3 СИНТЕЗ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	48
3.1 Обобщенный подход к выбору силового оборудования и способов управления электропривода подачи.....	48
3.2 Оптимальная траектория движения электропривода подачи	49

3.2.1	Исходные данные задачи оптимизации.....	49
3.2.2	Расчет оптимальной кривой по критерию минимума потерь	52
3.2.3	Оптимальная кривая переходных процессов в приводе подачи с учетом работы главного привода клетки.....	55
3.3	Параметрическая оптимизация электропривода подачи трубы.....	57
3.3.1	Исходные данные для параметрической оптимизации	57
3.3.2	Расчет оптимального передаточного числа редуктора.....	58
3.3.3	Ограничения, накладываемые нагревом двигателя	59
3.3.4	Расчет оптимальной геометрии электрической машины по критерию минимума перерегулирования.....	61
3.4	Анализ перерегулирования σ исходя из дискретного режима работы электропривода.....	62
3.4.1	Учет параметров силового оборудования при работе электропривода на пониженных скоростях	62
3.4.2	Выбор числа пар полюсов ЭМП.....	68
3.4.3	Учет потерь, вызванных зубцовыми пульсациями момента.....	69
4	СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С МАКСИМАЛЬНЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ КОНТУРА МОМЕНТА	73
4.1	Синтез структуры и параметров КРМ	73
4.1.1	Формирование задачи синтеза КРМ	73
4.1.2	Использование упрощенной математической модели.....	74
4.1.3	Формирование структуры управления по принятой системе критериев	75
4.1.4	Синтез параметров корректирующих связей КРМ	89
4.2	Сравнительный анализ характеристик регулирования в системах с подчиненным и модальным управлением	91
4.2.1	Система управления с подчиненным регулированием.....	92
4.2.2	Система управления с модальным управлением	93

4.2.3 Сравнительный анализ показателей регулирования в схемах с подчиненным регулированием и модальным управлением	97
4.3 Формирование корректирующих связей при работе на повышенных скоростях прокатки	97
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	101
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	102

ВВЕДЕНИЕ

Для многих современных отраслей промышленности (атомная, авиационная и др.) существует потребность в создании тонких и сверхтонких труб. Горячая прокатка не может в полной мере удовлетворить данную потребность, так как при данном виде обработки нет возможности создать сверхтонкие трубы и их прочность заметно уменьшается. Холодная прокатка позволяет создавать необходимые заготовки без потери прочности, поэтому она более востребована. Дальнейшее совершенствование техпроцесса производства тонкостенных труб приведёт к повышению производительности и сокращению затрат при выпуске продукции.

В ходе изучения станов холодной прокатки стало ясно, что одним из важнейших элементов, к которому предъявляются высокие требования по качеству позиционирования, максимальному быстродействию и возможности перегрузок, является механизм подачи. Но только комплексный подход к усовершенствованию системы позволит выполнить данные требования. Каждый узел электропривода (рабочий орган, механический преобразователь, электродвигатель, силовой преобразователь и система управления) оказывает влияние на работу системы в целом. Например, развитие полупроводниковой техники, а также использование несинусоидальных токов для возбуждения многофазных машин позволяет увеличить нагрузки по моменту при простоте конструкции машины.

На основе сказанного можно сделать вывод, что, усовершенствуя каждый этап обработки, можно добиться высоких показателей качества трубы и уменьшить её разнотолщинность.

Научно-техническая задача данного проекта – создание электропривода, который позволит улучшить качество трубы.

Объект исследования – синхронный реактивная машина независимого возбуждения

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

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

Для этого необходимо:

- провести анализ требований 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 ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА К ЭЛЕКТРОПРИВОДУ ПОДАЮЩИХ МЕХАНИЗМОВ СТАНА

1.1 Особенности технологического процесса изготовления тонкостенных труб методом холодной прокатки

Производство труб методом холодной прокатки позволяет получать изделия со сверхтонкими сечениями, чего нельзя добиться горячей прокаткой. Высокое качество поверхности, равномерность толщины и высокая прочность, в совокупности с безотходностью процесса изготовления давлением, делают холодную прокатку наиболее востребованным способом производства. Данная технология применяется для изготовления деталей для атомной промышленности, авиации, изготовления гидроцилиндров и др.

На данный момент во всем мире эксплуатируется около 700 станов холодной прокатки. На ПАО «ЧТПЗ» установлено два стана ХПТ-450. Они позволяют делать заготовки как постоянного, так и переменного сечения от 150 до 450 мм из легированных, высоколегированных и углеродистых сталей. Соединение может быть как сварное, так и бесшовное. С момента создания холодной прокатки технология производства практически не изменялась, поэтому целесообразно модернизировать электрическую часть системы, улучшать точностные показатели при сохранении производительности стана. В CAD-системе *Solid Works* была создана модель ХПТ-450 с целью рассмотрения режимов работы стана.

Рассмотрим процесс прокатки трубы при помощи созданной модели.

Подача заготовки производится толкателем 6 посредством винтовой передачи 7. Затем заготовка попадает в валки 2. Валки – это металлические цилиндры с ручьем. Начало и конец ручья имеют разные диаметры: начальный соответствует диаметру заготовки, а конечный – диаметру трубы. Шестерни 3 и зубчатая рейка 4 на клети 1 приводят в движение валки. Движение клети осуществляется главным приводом через кривошипно-шатунный механизм. При

этом клеть производит возвратно-поступательное движение. В процессе движения клетки происходит обжатие заготовки для получения необходимого диаметра и толщины трубы. Такой процесс называется редуцированием. Обжатие производится в прямом и обратном направлении и называется двойным ходом. После выполнения двойного хода производится поворот заготовки на $60 - 90^\circ$. Это необходимо для того, чтобы металл, заполнивший в предыдущем рабочем ходе выпуск калибра, раскатывался в круглом участке калибра при последующем рабочем ходе.

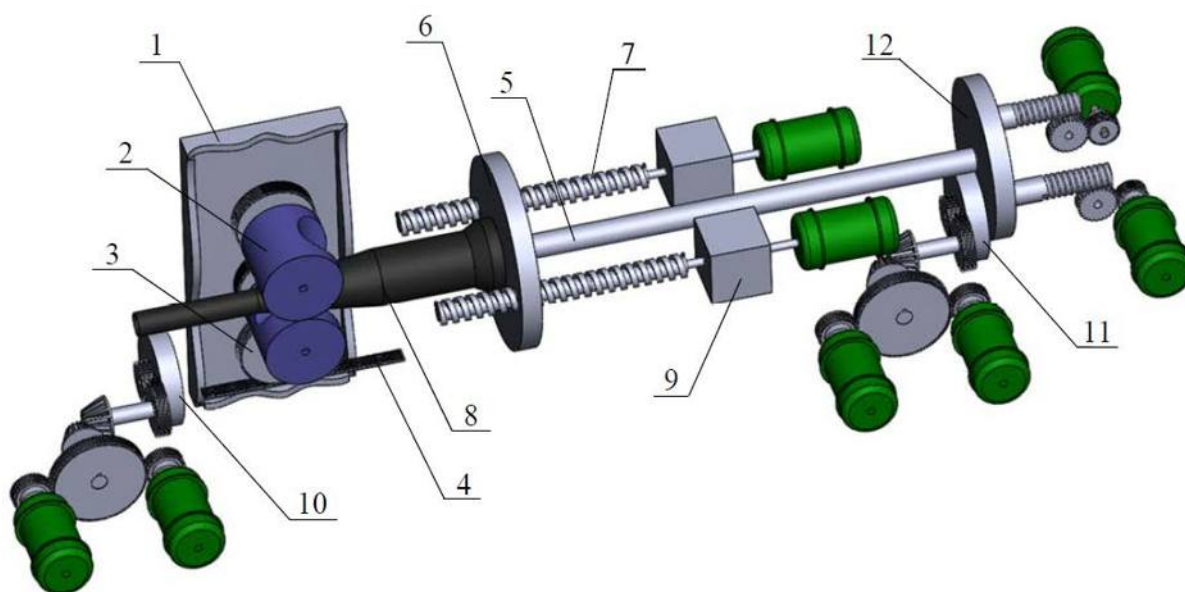


Рисунок 1.1. Схема стана: 1 – клеть, 2 – валки, 3 – шестерня, 4 – зубчатая рейка, 5 – оправка, 6 – толкатель, 7 – винтовая передача, 8 – заготовка, 9 – редуктор, 10 – механизм поворота трубы, 11 – механизм поворота оправки, 12 – механизм перемещения оправки

Для исключения аварийных режимов необходимо позиционировать заготовку за заданное время и обеспечивать $(3 - 4) M_H$ для оперативной отработки срыва трубы. Для пояснения ситуации рассмотрим технологию прокатки. Главный привод приводит в движение основную клеть, которая совершает возвратно-поступательное движение. Привод работает в непрерывном режиме. Менее 5% времени цикла клеть находится в положении, когда можно осуществить подачу и поворот заготовки. При подаче и повороте возможно соприкосновение трубы или

заготовки и калибров, поэтому имеются специальные зевы (выточки), и в момент нахождения трубы в зоне работы зева необходимо выполнять подачу и поворот.

Особо характерной проблемой для привода подачи является возможность деформации (скручивание, изгиб) трубы, зажатой валками, при длительном режиме работы.

Возможны два пути решения данного вопроса:

1. Увеличить время позиционирования, при этом уменьшится производительность стана;

2. Увеличить точность позиционирования рабочего органа, при этом быстродействие системы будет сохранено.

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

Использование цифровой системы управления с сохранением полупроводниковых преобразователей значительно уменьшило простои стана, вызванные использованием аналоговых систем, которые не могли обеспечить показатели надежности.

Таблица 1.1. Технические характеристики стана ХПТ-450

Параметр	Значение	ед. изм.
Диаметр заготовки	180–480	мм
Максимальная длина заготовки	3–12	м
Допустимая масса заготовки	3,5	т
Диаметр готовой продукции	140–450	мм
Толщина стенки продукции	2,4–50	мм
Длина трубы	6–25	м
Число двойных ходв 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

Основным требованием к готовой трубе является равномерность толщины стенки. В таблице 1.2 приведены требования к разностенности готовой продукции для основных категорий выпускаемого сортамента. Стоимость готовой продукции напрямую зависит от требований к их качеству, поэтому уменьшение брака позволит улучшить экономический эффект. Ошибка при работе привода подачи, влияющая на разнотолщинность трубы s , может быть обусловлена как величиной перерегулирования, так и статической ошибкой h , но для наиболее точного определения связи показателей регулирования и качества проката необходимо проанализировать нагрузочную диаграмму системы.

Таблица 1.2. Допустимые требования к готовой продукции стана ХПТ-450

Продукция	Толщина стенки, мм	Допуск по разнотолщинности, мм
Лонжерон	5	$\pm 0,2$
ТВЭЛ	2	$\pm 0,15$
Гидроцилиндр	10	$\pm 0,6$

1.2 Режимы работы электропривода стана по скорости и нагрузке

Для определения возможных резервов по быстродействию и рассмотрения участков, которые определяют точность позиционирования, необходимо изучить нагрузочные диаграммы электропривода. На основе исходных данных, предоставленных ПАО «ЧТПЗ», с помощью статистического анализа была определена наиболее характерная кривая тока и скорости, которая представлена на рисунке 1.2. Были рассмотрены различные режимы работы стана: прокатка податливой трубы, прокатка жесткой трубы, прокатка с максимальной производительностью, прокатка с минимальной скоростью. Наиболее значимые участки работы отмечены на рисунке 1.2.

Работа электропривода подачи осуществляется в позиционном режиме. Синхронная машина питается непосредственно от преобразователя частоты.

Система управления построена по подчиненному принципу, в которой внутренним контуром является контур тока с максимальным быстродействием, который подчиняется контуру скорости, внешний контур – контур положения.

Рассмотрим изменение активной составляющей тока статора (рисунок 1.2).

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

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

На участке 3 происходит уменьшение тока. На темп спада влияет быстродействие контура скорости и индуктивность обмотки статора.

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

Участки 5 и 6 аналогичны 1 и 2, отличия только в меньшем развиваемом моменте из-за активного характера момента сопротивления.

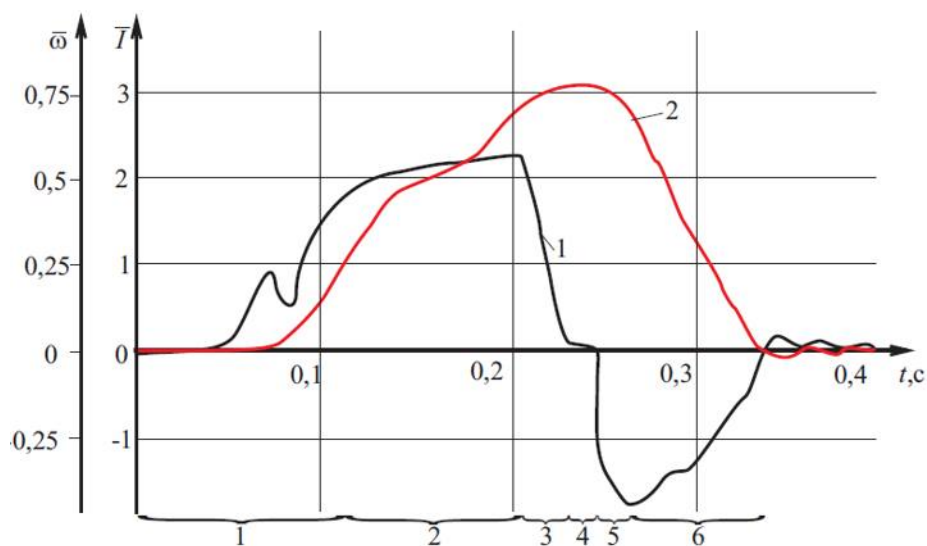


Рисунок 1.2. Кривые тока (1) и скорости (2) привода подачи

Анализируя осциллограмму, можно сделать вывод, что для обеспечения производственных и энергетических показателей стана ХПТ необходимо

обеспечить оптимальную кривую переходных процессов с учетом максимально-допустимых ускорений частей механизмов. Ограничение усилий производится программно-реализуемыми блоками. Одновременно с этим увеличение добротности синхронного привода, уменьшение маховых масс и минимизация люфтов позволит уменьшить долю динамической нагрузки в общей нагрузке.

В целях обеспечения оптимальной кривой переходного процесса необходимо, чтобы при минимальном моменте сил упругости подача была максимальной. Это возможно при постоянстве ускорения электропривода. Можно сделать вывод, что наилучшим вариантом является кривая треугольной формы. В [10] говорится, что наиболее выгодным соотношением времени разгона и торможения является 2:1. Для сохранения данной пропорции и уменьшения времени позиционирования необходимо увеличить максимальную скорость.

Анализируя работу стана, было определено, что наиболее сложным участком для работы электропривода является срыв трубы с оправки. В [14] были рассмотрены два случая:

1. Удар механизма подачи о трубу имеет упругий характер. В данном случае накопленная энергия сжатых винтов механизма переходит в кинетическую энергию движения трубы, и энергия передается как импульс силы за малый промежуток времени. Начальная скорость определяется усилием срыва трубы;

2. Удар механизма подачи о трубу имеет неупругий характер. При неупругом ударе вся накопленная энергия системы приводит к нагреву трубы, и при соударении все элементы движутся как единое целое. Из-за влияния сил трения движение равнозамедленное и путь, пройденный кареткой и трубой меньше, чем при упругом ударе.

При сравнении экспериментальных данных с полученными выражениями в [14] был сделан вывод, что удар имеет неупругий характер. Однако не было учтено, что труба после срыва может попадать в валки, что приводит к уменьшению перемещения. На рисунке 1.3 видно, что при попадании в валки время равнозамедленного движения меньше.

Можно заключить, что необходимо изменить подход к определению траектории движения. По данным нагрузочных диаграмм можно сказать, что для улучшения быстродействия системы необходимо пересмотреть схемы силовых цепей полупроводникового преобразователя.

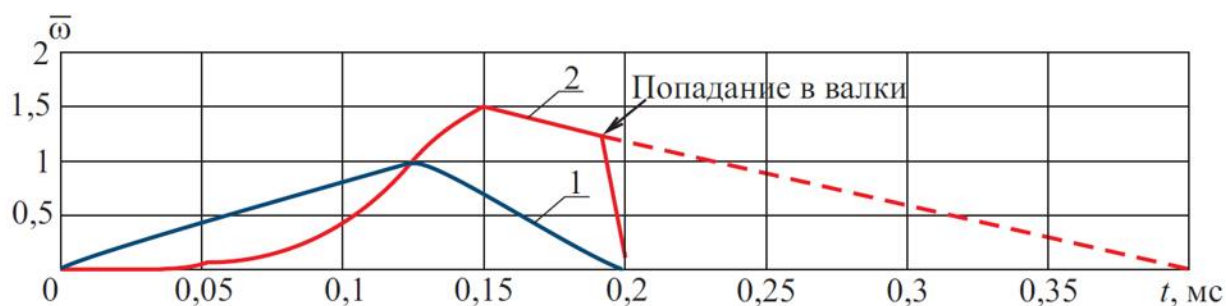


Рисунок 1.3. Диаграмма скорости привода подачи при срыве трубы с оправки двигателя (1) и трубы (2)

1.3 Взаимосвязь между качеством проката трубы и характеристиками регулирования электропривода

К трубам, произведенным методом холодной прокатки, предъявляются жесткие метрологические требования, например, разница по толщине не должна составлять более 0,1 мм.

Улучшение быстродействия системы приводит к перерегулированию контура положения. Это сказывается на качестве обработки трубы. Также необходимо учитывать параметры неизменяемой части системы. При изменении параметров заготовки, например, массы и размера, следует учитывать, что изменится статический момент и момент инерции масс всей системы.

Для проведения синтеза системы необходимо определить связь показателей регулирования электропривода и качества проката трубы. Рассмотрим упрощенную модель электропривода подачи, затем по полученным данным установим связь между сортаментом трубы, координатой подачи и разнотолщинностью. По методу декомпозиции систему

«электропривод – механизм подачи трубы» можно охарактеризовать как двухмассовую систему.

На рисунке 1.4 представлена упрощенная структурная схема электропривода подачи.

Разберем упрощенную структурную схему привода подачи. Она состоит из 4-х контуров:

1. Контур регулирования скорости. Частота среза:

$$\omega_1 = \frac{k_{PM} \cdot k_{PC} \cdot k_{ДС}}{J_{PO}}; \quad (1.1)$$

2. Контур учета винтовой передачи. Частота резонансного максимума:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{C_1}{J_{PO}}}; \quad (1.2)$$

3. Контур обратной электромеханической связи. Частота среза:

$$\omega_3 = \frac{1}{T_M} = \frac{k_{PM} \cdot k_{PC} \cdot k_{ДС} \cdot j^2}{J_{PO}}; \quad (1.3)$$

4. Контур регулирования положения. Формула частоты среза (?)

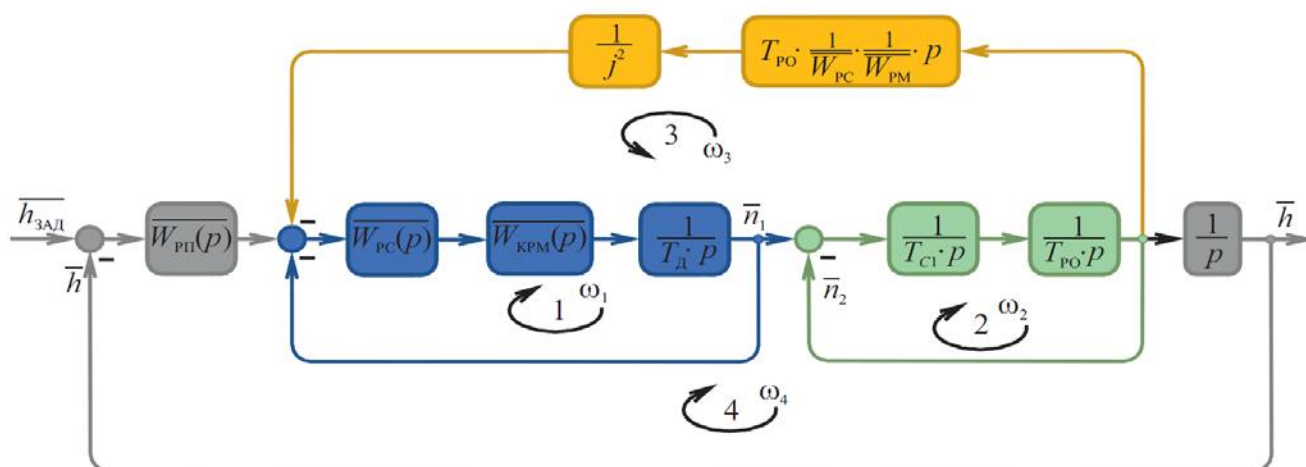


Рисунок 1.4. Упрощенная структурная схема электропривода подачи

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

Первым рассмотрим контур учета винтовой передачи, параметры которого практически нет возможности регулировать. Параметры системы: жесткость винта

$C_1 = 26 \cdot 10^7$ Н/м (по данным завода-изготовителя), масса трубы 180-3000 кг, жесткость трубы $(9..275) \cdot 10^7$ Н/м.

Момент инерции:

$$J_T = \frac{m_{\text{трубы}}}{\mu} \cdot \left(i_{\text{ВП}} \cdot \frac{z_1}{z_3} \right)^2, \quad (1.4)$$

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

где μ – КПД винтовой передачи; $i_{\text{ВП}}$ – коэффициент передачи винтовой пары; z_1/z_3 – передаточное число редуктора.

Получаем значение от 0,02 до 0,3 кг·м². И диапазон частот резонансного максимум составляет $\omega_2 = 30 \dots 80$ рад/с, а амплитуда варьируется от 3 до 5. Данный факт приводит к уменьшению точности позиционирования и усложнению настройки системы.

Параметры контура регулирования скорости доступны для регулирования и частота среза данного контура должна находиться в пределах 100...120 рад/с.

Профессор Ю.С. Усынин предложил методику изменения контурного коэффициента массы с помощью регулирования передаточного числа редуктора. Данное воздействие помогает уменьшить значение резонансного максимума системы, что приводит к улучшению динамических показателей и устойчивости системы. Поэтому для случая $\omega_2 < 1/T_M$ передаточное число редуктора необходимо выбирать таким, чтобы частота ω_3 была максимально приближена к ω_2 и результирующая частотная характеристика будет иметь монотонный характер.

Относительную продольную разнотолщинность можно определить по выражению:

$$\Delta s = \frac{t_k - t_m}{0,5 \cdot (t_k + t_m)} \cdot 100\%, \quad (1.5)$$

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

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

По данным Осады Я.Е.:

$$t_k = \sqrt{t_m^2 + 2 \cdot V_y \cdot \frac{\operatorname{tg} \alpha \cdot (\operatorname{tg} \varphi_{\Pi} - \operatorname{tg} \alpha)}{\operatorname{tg} \varphi_{\Pi}}}, \quad (1.6)$$

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, $\text{мм}^3/\text{мм}$.

$$V_y = t_3 m \frac{R_3 + r_3}{R_x + r_x},$$
$$V_y = t_3 m \frac{R_3 + r_3}{R_x + r_x}, \quad (1.7)$$

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.

Вычислить разнотолщинность трубы можно аналитически с помощью параметров прокатки ТВЭЛа. Допустимая разнотолщинность должна составлять не более 7% (таблица 1.2).

Качество позиционирования влияет на подачу, что приводит к изменению разнотолщинности. Статическая ошибка Δh является стабильной величиной. Она практически не влияет на величину разнотолщинности и приводит к изменению толщины проката. Величина перерегулирования в большей степени влияет на величину подачи, т.к. из-за отсутствия обратного хода труба попадает в валки и перемещается обратно, что отражается на толщине трубы.

1.4 Анализ граничных характеристик регулирования в системе электропривода с непосредственными преобразователями частоты

В целях обеспечения высоких качественных показателей регулирования координаты положения необходим быстродействующий контур электромагнитного момента.

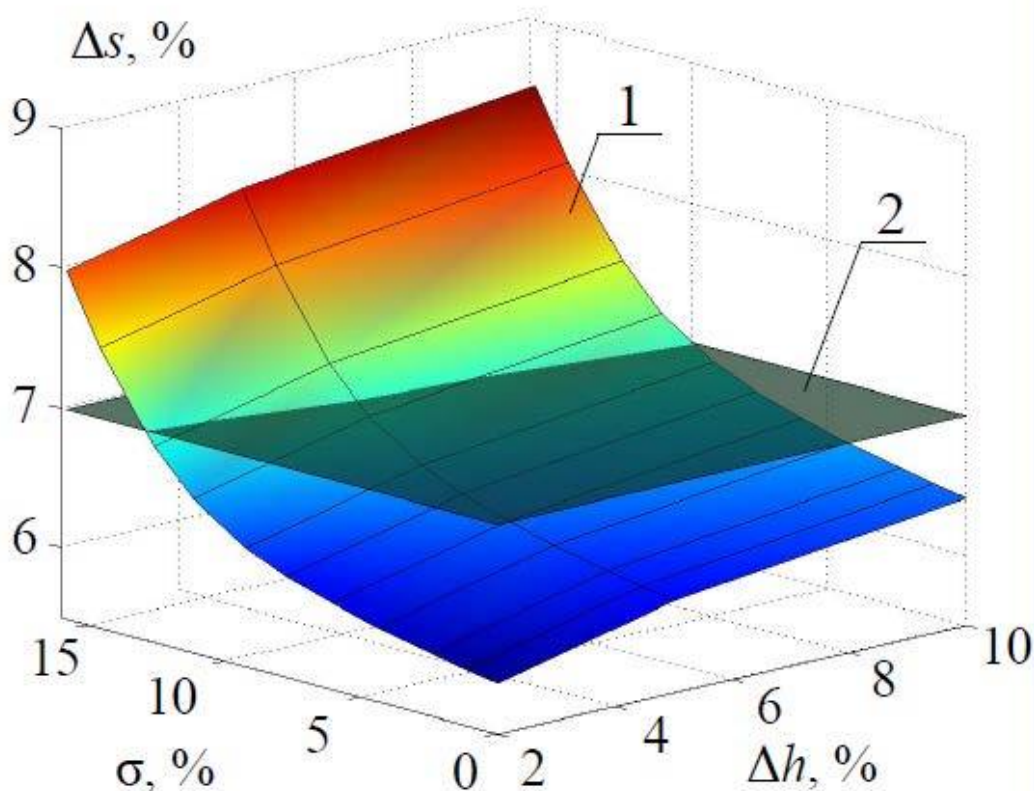


Рисунок 1.5. Зависимость разнотолщинности трубы Δs от перерегулирования σ и от ошибки подачи Δh (1); поверхность допустимой разнотолщинности (2)

Применяемая система электропривода имеет частотно-токовое управление. Синхронная машина выполнена в корпусе асинхронной с фазным ротором. Обмотка статора запитывается от источника постоянного тока для создания поля возбуждения, а фазные обмотки ротора питаются от индивидуального преобразователя с мостовой схемой выпрямления. Чтобы ток каждой фазы соответствовал заданному имеется обратная связь по току. Функциональная схема представлена на рисунке 1.6.

Рассматриваемая система имеет недостаток, заключающийся в том, что время нарастания тока составляет около 30% от времени разгона. Рассмотрим причины:

1. Наличие постоянной времени задержки тиристорного преобразователя

Р. Шёндфельд на основе среднестатистических данных определил, что зависимость между постоянной времени тиристорного преобразователя и углом отпирания тиристоров имеет линейный характер.

В непосредственных преобразователях частоты ток не может перестать протекать мгновенно, следовательно на участках коммутации ток протекает по двум группам вентиляей одновременно, что приводит к режиму короткого замыкания. Чтобы избежать такого режима используют раздельное управление вентильными группами, что уменьшает действующее значение тока и момента.

Первая гармоника тока формирует электромагнитный момент и задает частоту вращения ротора. Другие высшие гармоники не влияют на электромагнитный момент, так как ротор вращается относительно них с небольшим скольжением.

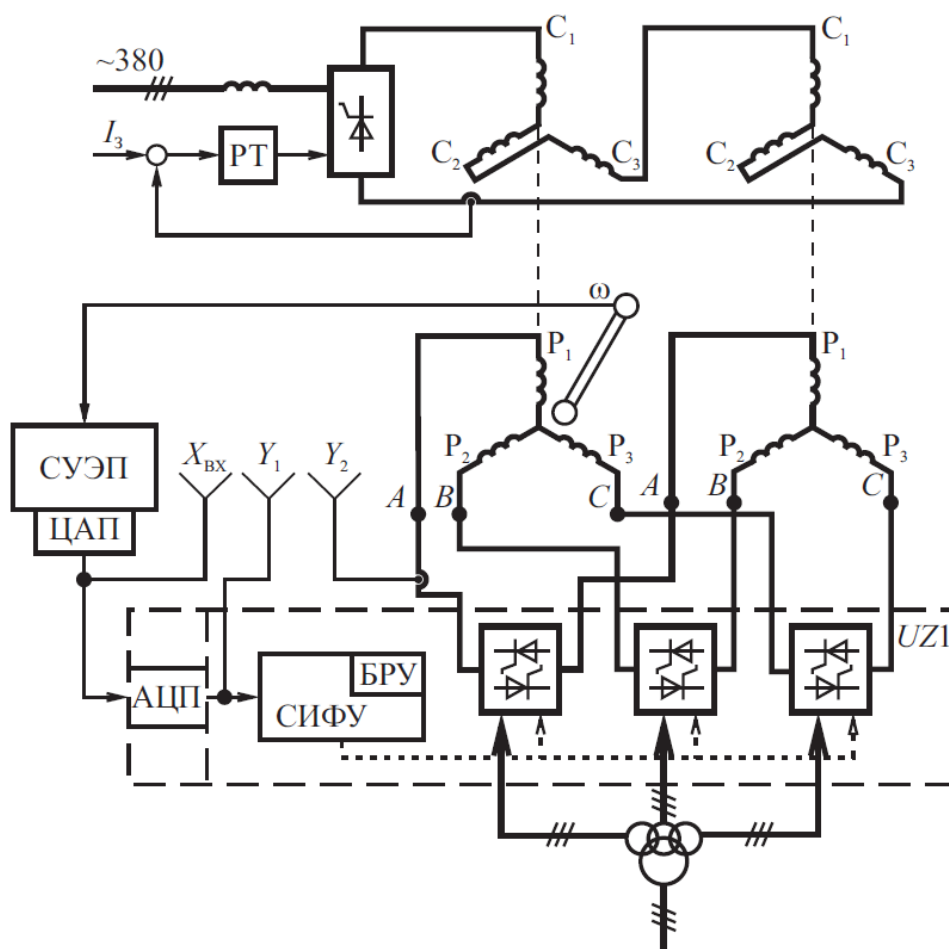


Рисунок 1.6. Функциональная схема электропривода до модернизации

Для определения несинусоидальности тока воспользуемся формулой:

$$v = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{1(n)}^2}{I_{1(1)}^2}}}, \quad (1.8)$$

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

2. Бестоковая пауза при отдельном управлении

Бестоковая пауза в первую очередь влияет на гармонический состав тока: уменьшает долю первой гармоники, что приводит к ухудшению удельных и регулировочных показателей электропривода.

Время бестоковой паузы зависит от скорости электропривода, а значит и от частоты напряжения питания. Чтобы переключить вентиляющую группу необходимо подать сигнал с датчика тока в цепи нагрузки. В связи с тем, что чувствительность существующих датчиков, применяемых в современных преобразователях составляет около 1-10%, то время бестоковой паузы увеличивается.

Рассмотрим для чего это необходимо. При снятии импульса управления ток нагрузки протекает через оставшийся открытый тиристор и под действием отрицательной полуволны анодного напряжения снижается до 0. Это снижение должно произойти раньше, чем анодное напряжение поменяет знак, иначе ток начнет опять возрастать. В этот момент система управления получает сигнал об открытии другой тиристорной группы, что приведет к аварии.

Для исключения таких режимов в [7] необходимо рассчитывать уменьшение мгновенного значения тока i от уставки I_0 до нуля по формуле:

$$i = [I_0 + \sin(\psi + \varphi_H)] e^{-\frac{\omega_0 t}{\text{tg} \varphi_H}}, \quad (1.9)$$

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

$$\varphi_H = \arctg\left(\frac{\omega_0 L_H}{r_H}\right) \quad (1.10)$$

Эта формула справедлива исключительно для зоны непрерывных токов. На рисунке 1.7 представлена зависимость времени задержки от индуктивности нагрузки и тока уставки.

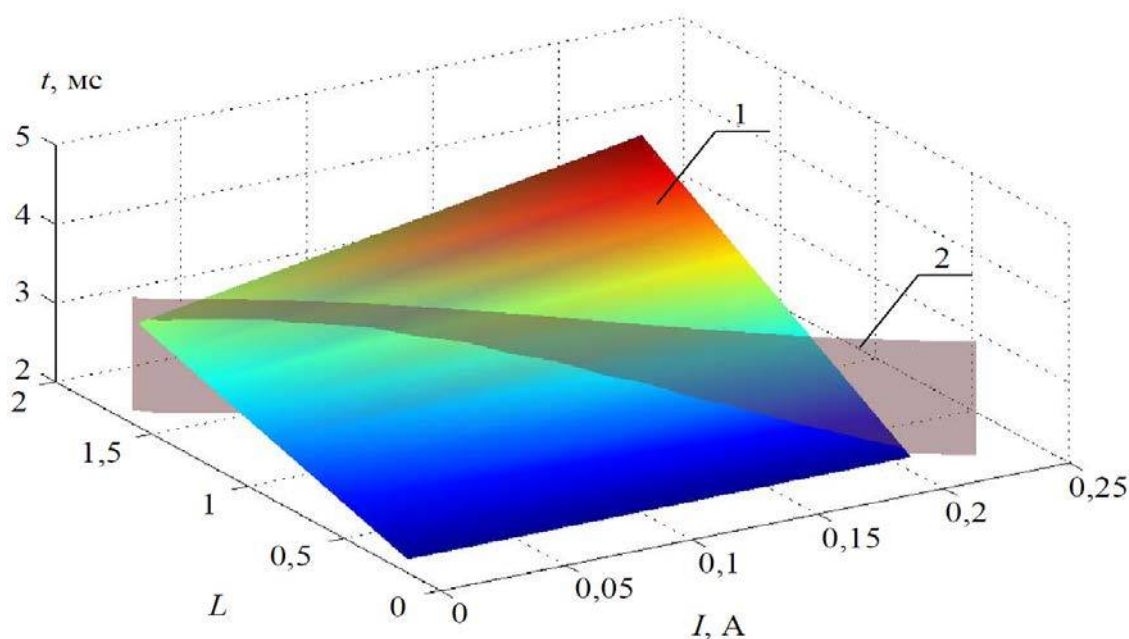


Рисунок 1.7. Зависимость бестоковой паузы t от величины индуктивности нагрузки и тока уставки (1) и область граничных токов (2)

Переход тока из зоны непрерывных токов в зону прерывистых называется граничной зоной и её характеризует значение граничного тока, который зависит от угла отпирания тиристорov и индуктивности нагрузки.

Граничный ток рассчитывается по формуле:

$$I_{d \text{ гр}} = \frac{BU_2}{ax_a + x_d} \sin \alpha, \quad (1.11)$$

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

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

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

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

3. Ограничение полосы пропускания частот силовой части тиристорного преобразователя

Особенность непосредственного преобразователя частоты является невозможность увеличения частоты выше 50 Гц. Ограничения, накладываемые в данном случае принципом работы непосредственного преобразователя частоты дают дополнительные ограничения при их использовании.

Однако при увеличении частоты больше 25 Гц первая гармоника уменьшается и, как следствие, уменьшается момента, ухудшаются динамические и удельные показатели привода подачи.

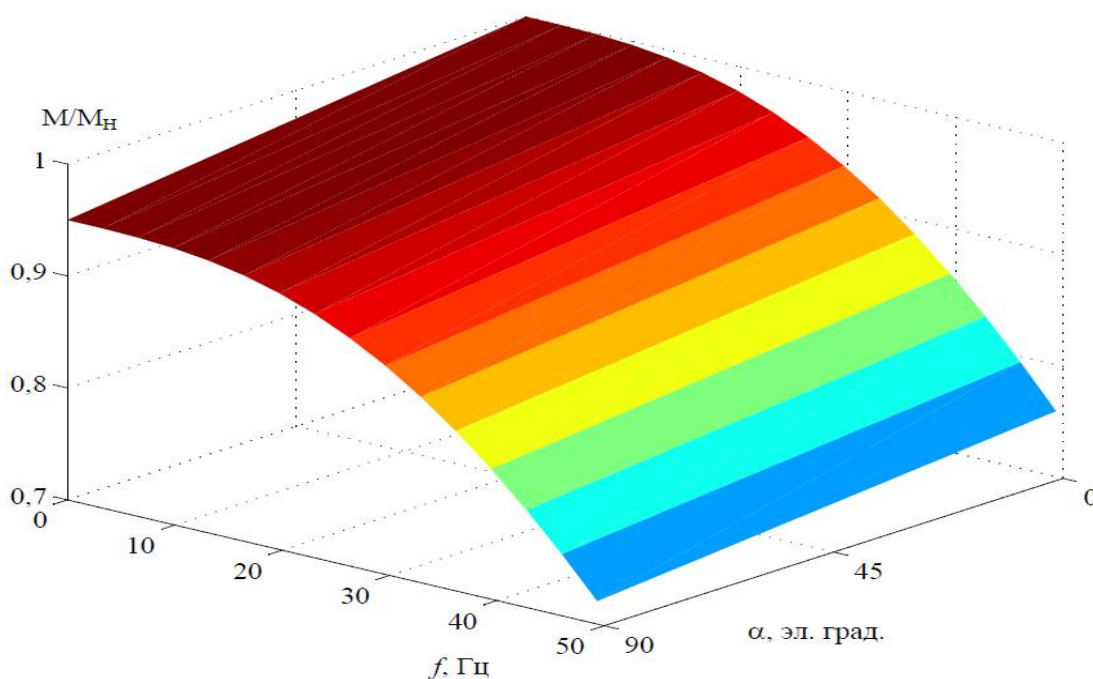


Рисунок 1.8. Влияние частоты и угла отпирания вентилей тиристорного преобразователя на коэффициент несинусоидальности тока

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. Данное преобразование, в силу ряда причин происходит с задержкой, поэтому частота среза данной 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 производится в фоновом режиме. В таком режиме определить время задержки затруднительно.

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 изображена 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.

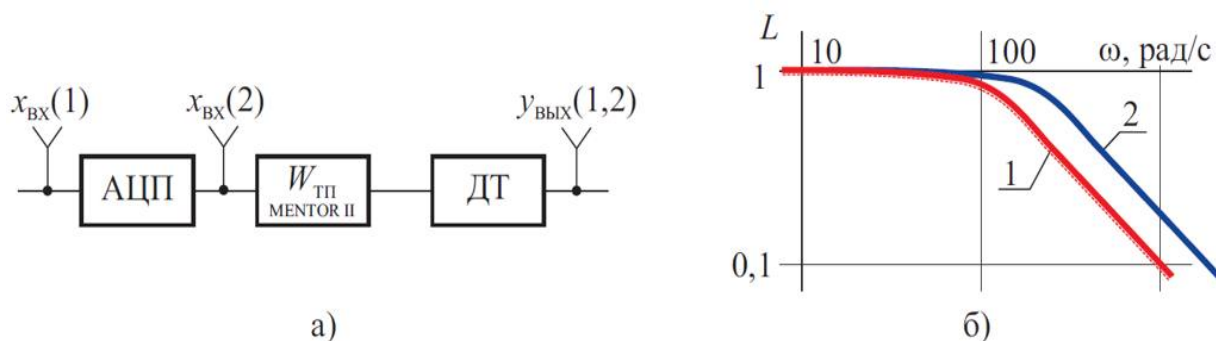


Рисунок 1.9. Структурная схема эксперимента (а) и частотные хар-ки (б) канала АЦП (1) и контура тока тиристорного преобразователя (2)

В заключении можно сказать, что в аппаратной и силовой частях электропривода существуют «слабые места», и для увеличения быстродействия контура тока необходимо улучшить характеристики программной части и системы управления.

2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА «ЭЛЕКТРОПРИВОД – СТАН»

2.1 Основные допущения, учитываемые при разработке математической модели

Рассмотрим допущения, которые принимаются для металлургического производства:

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

2. В длинных технологических цепочках электропривод учитывается как многосвязная система. В нашем случае при попадании трубы в валки клетки возможно её позиционирование, следовательно, электропривод подачи и главный электропривод можно рассмотреть, как многосвязную систему, объединенную трубой.

Современные математические модели электроприводов не в полной мере дают представления о предельных возможностях системы, а усложнение математического описания приводит к невозможности использования модели в инженерной практике.

1. В работах Коффа З.А., Остроухова В.В. рассматриваемая система представлена в виде 5 локальных контуров, т.е. не учитывающих влияние соседних контуров.

Рассмотрим эти контуры:

– 1 контур учитывает свойства вращающихся механических масс редуктора и двигателя;

- 2 контур учитывает отрицательную обратную связь реакции винта;
- 3 контур учитывает упругость и массу винта;
- 4 и 5 контуры образованы упругостями трубы, винта и сосредоточенными массами.

Для каждого контура была построена логарифмическая частотная характеристика. Частота среза 5 контура составляет 200...1000 рад/с. Это значение превышает границу частот электропривода в 20 рад/с на значительную величину. Соответственно, при работе стана прокатываемая труба создает вибрации высокой частоты, которые не влияют на характер переходного процесса электропривода и могут не учитываться в расчетах..

Учитывая вышесказанное, данную систему можно рассматривать как «двухмассовую», в которой одной массой являются вращающиеся части двигателя и редуктора, а другой массой – перемещаемая труба и винтовая передача.

2. Кофф З.А доказал, что усилие вдоль трубы при начале прокатки передается жестко. Как было сказано ранее, для избегания деформации в момент подачи заготовки на калибрах валков имеются зевы. Значит при неточном позиционировании усилие будет передаваться в направлении прокатки также «жестко» (при учете пренебрежения упругости трубы).

3. Сарапулов Ф.Н. в своих работах доказал, что влиянием индукционных токов при расчете методом конечных элементов можно пренебречь.

4. На частотах от 0 до половины несущей частоты преобразователь частоты допустимо представить линейным звеном (инерционные свойства определяются одним сканом программы МПСУ), так как частота среза контура тока составляет 10% несущей частоты ШИМ.

2.2 Обобщенная математическая модель “Электропривод – стан ХПТ”

Рассмотрим узлы, входящие в математическую модель (рисунок 2.1): конический редуктор, винтовая передача, полупроводниковый преобразователь,

СРМНВ, узел формирования фазных токов (модуль 1), главный привод прокатной клетки (модуль 2). Блок «Модель магнитной системы» был создан в среде *ANSYS Maxwell*, остальные модули были смоделированы в среде *ANSYS Simplorer*.

Модель электропривода подачи представляет собой схему подчиненного регулирования.

Рассмотрим каждый контур по отдельности. Внешний контур регулирования положения настраивается регулятором положения. На рисунке 2.1 контур I - это контур регулирования фазных токов, который состоит из регулятора тока $W_{РТ}(p)$, якорной цепи с активным сопротивлением каждой фазы r и полупроводникового преобразователя $W_{ПП}(p)$. В целях ограничения максимального значения токов вводят блок ограничения БО.

Для косвенного регулирования момента используется «Модель магнитной системы», которая рассматривается в совокупности с контуром регулирования фазных токов.

В качестве электромеханического преобразователя (ЭМП) в данной системе используется модель синхронной реактивной машины.

Контур II является «неизменяемой» частью системы. Он включает рабочий орган $1/J_2p$ и упругое звено C/p , которые охвачены отрицательной обратной связью по скорости ω_2 рабочего органа.

Расчет промежуточных координат проводился в следующей последовательности: по сигналам положения ротора φ_1 и фазных токов I рассчитывалась матрица M , в ячейках которой находились составляющие электромагнитного момента от каждой фазы.

В блоке T_r рассчитывается электромагнитный момент M путем суммирования всех элементов матрицы. В матрице B производилось смещение пространственно-результатирующего тока относительно положения ротора φ_1 и дальнейшая настройка системы.

2.2.1 Формирование модели ЭМП

При моделировании новых типов электромеханических преобразователей (ЭМП) необходим учет распределения магнитных полей вдоль всего магнитопровода, так как даже в номинальном режиме в нетрадиционных преобразователях появляется искажение линий магнитной индукции, что приводит к некорректности расчетов классическими методами с сосредоточенными параметрами. Следовательно, такие преобразователи представляют собой систему с распределенными параметрами, как в зоне перегрузок, так и в номинальном режиме.

Для представления системы с распределенными параметрами необходимо разбить весь магнитопровод на отдельные участки и записать для каждого участка систему дифференциальных уравнений электромагнитного поля, основываясь на уравнениях Максвелла. В [11] было указано, что учет граничных условий «воздушный зазор-зубцы магнитопровода» методом конечных разностей достаточно сложен, поэтому будем использовать для расчета метод конечных элементов (МКЭ).

Расчет электромагнитной системы МКЭ можно произвести в таких программах, как *ANSYS*, *ELCUT*, *MATLAB*, *FEMLAB* и др. Так как в данных программах имеются готовые алгоритмы расчета, то от разработчика требуется только ввести параметры электродвигателя, выбрать и установить граничные условия, определить вид и количество конечных элементов.

При расчете переменных состояний, таких как ток, напряжение и момент, которые зависят не только от состояния электромеханического преобразователя, но и определяются системой управления, работа разработчика значительно усложняется.

В [19] описана последовательность расчета: задание геометрической модели электропривода, выбор свойств материалов, задание системы управляющих воздействий, задание граничных условий и параметров конечно-элементной базы.

В результате расчетов формируется картина 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 при расчете электромагнитного момента метода тензора напряжений Максвелла, позволяющий при повороте ротора не перестраивать конечно-элементную сетку всей модели, а лишь сгенерировать средний слой зазора, а прилегающие к статору и ротору оставить без изменений.

2. Обеспечение возможности на этапе генерации конечно-элементной сетки выполнять оптимизацию расчетов. Отклонение электромагнитного момента, вычисленного методом тензора напряжения Максвелла относительно оси z является критерием оптимизации расчетов и вычисляется по формуле:

$$M = \{z\} \cdot \frac{1}{\mu_0} \int_s \{r\} \times [(n \cdot \{B\})\{B\} - \frac{1}{2} (\{B\} \cdot \{B\})n] ds, \quad (2.1)$$

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

где $\{B\}$ – магнитная индукция;

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

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

n – нормаль к поверхности.

На рисунке 2.2 приведена конечно-элементная сетка модели. В данном случае необходима точность разбиения воздушного зазора больше, чем ротора, так как интеграл рассчитывается по исследуемой поверхности (ротора).

Использование описанного метода возможно только при учете некоторых ограничений: учет поля рассеивания только на расстоянии 500 мм от внешней границы статора, в плоскопараллельной постановке краевые эффекты не учитываются, нагрев машины не оказывает влияния на магнитные и электрические свойства материалов обмотка считается идеально уложенной в пазы.

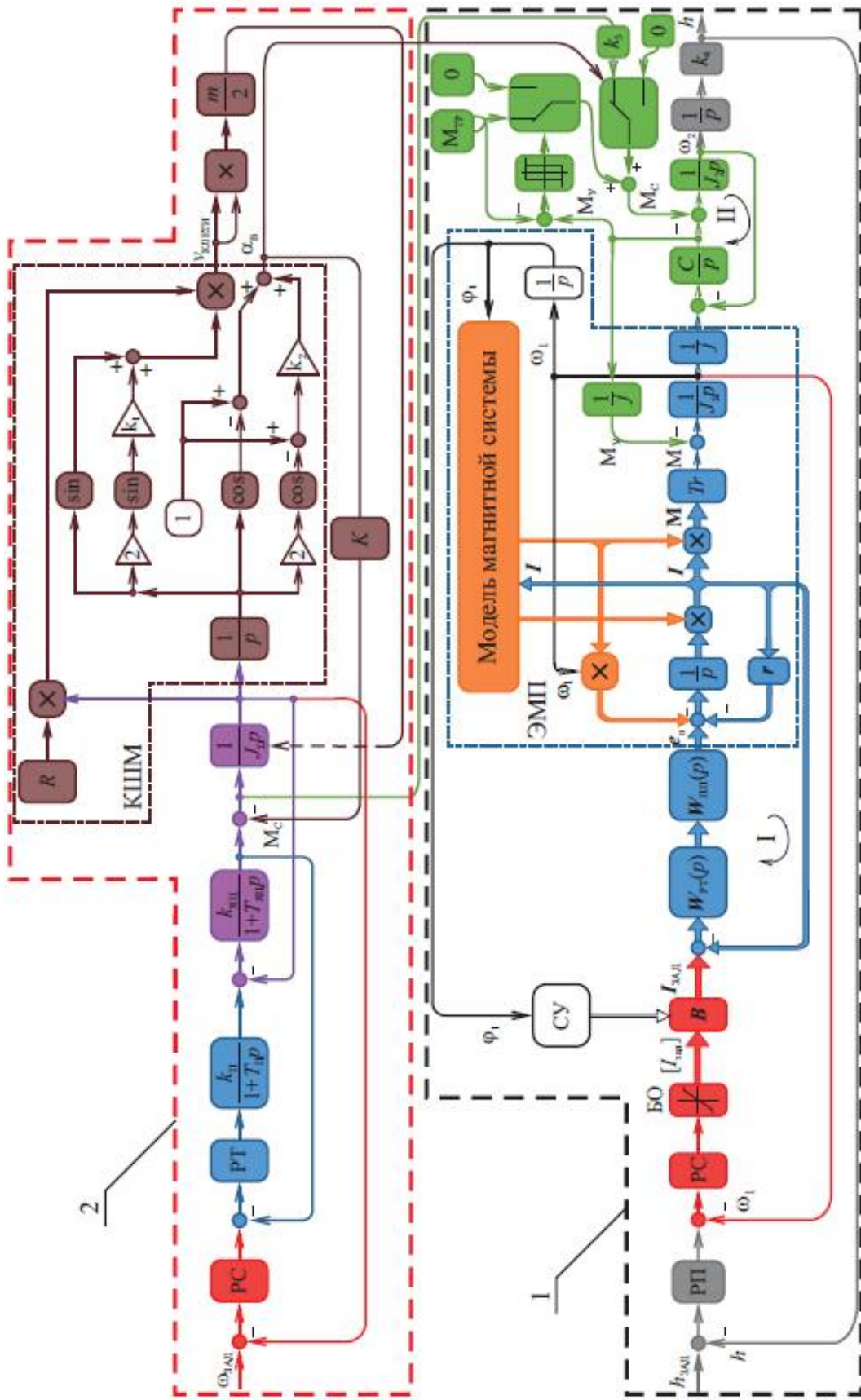


Рисунок 2.1. Структурная схема электропривода подачи (модуль 1) с учетом работы главного электропривода прокатной клетки (модуль 2)

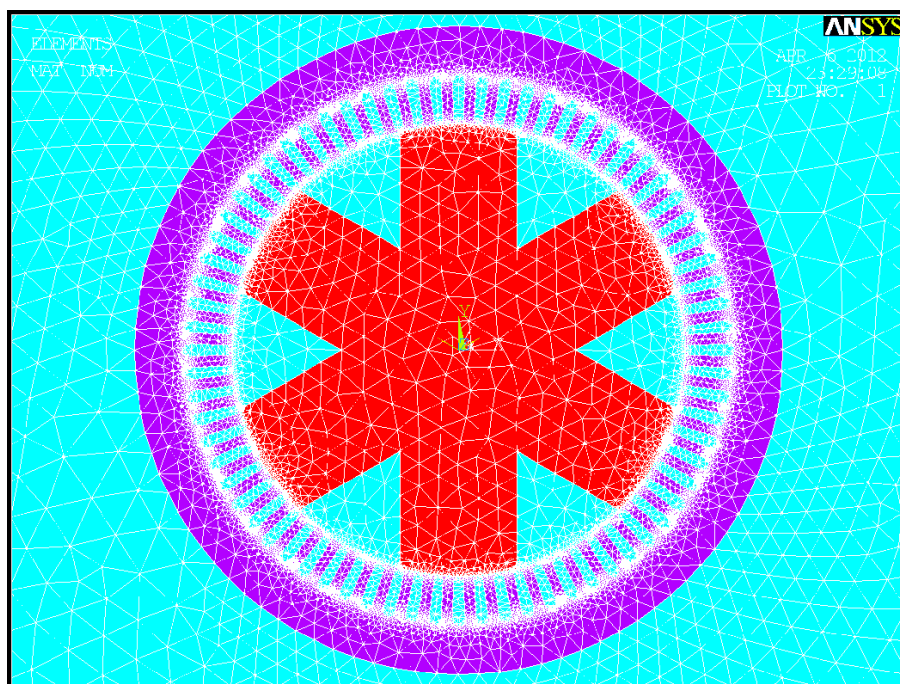


Рисунок 2.2. Конечно-элементная сетка

Для оценки адекватности используемой модели необходимо сравнить полученные данные математической модели с данными физического объекта СРМНВ и с эмпирическими данными из условий нагрева, полученными в трудах Копылова И.П., Кононенко Е.В. [9, 18]. В них утверждается, 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. По полученным данным величины индукции лежит в допустимых пределах.

В нашем случае для оптимизации параметров машины необходимо максимально увеличить отношение L_d/L_q , а именно, уменьшение поперечной составляющей потока. Для понимания сути этой составляющей, возможно представить магнитное поле машины как совокупность полей возбуждения и реакции якоря.

На рисунке 2.3, а изображена картина индукции в поперечном разрезе машины и её распределение вдоль зазора при питании только обмотки возбуждения. Над пазами индукция имеет прямоугольную форму.

На рисунке 2.3, б изображена картина индукции в поперечном разрезе машины при питании только обмотки якоря. Индукция B взята по модулю, но по её

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

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

На рисунке 2.4 представлено суммирование индукции в воздушном зазоре при нормальном режиме работы.

Для уменьшения влияния реакции якоря на магнитное поле машины используют магнитонепроводящие вставки из алюминия с магнитной проницаемостью μ близкой к 1, которые устанавливаются вдоль продольной оси магнитного контура и препятствуют изменению направления поля. Однако необходимо использовать оптимальное число таких вставок, так как их чрезмерное количество может повысить индукцию выше предельных значений, а недостаточное количество усложнит конструкцию ротора, но не особо уменьшит влияние реакции якоря. На рисунке 2.6 показано оптимальное количество таких вставок.

Также оценка адекватности модели производилась сравнением экспериментальных угловых (зависимость момента на валу от угла поворота ротора при $I_c = \text{const}$) и моментных (зависимость среднего электромагнитного момента машины от тока) характеристик двигателей в диапазоне мощностей 2...150 кВт и зависимостей, полученных с помощью математических моделей.

В разработанной модели были сняты угловые характеристики для машин серии 4А и СРМНВ, которая выполнена на основе асинхронного двигателя (АД) 4А80В2У3, также был проведен натурный эксперимент: статор и ротор АД были запитаны постоянным током и при вращении вала вручную динамометром измерялось усилие на расстоянии l от вала. Сравнение полученных данных показало сходимость 95%.

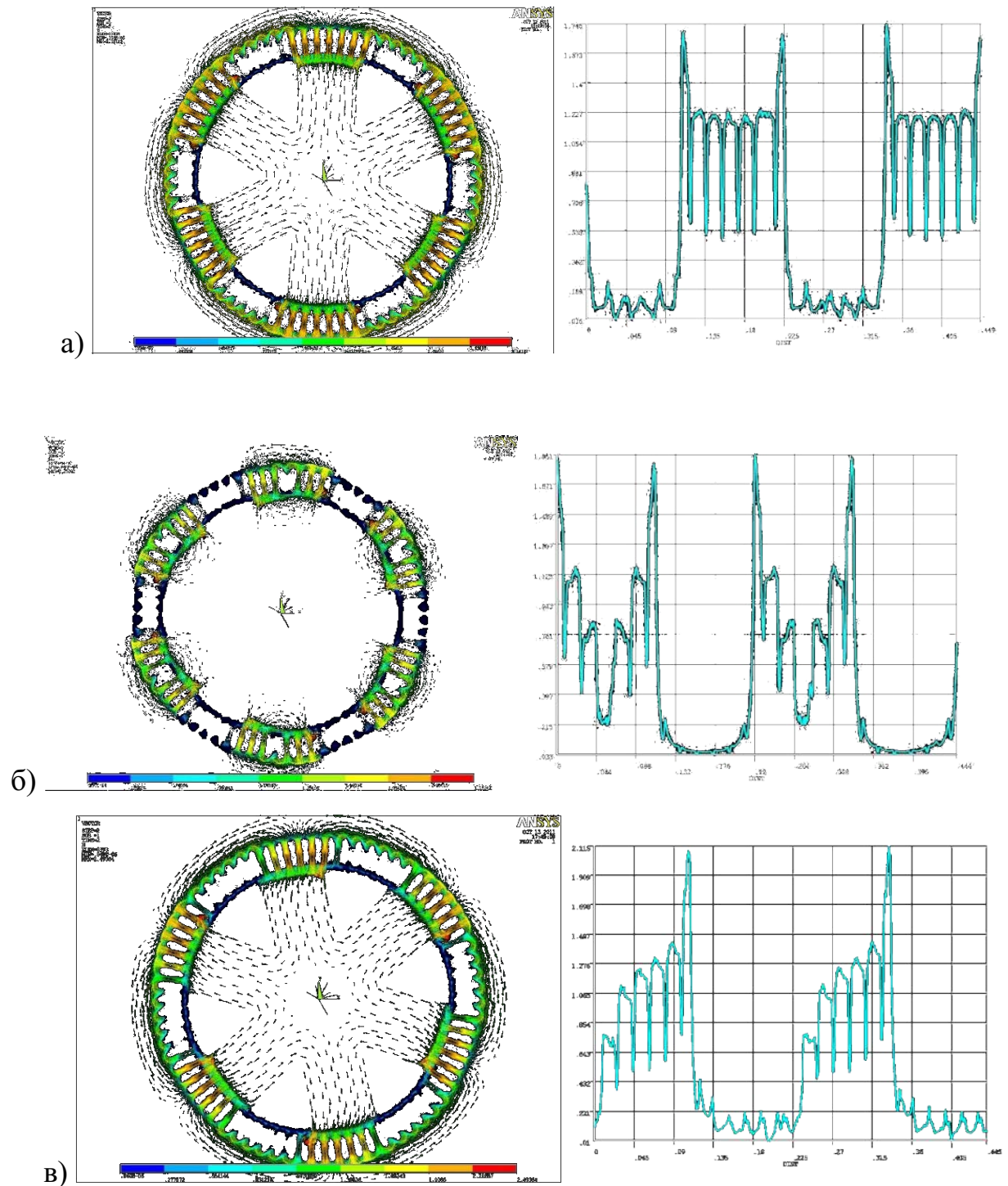


Рисунок 2.3. Распределение индукции в машине и график индукции в зазоре для случаев: а) возбуждение б) якорь в) рабочий режим

Для снятия моментной характеристики экспериментально ротор был выставлен в положение, которое соответствует номинальному углу нагрузки и изменяли действующее значение постоянного тока по обмоткам статора. Электромагнитный момент фиксировался динамометром.

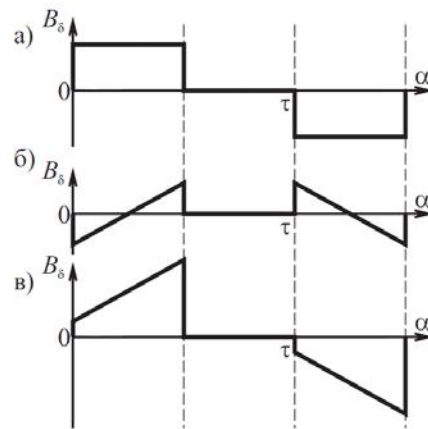


Рисунок 2.4. Уровень индукции в зазоре: а) возбуждение, б) реакция якоря, в) рабочий режим

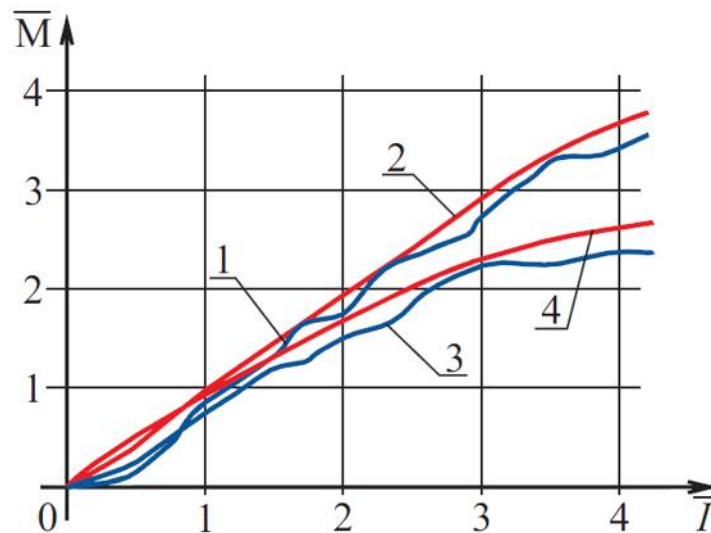


Рисунок 2.5. Моментные характеристики СРМНВ: 1 – экспериментальная, 2 – расчетная; АД: 3 – экспериментальная, 4 – расчетная

На рисунке 2.5 показаны расчетные и экспериментальные характеристики. Из графиков видно, что они практически совпадают. Расхождение в зоне перегрузок вызвано неучетом полей рассеивания в модели ЭМП, а в районе 0 из-за неучета момента холостого хода в модели, а при проведении эксперимента невозможностью точно фиксировать небольшие усилия.

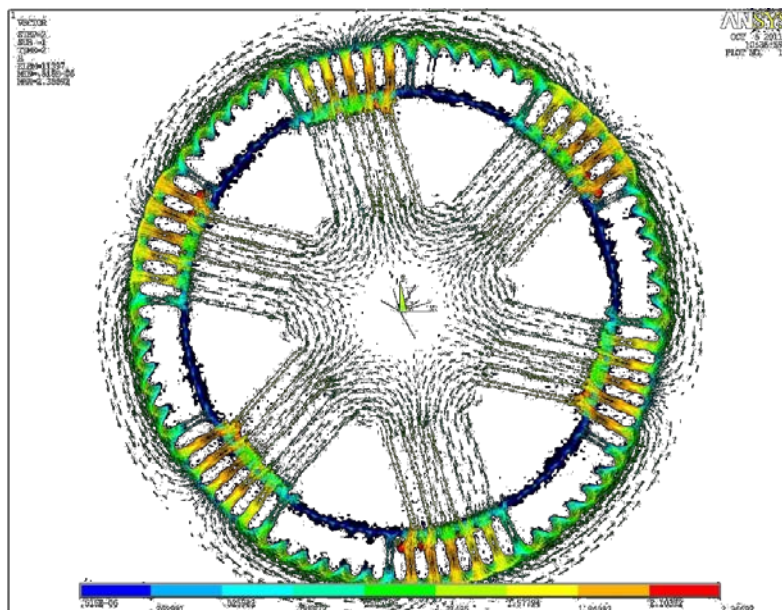


Рисунок 2.6. Картина поля при использовании параллельных магнитонепроводящих вставок

Также были сняты угловые характеристики при изменении отношения диаметра ротора к диаметру статора при постоянстве габаритов машины. Как и указывалось в [29], оптимальным отношением получилось $D_p/D_c = 0,7$ (рисунок 2.7). При увеличении этого соотношения происходит насыщение спинки, с которым принято бороться в традиционных машинах. Однако для СРМНВ создание большого тока возбуждения (по сравнению с ДПТ) требует меньшее напряжение из-за меньшей мощности (обычная однослойная обмотка имеет меньшее сопротивление, чем в ДПТ), что ведет к уменьшению мощности преобразователя.

Для оценки адекватности модели можно определить оптимальную ширину полюсного деления. В работе Кононенко Е.В. аналитическим методом было определено, что оптимальным является соотношение полюсной дуги к полюсу равное 0,4, при моделировании получен аналогичный результат.

Если сделать полюс более широким, то поле якорной обмотки будет замыкаться в роторе, как это происходит в спинке. А если ротор представить сплошным кругом, то поля возбуждения и якоря будут уравнивать друг друга и момент не будет создаваться.

Если сузить полюс, то использование пазов якорной обмотки у краев полюса будет неэффективным.

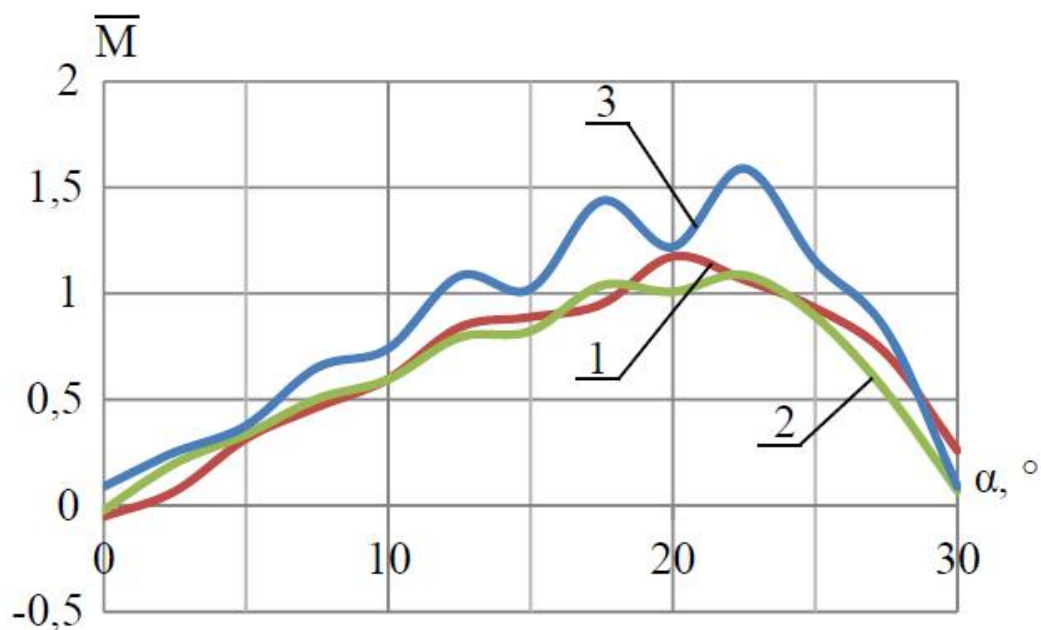


Рисунок 2.7. Угловая моментная характеристика электропривода с СРМНВ при: 1 – $D_P/D_C = 0,5$, 2 – $D_P/D_C = 0,6$, 3 – $D_P/D_C = 0,7$

На рисунке 2.8 приведены результаты оптимизации в характерных точках.

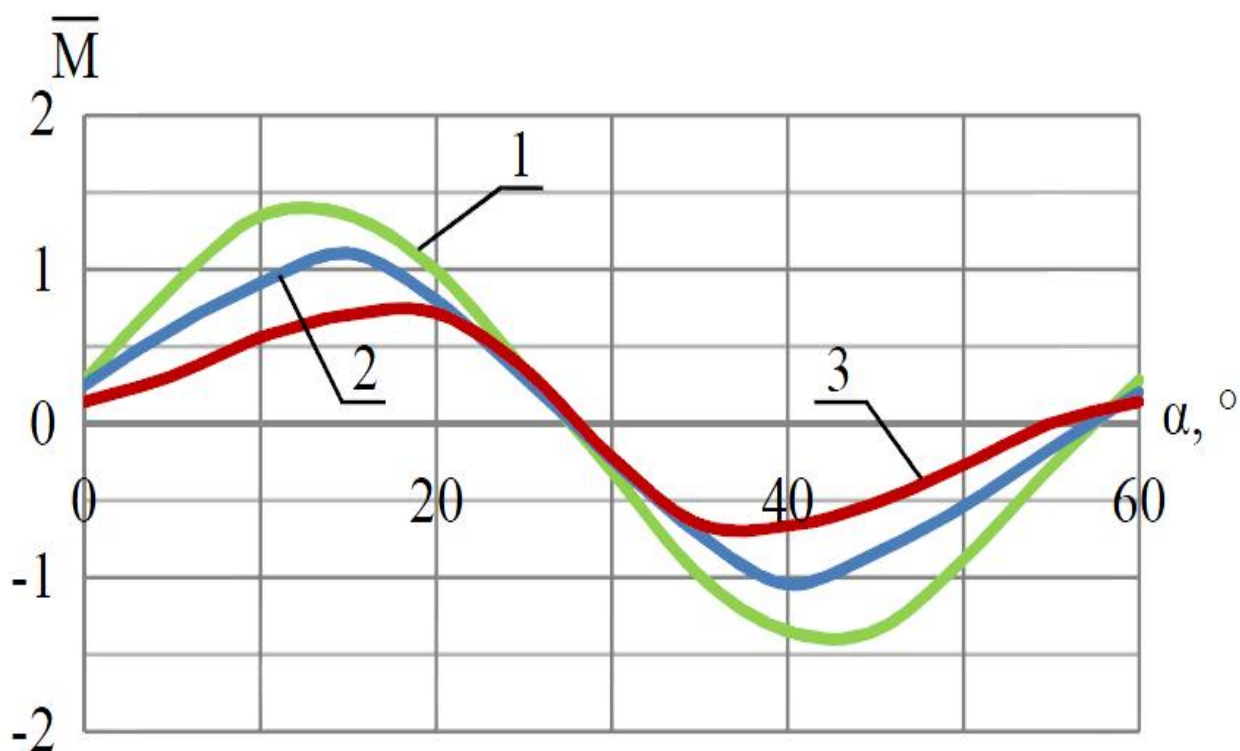


Рисунок 2.8. Угловая моментная характеристика при: 1 – $\beta/\tau = 0,4$, 2 – $\beta/\tau = 0,5$, 3 – $\beta/\tau = 0,6$

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

В исследованиях, проведенных в [27, 28] говорится, что оптимальной глубиной межполюсного промежутка является величина, равная 20 воздушным зазорам машины.

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

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

Увеличение глубины межполюсного промежутка практически не сказывается на создаваемом моменте.

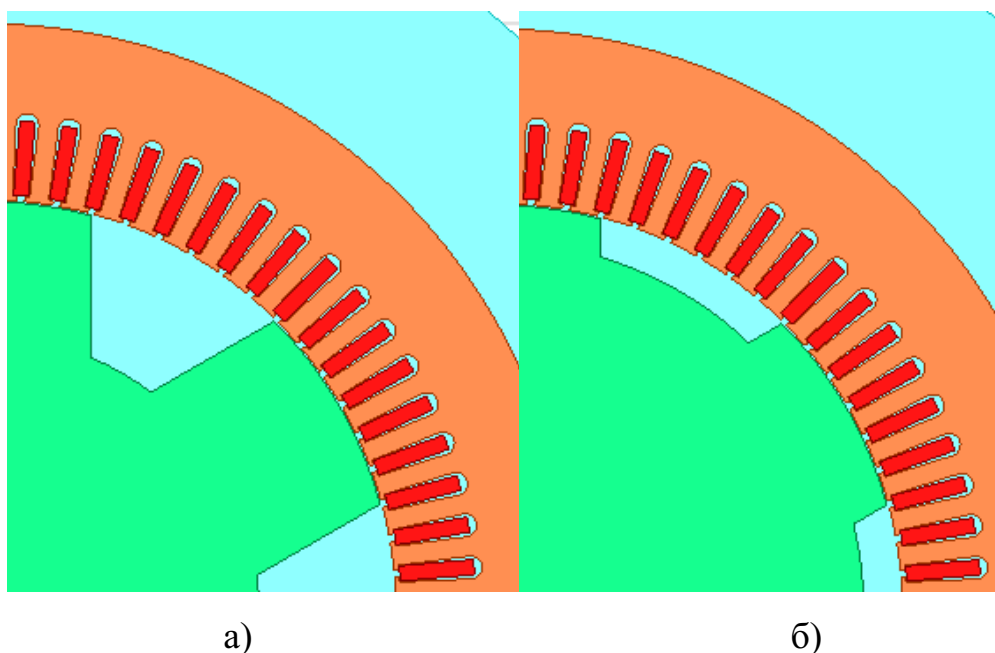


Рисунок 2.9. Сечение ротора СРМНВ для роторов: высотой полюса $b = 20$ (а); высотой полюса $b = 5$ (б)

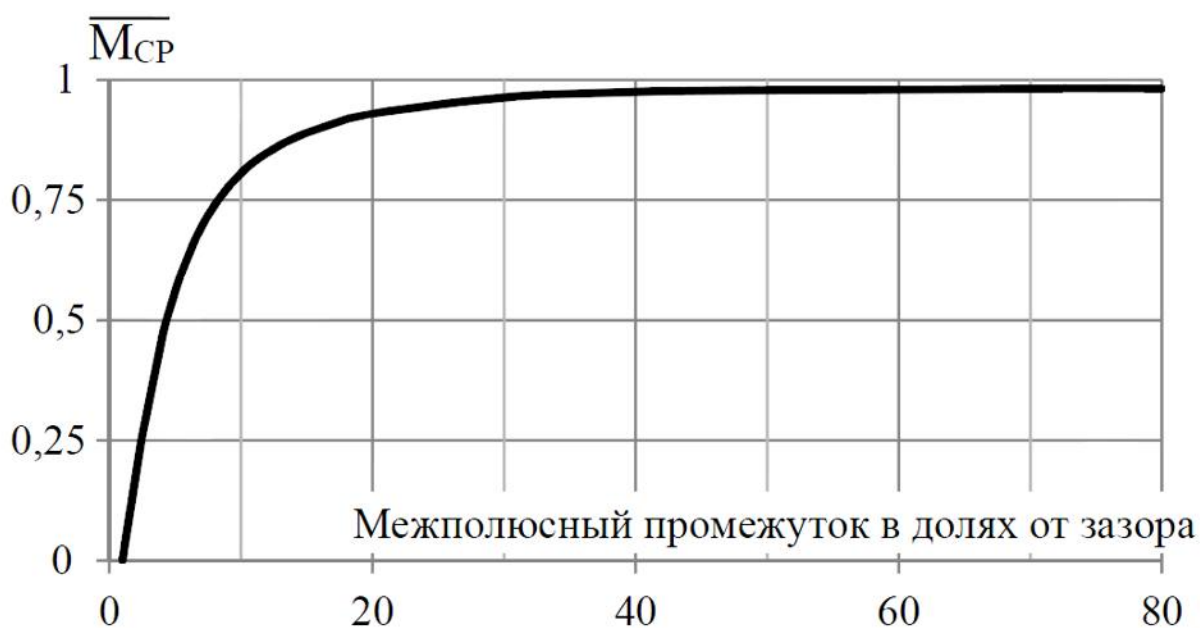


Рисунок 2.10. Зависимость среднего значения момента СРМНВ от высоты полюса b

Таким образом, были рассмотрены все критерии соответствия математической модели реальным объектам, характерным для трубопрокатных станков, и в результате было определено, что экспериментальные значения и результаты исследований на математической модели совпадают.

2.2.2 Модель питающего преобразователя

В современных электроприводах широко 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, необходимы значительные вычислительные ресурсы. Такая работа достаточно объемна даже для современных кластеров, поэтому при моделировании преобразователь заменяется идеальным источником питания с некоторыми оговорками:

1. Звенья преобразователя являются линейными и непрерывными;
2. Отсутствует падение напряжения на ключах;
3. Время включения и отключения принимается равным нулю;

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

В диссертации Григорьева М.А. [2] проводилось сравнение линейной и импульсной системы.

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

$$W_n = \frac{1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}. \quad (2.2)$$

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

Было определено, что возможность такой замены зависит от частоты коммутации импульсного элемента и амплитудного максимума частотной характеристики линейного звена, обусловленного порядком системы. По полученным данным можно сказать, что замена импульсного источника на непрерывный в данной модели приемлема только на несущей частоте, не превышающей 2,5 кГц, что является нормой для серийных преобразователей.

2.2.3 Математическая модель электропривода механизма подачи трубы

На рисунке 2.1 (модуль 1) представлена структурная схема электропривода механизма подачи. Модель выполнена по принципу подчиненного регулирования и является двухмассовой системой. Первая масса – это инерция вращающихся частей ЭМП и редуктора, вторая масса – инерционность рабочего органа и упругость винтовой передачи. Передаточное число редуктора учитывается с помощью электромеханической связи по моменту упругости M_y . Статический момент состоит из силы трения трубы и сопротивления движению при попадании трубы в валки. При $M_y > M_{тр}$ момент силы трения оказывает влияние на систему.

Вторая составляющая, обусловленная влиянием главного привода, появляется только в момент, когда валки клетки находятся в крайнем положении (определяется углом поворота валков α_B) и зависит от параметров клетки (учитывается коэффициентом k_3) и пропорциональна моменту главного привода.

На рисунке 2.11 представлена функциональная схема системы. Модель электромеханического преобразователя интегрируется в модель системы управления. Питание осуществляется 6-ю независимыми источниками тока ИТ1-ИТ6. Узел формирования фазных токов (УФФТ) необходим для подачи сигнала управления на источники. На УФФТ приходит сигнал с регулятора скорости (РС), который определяет амплитуду сигнала, а частота переключения определяется скоростью вращения ротора. Определение положения осуществляется с помощью датчиков положения.

Работа двигателя в зоне максимума угловой характеристики улучшает энергетику системы. В то же время смещение максимума может вызвать увеличение скорости, который увеличивает инерционность источников тока. Следовательно, корректировка угла с датчика положения необходимо делать таким образом, чтобы среднеквадратичный ток был минимальным.

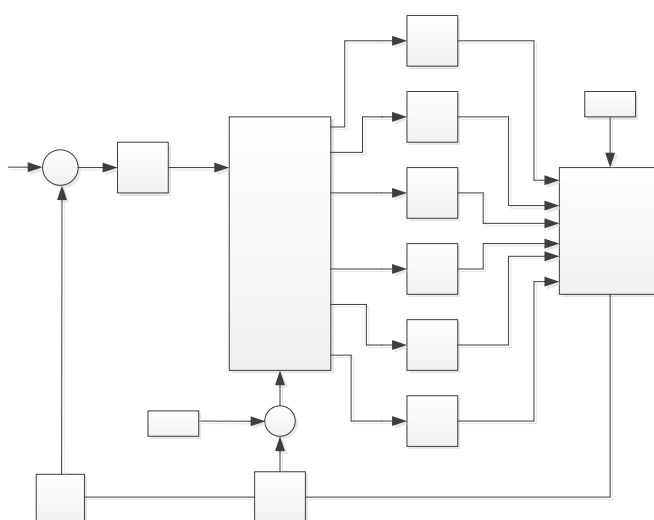


Рисунок 2.11. Функциональная схема модели *ANSYS Simpler*

На рисунке 2.12 представлена математическая модель СРМНВ. Питание производится от 6-ти источников ЭДС $E1-E6$ с бесконечной полосой равномерного пропускания частот с обратной связью по току, которая реализована датчиками АМ1-АМ6. Обратная связь по скорости реализована датчиком скорости и датчиком положения. УФФТ выполнен на элементах $TV1-TV6$ и $TA1-TA6$. Его работа осуществляется в функции положения ротора: угол измеряется в радианах, затем переводится в градусы и преобразуется в такой формат, чтобы значение всегда было в диапазоне от 0 до 360° . $I_{sum1}-I_{sum6}$ являются значениями тока в каждой фазе, которые подаются на источники питания.

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

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

2.2.4 Математическая модель электропривода клетки стана ХПТ

В данной модели в качестве нагрузки выступают две составляющие статического момента: сила трения трубы и сопротивление попадания трубы в валки прокатной клетки. Чтобы оценить влияние второй составляющей необходимо описать электропривод прокатной клетки. Схема выполнена по подчиненному принципу, где в качестве преобразователя выступает двигатель постоянного тока. Тиристорный преобразователь и якорная цепь представлены апериодическими 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 $J_{\Pi} = \frac{mv^2}{2}$.

2.3 Определение влияния главного электропривода стана на параметры привода подачи

На рисунке 2.15 представлена зависимость среднеквадратичного электромагнитного момента $\overline{M_{\text{СР.КВ.}}}$ привода подачи от времени усилия $t_{\text{Мс}}$ и частоты среза контура скорости $\omega_{\text{С}}$ привода прокатной клетки. По зависимости можно посмотреть какое влияние оказывает быстродействие главного привода на нагрев привода подачи. За базовое значение частоты среза принято 100 рад/с, диапазон $t_{\text{Мс}}$ от 1 до 1,5 с при общей продолжительности цикла 2 с.

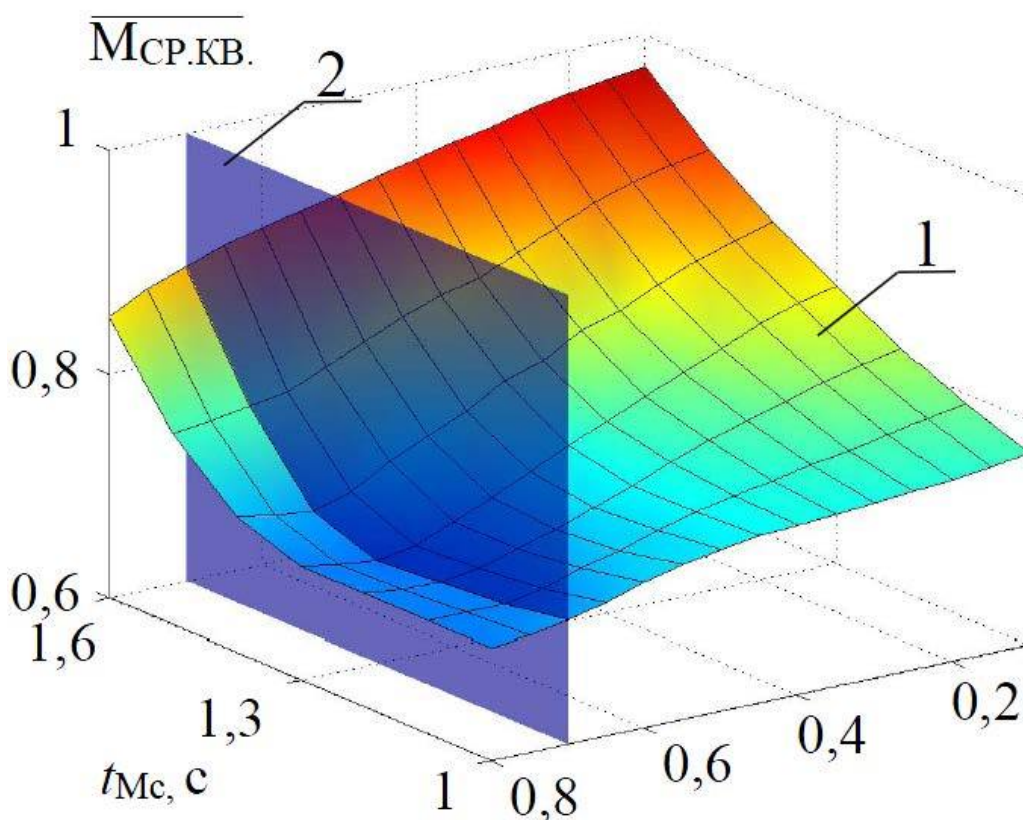


Рисунок 2.122. Влияние $\overline{\omega_{\text{С}}}$ контура регулирования скорости электропривода прокатной клетки и времени начала приложения нагрузки $t_{\text{Мс}}$ на $\overline{M_{\text{СР.КВ.}}}$.

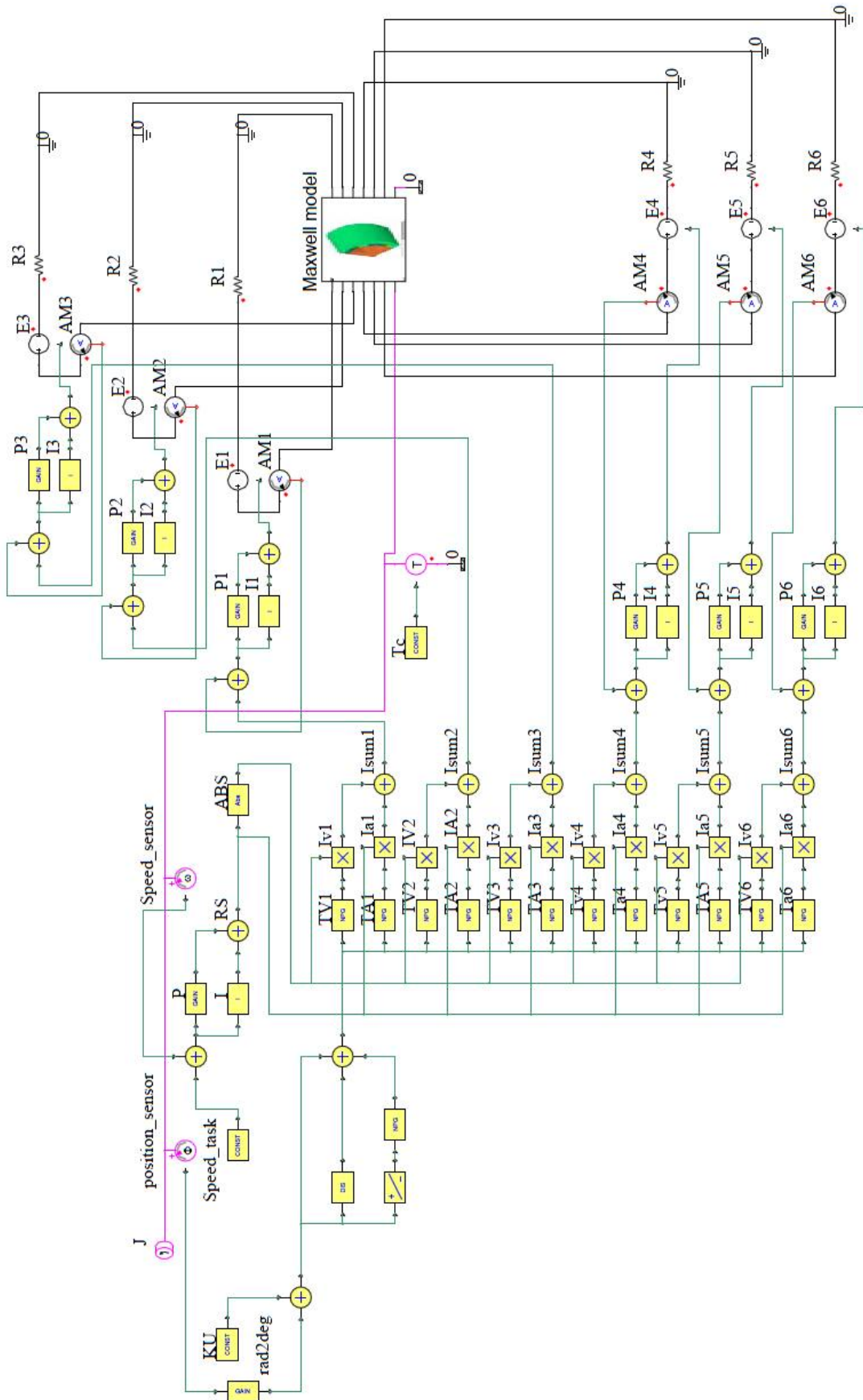


Рисунок 2.13. Математическая модель СРМНВ в ANSYS Simplorer

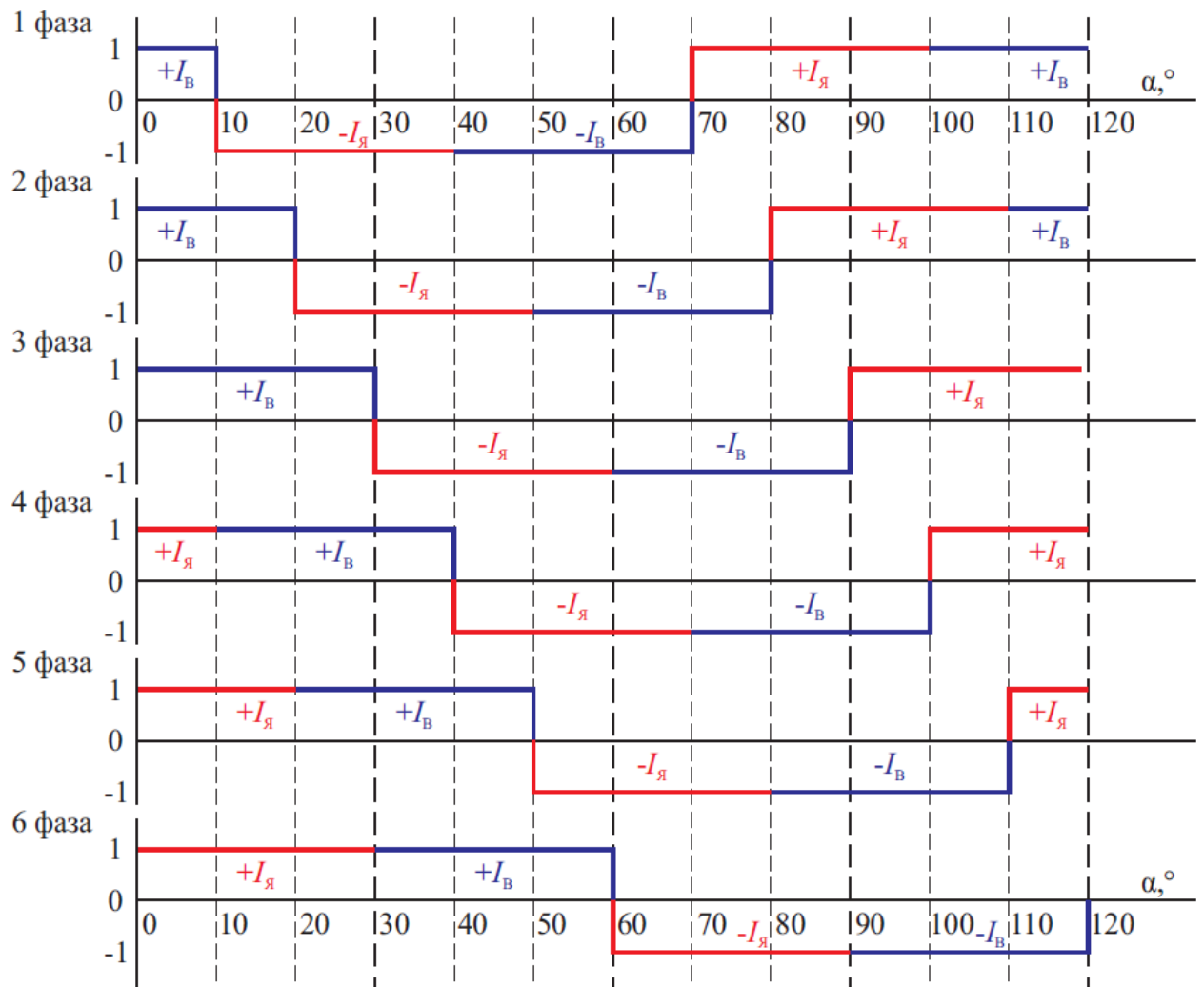


Рисунок 2.14. Принцип работы узла формирования фазных токов

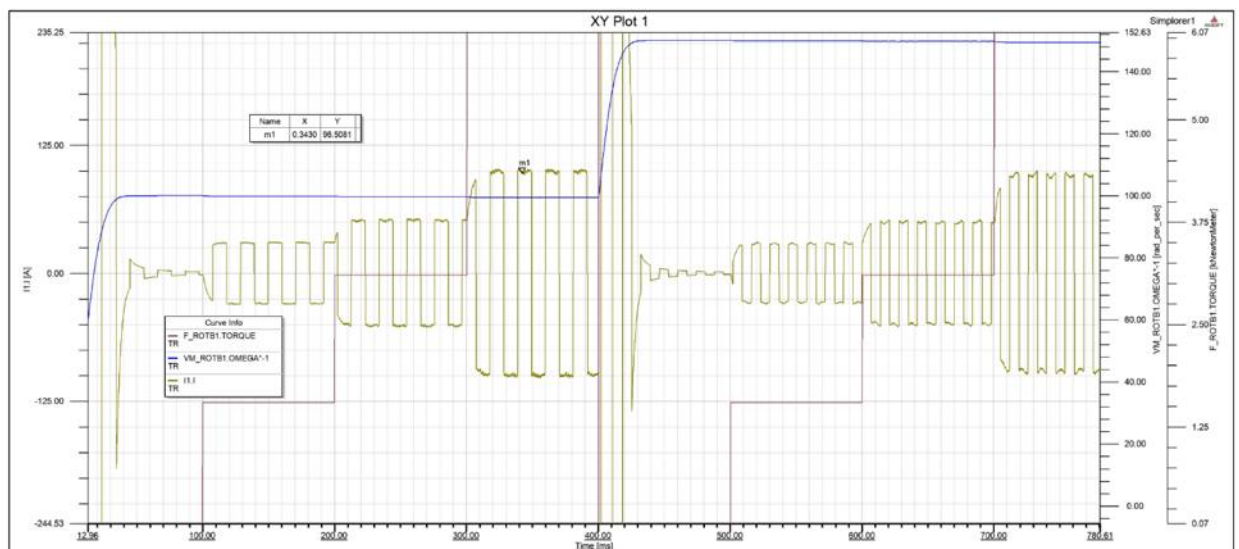


Рисунок 2.15. Нагрузочные диаграммы работы СРМНВ

Из рисунка видно, что уменьшение частоты среза контура скорости (КРС) главного привода приводит к росту среднеквадратичного момента $\overline{M_{\text{СР.КВ.}}}$ на 10-20%. Из-за уменьшения частоты среза КРС увеличивается время переходного процесса наброса нагрузки и изменяется характер с монотонного на апериодический (иногда колебательный).

Плоскость 2 ограничивает частоту среза контура регулирования скорости, при которой тепловыделение находится в приемлемых уровнях.

Двигатели, имеющие запас мощности, при работе в пуско-тормозных режимах имеют плохие показатели соотношения M/J , где M – номинальный момент двигателя, а J – момент инерции ротора. Это накладывает определенные ограничения на выбор конкретного двигателя при решении задач оптимизации.

Необходимо это учитывать при выборе двигателя по нагреву. Данные критерии влияют как на параметры регулирования системы, так и на массо-габаритные характеристики вновь разрабатываемых механизмов.

Быстродействие контура скорости так же оказывает влияние на момент сопротивления $M_{\text{С}}$. Это сказывается на осциллограмме электромагнитного момента, а значит и на нагреве двигателя.

В момент времени $t_{\text{Мс}}$ на участке торможения включается главный привод, который создает дополнительный тормозной момент для привода подачи. А при ограничении полосы равномерного пропускания контура регулирования скорости главного привода произойдет изменение формы момента $M_{\text{С}}$ со ступенчатой на криволинейную.

2.4 Определение оптимальной формы фазного тока ЭМП

В работах [1, 3] было доказано, что для улучшения массогабаритных 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 показатели: при постоянном моменте статической нагрузки машина потребляет наименьший ток. На рисунке 2.16 приведен сравнительный анализ разных форм фазного тока и числа фаз питания машины.

В целях улучшения энергетических показателей можно использовать прямоугольную форму тока, однако появляются пульсации момента из-за мгновенного переключения обмоток и перехода работы с одной угловой характеристики на другую (рисунок 2.17).

Уменьшение числа фаз, приводит к большему отклонению ротора от оптимальной точки угловой характеристики.

Из полученных данных можно сделать вывод, что оптимальным является число фаз, равное 6. Последующее увеличение количества фаз приводит к усложнению схемы (удорожание системы), а уменьшение приводит к большим коммутационным пульсациям момента и большему нагреву.

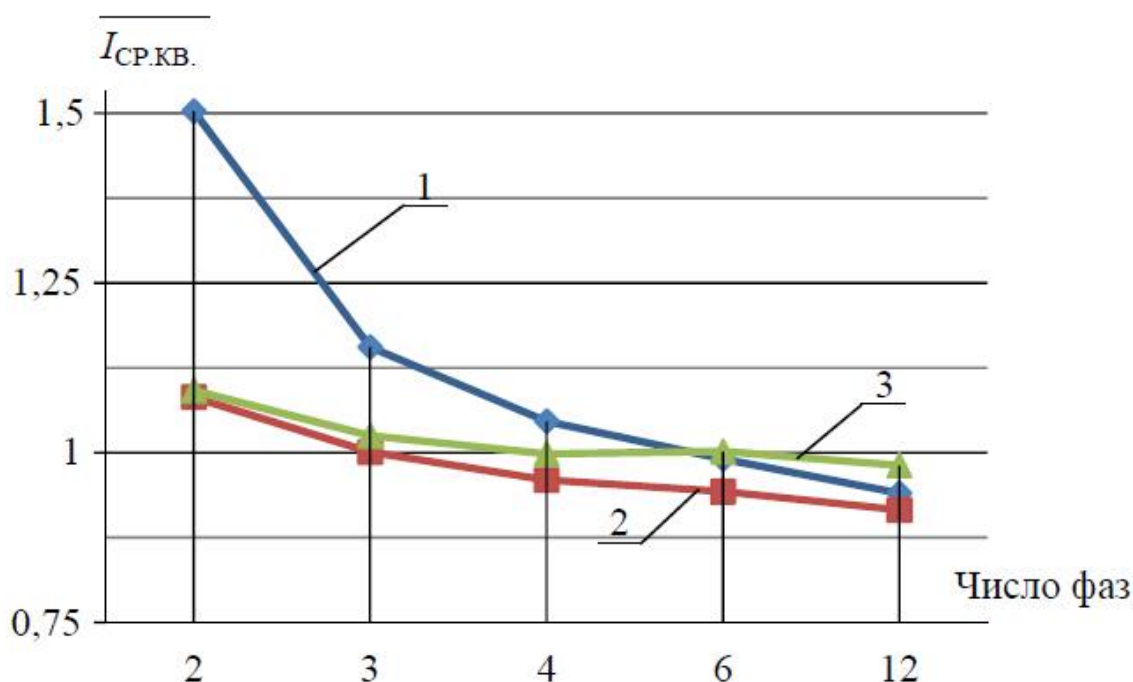


Рисунок 2.16. Сравнительный анализ форм фазного тока машины: при прямоугольной (1), при трапецеидальной (2) и при синусоидальной (3) формах

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

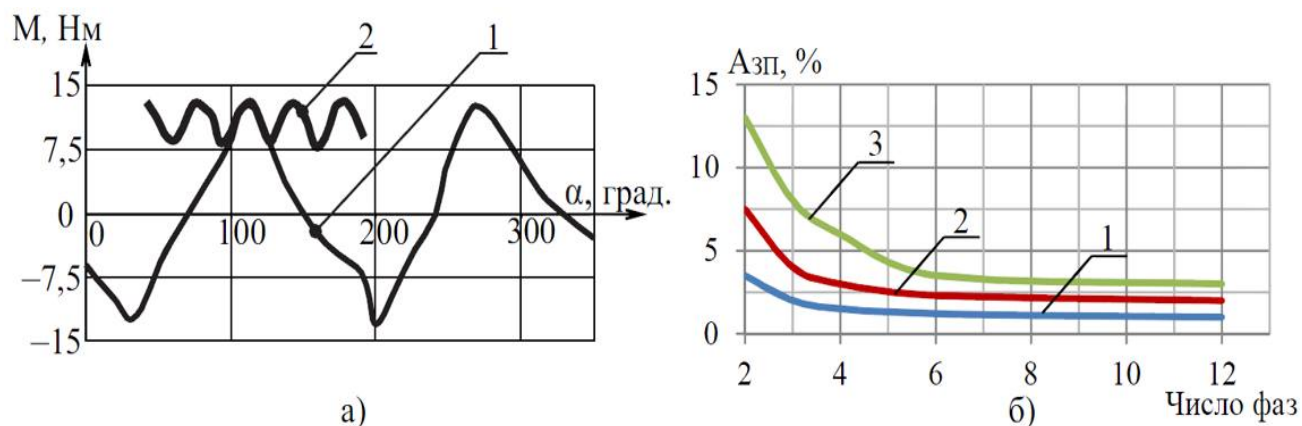


Рисунок 2.17. Угловая характеристика СРМНВ (а): 1 – электромагнитный момент, создаваемый одной фазой, 2 – результирующий момент; зависимость амплитуды коммутационных пульсаций $A_{кп}$ от числа фаз (б)

Таблица 2.1. Энергетические показатели СРМНВ

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

В результате следует отметить, что оптимизация формы тока оказывает такой же эффект, как и усложнение конструкции.

Учитывая вышесказанное, можно сделать вывод, что комплексный подход к созданию системы ЭМП – ПЧ, используя различные методы моделирования, позволит добиться значительных успехов в упрощении механических параметров.

3 СИНТЕЗ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1 Обобщенный подход к выбору силового оборудования и способов управления электропривода подачи

При разработке позиционного электропривода необходим совместный учет механической части системы и системы управления, как было рассмотрено в [22, 23].

Также можно получить дополнительные возможности, используя современные типы машин. Для данной работы используется СРМНВ с большой 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 улучшения точности привода подачи решалась модернизацией механической системы, использованием аналоговой системы управления и др. Наилучшим решением на данный момент является использование микропроцессорных систем, что улучшает надежность системы. Поэтому выбор силового оборудования и синтез СУ для увеличения точности позиционирования является главной задачей в данном проекте.

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 выбора силового оборудования и структуры схемы:

1 этап – выбор оптимальной кривой переходного процесса скорости.

2 этап – выбираем параметры двигателя (отношение D_p/l) и передаточное число редуктора j для ограничения перерегулирования на переходной характеристике.

3 этап – на низких скоростях вращения с дискретным режимом работы привода производится оценка перерегулирования. Ошибка регулирования ограничивается параметрами ЭМП.

4 этап – выбор структуры регулирования Π и параметров корректирующих связей $W_{\text{РКМ}}(p)$ (рисунок 3.1), чтобы обеспечить максимальное быстродействие контура регулирования момента (КРМ). Затем производится сравнение перерегулирования в схемах с модальным управлением и подчиненным регулированием.

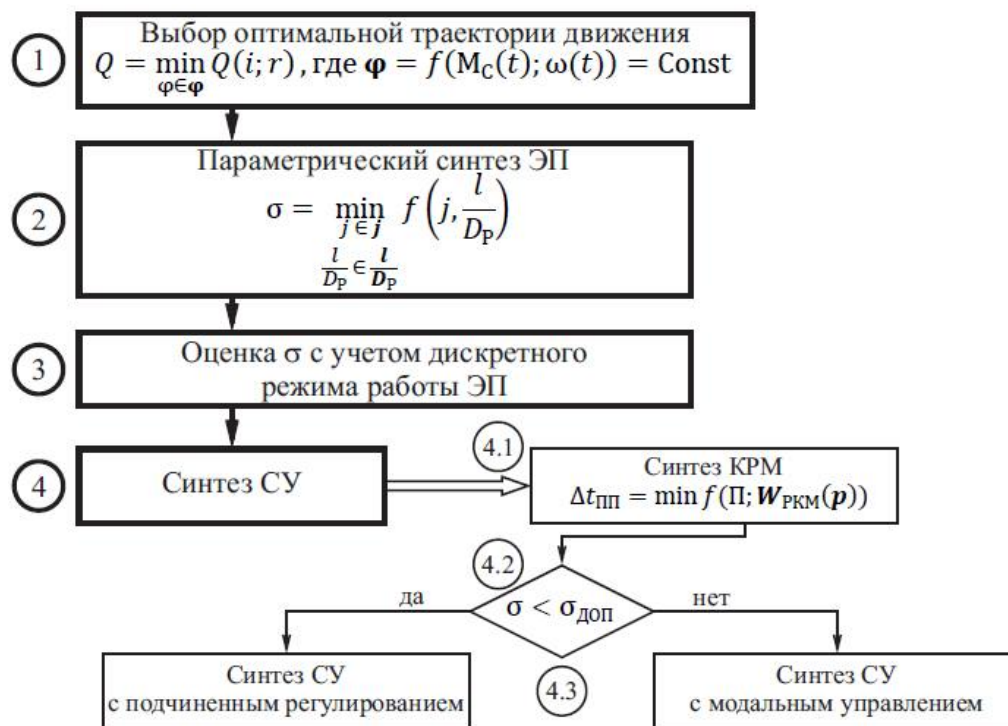


Рисунок 3.1. Методика выбора силового оборудования и структуры системы

3.2 Оптимальная траектория движения электропривода подачи

3.2.1 Исходные данные задачи оптимизации

Ограничения, накладываемые по току, скорости, нагрузке, нагреву определяют важность задачи управления приводом с оптимальными характеристиками.

Исходя из вышесказанного, в начале производится определение оптимальной кривой переходного процесса скорости с минимальным количеством электрических потерь:

$$Q = \min_{\varphi \in \Phi} Q(i; r), \quad (3.1)$$

где $Q = \int_0^{t_1} I^2 \cdot r dt$ – активные потери в обмотке.

Исходя из принципа, 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] показано, что в случае ограничения по нагреву, оптимальной является параболическая кривая скорости и линейная диаграмма тока.

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

$$I_m \geq \sqrt{\frac{Q}{T}}, \quad (3.2)$$

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 $t_{п}$. (рисунок 3.2)

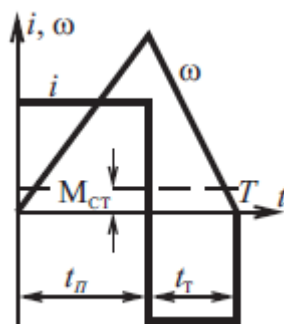


Рисунок 3.2. Оптимальные нагрузочные диаграммы тока и скорости при учете ограничений по нагреву и току

Время пуска и торможение рассчитывается по формулам:

$$t_{п} = \frac{T}{2} + \frac{M_c \cdot T}{2 \cdot I_m}; \quad (3.3)$$

$$t_{т} = \frac{T}{2} - \frac{M_c \cdot T}{2 \cdot I_m}. \quad (3.4)$$

Для случая локального ограничения по току:

$$Q = I_m^2 \cdot t, \quad (3.5)$$

$$h = \frac{1}{4T^2} \sqrt{\frac{Q}{T} - M_c^2} = \frac{1}{4T^2} \sqrt{I_m^2 - M_c^2}, \quad (3.6)$$

где Q – суммарные потери;

h – перемещение исполнительного механизма.

В результате однозначно определена форма нагрузочных диаграмм, но необходимо учесть при разгоне и торможении влияние непостоянного характера момента статической нагрузки, вызванной влиянием главного привода.

Рассмотрим разные участки осциллограммы скорости позиционирования (рисунок 1.2):

1. Выбор зазора. Участок обусловлен наличием люфтов в передаче и описан на основании экспериментальных данных;
2. Преодоление статического момента. Момент упругости меньше M_c трения трубы;
3. Разгон заготовки с ростом скорости двигателя;
4. Торможение ведущей массы при разгоне трубы;
5. Торможение ведомой массы при торможении двигателя.

При изучении режимов работы стана был выделен режим срыва трубы с оправки.

На 4 и 5 этапах происходит отрыв каретки с трубой от оправки, затем труба движется равнозамедленно из-за трения и резко останавливается при попадании в валки. (рисунок 1.4)

Рассмотрим возможные пути уменьшения времени подачи. Например, на участках 1 и 2 можно увеличить быстродействие за счет увеличения показателей $\frac{M}{J_{\text{экв}}}$ и $\frac{M}{I}$. Изменением передаточного числа редуктора можно увеличить максимум скорости в пределах механической прочности узлов.

На 4 и 5 участках достаточно важным является требование увеличения точности позиционирования, что приводит к ограничению диапазона изменения передаточного числа редуктора, соответственно необходимо пересмотреть 1 и 2

пункты с учетом данных условий. На данном этапе важно учесть зону нечувствительности из-за зубцовых пульсаций момента на малых скоростях.

3.2.2 Расчет оптимальной кривой по критерию минимума потерь

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

В [10] было определено соотношение времени разгона к торможению 2 к 1 по критерию минимума потребляемого тока из сети при максимальном перемещении.

В [25] говорится, что оптимальным является соотношение 1 к 1, то есть оптимальная кривая скорости – равнобедренный треугольник или трапеция.

Критерием оптимизации является отношение среднеквадратичного момента за время позиционирования к перемещению $M_{\text{ср.кв.}}/s$, а не само перемещение. При исследовании выяснилось, что весовой коэффициент момента больше, чем весовой коэффициент перемещения и минимальное значение $M_{\text{ср.кв.}}/s$ будет при равном соотношении времени нарастания скорости и торможения. Выскажем несколько гипотез, подтверждающих данное утверждение:

На положение оптимума влияет наличие люфта. Тогда при том же графике скорости труба переместится на меньшее расстояние. Сдвинем во времени сигнал на торможение, увеличив время разгона (рисунок 3.3) и при постоянстве модуля ускорения получим:

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

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:

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

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

$$s = \int_0^{T_{п.п.}} \omega_1(t) dt. \quad (3.7)$$

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

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

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

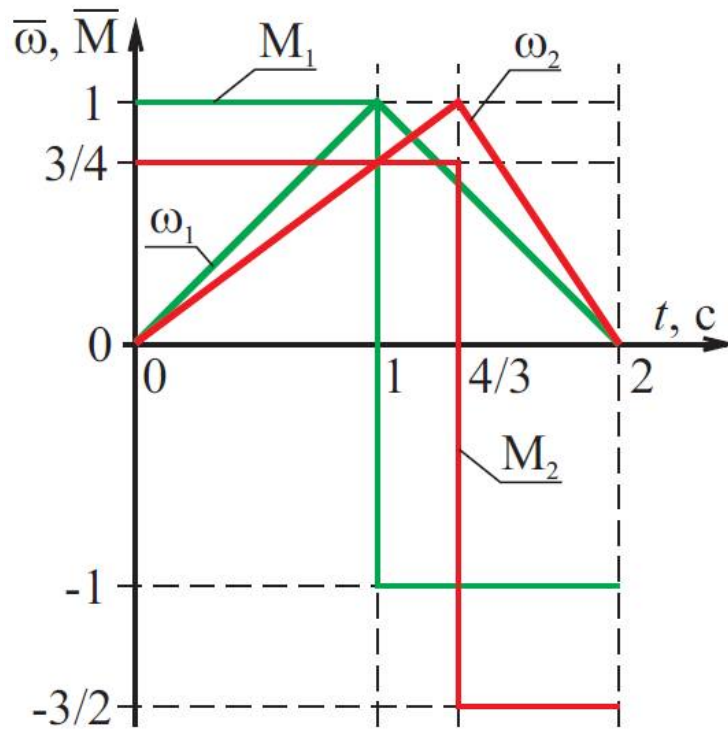


Рисунок 3.3. К пояснению расчета $M_{ср.кв.}/s$

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

$$t_{п.п.} = t_{т.т.}$$

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

$$s = \int_0^{T_{п.п.}} \omega_2(t) dt, \quad (3.8)$$

где ω_2 – приведенная угловая скорость трубы.

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

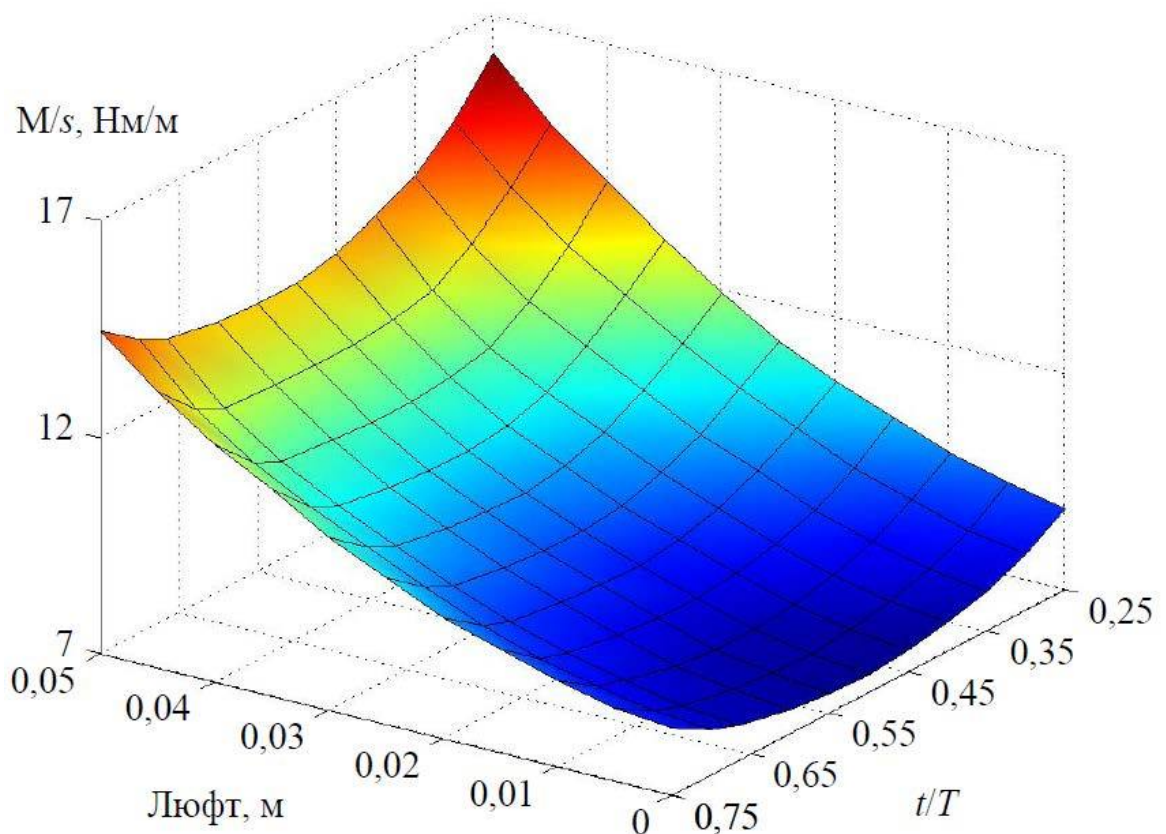


Рисунок 3.4. Зависимость отношения момента двигателя M к перемещению трубы s от люфта и доли времени разгона в общем времени позиционирования

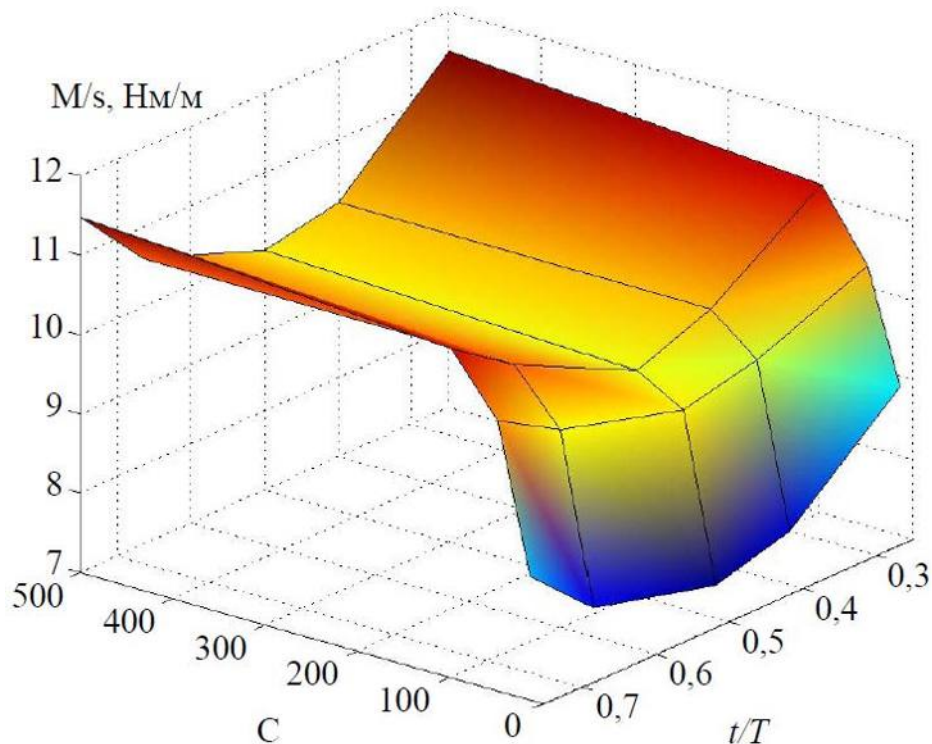


Рисунок 3.5. Зависимость отношения момента двигателя M к перемещению трубы s от жесткости винта C и доли времени разгона в общем времени позиционирования

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

Наилучшее использование двигателя по теплу происходит при постоянном графике электромагнитного момента и переменном моменте сопротивления. В данном случае динамический момент при разгоне меньше (преодолеывает момент сопротивления трубы), чем на участке торможения (влияние главного привода).

Характер момента сопротивления во время срыва с оправки и попадания в валки меняется с постоянного на ступенчатый, что требует проведение оптимизации времени разгона. Величина «ступеньки» может варьироваться, что влияет на среднеквадратичный момент и нагрев двигателя.

На рисунке 3.6 показана зависимость значения оптимального времени пуска $t_{П}/t_{Ц}$ от момента срыва трубы с оправки t_{Mc} и амплитуды момента сопротивления

A_{Mc} . При $A_{Mc} = 0$ (отсутствие неравномерности момента) оптимальное соотношение 0,5. При увеличении неравномерности оптимум увеличивается.

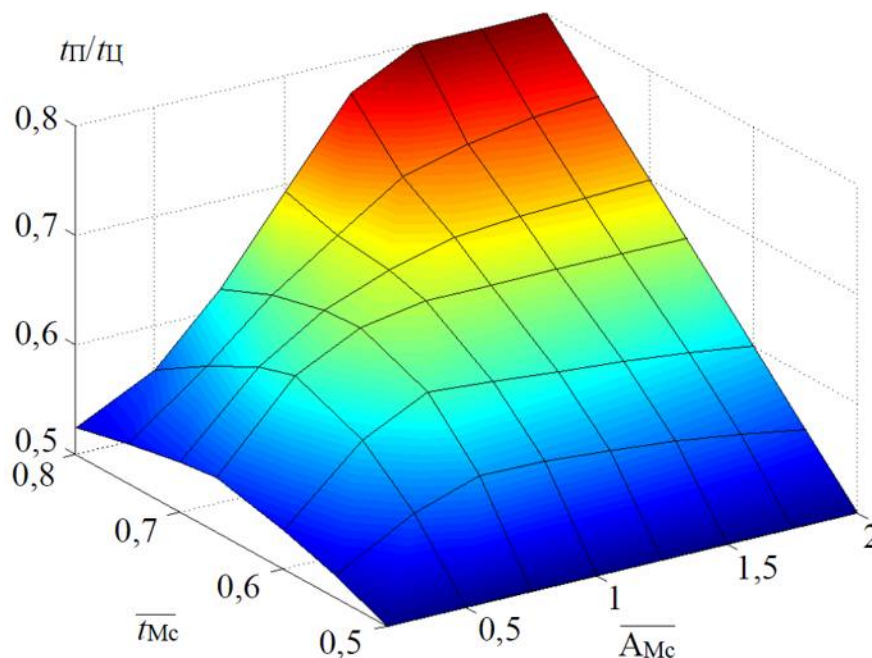


Рисунок 3.6. Оптимальное соотношение $t_{П}/t_{Ц}$ в зависимости от момента срыва трубы с оправки t_{Mc} и амплитуды момента сопротивления A_{Mc}

На рисунке 3.7 показан “выигрыш” в среднеквадратичном моменте при скачкообразном изменении момента нагрузки при попадании трубы в валки прокатной клетки. Осциллограмма скорости была получена на работающем объекте и была статистически обработана. Так как нет возможности зафиксировать изменение момента сопротивления, точка срыва трубы была определена косвенно по диаграмме скорости. «Выигрыш» в моменте считался для оптимального соотношения $t_{П}/t_{T}$ в сравнении со среднеквадратичным моментом, полученным для соотношения $t_{П}/t_{T} = 1:1$. Мощность активных потерь в электроприводе определяется как $P = I^2 r$. Приблизительно можно считать, что $P \approx M^2 r$, тогда снижаться данные потери будут пропорционально квадрату от “выигрыша” в моменте.

В результате можно сделать вывод, что учет неравномерного характера нагрузки по критерию минимума $M_{ср.кв.}/s$ приводит к тому, что соотношение пуска

и торможения может изменяться, но по рисунку 3.7 можно сказать, что соотношение 2:1 является оптимальным.

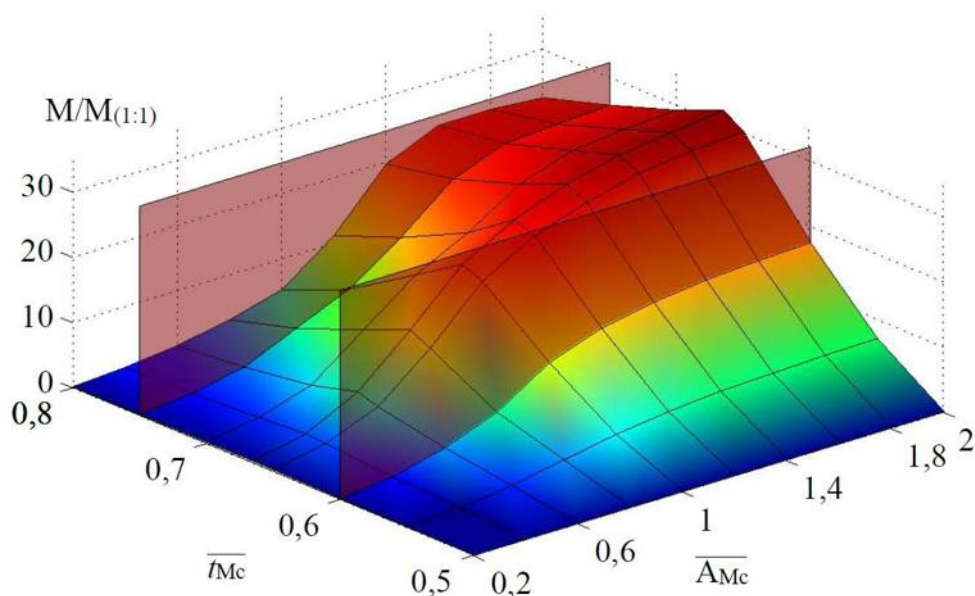


Рисунок 3.7. “Выигрыш” в среднеквадратичном моменте $M_{\text{ср.кв.}}$ при изменении доли времени разгона в зависимости от момента срыва трубы с оправки t_{Mc} и амплитуды возросшего в связи с этим момента сопротивления M_{C}

3.3 Параметрическая оптимизация электропривода подачи трубы

3.3.1 Исходные данные для параметрической оптимизации

На данном этапе проектирования необходимо в соответствии с заданной траекторией движения, определенной на предыдущем этапе, увеличить точность позиционирования при сохранении производительности. Это возможно при параметрической оптимизации силового оборудования, механического преобразователя, системы управления. Например, оптимизации параметров силового оборудования оценивается величиной перерегулирования σ в контуре положения. Критерием является экстремальная задача (рисунок 2.1, блок 2):

$$\sigma = \min_{\substack{j \in J \\ \frac{l}{D_P} \in \frac{l}{D_P}}} f\left(j, \frac{l}{D_P}\right), \quad (3.9)$$

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.

Будем считать, что элементы конструкций и узлов, детали машин и механизмов удовлетворяют требованиям технологического процесса и не требуют модернизации, поэтому при выборе силового оборудования параметрами оптимизации были выбраны передаточное число редуктора j и габаритные размеры активных частей электрической машины (а именно, соотношение длины магнитопровода двигателя к его диаметру). Нагрев двигателя и габариты механизма подачи наложили ограничения на изменение параметров.

Сначала при фиксированных параметрах двигателя было выбрано оптимальное передаточное число редуктора для конкретного двигателя, затем при найденном передаточном числе оптимизировались геометрические параметры.

3.3.2 Расчет оптимального передаточного числа редуктора

Для выбора передаточного числа редуктора воспользуемся методикой, предложенной профессором Усыниным [24]. Существующее соотношение масс является самым удобным для уменьшения резонансного максимума A_m частотной характеристики. Результаты моделирования на рисунке 3.8. По графикам видно, что для «лёгкого» двигателя методика работает оптимально, в случае «тяжелого» двигателя ($J_{PO} \ll J_{ДВ}$) увеличение $1/j$ не дает эффекта снижения 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 $J_{PO} \ll J_{ДВ}$ добиться точного позиционирования невозможно или очень сложно, поэтому в таких системах решением проблемы является улучшение добротности машины M/J . На данный момент для этого можно применять новые типы электрических машин с

улучшенными массогабаритными показателями, например, синхронную реактивную машину.

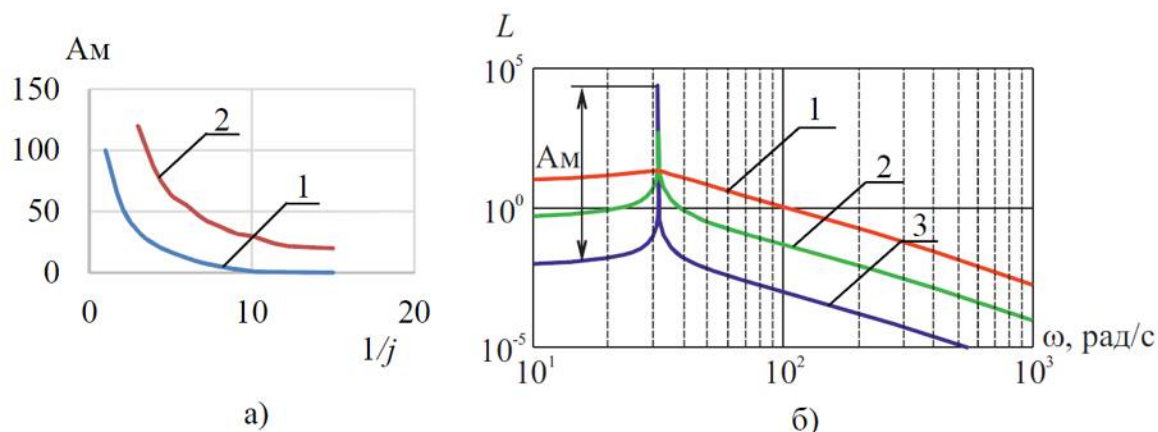


Рисунок 3.8. Влияние передаточного числа редуктора на амплитуду резонансного максимума (а): 1 – для «легкого» двигателя, 2 – для «тяжелого» двигателя; частотные характеристики неизменяемой части системы (б): 1 – $1/j = 10$, 2 – $1/j = 8$, 3 – $1/j = 6$

3.3.3 Ограничения, накладываемые нагревом двигателя

При выборе передаточного числа редуктора необходимо учитывать нагрев двигателя. Так как в данной системе двигателя работает в повторно-кратковременном режиме, то основным критерием является быстроедействие при пуске и торможении.

Определим время пуска:

$$t_{\text{п}} = \frac{J_{\text{РО}} + J'_{\text{ДВ}} \cdot j^2}{M \cdot j \cdot \eta - M_{\text{С}}} \omega_{\text{max}}, \quad (3.10)$$

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.

В случае изменения нагрузки появится потребность в изменении передаточного числа редуктора или замене двигателя, поэтому можно сказать, что $J_{\text{дв}}$ будет изменяться.

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

$$q = \frac{1}{t_{\text{п}}} = \frac{M \cdot j - M_c}{J_{\text{дв}} \cdot j^2 + J_{\text{рО}}}. \quad (3.11)$$

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

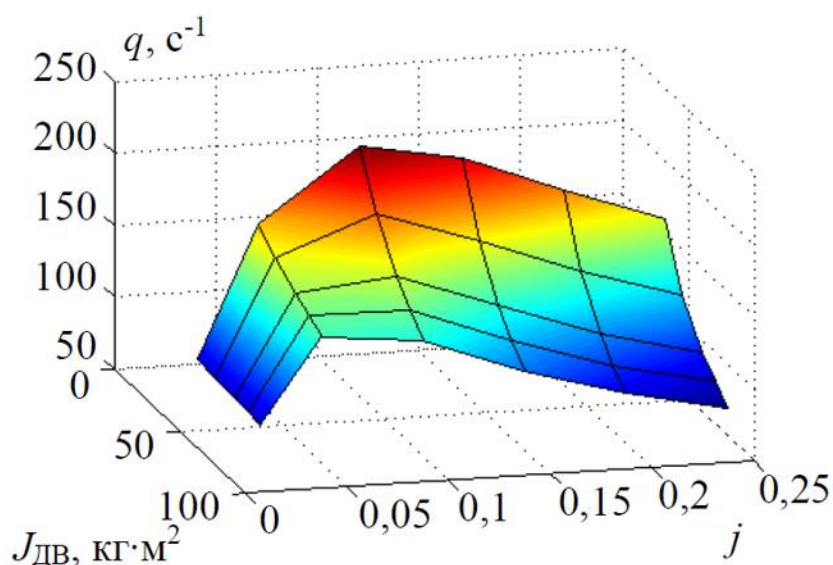


Рисунок 3.9. Зависимость q от передаточного числа редуктора j и момента инерции двигателя $J_{\text{дв}}$

Данная зависимость показывает, что на холостом ходу оптимальным передаточным числом для пуска $j = 0,08..0,12$, в случае тяжелой трубы (рисунок 3.10) максимум q смещается в сторону увеличения $j = 0,8..1$ за счет влияния M_c .

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

$$t_{\text{т}} = \frac{J_{\text{рО}} + J'_{\text{дв}} \cdot j^2}{M \cdot \frac{j}{\eta} + M_c} \omega_{\text{max}}. \quad (3.12)$$

Можно сказать, что точность подачи уменьшилась из-за уменьшения точности позиционирования. Например, в (9) при соотношении масс $T_{M1}/T_{M2}=1..3$ следует применять обратную связь по производной от скорости исполнительного вала для

улучшения точности. В случае соотношения масс 3...10 необходима правильная настройка РС, либо снижение быстродействия контура скорости и, как следствие, всей системы. При соотношении масс больше 10, как в нашем случае, рекомендуется использовать обратную связь по производной от скорости двигателя или увеличить быстродействие контура момента.

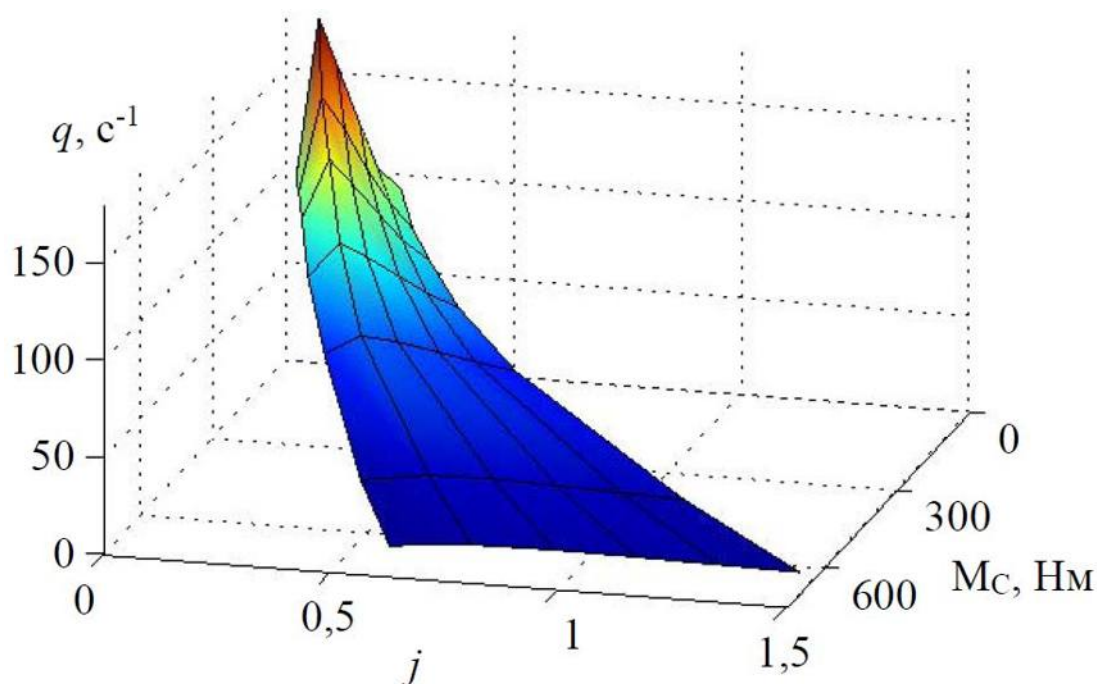


Рисунок 3.10. Зависимость q от передаточного числа редуктора j и момента сопротивления M_c

3.3.4 Расчет оптимальной геометрии электрической машины по критерию минимума перерегулирования

Следующим этапом является оптимизация геометрических размеров двигателя в соответствии соотношению 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:

$$M = D_a^2 B_\delta l_\delta A_\delta k_B k_{об}, \quad (3.13)$$

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 видно, что момент пропорционален квадрату диаметра ротора, а также пропорционален длине магнитопровода. На рисунке 2.3 показано как решалась данная задача на математической модели.

Рассмотрим ограничения, которые накладывались на варьирование длины магнитопровода:

1. Габаритные размеры механизма подачи;

Из-за неравномерного воздушного зазора вдоль расточки статора появляется несимметрия 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, который 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. Данное соотношение обусловлено применением синхронного двигателя с относительно большим диаметром, например, в СРМНВ предельное значение l/D_p по условиям прогиба разрешено увеличить в 4-5 раз, но по условиям нагрева ограничение составило 3.

3.4 Анализ величины перерегулирования σ исходя из дискретного режима работы электропривода

3.4.1 Влияние параметров силового электрооборудования на систему при работе на пониженных скоростях

Для повышения качества позиционирования необходимо уточнение параметров электромеханического преобразователя. В двигателях присутствует зубчатость

статора, которая приводит к несинусоидальности индукции в воздушном зазоре. Это вызывает колебания момента, который называется зубцовыми пульсациями.

На заключительном участке позиционирования возникает дискретный режим, который обусловлен зубчатой структурой магнитопровода при работе на сверхнизких скоростях. Данный режим необходимо учитывать для СРМНВ, так как ротор такой машины является явнополюсным и уровень пульсация может превышать допустимое значение.

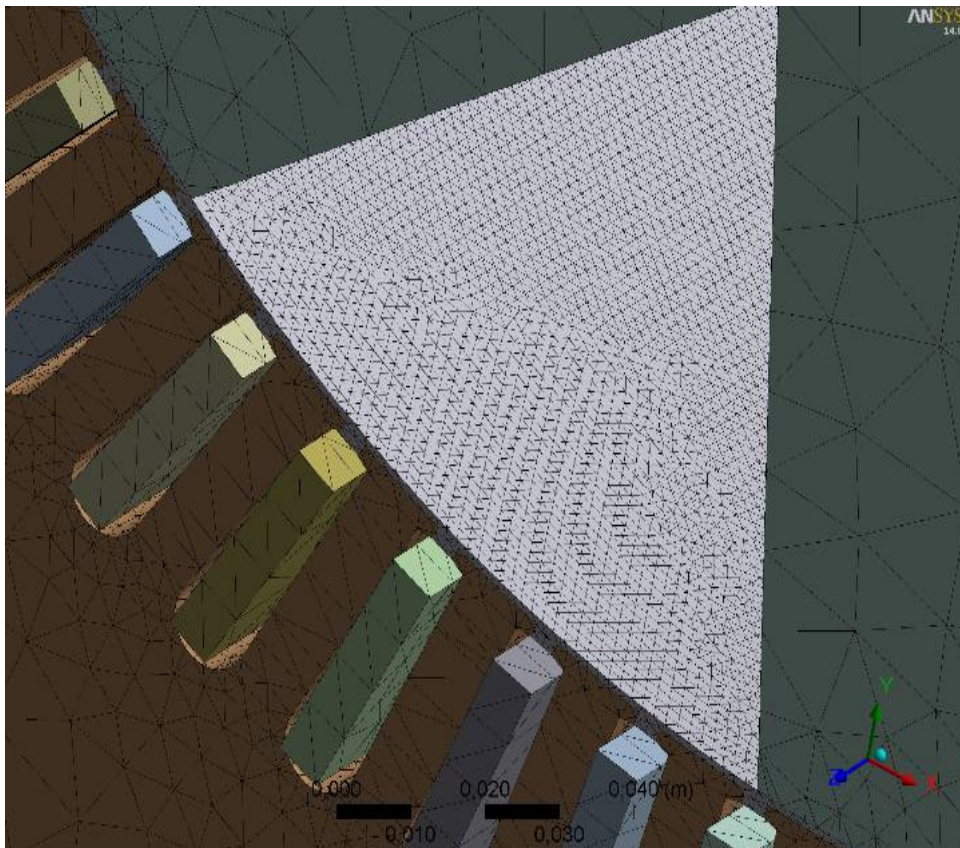
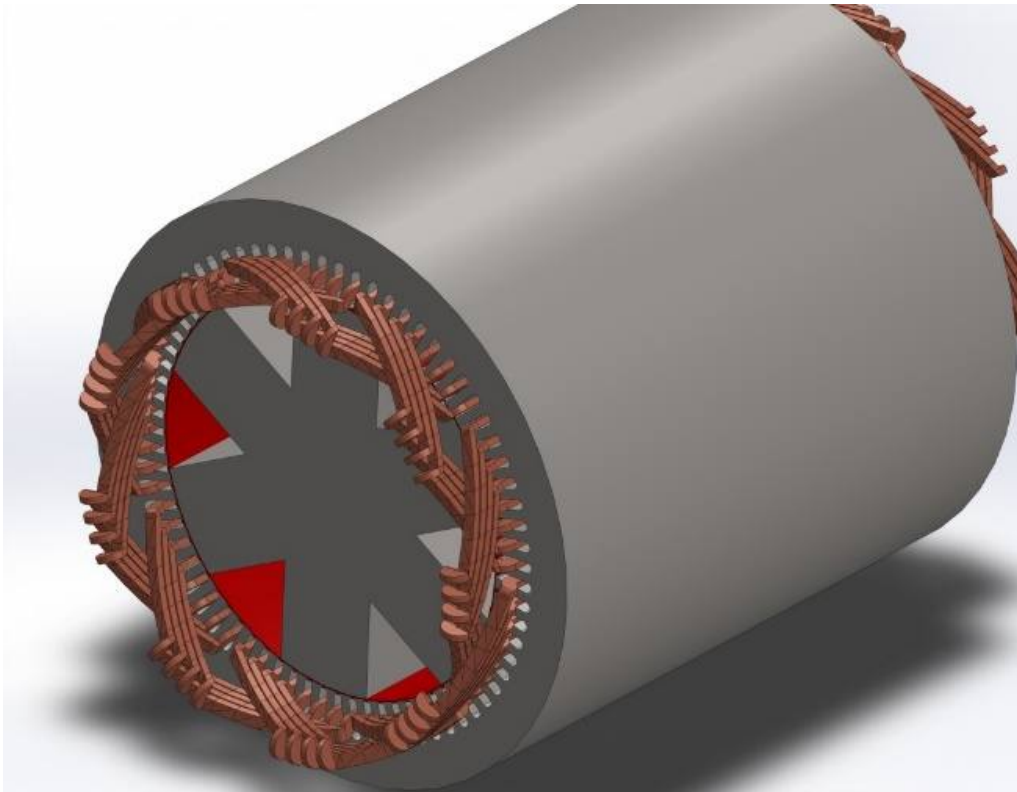
Методом конечных элементов было доказано, что по критерию максимума электромагнитного момента за период коммутации при оптимальной геометрии машины средний момент СРМНВ на 5% меньше, чем у АД с такими же габаритами. Величина пульсаций СРМНВ получилась больше, что объясняется наличием явнополюсного ротора. Для решения этой проблемы используют скос пазов статора.

В пакете *ANSYS APDL* была создана трехмерная модель для изучения данного вопроса. Чтобы выполнить корректный расчет, необходимо точно разбить воздушный зазор (отдельный элемент красного цвета на рисунке 3.11, а).

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.

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

Так как на пульсации влияет явнополюсность ротора, то для их уменьшения можно выполнить ротор в форме окружности, но машина не будет создавать момент, так как активная составляющая отсутствует.



а)

б)

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

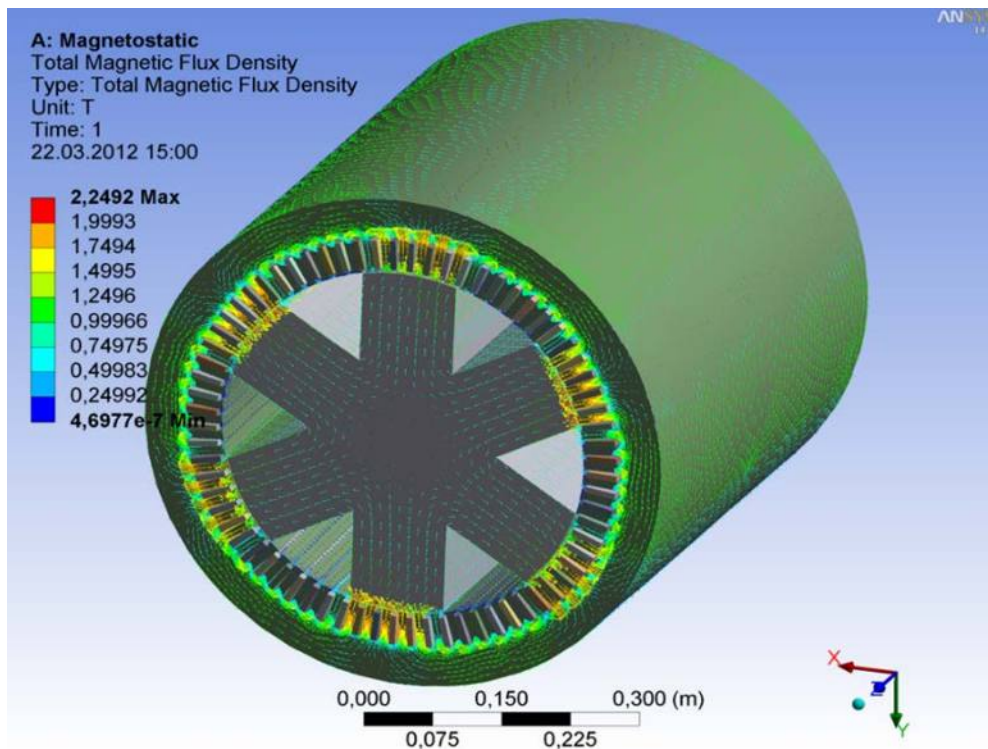


Рисунок 3.12. Картина магнитных полей в ЭМП

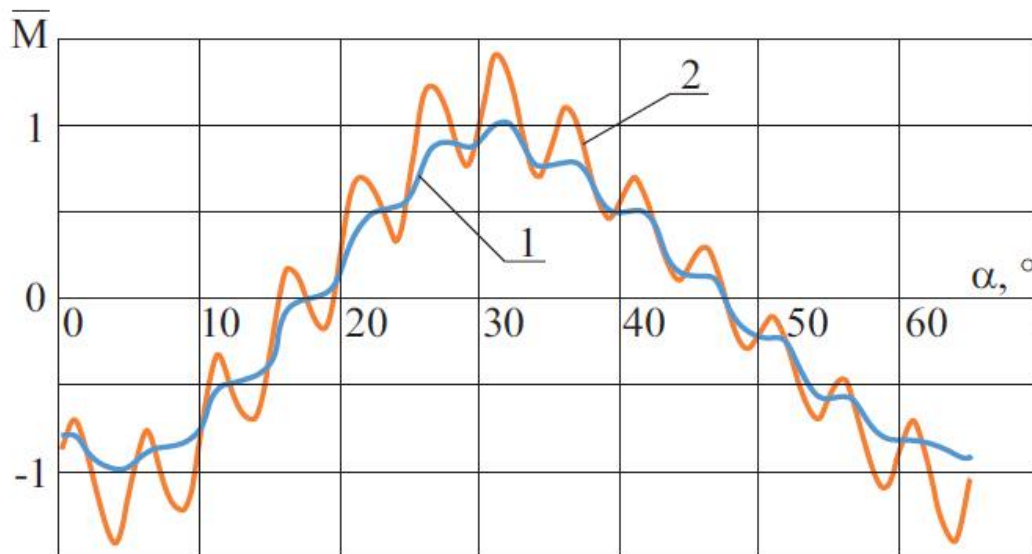


Рисунок 3.13. Угловые характеристики:
 1 – со скосом, 2 – без скоса пазов статора

Однако можно выполнить ротор в виде монолитного круга, используя магнитопроводящие вставки. Такой ротор выполняют шихтованным, и в каждом стальном листе делают отверстия необходимой формы, после сборки ротора отверстия заливают алюминием (рисунок 3.14). С таким ротором пульсации

момента по угловой характеристике уменьшились ещё на 30%, средний момент при этом увеличился на 10%.

В [2] было доказано, что оптимизацию законов управления в СРМНВ для улучшения энергетики выполнить более целесообразно, чем усложнение конструкции ротора. К тому же такая конструкция менее прочная, чем с явнополюсным ротором. В дальнейшем будем рассматривать машину с явнополюсным ротором, при этом зубцовые пульсации получаются больше.

Рассмотрим влияние пульсаций момент на точность позиционирования. Были исследованы асинхронные двигатели разной мощности, полюсности и СРМНВ, которые выполнены на их основе. На рисунке 3.15 показаны результаты: амплитуда пульсаций реактивных машин больше на 40%, что обусловлено явнополюсностью ротора. При увеличении полюсности машины амплитуда зубцовых пульсаций растёт, так как на полюс приходится меньшее число пазов. При увеличении габаритов машины, что может быть вызвано увеличением номинально момента, величина пульсаций уменьшается.

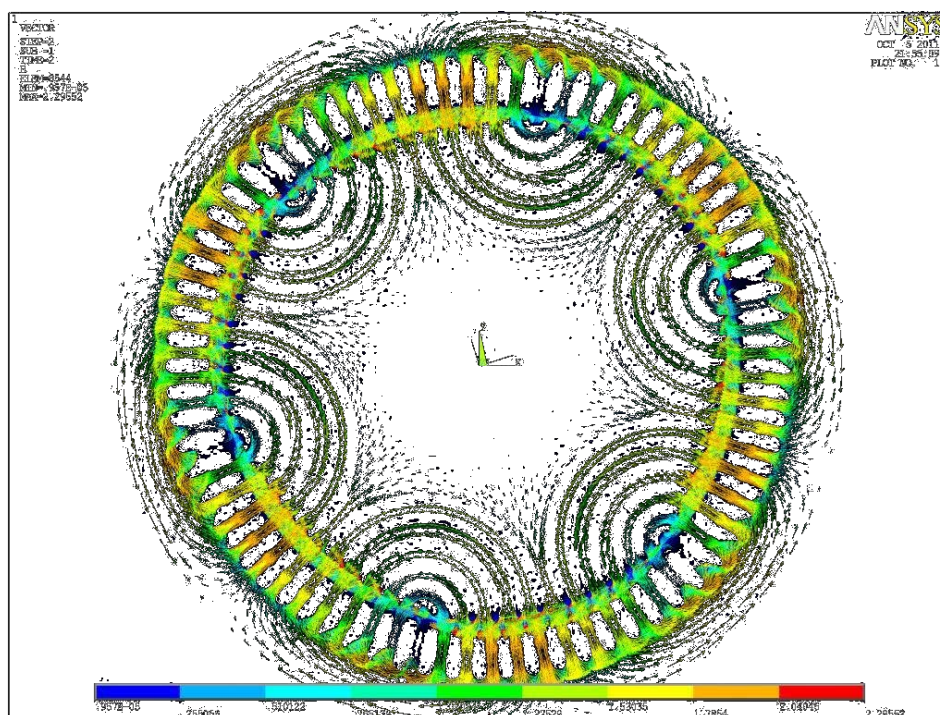


Рисунок 3.14. Картина поля СРМНВ с радиальными вставками

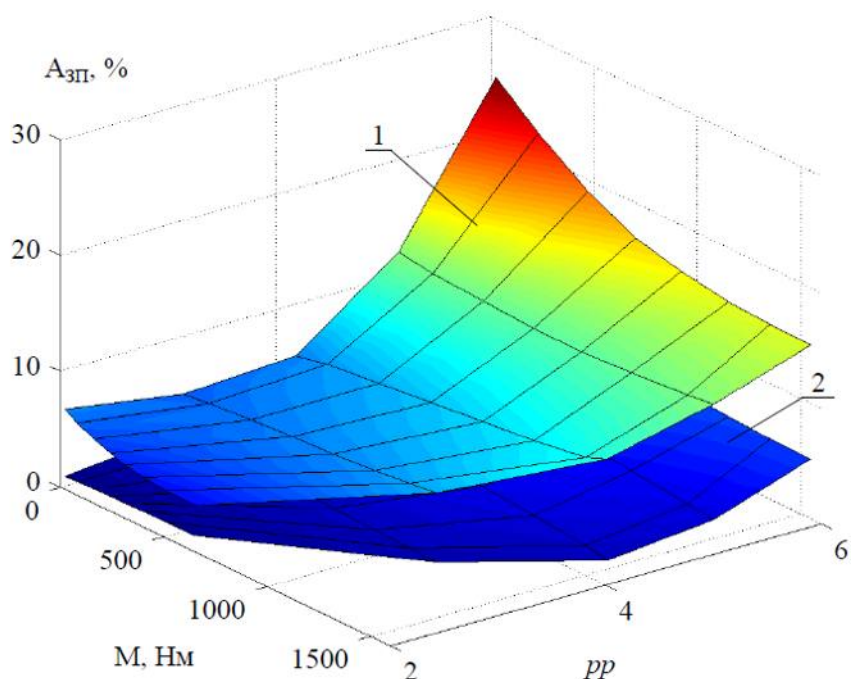


Рисунок 3.15. Влияние числа пар полюсов и номинального момента в АД (2) и в СРМНВ (1) на амплитуду зубцовых пульсаций

Оценим влияние пульсаций момента на точность позиционирования на пониженных скоростях. При подаче на вход регулятора момента пульсации в виде синусоиды, амплитуда находилась в диапазоне реальных экспериментально полученных значений. Частота ω равнялась частотам зубцовых пульсаций машин разной полюсности. Скорость находилась составляла 1-5 рад/с. В результате эксперимента было определено перерегулирование, вызванное зубцовыми пульсациями (рисунок 3.16). На низких скоростях перерегулирование составляет около 2% от величины подачи, податливость ухудшает данный эффект.

3.4.2 Выбор числа пар полюсов ЭМП

Для достижения оптимального согласования скоростей рабочего органа и электропривода необходим выбор не только передаточного числа редуктора, но и определение оптимального числа пар полюсов машины. Номинальная скорость определяется передаточным числом редуктора и дискретно зависит от числа пар

полюсов машины. Также число пар полюсов определяет пульсации момента, что было доказано ранее.

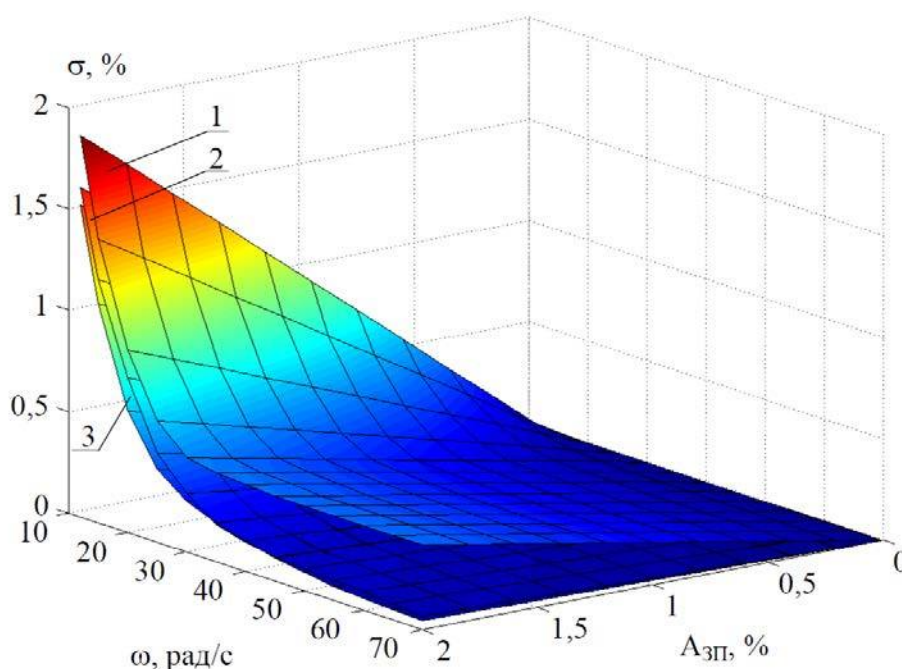


Рисунок 3.16. Перерегулирование в системе позиционирования, вызванное зубцовыми пульсациями частотой ω и амплитудой $A_{зп}$ для 1 – максимально податливой системы, 2 – реальной упругости винтовой передачи, 3 – идеально жесткой системы

Минимальная скорость двигателя при работе от ПЧ под действием номинального момента равна 1 об/мин и контур скорости обрабатывает коммутационные пульсации момента.

Максимальная скорость ограничена возможностями преобразователя.

На рисунке 3.17 показана угловая характеристика СРМНВ при различных числах пар полюсов. По рисунку можно понять, что при увеличении полюсности двигателя растет и доля пульсаций момента относительно среднего значения из-за уменьшения числа пазов на полюс.

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

В предыдущем параграфе было выбрано передаточное число редуктора. На основе этого можно сказать, что наиболее близкая к требуемой скорости является 1500 об/мин. Для стана ХПТ-450 была выбрана машина с $2p=4$.

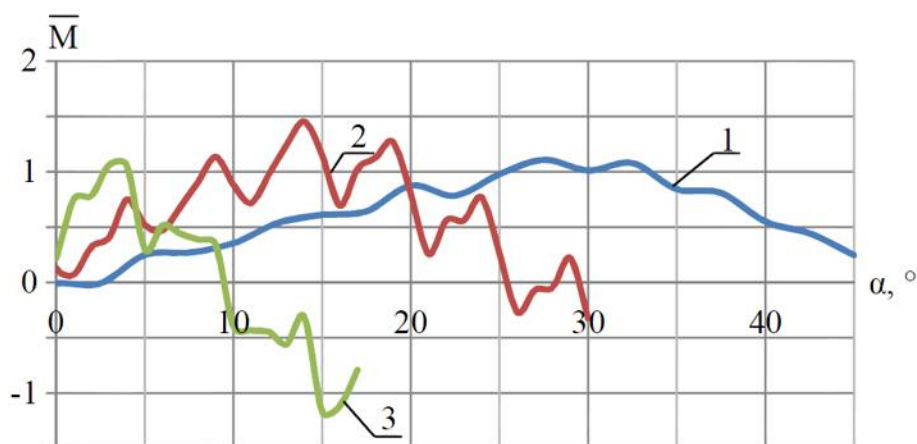


Рисунок 3.17. Угловые характеристики СРМНВ для числа пар полюсов: 1 – $2p=4$; 2 – $2p=6$; 3 – $2p=12$

3.4.3 Учет потерь, вызванных зубцовыми пульсациями момента

Работа электропривода на пониженных скоростях вызывает дополнительный нагрев машины. Ротор СРМНВ выполняется без обмоток, что позволяет получить большой электромагнитный момент увеличением линейной нагрузки при тех же габаритах, как у АД. Необходимо количественно оценить долю такого увеличения.

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

Активные потери определяются как:

$$\Delta P_{эл} = m I_{\phi}^2 R_{\phi}, \quad (3.14)$$

где R_{ϕ} – сопротивление обмотки фазы;

I_{ϕ} – действующее значение тока в фазе.

В [13] магнитные потери рассчитываются как:

$$p_{\sigma} = \frac{(B_{mr} k_{rv} \tau_v)^2 \cdot f_v^{1.5}}{\sqrt{\pi \mu \rho}}, \quad (3.15)$$

где B_{mr} – амплитуда нормальной составляющей индукции поля;
 k_{rv} – коэффициент, учитывающий размагничивающее действие вихревых токов;
 τ_v, f_v – полюсное деление и частота ν -ой гармоники;
 μ, ρ – магнитная проницаемость и удельное сопротивление материала.

Данная формула используется в случае равномерного распределения индукции в зазоре, а в СРМНВ картинка поля имеет вид на рисунке 3.18, что вызывает перераспределение добавочных потерь и дополнительному нагреву двигателя в месте усиления потока. Дадим по МКЭ в *ANSYS* количественную оценку с учетом этой несимметрии.

Для расчета активных потерь использовалась модель на рисунке 2.1. Для начала необходимо оценить корректность такого расчета, критерием оценки была температура двигателя.

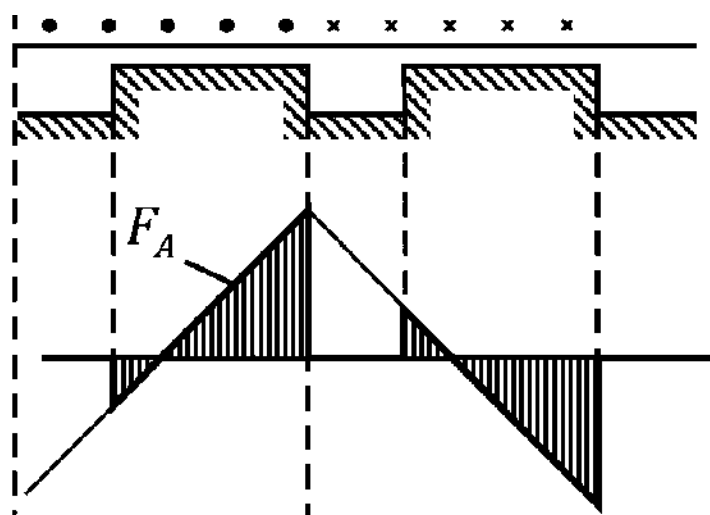


Рисунок 3.18. МДС статора СРМНВ

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 задавались в качестве нагрузки для тепловой модели. Такой подход позволяет выявить местный перегрев частей машины. На рисунке 3.19 показано распределение температуры СРМНВ. Статор нагревается больше вследствие нагрева обмоток.

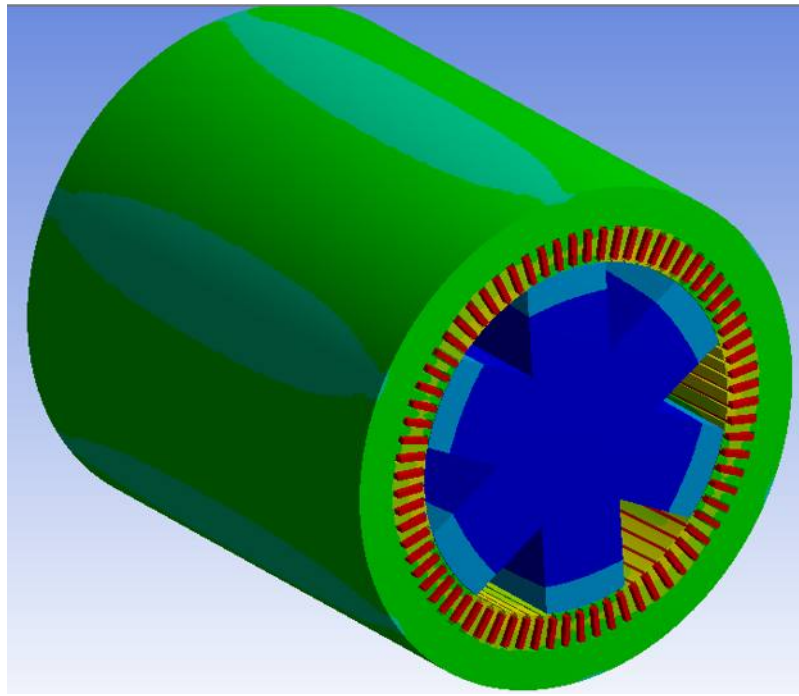


Рисунок 3.19. Трехмерная тепловая модель магнитопровода СРМНВ

Для натурального эксперимента рассматривался режим с заторможенным ротором при питании от источника постоянного тока с измерением температуры ротора и лобовой части обмотки контактным термометром. На рисунке 3.20 представлены результаты измерений.

В результате можно увидеть, что результаты натурального эксперимента совпали со моделированием: в конце процесса нагрева температура обмотки отличалась на 7%, а температура статора и ротора на 4%. Большая разница в значениях температур обмотки вызвана тем, что измерение проводилось только в лобовой части.

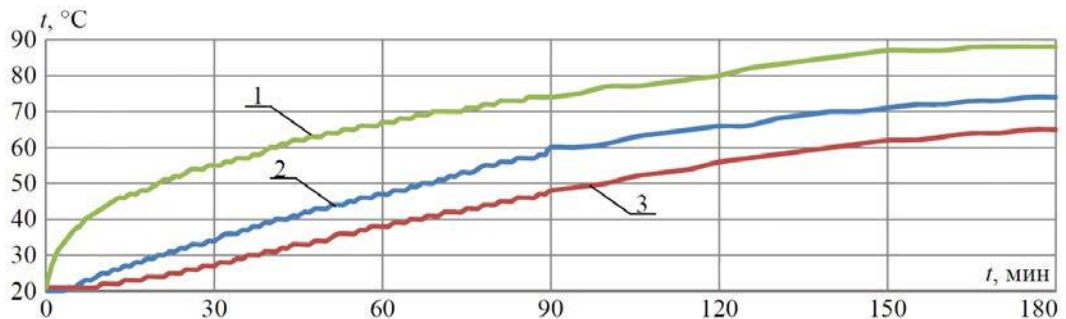


Рисунок 3.20. Температура обмотки (1), станины (2) и ротора (3) при нагреве машины с заторможенным ротором постоянным током

Для учета добавочных потерь на перемагничивание, вихревые токи и потери, вызванные зубцовыми пульсациями проведено моделирование в номинальном режиме при работе от ПЧ. На рисунке 3.21 показаны результаты распределения. На крае полюса ротора, который находится в зоне перераспределения линий индукции между зубцами, имеются наибольшие потери. Из-за повышенного значения магнитной индукции в зубцовой зоне имеются потери на этом участке.

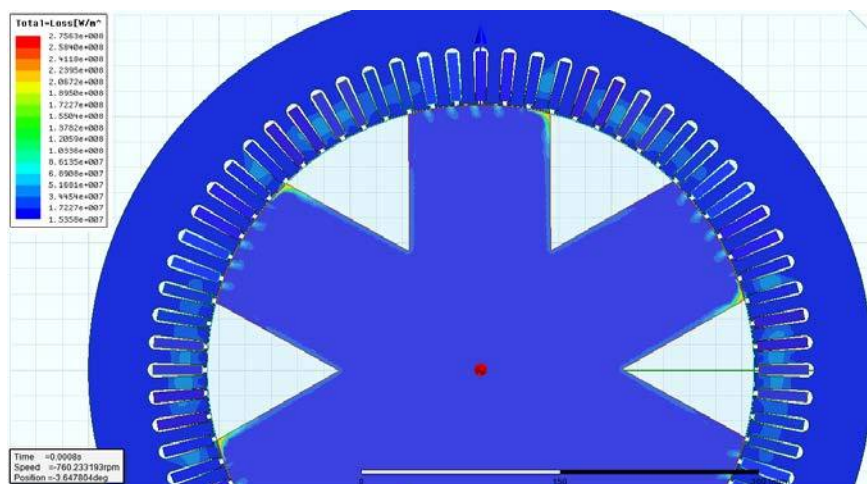


Рисунок 3.21. Распределение магнитных потерь в разрезе машины

Данные потери в классической теории рассчитываются как:

$$p = k_h B_{\max}^2 f + k_c (B_{\max} f)^2 \quad (3.16)$$

где k_h – коэффициент потерь на гистерезис;

k_c – эмпирический коэффициент потерь на вихревые токи;

B_{\max} – амплитуда индукции;

f – частота первой гармоники.

Данная формула не является для нас точной, так как переход к прямоугольной форме фазного тока приводит к увеличению доли высших гармоник.

Последним этапом моделирование было сравнение потерь в СРМНВ со скосом пазов и без него. При применении скоса пазов зубцовые пульсации минимизируются, как было определено ранее, поэтому разница потерь при первом и втором случае позволяет 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

Схема, изучаемая в данной работе, ранее была представлена как более простая с подчиненным регулированием, поэтому есть необходимость учитывать, что величина перерегулирования σ должна находиться в допустимых пределах. В нашем случае есть ограничения полосы пропускания контура “неизменяемой части” Π (рисунок 2.1) и ограничение быстродействия контура регулирования момента. Получается, что на последующих этапах нам необходимо обеспечить максимальное быстродействие контура регулирования момента.

4.1 Синтез структуры и параметров КРМ

4.1.1 Формирование задачи синтеза КРМ

Синтез КРМ выполнялся по критерию:

$$\Delta t_{\text{ПП}} = \min f(\Pi; \mathbf{W}_{\text{РКМ}}(\mathbf{p})), \quad (4.1)$$

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 вызваны требованиями к максимальной разностенности трубы.

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

Рассмотрим как влияет изменение постоянной времени T_M на переходную характеристику. При её уменьшении характер переходного процесса в контуре положения изменяется с монотонного на апериодический. Оценивать точность позиционирования будем величиной перерегулирования σ (рисунок 4.1). По

диаграмме видно, что при $j < 0,13$ перерегулирование в большей степени зависит от T_M , в то время как при $j > 0,13$ точность позиционирования зависит от j . Для выбранного нами $j=0,1$ с минимальным перерегулированием постоянная времени должна составлять $T_M = 0,002 \dots 0,01$ с. Изменяя передаточное число редуктора при малой механической постоянной времени можно обеспечить высокую точность позиционирования, однако это возможно при бесконечной полосе пропускания частот в контуре момента.

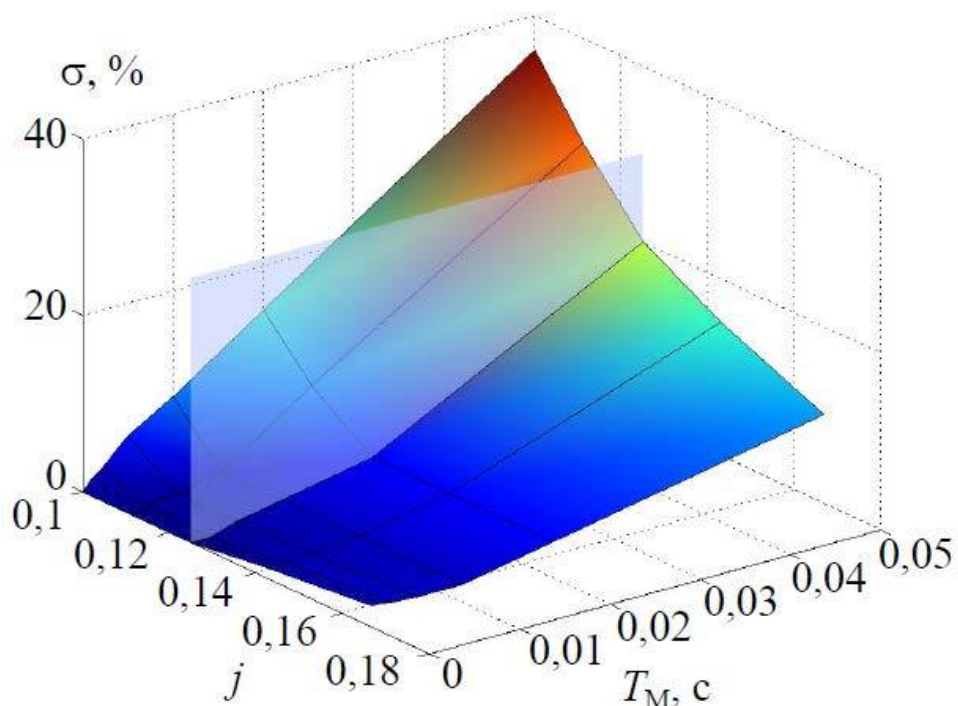


Рисунок 4.1. Перерегулирование σ в зависимости от постоянной времени контура регулирования момента T_M и передаточного числа редуктора j

4.1.2 Использование упрощенной математической модели

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

Для моделирование электромеханического преобразователя необходимо выполнить расчет её магнитной системы: кривых потока $\Psi = f(I, \theta)$ и момента $M = f(I, \theta)$, где I – действующее значение статорного тока, θ – угол поворота. На рисунке 4.2 показаны зависимости для двигателя 4A280S6У3 мощностью 75 кВт.

На рисунке видно, что пульсации магнитной индукции в воздушном зазоре привели к пульсациям момента.

Синтез и настройка регуляторов производились в *MATLAB Simulink* с упрощенной математической моделью машины.

Чтобы получить наиболее полную картину работы электропривода необходимо учитывать распределение магнитного поля в электрической машине в *ANSYS Simplorer-Maxwell* (рисунок 2.13).

Был произведен анализ точности расчета на разных моделях по доступному для наблюдения сигналу тока статора (рисунок 4.3). В качестве эталонных использовались осциллограммы с установки СРМНВ.

Анализируя полученные результаты, можно сказать, что модель в *MATLAB Simulink* дает реальный результат в номинальной точке, если рассматривать работу ниже номинала, то из-за неучета пульсаций момента наблюдаются расхождения. Наиболее оптимальную сходимость при различных скоростях удалось получить в *ANSYS Simplorer-Maxwell*.

4.1.3 Формирование структуры управления по принятой системе критериев

Структура управления П выбиралась с минимальным временем переходного процесса в контуре регулирования момента с ограничениями по робастности, пульсаций электромагнитного момента, минимума перерегулирования.

В процессе изучения и сопоставления полученных результатов исследования были выбраны такие схемы управления, как: частотно-токовое векторное управление, «трансвектор», прямое управление моментом (*DTC*-управление).

Оценка быстродействия производилась на упрощенной математической модели. По критериям выставлялись оценки, где 10 – полностью удовлетворяет, 0 – не удовлетворяет (таблица 4.1).

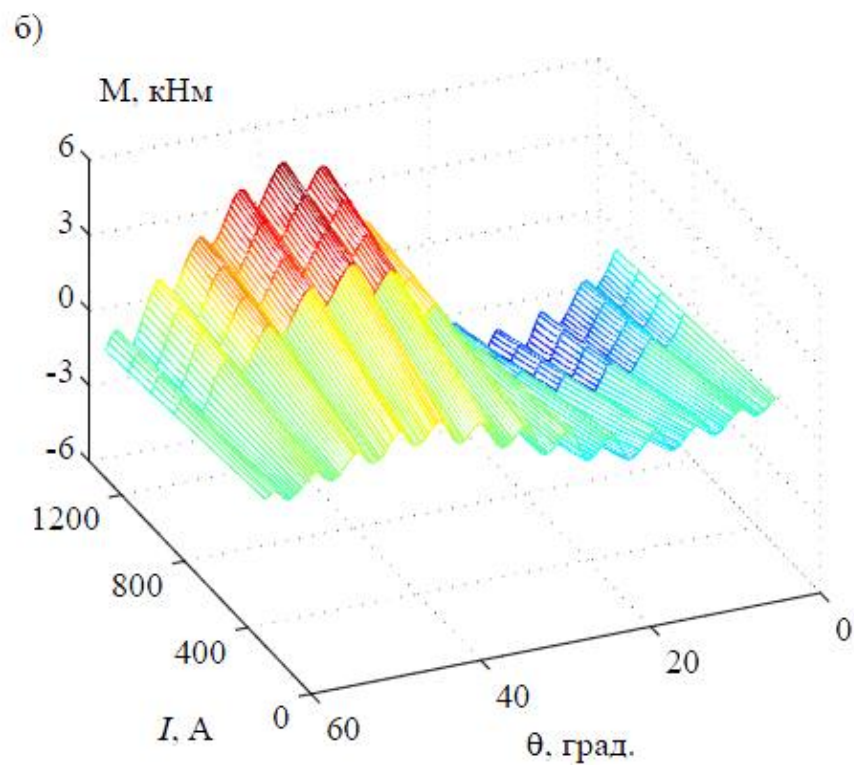
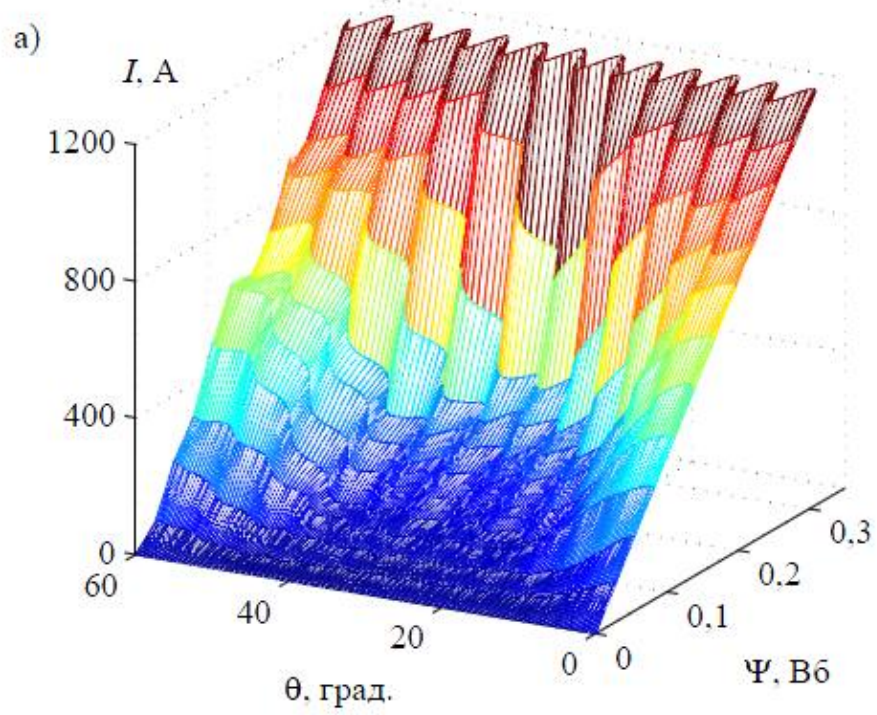
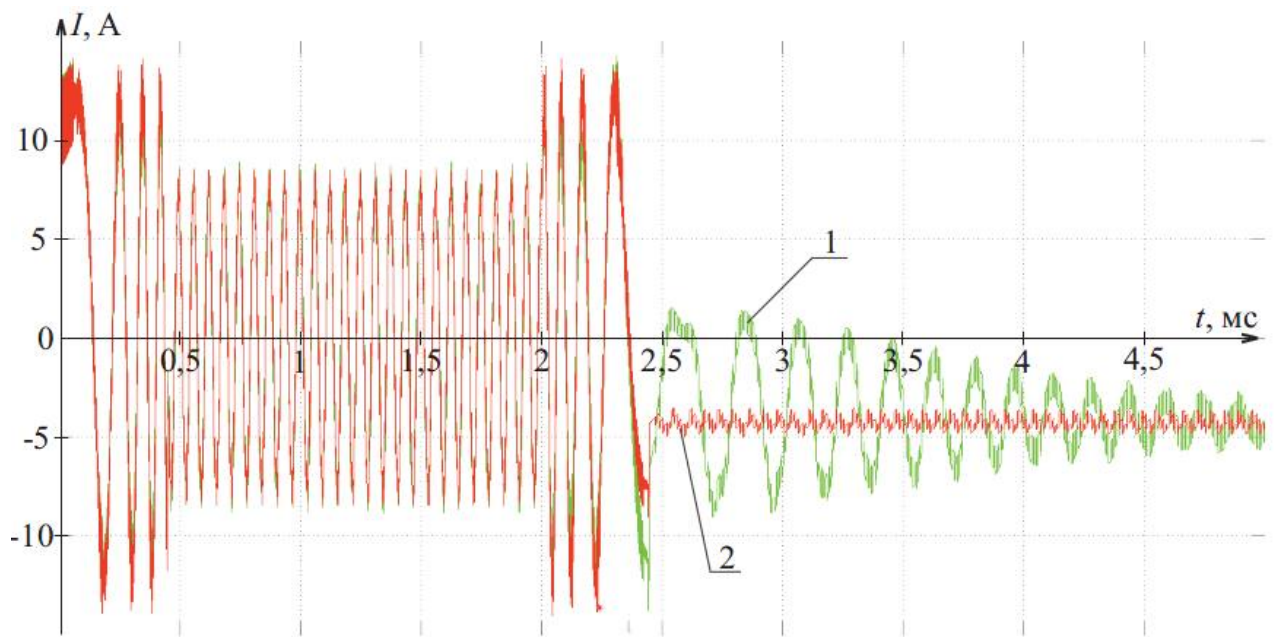
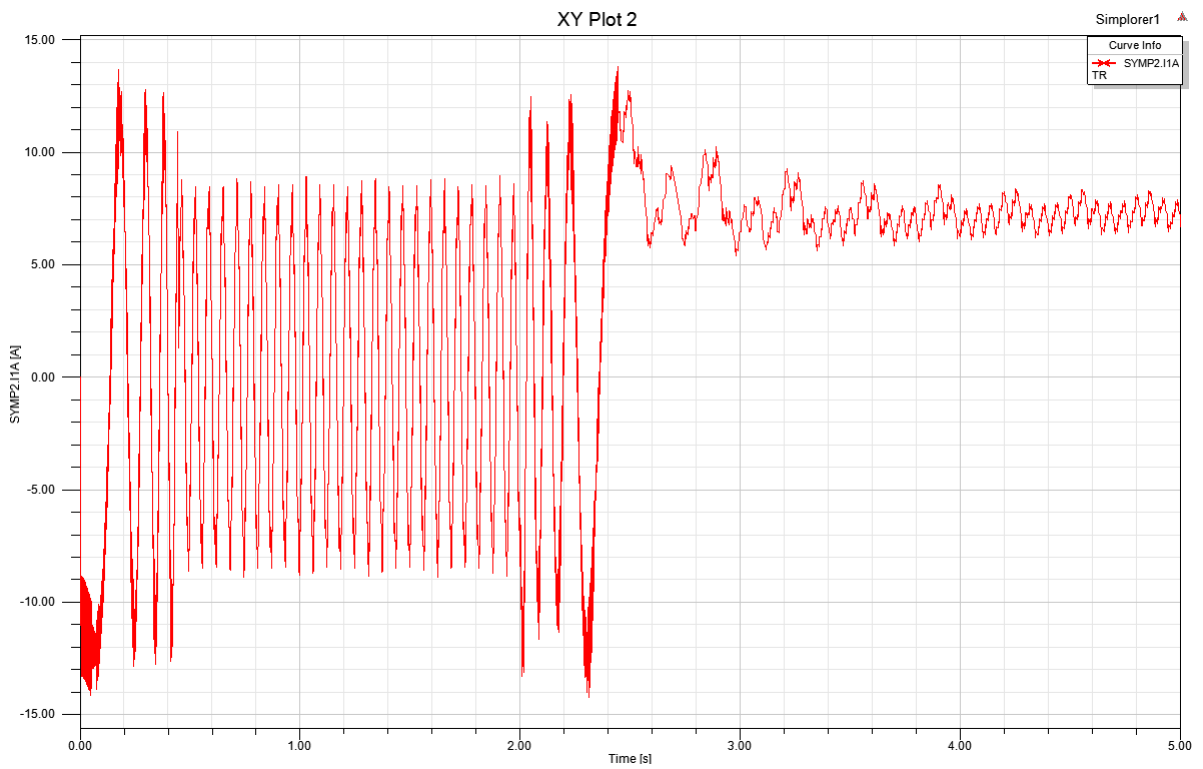


Рисунок 4.2. Результаты расчета магнитной системы на модели с распределенными параметрами: а) потока Ψ , б) момента M



a)



б)

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

Таблица 4.1. Балльно-рейтинговое сравнение схем управления

Схема	Робастность	Минимальный уровень пульсаций момента	Минимальный уровень перерегулирования
Прямое управление моментом	9	4	10
Трансвектор	7	9	8
Частотно-токовое управление	4	8	7

Разберем каждый критерий.

1. DTC-управление

В *Matlab* была создана математическая модель (рисунок 4.4), где, из-за отсутствия синхронной реактивной машины, был взят синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов (потокосцепление, создаваемое магнитами, приравнивается к 0).

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d \\ M = 1,5 pp(L_d - L_q) i_d i_q \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (M - M_c) \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega_r \end{array} \right. , \quad (4.2)$$

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.

Из-за невозможности прямого измерения момента и потокосцепления, вычисление производится с помощью наблюдателя с помощью датчиков напряжения.

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

$$\begin{cases} U_\alpha = U_a - \frac{1}{2}(U_b + U_c) \\ U_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}(U_b - U_c) \end{cases} \quad (4.3)$$

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

$$\begin{cases} U_d = U_\alpha \cdot \sin \theta + U_\beta \cdot \cos \theta \\ U_q = U_\alpha \cdot \cos \theta + U_\beta \cdot \sin \theta \end{cases} \quad (4.4)$$

Получим уравнения с учетом математического описания машины:

$$\begin{cases} U_d = i_d R + L_d \frac{di_d}{dt} + \omega_r p L_q i_q \\ U_q = i_q R + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r p (L_d i_d + \Psi_r) \end{cases} \quad (4.5)$$

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 :

$$\begin{cases} i_d = \frac{U_d + i_q \cdot \omega_r \cdot p \cdot L_q}{L_d \cdot p + R} \\ i_q = \frac{U_q - i_d \cdot \omega_r \cdot p \cdot L_d}{L_q \cdot p + R} \end{cases} \quad (4.6)$$

Модуль вектора потокосцепления статора определяется:

$$\Psi = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2}, \quad (4.7)$$

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 :

$$M = \frac{3}{2} p p (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d). \quad (4.8)$$

При проектировании СРМНВ необходимо учитывать знакопеременный характер электромагнитного момента при вращении вектора результирующего потокосцепления относительно ротора.

Для случая реактивного ротора на один электрический оборот можно выделить два периода с двумя участками увеличения и уменьшения момента, что усложняет структуру регулятора момента (рисунок 4.5, а).

Рассмотрим временные диаграммы работы: при нахождении в точке А для увеличения момента необходимо сместиться по угловой характеристике вправо и подавать положительный сигнал на регулятор момента, при нахождении в точке В необходимо подавать сигнал на смещение влево и отрицательный сигнал.

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

Результаты моделирования процесса пуска на холостом ходу показаны на рисунке 4.6.

Для синхронной машины с реактивным ротором особенностью является процесс нарастания потокосцепления статора в начальный момент времени, скорость которого определяется подаваемым напряжением.

По осциллограммам видно, что составляющая тока по оси q пропорциональна величине момента, проекция на ось i_d пропорциональна потоку.

Инвертор напряжения в системе с *DTC*-управлением выбирается для уменьшения ошибки регулируемых координат (потокосцепление статора и электромагнитный момент). В [16] сказано, что быстроедействие системы характеризуется дискретностью T_c работы цифрового контроллера. В течение T_c вектор напряжения удерживается, если какая-то ошибка изменила знак, то значение вектора напряжения заменяется другим.

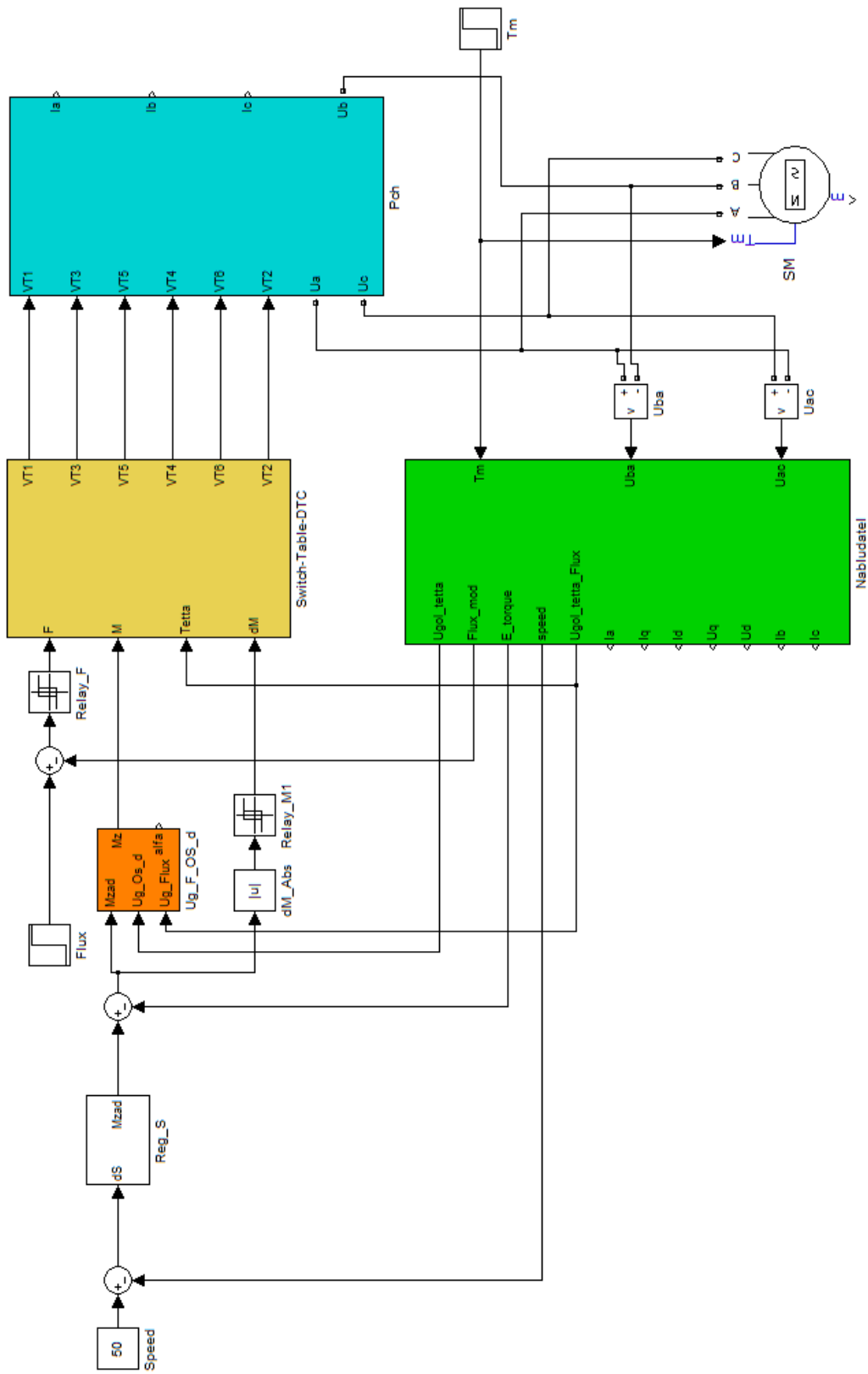


Рисунок 4.4. Обобщенная математическая модель системы DTC на базе SRM, реализованная в системе Matlab-

Simulink

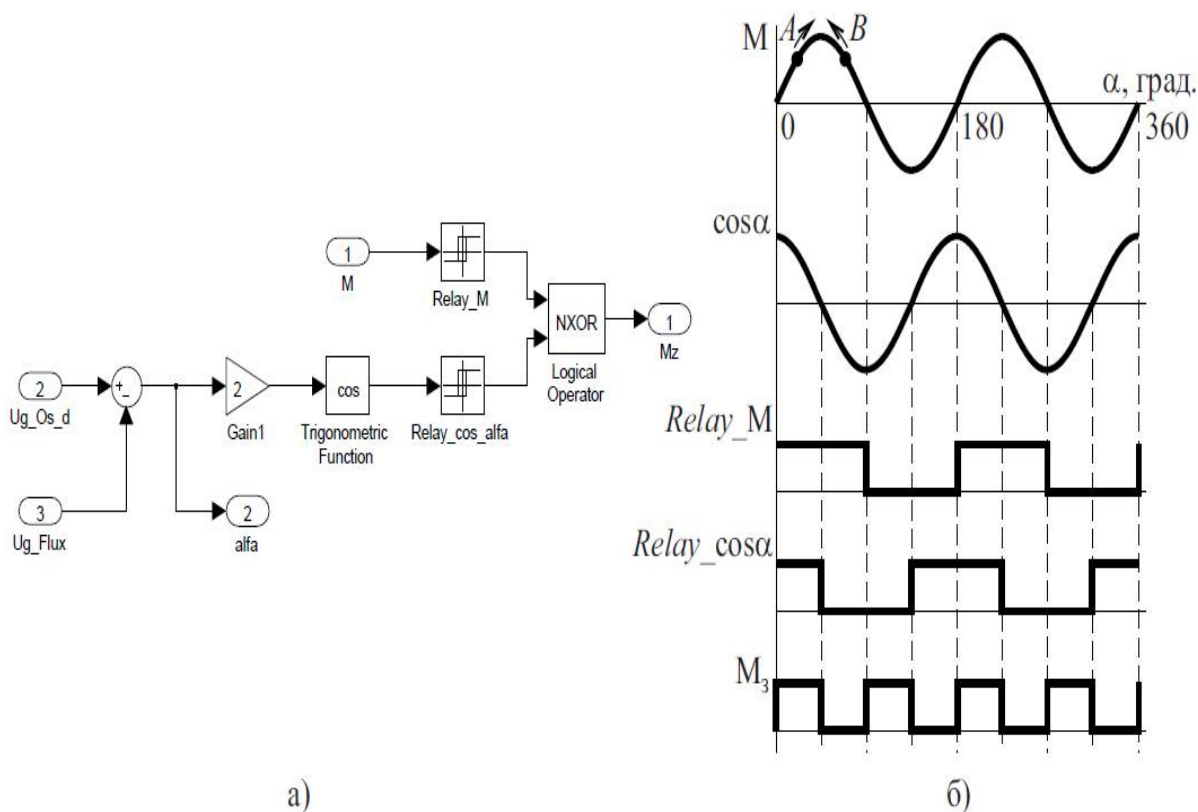


Рисунок 4.5. Принцип работы регулятора момента в системе с *DTC*-управлением на базе CPM

Уравнения статорной цепи:

$$u_c = r_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}, \quad (4.9)$$

где u_c и i_c – напряжение и ток статора;

r_c – сопротивление обмотки статора.

Так как индуктивное сопротивление статора многократно превышает активное, то приращение ψ_c за время T_c :

$$\Delta\psi_{c\alpha} = u_{c\alpha} T_c, \quad \Delta\psi_{c\beta} = u_{c\beta} T_c, \quad (4.10)$$

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

Можно сказать, что понизить пульсации момента и при этом повысить быстродействие системы можно, уменьшив время T_c . Для устойчивости системы необходима жесткая привязка к потокосцеплению ротора, которую возможно

реализовать с помощью датчика положения для определения всех координат моментного треугольника.

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

2. Векторные системы управления

Системы с косвенным вычислением потока получили широкое применение в настоящее время. Они выполняются по замкнутому принципу.

Система «Трансвектор» была предложена в 1972 г. Ф. Блашке. В данной системе производят прямое измерение значения и положения вектора потокосцепления в зазоре с помощью датчиков Холла. В это случае управление двигателем производится переменными, которые преобразованы к осям, ориентированным по полю. А также есть возможность управлять двигателем по возбуждению и по моменту.

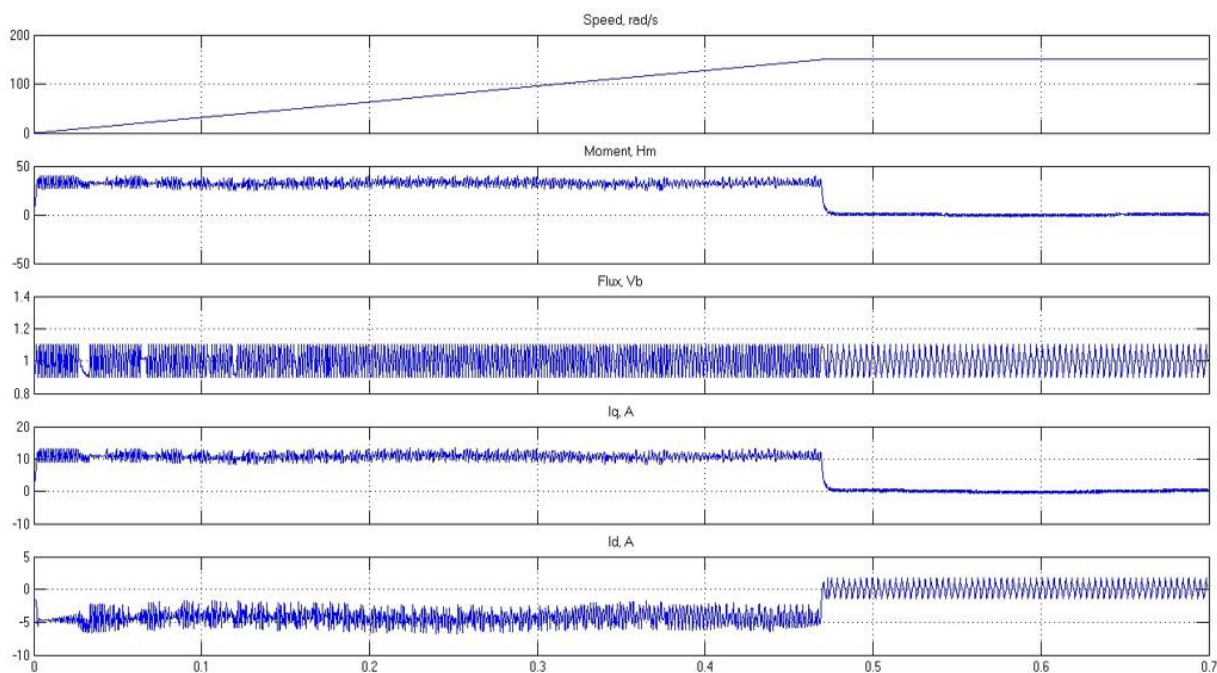


Рисунок 4.6. Режим разгона на холостом ходу до номинальной скорости при $\psi = \text{const}$ для синхронного электропривода с реактивным ротором

Рассмотрим работу такой системы. Производится измерение мгновенных значений потока в зазоре и токов статора. Посредством трехфазно-двухфазного

преобразования формируются проекции тока статора на оси, ориентированные по полю. При дальнейшем сравнении с уставкой формируется сигнал ошибки на контуры регулирования момента или потока, на оси, ориентированные по полю. Затем происходит преобразование двухфазных составляющих в трехфазные.

В данной 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.

Так как данная система замкнутая, то увеличения частоты среза приведет к увеличению резонансного максимума на частотной характеристике вблизи частоты среза и снижению запаса устойчивости. Чтобы определить влияние частоты среза на перерегулирование и амплитудный максимум представим контур момента звеном третьего порядка, где параметры выбраны таким образом, чтобы разомкнутая система была устойчивой (рисунок 4.7).

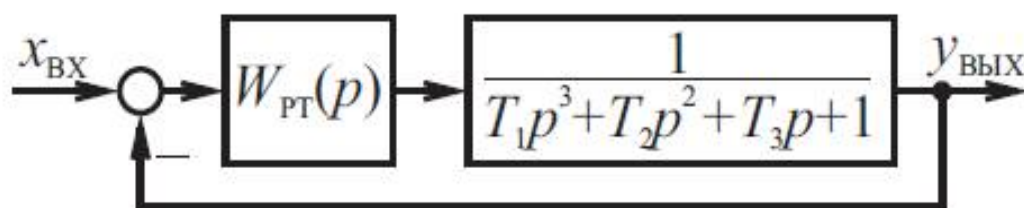


Рисунок 4.7. Математическая модель КРТ

В [3, 24] доказано, что T_1, T_2, T_3 можно выбрать такими, что неизменяемую 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 имеет следующий физический смысл: T_1 определяется L_σ , T_2, T_3 – малые постоянные времени.

На рисунке 4.8, б показаны ЛАЧХ и ЛФЧХ экспериментальные и при моделировании. До частоты 500 рад/с характеристики, затем наблюдаются расхождения, вызванные неучетом малых постоянных времени высоких порядков.

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

На рисунке 4.9 частота среза взята в относительных единицах, где за базу взято значение несущей частоты ШИМ. Было выполнено сравнение импульсной и линейной систем на частоте среза для определения границы, на которой характеристики расходятся менее, чем на 5%.

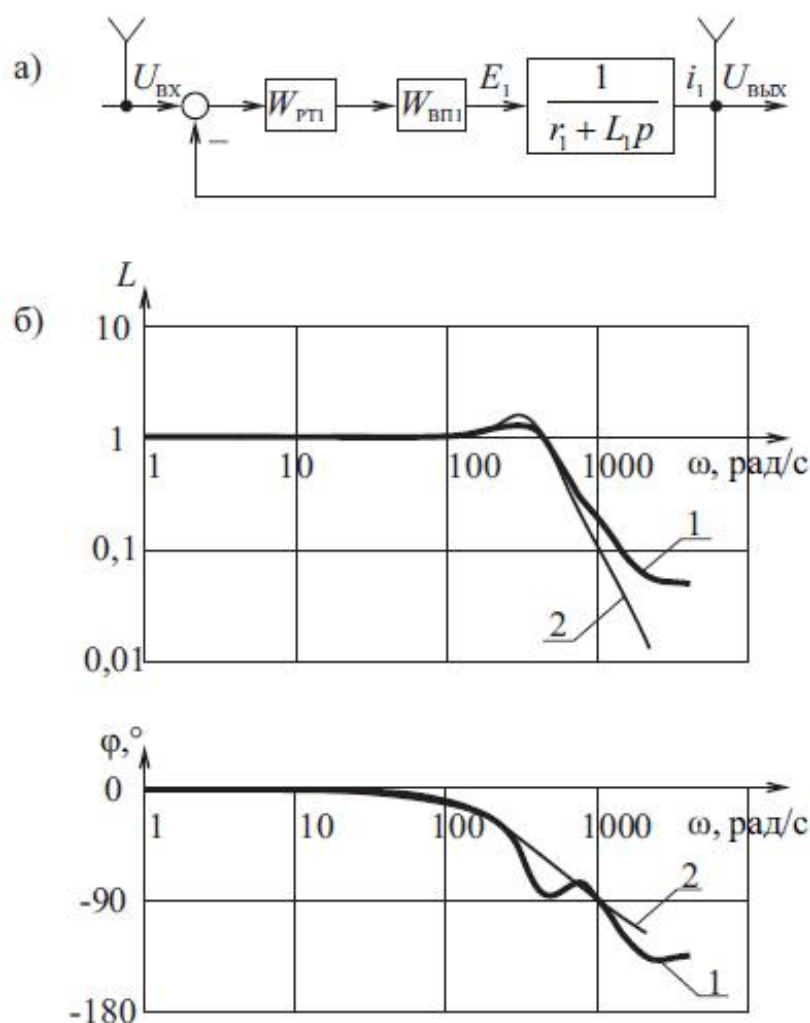


Рисунок 4.8. Быстродействие контура тока: а) структурная схема, б) ЛАЧХ и ФЧХ: 1 – экспериментальные, 2 – результаты моделирования

В работе [2] сказано, что граничная частота зависит от частоты и амплитуды резонансного максимума (зависят от соотношения $\frac{T_2}{T_3}$) и от частоты среза контура регулирования тока. В результате при изменении частоты и амплитуды резонансного максимума были определены значения граничной частоты при $\omega_{AM} = 0,3; 0,5; 0,64$. На рисунке 4.9, а за границами 2, 3, 4 невозможно использовать классические методы синтеза систем, так как наблюдается несовпадение характеристик. В данной зоне необходимо использовать законы импульсных систем.

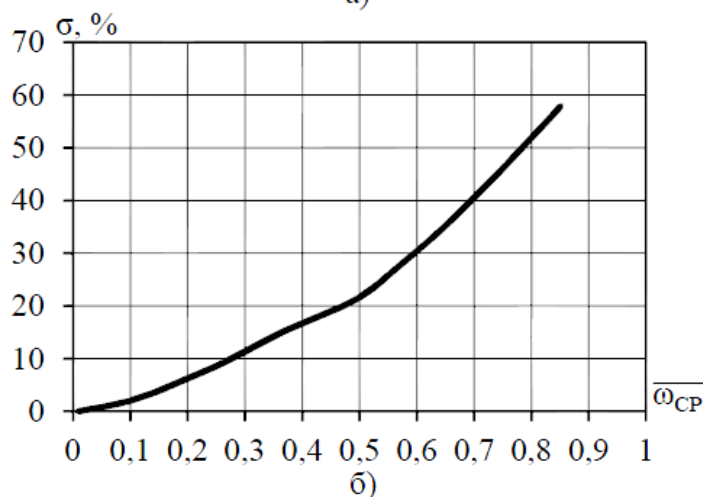
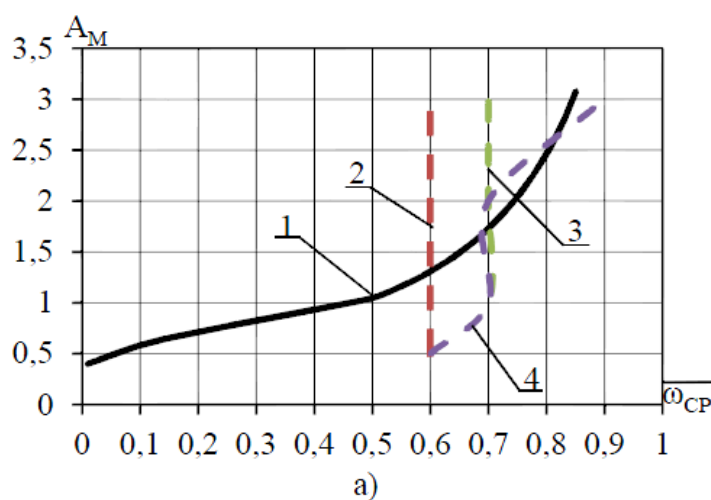


Рисунок 4.9. Зависимость величины амплитудного максимума A_M (а, 1), зависимости граничной частоты от A_M для 2 – $\omega_{AM} = 0,3$; 3 – $\omega_{AM} = 0,5$; 4 – $\omega_{AM} = 0,64$ и перерегулирования σ (б) от частоты среза контура тока.

Анализ структуры управления по критерию робастности

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

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

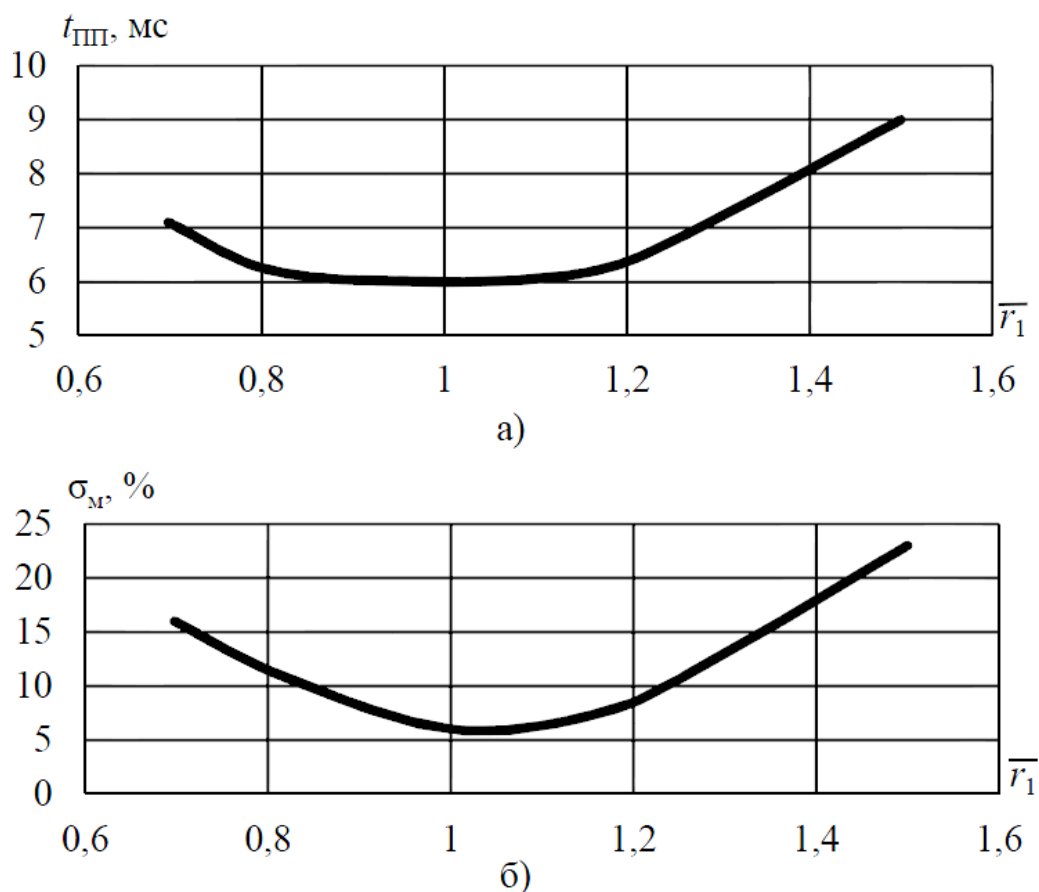


Рисунок 4.10. Зависимость времени переходного процесса (а) и перерегулирования (б) в контуре регулирования момента от сопротивления статорной обмотки r_1

Изменение соотношения x_d/x_q в режиме перегрузок показали, что оно не оказывает влияния на устойчивость системы и не требует дополнительных настроек контуров (рисунок 4.11).

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

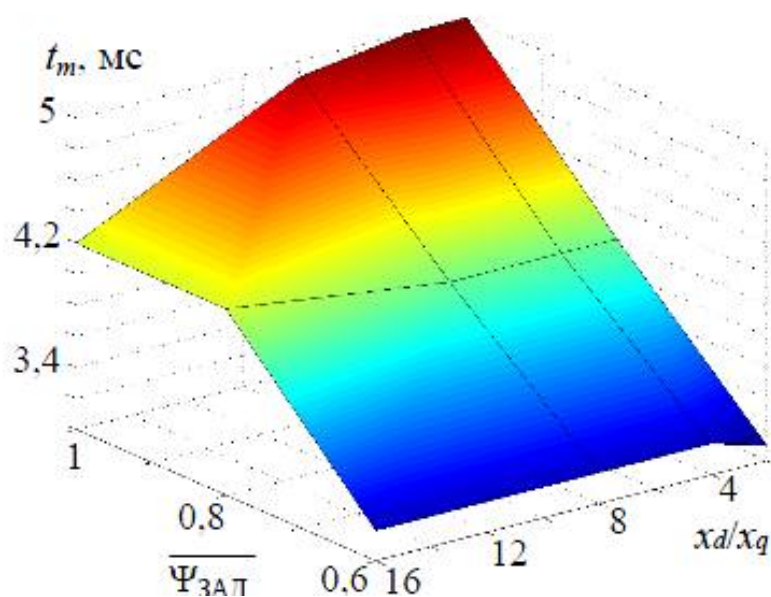


Рисунок 4.11. Время переходного процесса в контуре момента при варьировании потока для разных

В случае использования векторной системы управления в [2, 27] было определено, что пульсации момента для 6-ти фазного двигателя составляют 20-25%, которые зависят от фазности машины и обусловлены коммутацией токов в функции положения ротора.

При *DTC*-управлении (рисунок 4.6) пульсации момента составляют 30-35%, что сказывается на энергетических показателях системы.

В результате по системе оценок можно сказать, что система с *DTC*-управлением имеет наилучшие показатели. Такая система производит регулирование момента изменением угла между векторами потокосцепления ротора и статора. Быстродействие системы ограничено временем скана программы цифрового

сигнального процессора. Задержка реакции системы контура регулирования момента была уменьшена применением «табличного» управления. Уменьшение трудоемкости вычисления с сохранением точности расчетов могут ещё в большей мере повлиять на улучшение показателей данной системы. Для рассматриваемой системы было выполнено упрощение математического описания ЭМП линейной характеристикой $M = f(I)$.

4.1.4 Синтез параметров корректирующих связей КРМ

В рассматриваемой системе синтез контура регулирования момента производился последовательным корректирующим устройством $W_{\text{РКМ}}(p)$, которое состоит из 2-х релейных регуляторов. На входе регуляторов (потокосцепление статора и момента) формировалась ошибка, полученная алгебраическим сложением сигнала задания и значения с выхода модели ЭМП (рисунок 4.12). Так как для синхронных реактивных машин уровень пульсаций момента имеет большое значение, то для правильно работы наблюдателя необходимо учитывать магнитное состояние двигателя. Для снижения коммутационных пульсаций момента необходимо использовать трехуровневый релейный элемент, а для регулятора потока двухуровневый.

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

По критерию минимума пульсаций момента был выбран гистерезис релейных регуляторов, где нижняя граница является максимально допустимой частотой коммутации полупроводниковых ключей. В системах с *DTC*-управлением используется ЧШИМ-модуляция и при увеличении частоты ЧШИМ будут расти потери в полупроводниковых ключах, что потребует увеличения габаритов ПЧ.

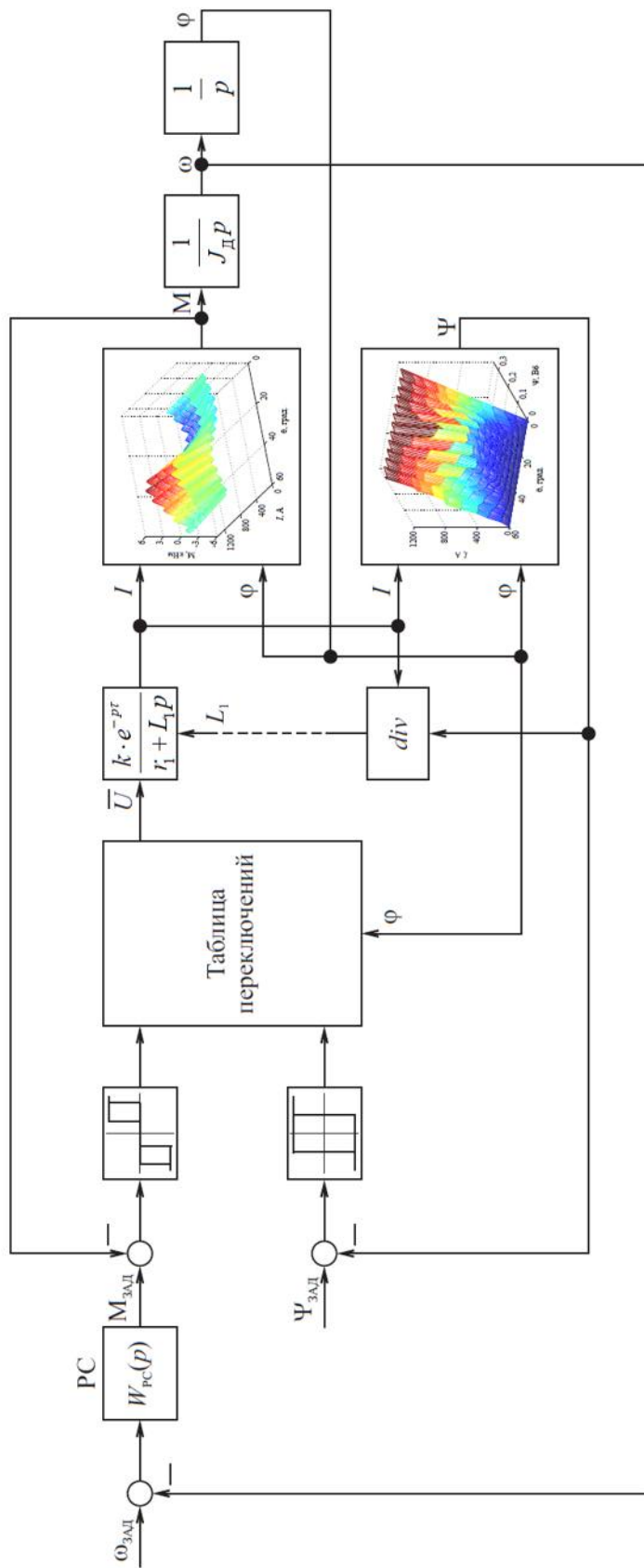


Рисунок 4.12. Обобщенная математическая модель системы DTC на базе CRM, учитывающая табличным способом распределение магнитных полей

По рисунку 4.13 можно увидеть, что потери в ПЧ растут не только при увеличении тока, но и при увеличении частоты ЧШИМ, поэтому необходимо выбирать частоту ЧШИМ таким образом, чтобы и величина петли гистерезиса и пульсации момента находились в разумных пределах.

Упрощение модели СРМНВ позволило улучшить быстродействие контура регулирования момента, так как для данного двигателя в зоне перегрузок зависимость момента от тока имеет линейный характер. В данной системе линейная зависимость обусловлена эффектом последовательного возбуждения: реакция якоря компенсируется увеличением сигнала задания на контур возбуждения.

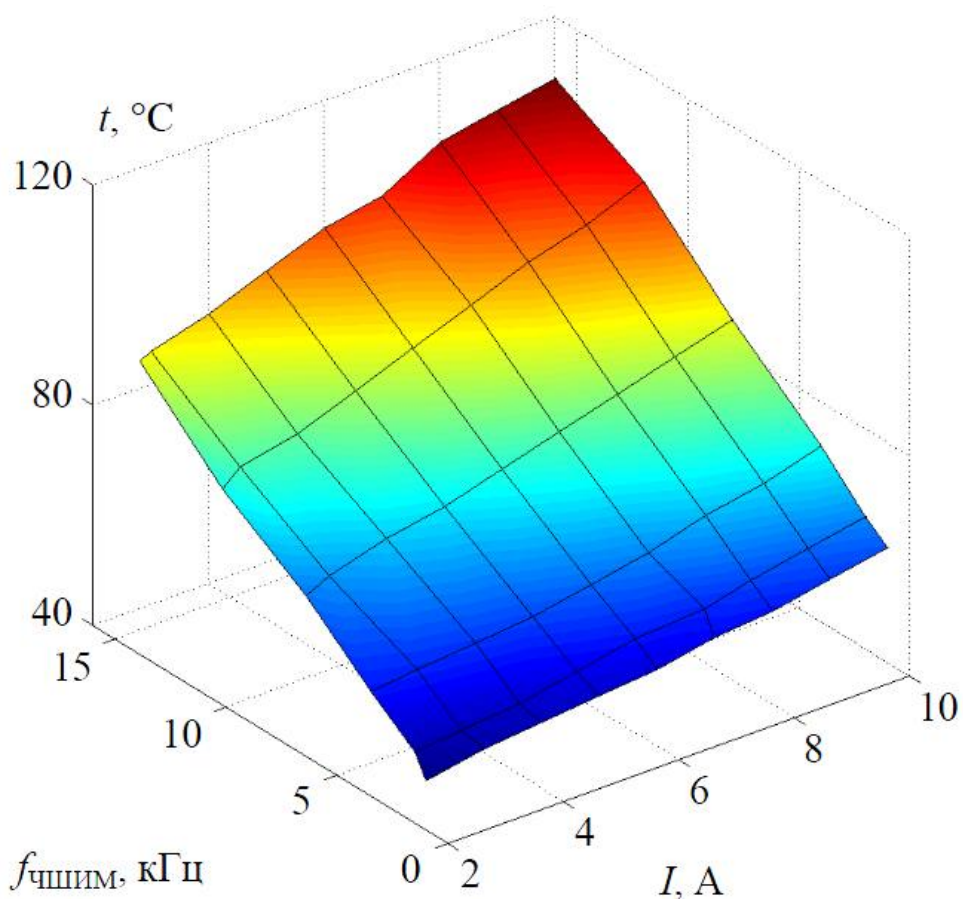


Рисунок 4.13. Зависимость потерь в полупроводниковых преобразователях в функции максимальной частоты ЧШИМ

4.2 Сравнительный анализ характеристик регулирования в системах с подчиненным и модальным управлением

Для рассматриваемой системы основным требованием является точность. Применение замкнутых систем с подчиненным регулированием не может полностью удовлетворить данным требованиям, поэтому используют системы с модальным управлением. В обеих системах электромеханическая часть описывается СРМНВ и моделью (рисунок 2.1), которая была разработана ранее. В исходной системе принимались: частота среза КРМ $\omega_{\text{КРМ}} = 1500$ рад/с, скорости $\omega_1 = 200$ рад/с и контура «неизменяемой части» П $\omega_c = 20$ рад/с. Изменяя частоту срезу контура регулирования момента и «неизменяемой части» П производилось исследование величины перерегулирования.

4.2.1 Система управления с подчиненным регулированием и особенности синтеза

Ранее нами была рассмотрена система, выполненная по принципу подчиненного регулирования (рисунок 1.4), состоящая из 4-х контуров: 1 – скорости двигателя n_1 , 2 – скорости рабочего органа n_2 , 3 – электромеханической коррекции, 4 – регулирования положения. В данной «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 быстрое действие системы, а И-канал – точность. Использование последовательного интегрального корректирующего устройства делают 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 производится настройка самых быстрых (внутренних) контуров, затем самых медленных (внешних). В [25] говорится, что частота среза следующего контура должна быть в 2..4 раза меньше предыдущего. Наибольшие требования к точности

предъявляются внешнему контуру, а большее быстродействие должно быть у внутреннего контура.

Для двухмассовых систем характерна низшая собственная частоты массы, которая соединена с приводом упруго-диссипативными связями. Чтобы повысить устойчивость системы и быстродействие управления упругой механической конструкцией нужно подавить системой управления влияние этой низшей частоты и расширить полосу пропускания ЭМП до значения низшей собственной частоты.

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

А также для уменьшения колебаний двухмассового ЭМП и ограничения автоколебаний применяется уменьшение полосы пропускания замкнутой системы в 5...10 раз по сравнению с собственной частотой линейного упругого электромеханического объекта.

4.2.2 Система управления с модальным управлением и особенности синтеза

В системах с модальным управлением есть возможность уменьшить статическую ошибку по положению.

Рассмотрим суть данной системы управления. Для каждой координаты прямого канала введем обратную связь (рисунок 4.14). Перекрестные связи приводим к сумматору на выход регулятора положения. Получили 4 канала:

1. Контур момент M ;

Выберем коэффициент K_1 , который будет обеспечивать максимальное быстродействие данного канала.

2. Контур скорости вала двигателя n_1 ;

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

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.

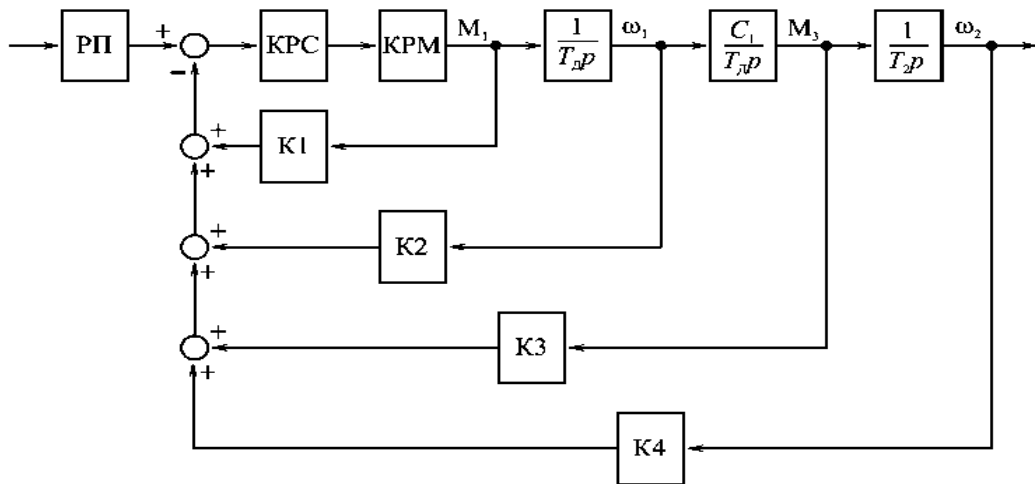


Рисунок 4.14. Структура модального управления

Такая система позволяет обеспечить высокие показатели регулирования, однако из-за большого количества датчиков приводит к удорожанию системы. Поэтому можно использовать устройства наблюдатели, которые по нескольким измеренным сигналам позволяют просчитать другие. Из-за влияния внешних факторов и возмущающих воздействий результаты расчета могут быть недостаточно точными, поэтому используют обратную связь по положению канала наблюдателя (рисунок 4.15).

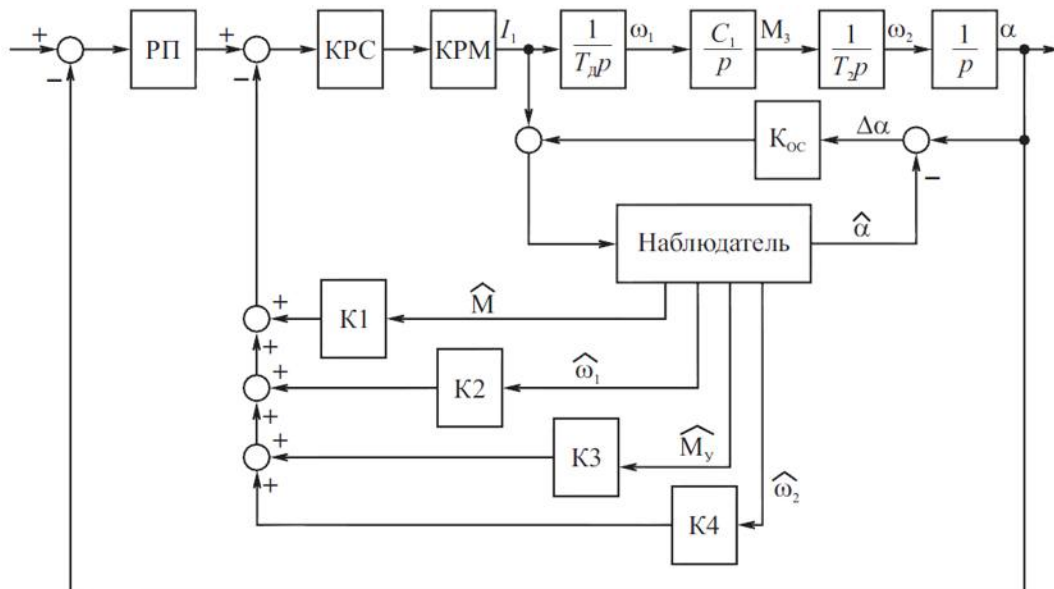


Рисунок 4.15. Структурная схема модального управления привода подачи

Данная система отличается выбором регулятора положения в функции 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 составляет $T_p = 0,005$ 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.

Ввиду малости постоянной времени КРМ вводить обратную связь (ОС) для данного контура не нужно, 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, значит 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 регуляторы каждого контура.

Внутренний контур настраивался по условиям максимального быстродействия с частотой среза $\omega_{c1} = 1000$ рад/с. Для внутренних контуров учитывалось требование: $T_n = (2 \dots 4)T_{n-1}$. Полученные значения приведены на рисунке 4.16.

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

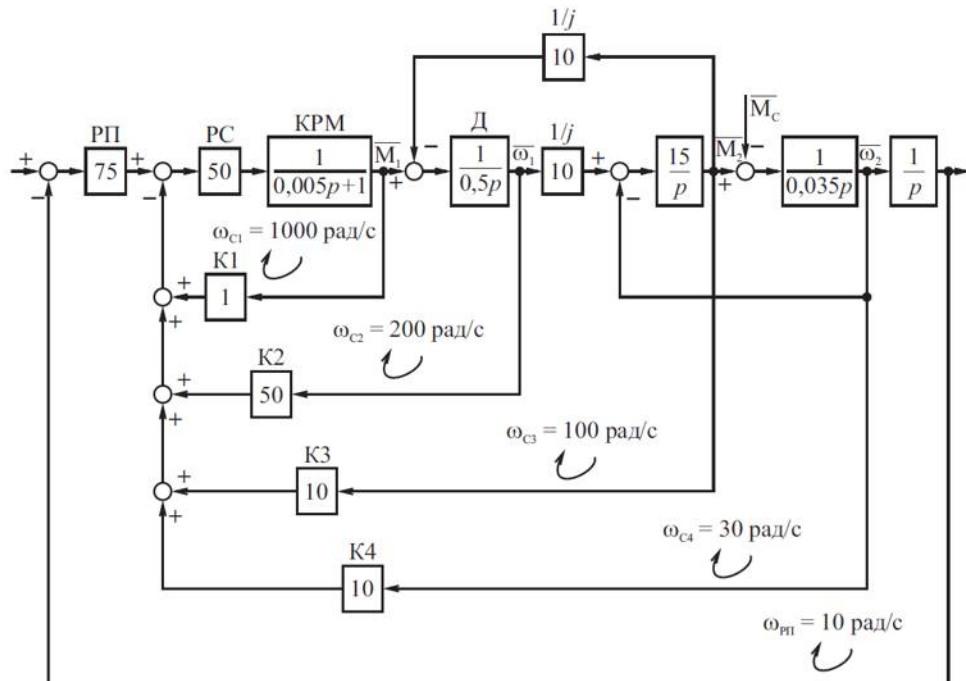


Рисунок 4.16. Настройка модального регулятора

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

В ходе работы исследована система с модальным управлением и выполнен расчет промежуточных координат в системе с подчиненным регулированием с внешним контуром регулирования положения РО h . Электромеханический преобразователь был представлен СРНВ и описывался математической моделью (рисунок 2.1, модуль ЭМП). При регулировании частот среза “неизменяемой части” II $\omega_{\text{СРО}}$ и частот среза КРМ $\omega_{\text{КРМ}}$ были зафиксированы значения перерегулирования (рисунок 4.17). Параметры исходной схемы: частота среза КРМ $\omega_{\text{КРМ}} = 1500$ рад/с, скорости $\omega_1 = 200$ рад/с и контура “неизменяемой части” II, $\omega_{\text{С}} = 20$ рад/с.

По рисунку 4.17 можно понять, что при увеличении обеих частот среза величина перерегулирования уменьшается. При частотах $\omega_{\text{СРО}} > 50$ рад/с влияние второй массы на устойчивость системы можно пренебречь и рассматривать систему как одномассовую. Показатели регулирования при таких частотах будут близки между собой.

Поверхность 2 при модальном управлении слабо зависит от частоты среза $\omega_{\text{СРО}}$ и убывает. При частотах $\omega_{\text{КРМ}}$ от 0 до 200 рад/с поверхность 2 лежит выше поверхности 1. 1 поверхность убывает быстрее в данном промежутке, так как при уменьшении $\omega_{\text{КРМ}}$ становятся хуже условия настройки внешних контуров в модальном управлении.

4.3 Формирование корректирующих связей при работе на повышенных скоростях прокатки

При выполнении каретки обратного хода на повышенной скорости применяют двухзонное регулирование. Значительное увеличение скорости невозможно только ослаблением поля из-за насыщения по напряжению преобразователя. Также масса

каретки составляет практически номинальную статическую нагрузку, а ослабление поля приводит к уменьшению электромагнитного момента. При больших скоростях необходим учет ограниченности полосы пропускания в контуре тока. Для создания необходимого момента можно увеличить частоту питания двигателя в 4-5 раз, что скажется на инерционности контура тока и, как следствие, на создании электромагнитного момента.

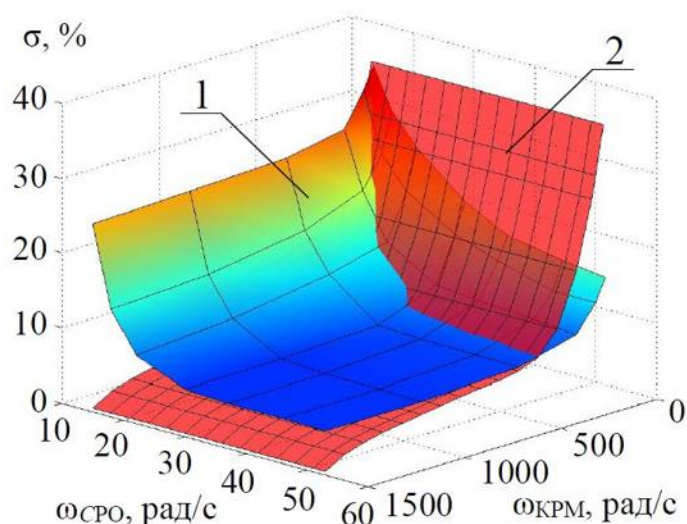


Рисунок 4.17. Влияние частоты среза контура II ω_{CPO} в схемах с подчиненным регулированием (1) и модальным управлением на перерегулирование в контуре положения от частоты среза КРМ I ω_{KPM}

Рассмотрим влияние инерционности контура тока на регулировочные показатели. Была использована математическая модель (рисунок 2.1), M_C принимался постоянным (запас по напряжению, ЭП не выходил в режим ослабления поля). Полученные осциллограммы показаны на рисунке 4.18.

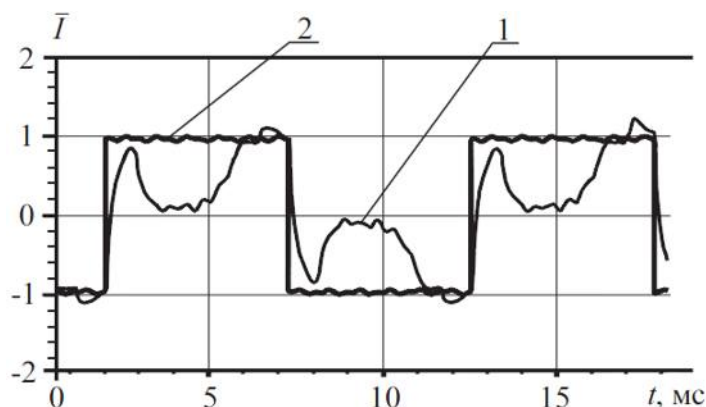


Рисунок 4.18. Осциллограммы мгновенного значения фазного тока (1) и сигнала на его задание (2)

Сравним идеальный и реальный случаи коммутации тока в синхронной реактивной машине независимого возбуждения. В межполюсном промежутке находится обмотка, на которую подается постоянный ток для создания поля возбуждения. Пропускаем ток по обмотке над полюсом. При взаимодействии полей будет создаваться электромагнитный момент. Необходимо переключать ток при повороте ротора таким образом, чтобы создавался максимальный момент. В таком случае отношение M/I будет постоянным (рис. 4.19, а, 1). В реальной системе соотношение изменяется, так как рост скорости вызывает увеличение частоты коммутации тока статора, которые приближается к частоте среза контура тока. Из-за инерционности контура тока коммутация происходит с задержкой. При большой задержке происходит отклонение обмотки от полюса и происходит усиление размагничивающей составляющей. Что значит, что при постоянстве тока электромагнитный момент уменьшается.

По рисунку 4.18 можно увидеть, что не только запаздывание, но и значительная просадка тока влияет на показатель M/I . Такая просадка вызвана тем, что при нахождении над межполюсным промежутком происходит переключение знака тока обмотки фазы, ЭДС при этом равна нулю, а при движении ротора наводится ЭДС при нахождении над полюсным промежутком. Решением такой проблемы может быть введение обратной связи по ЭДС (рисунок 4.19, а, 2).

Введя угол коррекции КУ (рисунок 2.11), можно производить смещение момента коммутации. С увеличением скорости этот угол увеличивается.

На рисунке 4.19, б представлена зависимость, при постоянстве соотношения M/I . При скорости, близкой к нулю, также имеется 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 заменить источники тока, представленные выше на идеальные, то угол коррекции на минимальных скоростях равен 0 (рисунок 4.19, в).

Рассмотренная схема на повышенных скоростях вносит коррективы в исходную схему: корректирующее воздействие не только на сигнал задания, но и на угол

коррекции, который можно представить как в виде константы (рисунок 2.10), так и в табличном виде.

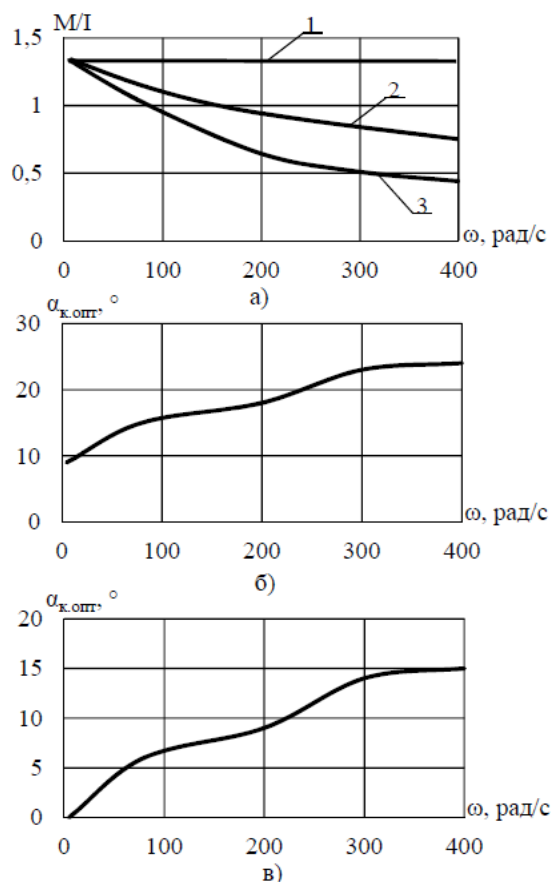


Рисунок 4.19. Влияние скорости ω (а) на M/I : 1 – идеальная система, 2 – система с дополнительной коррекцией по ЭДС вращения, 3 – исходная система; при оптимальном угле коррекции $\alpha_{k,opt}$ (б) и зависимость оптимального угла коррекции $\alpha_{k,opt}$ при использовании идеальных источников тока (в)

На рисунке 4.19 представлена структурная схема адаптации к работе на повышенных скоростях. В данной схеме адаптивный регулятор позволяет регулировать 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 выхода регулятора скорости и корректироваться по условию $M/I = \max$. На повышенных скоростях будет расти рассогласование, что приведет к увеличению угла коррекции.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выпускной квалификационной работы были рассмотрены некоторые способы повышения характеристик электропривода подачи стана ХПТ по критерию точности.

Для представления способов улучшения показателей была разработана математическая модель стана ХПТ. Электропривод представлен системой с распределенными параметрами. Учтено влияние работы главного привода на работу механизма подачи. Силовой представлен непрерывным динамическим звеном. В результате взаимного сравнения данных, полученных расчетным путем, и экспериментальных доказано, что описание модели является приемлемым..

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

Рассмотрена методика выбора силового электротехнического оборудования и законов управления электроприводом подачи стана ХПТ. В данной методике привод рассматривается как многосвязная система: по критерию минимума ошибки позиционирования требуется вычислить оптимальные соотношения частот среза «неизменяемой» части и контура регулирования момента. Для рассматриваемой системы рекомендуется использование системы 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, так как она обладает большими значениями M/J и при перегрузках обеспечивается линейность моментных характеристик.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Горожанкин А.Н. Вентильный электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: Дис. - канд. техн. наук : Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы. – Челябинск , 2010. – 138 с.
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: Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы. – 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. - М.: "Энергия", 1977.
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. Кофф З.А. Холодная прокатка труб/Кофф З.А, Соловейчик П.М, Алешин В.А., Гриншпун М.И. - Свердловск, 1962. - 431с.
11. Метод расчета электромагнитного момента для задач конечно-элементного моделирования асинхронного двигателя/ В.В. Купцов, М.Ю. Петушков, А.С. Сарваров// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». - 2010. – Выпуск. №14 (190). - С. 57-60
12. 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 / Автореф. дис. канд. техн. наук // 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. - 210с.
17. Петров Ю.П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву/ Ю.П. Петров. -"Энергия", 1971г.
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 [Текст] / Рымша В.В., Радимов И.Н., Баранцев М.В. // Научные журналы НТУ "ХПИ" : Электротехника и электромеханика №6 - НТУ "ХПИ", 2006.

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 / Рефки А.Э.В.А., Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. // 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: дисс. - 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.