

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи

АУНГ ВИН ТУТ

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ
АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Специальность 05.09.01. "Электромеханика и электрические аппараты"

ДИССЕРТАЦИЯ
НА СОИСКАНИЕ УЧЕНОЙ СТЕПЕНИ
КАНДИДАТА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Научный руководитель:

д.т.н., доц.

Мошинский Ю.А.

МОСКВА 2008

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. СТРУКТУРА И ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ.....	15
1.1.Основные принципы построения систем частотно-регулируемого электропривода.....	15
1.2.Основные способы частотного управления АД.....	17
1.3. Преобразователи частоты для регулируемого электропривода.....	25
1.4. Формирование и регулирование выходного напряжения АИН.....	28
1.5. Исследование влияния высших гармоник выходного напряжения инвертора на энергетические показатели асинхронных двигателей.....	33
Выводы.....	37
ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ 3-ФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ....	38
2.1. Математическая модель идеализированной трех фазной обобщенной машины.....	38
2.2. Математическая модель асинхронного двигателя с учетом насыщения в 3-фазной системах координат статора и ротора	44
2.3. Математическая модель асинхронного двигателя в фазной системе координат a,b,c статора и α, β - ротора	
	47
2.4. Математическая модель асинхронного двигателя в фазной системе координат a,b,c статора и α, β - ротора с учетом потерь в стали	51

2.5 Математическая модель для исследования переходных процессов АД в системе a,b,c, (α , β) с учетом потери в стали и с учетом вытеснения тока в роторе.....	53
2.6. Основные показатели обобщенной электрической машины в динамических режимах в осях a,b,c, (α , β).....	58
Выводы по главе 2.....	62
ГЛАВА 3. НАГРЕВ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО АД.....	64
3.1. Расчет потерь асинхронного двигателя при несинусоидальном напряжении питания.....	64
3.2. Тепловые режимы работы электрических машин.....	65
3.3. Тепловой расчет при установившемся режиме по методу ЭТС.....	71
3.4. Нестационарный нагрев частотно-регулируемого асинхронного двигателя	75
3.5. Определение допустимой мощности регулируемого асинхронного двигателя для заданного диапазона регулирования.....	86
Выводы по главе 3.....	89
Глава 4. Проектирование частотно-регулируемых асинхронных двигателей.....	90
4.1. Особенности похода к проектированию частотно-регулируемых асинхронных двигателей.....	90
4.2. Законы регулирования скорости АД и выбор расчетных частот.....	95
4.3. Определение основных размеров частотно-управляемого асинхронного двигателя.....	99
4.4. Зубцовые зоны статора и ротора частотно-управляемого асинхронного двигателя.....	101
4.5. Выбор оптимальных размеров пазовой зоны ротора частотно-	

управляемого асинхронного двигателя.....	110
4.6. Выбор оптимальных чисел витков и длины пакета статора.....	126
4.7. Асинхронные частотно-регулируемые двигатели с медной клеткой	137
Выводы по главе 4	140
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	141
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	143
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	151

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время электромашиностроительные заводы выпускают асинхронные двигатели, которые рассчитаны на работу от промышленной сети, т.е. с неизмененной частотой и напряжением на статоре.

Между тем применение вентильных преобразователей частоты, с одной стороны, открывает перед электроприводом новые возможности, а с другой, импульсный характер работы современных вентильных преобразователей создает ряд проблем.

Более того, получены реальные результаты, о чем говорит продукция некоторых отечественных предприятий. В данной работе на примере общепромышленных электроприводов обращается внимание на те преимущества, которые дает применение асинхронных двигателей, рассчитанных и изготовленных для работы в системе частотного регулирования.

Сегодня реальным процессам, происходящим в системе двигатель-преобразователь, разработчики не уделяют должного внимания. Обычно они берут серийный двигатель общепромышленного применения и подключают его к преобразователю частоты, совершенно не заботясь о совершенстве технических параметров, оптимальности и стоимости получаемой системы электропривода, а вопросы срока службы и надежности вообще остаются без внимания.

Если же рассматривать весь диапазон регулирования, то необходимо учитывать особенности взаимодействия двигателя с преобразователем, что усложняет задачу разработки и эксплуатации электропривода.

Теория частотного управления электрических машин получила свое дальнейшее развитие в работах А.А. Булгакова, в которых были исследованы статические характеристики АД при переменной частоте, а также рассмотрены особенности работы АД в системах разомкнутого и замкнутого регулирования.

Большой вклад в развитие теории частотного управления внесли А.С. Сандлер, Р.С. Сарбатов, И.И. Эпштейн, рассмотревшие как статические, так и динамические режимы работы АД при питании от преобразователей частоты (ПЧ).

Основы методики построения математических моделей электрических машин были разработаны А. Блонделем, А. М. Горевым, Д. Парком, Г. Кроном и др. Дальнейшее развитие теория математического моделирования получила в работах Я. Б. Данилевича, В.В. Домбровского, А.В. Иванова-Смоленского, которыми были разработаны методы моделирования электрических машин средней и большой мощности. В работах Копылова И.П. подробно разработана теория обобщенной электрической машины, позволяющая распространить методику математического моделирования практически на все типы электромеханических преобразователей.

Цель диссертационной работы. Целью диссертационной работы является – разработка частотно-регулируемых асинхронных двигателей на основе теоретических исследований стационарных и динамических электромагнитных и тепловых процессов, а также компьютерных программных средств, реализующих эти исследования и позволяющих получить не только геометрические параметры и выходные характеристики, но и варьировать полученные результаты для получения оптимальных энергетических показателей.

Задачи исследования

Для достижения поставленной цели в диссертации решаются следующие задачи:

- разработка математической модели частотно-регулируемого асинхронного двигателя в фазной системе координат при питании от инвертора напряжения, функционально связывающей параметры регулируемых АД с их характеристиками;
- создание компьютерной модели в среде МАТЛАБ, включая разработку принципов задания параметров, законов изменения и взаимосвязи основных компонент модели, для исследования влияния изменения основных параметров на выходные характеристики;
- разработка методики определения электрических и тепловых параметров АД при частотном управлении.
- разработка метода эквивалентных тепловых схем для расчета тепловых процессов частотно-регулируемых АД и проведение теоретических исследований процессов нагрева на основе этого метода.
- разработка методики проектирования частотно-регулируемого АД, которая позволяет определить главные размеры и основные характеристики для заданного закона управления.

Методы исследования. В работе использованы аналитические, численные и численно-аналитические методы исследования. Исследования базировались на теории дифференциальных уравнений, на компьютерных методах моделирования в среде программирования МАТЛАБ. Для анализа тепловых режимов работы АД использована теория нагрева и теория линейных электрических цепей. В качестве математического аппарата используется

аппарат матричной алгебры, ориентированный к применению на современных компьютерах. Реализация алгоритмов компьютерной программы выполнена в среде MATLAB v. 7.0 и MathCAD v. 11.

Научная новизна работы заключается в следующем

- проведено комплексное исследование асинхронной машины с короткозамкнутым ротором в системе со статическим преобразователем частоты;
- предложена математическая модель частотно-регулируемого двигателя, учитывающая эффект вытеснения тока в проводниках обмотки ротора, насыщение магнитопровода и закон управления преобразователем;
- разработан комплекс программ для расчета нестационарных тепловых процессов в частотно-регулируемом двигателе.
- разработана программа проектирования АД, которая позволяет оценить массогабаритные и энергетические показатели и выдать рекомендации по их улучшению.
- исследовано влияние геометрических размеров пазовой зоны, длины статора и числа витков обмотки ротора на величину энергетических показателей.

Достоверность результатов работы. При решении системы дифференциальных уравнений, описывающих работу системы АД-ПЧ, используется метод Рунге-Кутта в модификации Гира. Расчет тепловых нестационарных режимов АД проведен с использованием эквивалентных тепловых схем замещения. Достоверность теоретических исследований частотно-регулируемых АД с помощью имитационных математических моделей подтверждается сравнением с результатами известными из литературы.

Практическая ценность:

- разработанные методики и программы расчета, статических и переходных режимов работы позволяют детально исследовать влияние параметров и входного напряжения на энергетические показатели АД при питании от преобразователя частоты, а также повысить точность и достоверность получаемых результатов;
- зависимости превышения температуры от частоты питания при постоянном моменте позволяют определить диапазон регулирования АД;
- На основании проведенных оптимизационных расчетов, даны рекомендации по выбору конструкции АД с короткозамкнутым ротором, работающих совместно со статическими преобразователями.

Реализация результатов работы. Результаты диссертационной работы будут реализованы в Союзе Мьянма при разработке оптимальных частотно-регулируемых электроприводов, используемых в технологическом оборудовании сельского хозяйства. Методики расчета тепловых процессов и проектирования частотно-регулируемых АД используются при разработке, изучении и исследовании регулируемых двигателей на кафедре «Электромеханика» МЭИ (ТУ).

Апробация работы. Основные научные и технические результаты были представлены на: XI-ой Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты» (Крым, Алушта. 2006 г); XII-ой Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты» (Крым, Алушта. 2008 г). XIV-ая международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов, 28-29 февраля 2008 г. Москва.

Публикации. По теме диссертации опубликовано (7) печатных работ.

Структура и объём работы. Работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованной литературы и (1) приложений. Полный объем работы составляет (152) страницы текста, иллюстрированного рисунками и таблицами на (89) страницах. Список использованной литературы включает (67) наименования.

На защиту выносятся:

-комплекс программ математического моделирования АД-ПЧ с учетом непостоянства параметров при питании от инвертора;

-комплекс программ для расчета стационарных и нестационарных тепловых процессов в АД, позволяющих получить с помощью простых тепловых моделей электродвигателей параметры и характеристики теплового процесса с достаточной точностью.

-методика проектирования частотно-регулируемого АД с короткозамкнутым ротором с учетом диапазонов регулирования, а также закона управления преобразователем частоты.

-метод предварительного поиска оптимальных значений параметров пазовой зоны ротора, длины и числа витков обмотки статора АД, результаты которого представлены в виде графических зависимостей.

В главе 1 представлены основные принципы построения систем частотно-регулируемого электропривода, а также кратко изложены основы теории работы преобразователя частоты в регулируемом электроприводе.

При описании динамических режимов АД в качестве переменных используют результирующие (изображающие) вектора напряжений, токов,

потокосцеплений. Для этой цели обычно используются инверторы с ШИМ. Анализ приведенных зависимостей показывает, что улучшение формы тока при использовании ШИМ происходит за счет ослабления высших гармоник напряжения в низкочастотной части спектра. Число ослабленных гармоник определяется несущей частотой ШИМ.

Однако повышение частоты коммутаций силовых элементов ведет к увеличению динамических потерь в АИН. Поэтому оптимальной является частота ШИМ, при которой обеспечиваются минимальные суммарные потери в системе инвертор-двигатель.

Вторая глава посвящена сравнительному анализу существующих различных математических моделей и разработке новой математической моделей частотно-регулируемого двигателя в осях $(a,b,c,(a\beta))$ с учетом потерь в стали, вытеснения тока в проводниках ротора и насыщения магнитной цепи.

Система дифференциальных уравнений, описывающих поведение частотно-регулируемого двигателя, включает в себя уравнения напряжений обмоток, уравнения движения. При составлении уравнений равновесия использовалась естественная (фазовая) система координат осей a , b , c – оси фаз статора и α , β - оси эквивалентных обмоток ротора. При этом предполагается, что обмотки фаз ротора приведены к обмотке фазы a статора, что позволяет использовать одну и ту же систему относительных единиц для роторных и статорных величин.

В третьей главе рассматриваются методы теплового расчета АД. Разработана упрощенная математическая модель нагрева частотно-регулируемых асинхронных двигателей. Приведены аналитические выражения для экспоненциальных кривых нагрева элементов тепловой схемы замещения. Представлены результаты расчета коэффициентов греющих потерь для

установившегося режима, а также коэффициентов при экспонентах и постоянных времени нагрева лобовой части обмотки для двух частот 20 и 50 Гц. Согласно простому эмпирическому правилу увеличение рабочей температуры на 10-12°С уменьшает срок службы изоляции, а, следовательно и двигателя, вдвое. Таким образом, вопросы расчета нагрева электродвигателя, в частности температуры статорных обмоток становятся первостепенным при оценке возможности использования асинхронных двигателей (АД) в частотно-регулируемом электроприводе. Нагрев частотно - регулируемых электродвигателей происходит по более сложным законам, нежели двигателей, работающих при постоянных параметрах питания: напряжении и частоте. Это обусловлено следующими факторами:

1. Потери в отдельных частях двигателя зависят не только от нагрузки на валу, но и от изменяющихся параметров питания;
2. Конвективные сопротивления, обдуваемых поверхностей электродвигателя изменяются с изменением частоты вращения ротора, причем по различным законам;
3. Из-за изменения величины потерь, а также сопротивлений передачи тепла от одного тела к другому изменяется и влияние отдельных составляющих потерь на нагрев обмотки статора.

Таким образом, разработанная тепловая модель нестационарного нагрева, давая достаточно подробную информацию о тепловых процессов в АД, может быть использована как для оценки нагрева обмотки в различных режимах работы, так и для проектирования тепловой защиты.

В четвертой главе рассматривается особенности проектирования асинхронных двигателей с частотным регулированием. Применение традиционных методик для проектирования частотно-регулируемого АД без

учета его специфических особенностей и соответствующей корректировки расчетных соотношений неправомерно. Специфика проектирования АД-ПЧ во многом определяется законом регулирования электропривода, также выбранным диапазоном регулирования АД.

Техническими предпосылками, обеспечивающими преимущества регулируемых двигателей над серийными асинхронными машинами являются:

-отсутствие требований к пусковым характеристикам, так как не ставится задача обеспечения кратностей пускового и максимального моментов. Поэтому может быть выбрана соответствующая форма паза ротора, чтобы обеспечить минимальное активное сопротивление ротора и меньшую индуктивность рассеяния.

-выбор оптимального, отличного от базового соотношения нестандартных значений напряжения и частоты проектируемого двигателя, согласованных с номинальными значениями преобразователя.

-необходимая частота вращения производственного механизма, обусловленная частотой питания двигателя, числом полюсов обмотки статора АД может быть обеспечена различным сочетанием этих двух величин.

-особенности работы на низких частотах вызывает появление дополнительных требований к его параметрам и к значению потерь в обмотках статора и ротора.

Применение частотно-регулируемых двигателей, спроектированных с учетом специфики их работы в условиях регулируемого электропривода вместо серийных асинхронных двигателей дает возможность значительно снизить массу, габариты и стоимость электропривода, а также улучшить их энергетические показатели.

Рассмотренные выше особенности асинхронных двигателей, определяемые специфическими требованиями, которые к ним предъявляются в регулируемом электроприводе, показывают высокую техническую и экономическую эффективность электродвигателей переменного тока, специально спроектированных и изготовленных для работы от вентильных преобразователей частоты.

В заключении приводятся выводы, сделанные по результатам работы.

В списке литературы приведены использованные в процессе работы источники.

ГЛАВА 1.

СТРУКТУРА И ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

1.1. Основные принципы построения систем частотно-регулируемого электропривода

Для управления асинхронного двигателя (АД) принципиально можно воздействовать на величину, частоту и фазу напряжения статора. Частота напряжения определяет скорость вращения АД. Отношение напряжения к частоте задает магнитный поток двигателя. Требования к величине магнитного потока в статическом режиме определяются характером нагрузки и требованиями предъявляемыми к электроприводу (точность поддержания скорости, перегрузочная способность, экономичность и т.д.). При жестких требованиях к динамике электропривода необходимо поддерживать постоянство потока во время переходного процесса. В любом случае магнитный поток не должен превышать номинальный поток во избежание насыщения магнитного потока от нагрузки на валу. Зависимости напряжения от частоты, обеспечивающие соответствие потока двигателя характеру статической нагрузки называют законами частотного управления[7].

На выходе двигатель характеризуется двумя механическими величинами: момент и угловой частотой вращения, которые связаны уравнением движения:

$$M - M_n = M_{дин} = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1.1)$$

где M_n - нагрузочный момент;

$M_{дин}$ - динамический момент;

J - момент инерции, приведенный к валу двигателя.

Как правило, целью управления является угловая частота вращения или момент двигателя.

Таким образом, задачей частотно-регулируемого асинхронного электропривода является обеспечение заданной скорости (момента) двигателя при поддержании требуемого значения магнитного потока. В зависимости от области применения и дополнительных требований к электроприводу (например, экономичности) эта задача может быть решена в разомкнутой системе, в замкнутой системе по скорости, в замкнутой системе по магнитному потоку, в системе замкнутой как по скорости, так и по магнитному потоку[7].

При заданной нагрузке режим работы АД (скорость, момент, ток, энергетические характеристики) однозначно определяется частотой и магнитным потоком (т.е. отношением напряжения к частоте) или частотой и током статора. Соответственно различают системы электропривода, формирующие сигналы задания частоты и напряжения или частоты и тока статора. В первом случае ПЧ работает источника напряжения, во втором-режиме источника тока (частотно-токовое управление, ЧТУ).

Схема замещения АД при переменной частоте - Регулирование частоты вращения позволяет плавно и в широком диапазоне изменять скорость вращения АД, сохраняя примерно постоянными потерями в машине на любой искусственной механической характеристике. Для анализа установившихся процессов в АД при переменной частоте используют систему замещения, приведенную на рис.(1.1).

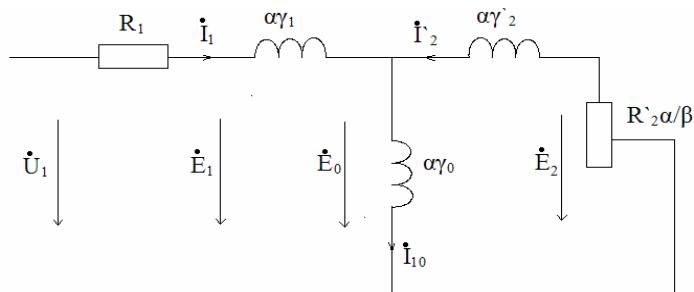


Рис 1.1. Схема замещения АД при переменной частоте

В соответствии с Г-образной схемой замещения уравнение механической характеристики принимает вид

$$M = \frac{1.5 \cdot u^2 \cdot R_2 \cdot p}{s \cdot f_1 \cdot \pi \cdot \left[\left(R_1 + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (x_1 + x_2)^2 \right]} \quad (1.2)$$

В этой схеме индуктивные сопротивления являются функцией относительной частоты

$$\alpha = \frac{f_2}{f_{1\text{ном}}} \quad (1.3)$$

Степень нагрузки АД характеризуется абсолютным скольжением

$$\beta = \frac{f_2}{f_{1\text{ном}}} \quad (1.4)$$

Введение этой величины связано с тем, что при переменной частоте скольжение s уже не определяет однозначно нагрузку АД, являясь еще и функцией частоты f_1 .

Учитывая, что $f_2 = s f_1$, получаем связь между β и s :

$$\beta = s\alpha = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_{1\text{ном}}} \quad (1.5)$$

Абсолютное скольжение β в теории АД при переменной частоте играет ту же роль, что и относительное скольжение s при постоянной частоте, т.е. характеризует момент двигателя. Если пренебречь сопротивлением обмотки статора R_1 , то β однозначно определяет момент АД при любой частоте.

Относительная угловая частота вращения АД $\omega' = \frac{\omega}{\omega_{1\text{ном}}}$ связана с α и β отношением

$$\alpha = \beta + \omega' \quad (1.6)$$

1.2. Основные способы частотного управления АД

Закон частотного управления $\frac{U}{f} = \text{const}$ - Простейший способ частотного управления заключается в изменении величины напряжения, подводимого к АД, пропорционально частоте:

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1\text{ном}}}{f_{1\text{ном}}} = \text{const} \quad (1.7)$$

Данный закон не учитывает изменения нагрузки АД и, следовательно, может быть реализован в разомкнутой системе электропривода.

Уравнения, описывающие процессы в АД при $\frac{U}{f} = \text{const}$, имеют вид

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 - I_{10} &= 0 \\ I_1(r_1 + j\alpha x_1) + I_{10}j\alpha x_0 &= U_{1\text{ном}}\alpha \\ I_2\left(r_2 \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha x_2'\right) + I_{10}j\alpha x_0 &= 0 \end{aligned} \quad (1.8)$$

По полученным в результате решения уравнений (1.8) значениям токов I_1, I_{10}, I_2 могут быть определены момент, угловая частота вращения, поток и другие величины, характеризующие работу двигателя[17].

Механические характеристики АД для режима частотного управления $\frac{U}{f} = \text{const}$ приведены на рис.(1.2,а,б). Отсюда видно, что уменьшение частоты приводит к уменьшению максимального момента АД. Это объясняется возрастающим влиянием падения напряжения на активном сопротивлении статора, что приводит к уменьшению э.д.с. E_1 и E_0 , а значит- к уменьшению магнитного потока двигателя. Падение магнитного потока при данной частоте тем больше, чем больше абсолютное скольжение т.е. нагрузка АД (рис.1.3).

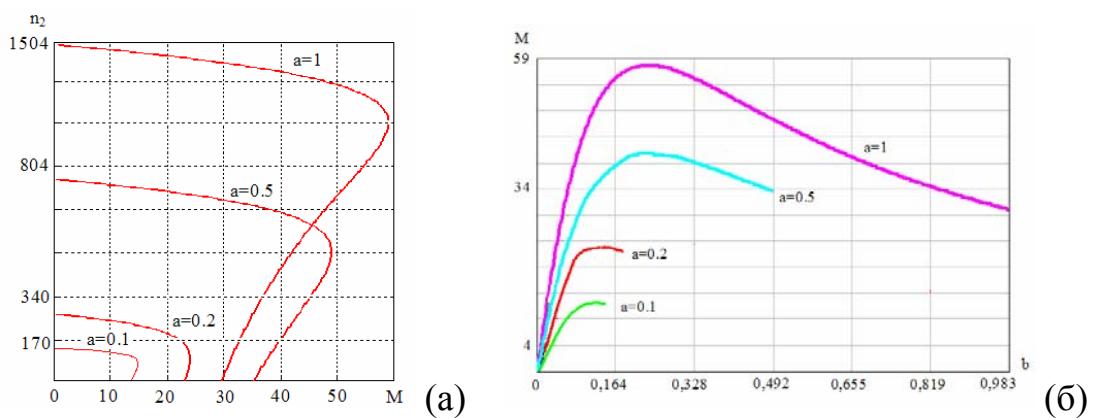


Рис 1.2. Механические характеристики АД при управлении по закону

$$\frac{U}{f} = \text{const}$$

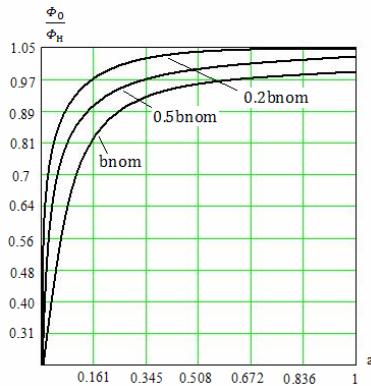


Рис 1.3. Зависимость потока от частоты при $\frac{U}{f} = \text{const}$

Кроме того, с уменьшением частоты снижается жесткость механических характеристик, что, в конечном итоге, приводит к уменьшению активной составляющей тока ротора[12].

Значительное снижение перегрузочной способности АД не позволяет использовать закон $\frac{U}{f} = \text{const}$ при частотах менее 25-30 Гц в электроприводах с постоянным моментом нагрузки. Для расширения диапазона регулирования необходимо при уменьшении частоты увеличивать отношение $\frac{U_1}{f_1}$, чтобы поддерживать постоянным поток. На рис.(1.4,а) приведена вольтчастотная характеристика, рассчитанная таким образом, чтобы максимальный момент АД при уменьшении частоты оставался равным номинальному максимальному моменту (рис.1.4,б).

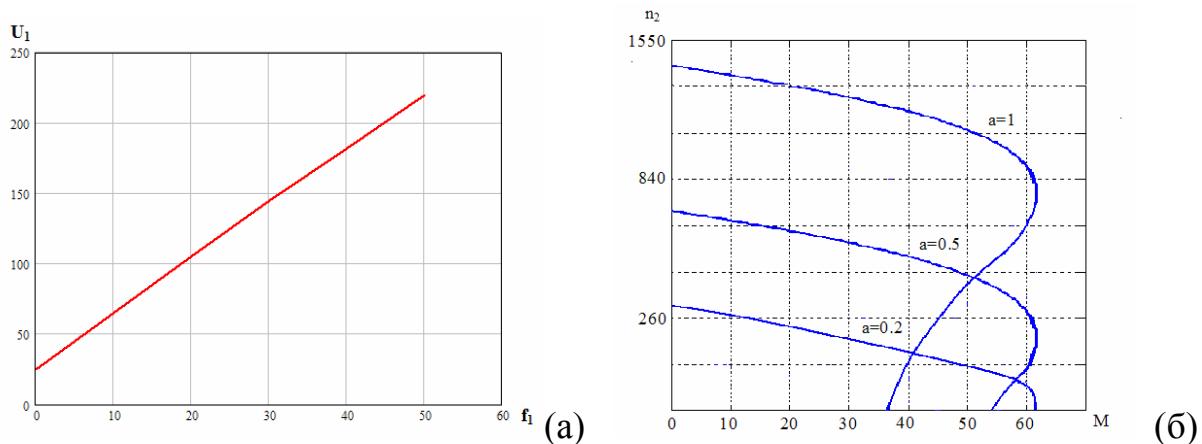


Рис 1.4. Вольтчастотная характеристика с повышенным отношением $\frac{U_1}{f_1}$ (а) и соответствующие ей механические характеристики АД (б)

Применение ВЧХ с повышенным значением $\frac{U_1}{f_1}$ позволяет значительно расширить диапазон регулирования за счет увеличения максимального момента АД на низких частотах. Недостатком данного способа является возрастание магнитного потока на низких частотах при малых нагрузках (рис.1.5,а). В режиме близком к холостому ходу ток двигателя соизмерим с номинальным током (рис.1.5,б), при этом магнитопровод АД оказывается сильно насыщенным, соответственно возрастают потери[22].

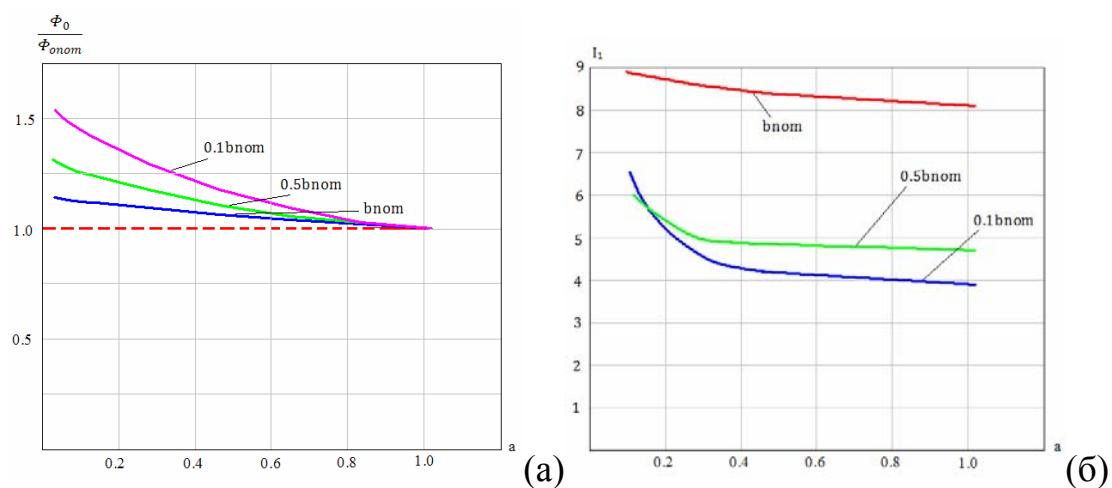


Рис 1.5. Зависимость потока (а) и тока двигателя (б) от частоты при использовании, ВЧХ с повышенным значением $\frac{U_1}{f_1}$

Тем не менее, такой поход широко используется на практике. Если заранее известен характер нагрузки, можно подобрать такую ВЧХ, которая обеспечит не только устойчивую, но и экономичную работу двигателя.

Законы частотного управления с постоянством магнитного потока.

Для стабилизации полного потока статора при изменении нагрузки напряжение U_1 необходимо регулировать так, чтобы скомпенсировать влияние на величину э.д.с. E_1 падения напряжения на активном сопротивлении статора. В замкнутой системе электропривода, построенной на таком принципе компенсации, выполняется условие

$$\psi_1 = C_\psi \frac{E_1}{f_1} = \text{const} \quad (1.9)$$

Уравнения, описывающие процессы в АД при $\psi_1 = \text{const}$, имеют вид

$$\begin{aligned}
 & I_1 + I_2 - I_{10} = 0, \\
 & \dot{U}_1 - I_1 r_1 = E_{1\text{ном}} \alpha, \\
 & I_1 j \alpha x_1 + I_{10} j \alpha x_0 = E_{1\text{ном}} \alpha, \\
 & I_2 \left(r'_2 \frac{\alpha}{\beta} + j \alpha x'_2 \right) + I_{10} j \alpha x_0 = 0,
 \end{aligned} \quad (1.10)$$

Характеристики АД, построенные по результатам решения уравнений (1.6) приведены на рис. (1.6 - 1.8).

Вольтчастотные характеристики (рис.1.6) представляют собой семейство прямых, каждая из которых соответствует заданному скольжению. Область двигательного режима находится справа от линии $\alpha = \beta$. Компенсация падения напряжения $I_1 r_1$ достигается за счет повышения напряжения с возрастанием нагрузки [22]. Поэтому в верхнем диапазоне частот при больших нагрузках строгое выполнение закона $\psi_1 = \text{const}$ в системе ПЧАД, оказывается невозможным (напомним, что максимальное значение фазного напряжения ПЧ со звеном постоянного тока $U_1 = 0.45 U_d$.

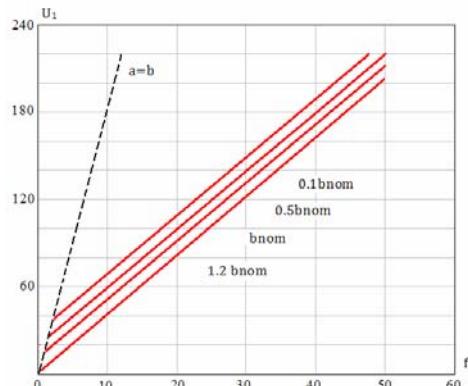


Рис 1.6. Вольтчастотные характеристики для закона частотного управления

$$\psi_1 = \text{const}$$

Благодаря постоянству потока максимальный момент АД не зависит от частоты (рис.1.7,а), а момент двигателя однозначно определяется абсолютным скольжением при любой частоте (рис.1.7,б), т.е. механические характеристики при всех частотах обладают одинаковой жесткостью.

Важной особенностью, характеризующей работу АД в рассматриваемом режиме, является постоянство тока статора во всем диапазоне регулирования частоты при фиксированной нагрузке (рис.1.8,а). Соответственно, имеет место однозначная связь между током статора и абсолютным скольжением во всем диапазоне частот (рис.1.8,б).

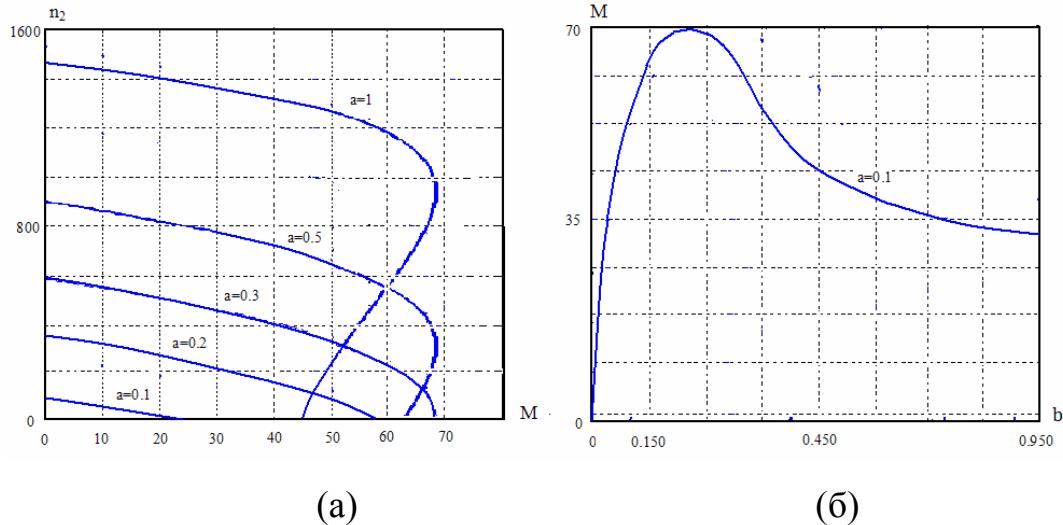


Рис 1.7. Механические характеристики АД при $\psi_1 = \text{const}$

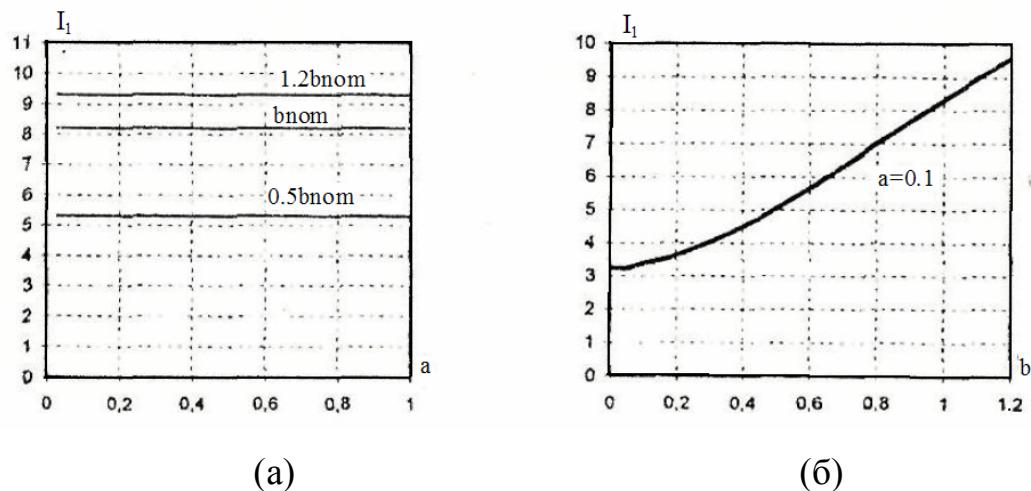


Рис 1.8. Электромеханические характеристики АД при $\psi_1 = \text{const}$

Применение закона $\psi_1 = \text{const}$ обеспечивает постоянство максимального момента АД при изменении частоты, однако при увеличении нагрузки основной поток уменьшается так же, как и при номинальной частоте. Для поддержания $\psi_1 = \text{const}$ необходимо в замкнутой системе компенсировать падение напряжений на элементах r_1 и ax_1 схемы замещения АД при частотном управлении[23].

Уравнения, описывающие процессы в АД при $\psi_1 = \text{const}$, имеют вид

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 + \dot{I}_2 &= -j \frac{\dot{E}_{\text{ном}}}{x_0}, \\ \dot{I}_1(r_1 + j\alpha x_1) - \dot{U}_1 &= -\dot{E}_{\text{ном}} \alpha, \\ \dot{I}_2 \left(r'_2 \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha x'_2 \right) &= -\dot{E}_{\text{ном}} \alpha, \end{aligned} \quad (1.11)$$

Характеристики АД для рассматриваемого режима качественно повторяют характеристики, полученные ранее для режима $\psi_1 = \text{const}$. Для компенсации падения напряжения на сопротивлении αx_1 необходимо дополнительно повышать напряжение U_1 . Поэтому диапазон частот и нагрузок, при которых выполняется закон $\psi_0 = \text{const}$. Характер изменения этого диапазона показан на рис.(1.9). Сплошными линиями выделены те фрагменты характеристик $U_1(\alpha, \beta)$, для которых данный закон реализуем.

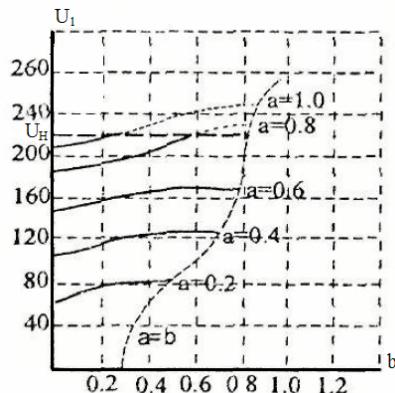


Рис 1.9. Зависимость $U_1(\alpha, \beta)$ при $\psi_0 = \text{const}$

Жесткость механических характеристик (рис.1.10) и максимальный момент АД значительно возрастают. Для рассматриваемого в качестве примера двигателя 4A100L4У3 максимальный момент увеличивается в 1,2 раза по сравнению с режимом $\psi_0 = \text{const}$ и в 1,8 раза по сравнению с номинальным режимом. Благодаря этим достоинствам закон $\psi_0 = \text{const}$ обеспечивает не только оптимальное использование магнитопровода машины, но и высокую статическую и динамическую точность[28].

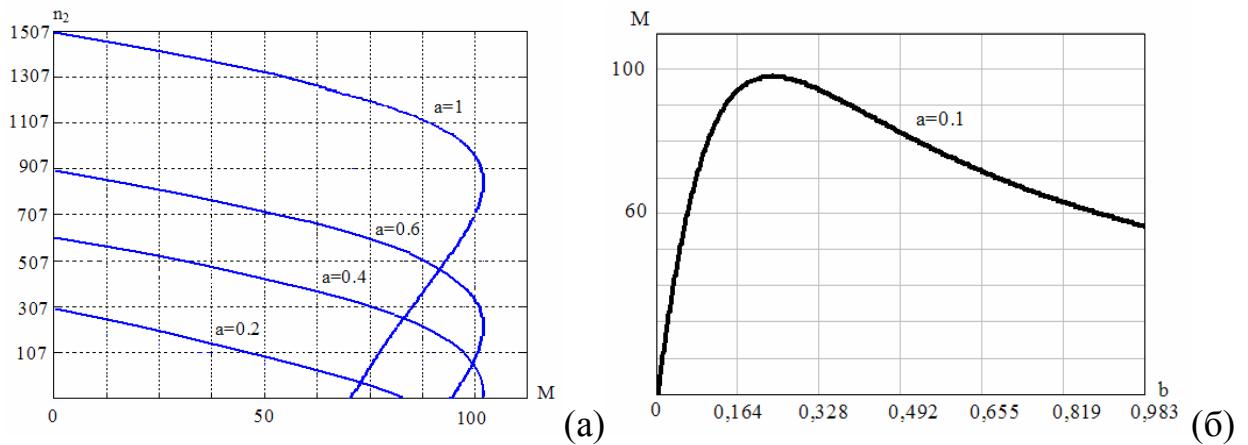


Рис 1.10. Механические характеристики АД при $\psi_0 = \text{const}$

Электромеханические характеристики, связывающие ток статора, абсолютное скольжение и поток (рис.1.11) могут быть использованы при построения замкнутых систем частотного управления. Например, система регулирования, в которой поддерживаются постоянными абсолютное скольжение и основной поток, обеспечивает постоянство тока статора и момента АД во всем диапазоне регулирования. Если соответствующим образом регулировать поток и ток статора, то обеспечивается стабилизация абсолютного скольжения. Наконец, требуемый поток может быть получен при воздействии на ток статора и абсолютное скольжение[28].

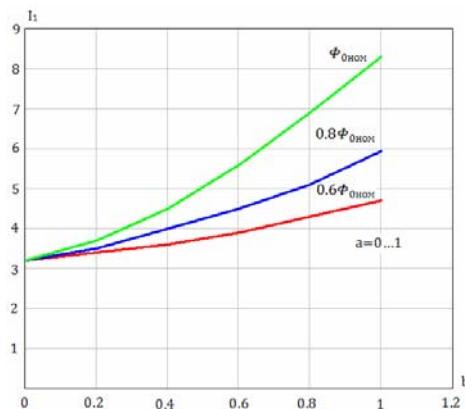


Рис 1.11. Электромеханические характеристики АД при $\psi_0 = \text{const}$

Если путем регулирования напряжения U_1 компенсировать падения напряжений на элементах r_1 , αx_2 и $\alpha x'_2$ по условию $E_2/f_1 = \text{const}$, то получим режим частотного управления с постоянством полного потокосцепления ротора $\psi_2 = \text{const}$. В этом случае механические

характеристики АД аналогичны характеристикам двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и момент двигателя не имеет максимума. На рисунке (1.17) для сравнения приведены механические характеристики АД для всех рассмотренных выше режимов частотного управления с постоянством магнитного потока.

Системы частотного управления с регулируемым напряжением - Изменение частоты f_1 требует соответствующего изменения напряжения на статорных обмотках U_1 . Возможны три метода регулирования напряжения:

- a. Регулирование напряжения двигателя на стороне постоянного тока (регулирование U_n).
- б. Регулирование напряжения двигателя на стороне переменного тока (после инвертора).
- в. Регулирование напряжения внутри инвертора.

1.3. Преобразователи частоты для регулируемого электропривода

Различают два типа преобразователей частоты: преобразователи с непосредственной связью сети и нагрузки и преобразователи со звеном постоянного тока.

Преобразователи с непосредственной связью (НПЧ) строят на основе реверсивных управляемых выпрямителей. Силовая часть трехфазно-трехфазного НПЧ показана на рис. (1.24,а). Каждая фаза АД связана с сетью через два встречно включенных выпрямителя, каждый из которых управляется в течение полупериода выходного напряжения НПЧ. В результате на выходе НПЧ формируется кривая выходного напряжения (рис.1.24,б), состоящая из фрагментов сетевых напряжений[50].

Форма и величина выходного напряжения НПЧ регулируются изменением угла управления α , отсчитываемого от моментов естественной коммутации тиристоров.

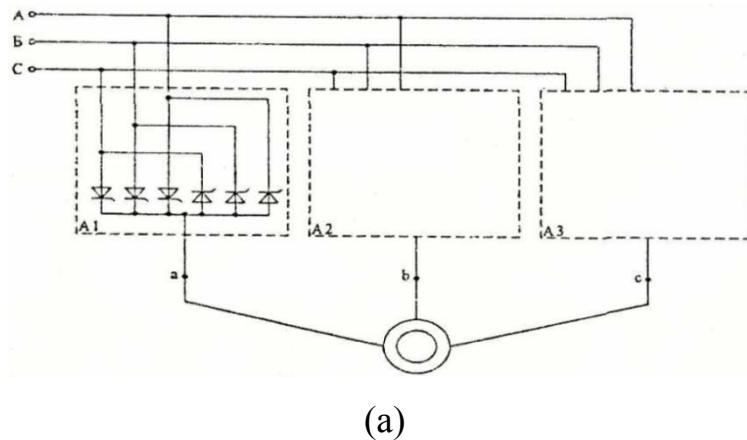
Можно отметить следующие особенности НПЧ:

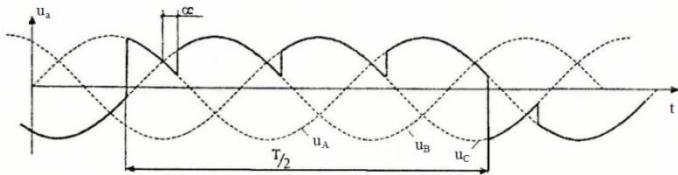
- однократное преобразование энергии, поступающей от сети;
- возможность свободного обмена энергией между сетью и двигателем;
- большая установленная мощность силовых элементов;
- верхняя граница диапазона регулирования частоты составляет примерно 40% от частоты сети.

В силу этих особенностей НПЧ находят основное применение в тихоходном электроприводе большой мощности (приводы прокатных станов, шаровых мельниц и т.д.).

В ПЧ со звеном постоянного тока осуществляется двукратное преобразование энергии: сначала сетевое напряжение преобразуется в постоянное, а затем постоянное напряжение посредством инвертора преобразуется в переменное напряжение (ток). В зависимости от типа инвертора различают ПЧ на основе автономного инвертора тока (АИТ) и ПЧ на основе автономного инвертора напряжения (АИН)[56].

До появления нового поколения силовых транзисторов широко применялись ПЧ на основе тиристорных АИТ с узлами принудительной конденсаторной коммутации. Основным недостатком таких АИТ является чувствительность к изменению нагрузки. Инвертор тока не может работать на холостом ходу и не допускает резких изменений тока нагрузки. Кроме того, выходной ток АИТ имеет прямоугольно-ступенчатую форму, что ограничивает нижний предел регулирования частоты[56].





(б)

Рис 1.12. Схема (а) и временные диаграммы (б) выходного напряжения НПЧ

Схема силовой части ПЧ на основе АИН приведена на рис.(1.13). Звено постоянного тока содержит выпрямитель В и емкостной фильтр С (в преобразователях средней и большой мощности используется LC фильтр). В качестве силовых элементов используются IGBT - транзисторы VT1-VT6. Обратные диоды VD1-VD6 предназначены для замыкания реактивного тока нагрузки. Если управление транзисторами в каждой стойке АИН (VT1, VT2 и т.д.) осуществляется в противофазе, то, благодаря двухсторонней проводимости плеч инвертора (VT1, VD1 и т.д.), форма выходного напряжения не зависит от параметров нагрузки. Таким образом, АИН обладает свойствами источника напряжения [15]. На рис.1.14 представлена структурная модель ПЧ-АД в среде MatLab Simulink.

“Система ПЧ-АД”

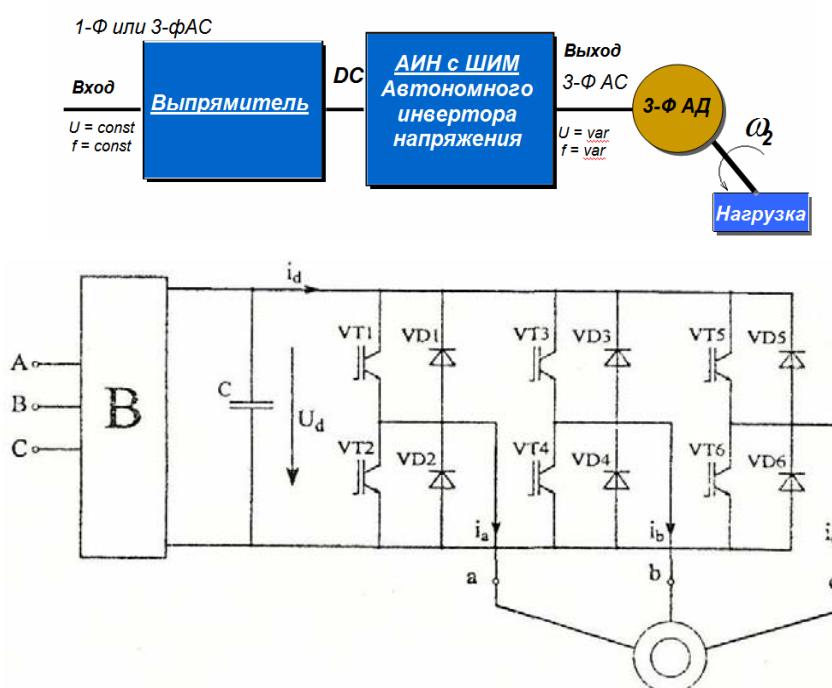


Рис.1.13. Преобразователь частоты на основе АИН

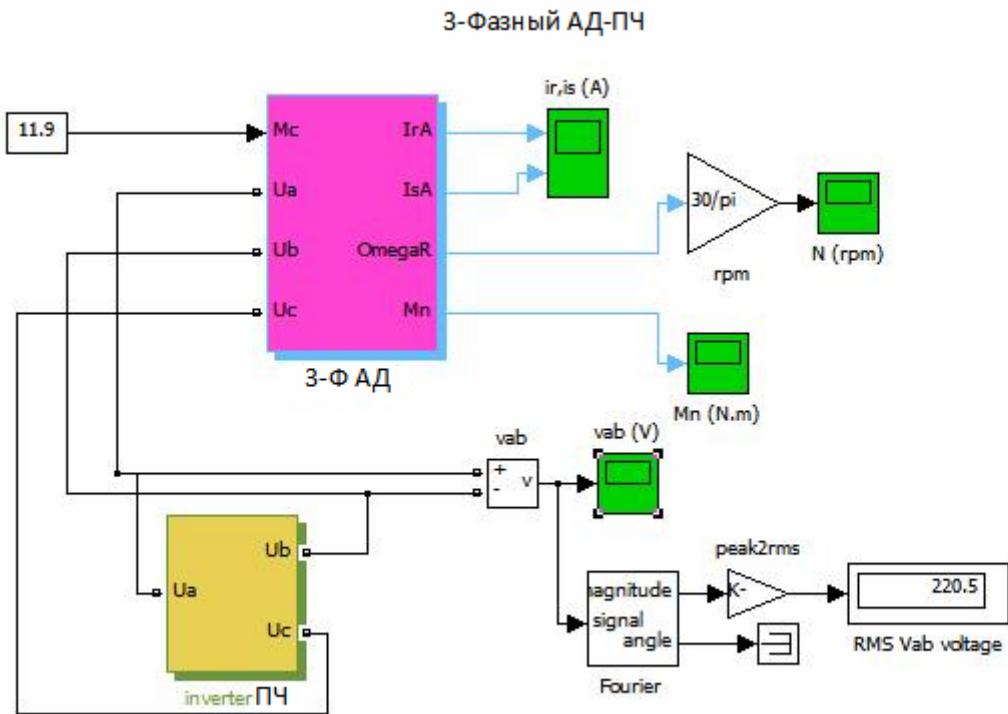


Рис 1.14. Структурная модель ПЧ-АД в среде Matlab Simulink

1.4. Формирование и регулирование выходного напряжения АИН

В частотно-регулируемом электроприводе необходимо при изменении частоты одновременно изменять и величину напряжения, подводимого к двигателю. При этом форма напряжения должна обеспечивать близкую к синусоидальной форму тока в фазах двигателя. Неблагоприятный гармонический состав фазного тока АД сопровождается дополнительными потерями, появлением паразитных моментов в высоким уровне акустических шумов в двигателе[63].

Форма выходного напряжения АИН определяется используемым алгоритмом управления силовыми элементами инвертора. Простейший алгоритм управления с $\alpha = 180^\circ$ приведен на рис.(1.15). Управляющие импульсы подаются на каждый транзистор в течение полупериода выходного напряжения. Управление транзисторами в каждой стойке производится в противофазе, а при переходе от одной стойки к другой – со сдвигом на треть периода. В результате фазное напряжение имеет форму пьедестала, а

линейное – форму прямоугольного импульса длительностью равной трети периода.

Действующее значение первой гармоники фазного напряжения:

$$U_{\phi 1} = 0.45 \cdot U_d \quad (1.12)$$

т.е. для регулирования выходного напряжения необходимо изменять напряжение U_d на входе инвертора. В силу симметрии в спектре выходного напряжения отсутствуют четные гармоники и гармоники, кратные трем.

Относительные амплитуды высших гармоник:

$$U'_{\phi k} = \frac{U_{\phi k}}{U_{\phi 1}} = \frac{1}{k} \quad (1.13)$$

Где k - номер гармоники. Например, 5-я гармоника составляет 20% от основной, 7-я гармоника – 14.4% и т.д. Поскольку АД в первом приближении можно рассматривать как фильтр низких частот, такое распределение высших гармоник в спектре выходного напряжения является неблагоприятным. Соответственно, форма фазного тока существенно несинусоидальная и ухудшается по мере снижения частоты выходного напряжения[63].

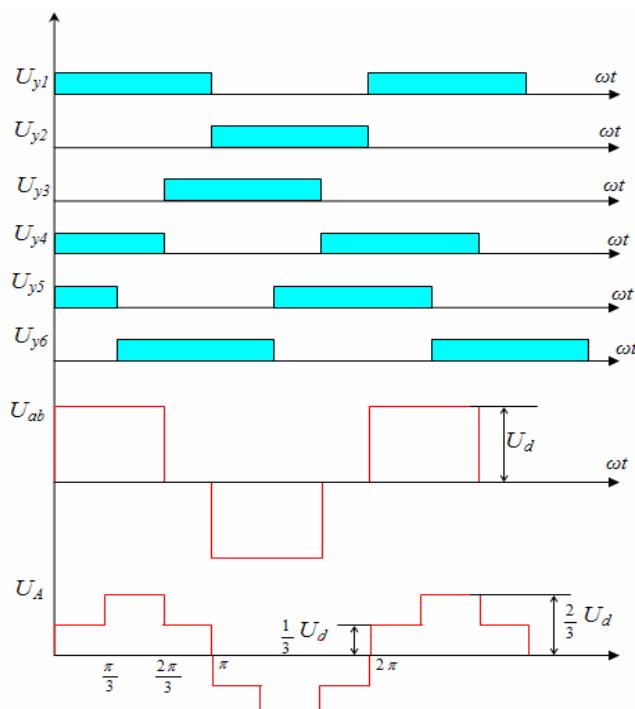


Рис.1.15. Алгоритм управления АИН с $\alpha = 180^\circ$.

Оптимальной является форма напряжения, в спектре которого отсутствуют или значительно ослаблены гармоники, прилегающие к основой. Гармоники напряжения в высокочастотной части спектра не оказывают значительного влияния на форму тока благодаря фильтрующим свойствам самого двигателя[55].

В современных ПЧ формирование и регулирование выходного напряжения АИН осуществляется методами широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Один из вариантов алгоритма управления с ШИМ по синусоидальному закону приведен на рис.(1.16). Штриховкой выполнены импульсы управления, подчиняющиеся закону модуляции.

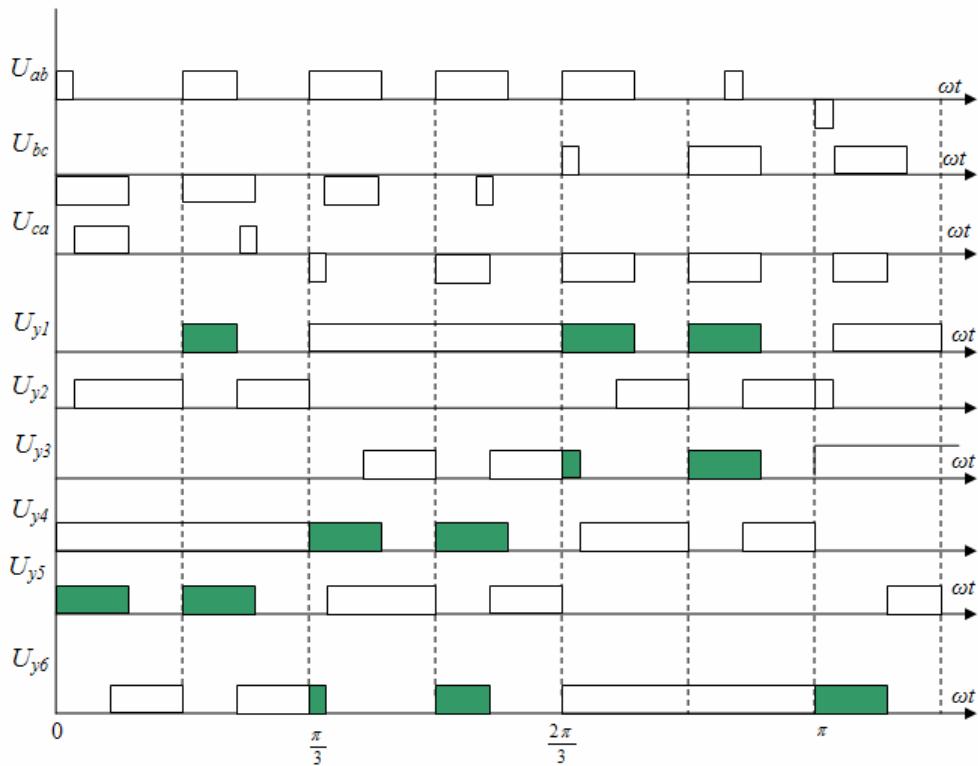


Рис.1.16. Алгоритм управления АИН с ШИМ по синусоидальному закону

Выходной (линейное) напряжение АИН представляет собой последовательность импульсов, длительность которых изменяется по синусоидальному закону. Регулирование величины напряжения осуществляется изменением длительности паузы на нуле в кривой напряжения с ШИМ. На практике для формирования алгоритма управления обычно используют специальные контроллеры ШИМ, в которых

высокочастотное напряжение пилообразной формы сравнивается с модулирующим напряжением. Частота ШИМ, определяющая число импульсов за период выходного напряжения, может достигать 10-15 кГц.

На рисунке (1.17.а,б) для сравнения приведены кривые фазного тока АД при использовании алгоритмов управления с $\alpha = 180^\circ$ и ШИМ по синусоидальному закону с числом импульсов выходного напряжения $N = 48$.

На рисунке (1.18) приведены спектры выходного напряжения АИН с $\alpha = 180^\circ$ (а) и ШИМ при $N=48$ (б) [66].

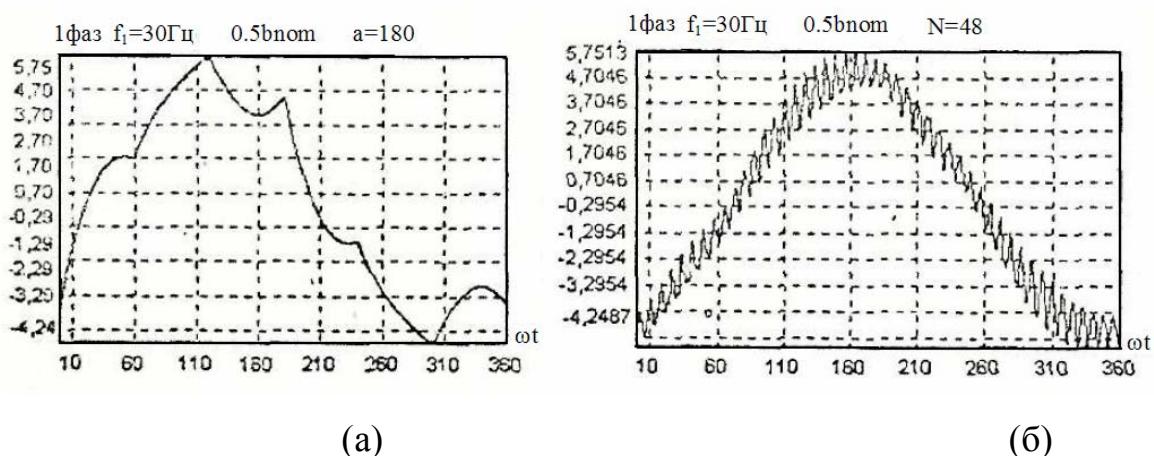


Рис. 1.17. Фазный ток АД при различных алгоритмах управления АИН

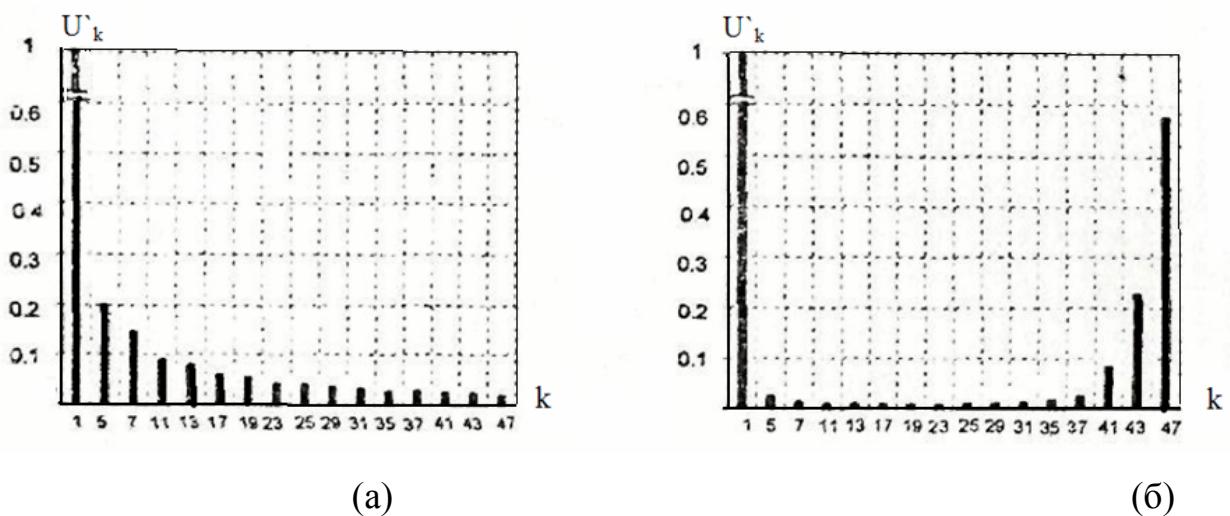


Рис.1.18. Спектральный состав напряжения АД при различных алгоритмах управления АИН

Как известно, инвертор является высших гармоник, которые создают дополнительные потери мощности в АД. Для разработки методик расчета

потерь АД с учетом высших гармоник инвертора была разработана компьютерная модель источника напряжения с ШИМ. Модель трехфазного источника напряжения с ШИМ, которая позволяет изменять несущую частоту амплитуды импульсов, показана на рис.1.20. Выходное напряжение с этой модели может быть сохранено в Matlab-файле и затем использована для дальнейших исследований[64].

Инвертор с ШИМ

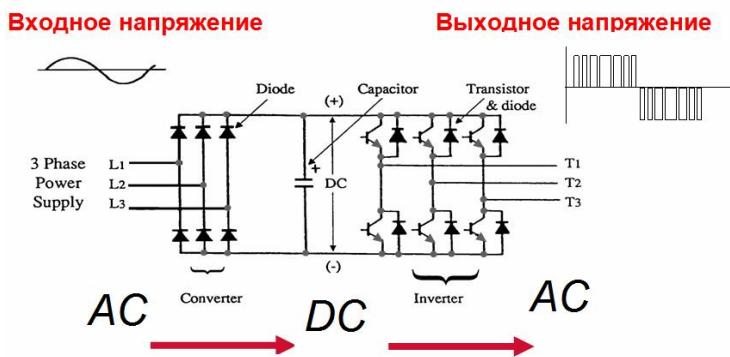


Рис 1.19. Схема инвертора напряжения

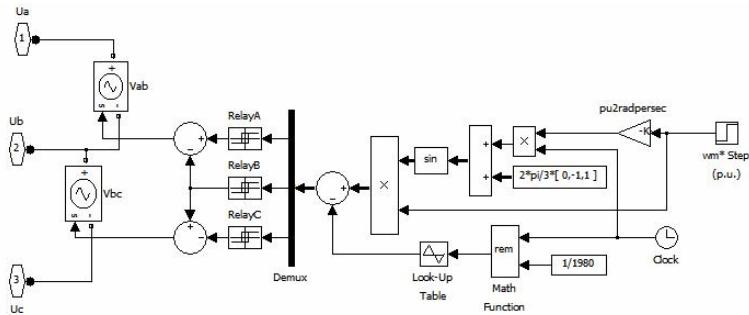


Рис 1.20. Simulink Модель АИН с ШИМ

С помощью данной модели был произведен спектральный анализ выходного напряжения. Результаты анализа показаны на рис. 1.21(а). Как видно из таблицы выходное ШИМ-напряжение представлено в виде ряда Фурье с наиболее значимыми гармониками. Такое представление удобно при моделировании переходных процессов АД[64].

В этой главе также произведено сравнение гармонического спектра инвертора с ШИМ и инвертора форма выходного напряжения, которого прямоугольная. Гармонический спектр напряжений этих инверторов показан на рис. 1.21(б).

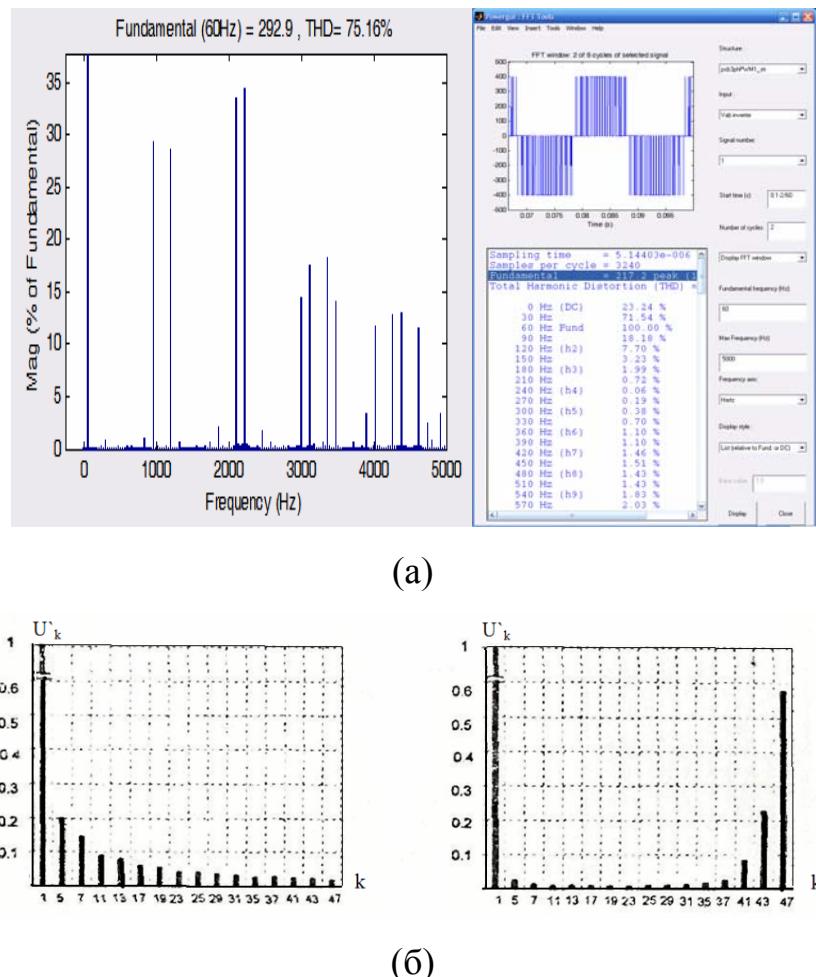


Рис 1.21.FFT Исследование

1.5 Исследование влияния высших гармоник **ВЫХОДНОГО** напряжения инвертора

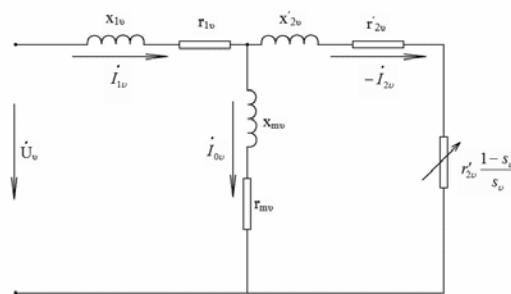


Рис 1.22. Упрощенная схема замещения асинхронного двигателя при питании его несинусоидальным напряжением.

Эффект влияние высших гармоник напряжения оценивается суммарным коэффициентом искажения, который определяется как

$$K_H = \sqrt{\frac{\sum_{k=5}^{\infty} V_k^2}{V_1^2}} \cdot 100\% \quad (1.14)$$

где вклад k -ой гармоники определяется следующим коэффициентом влиянием

$$K_V = \frac{V_k}{V_1} \cdot 100\%$$

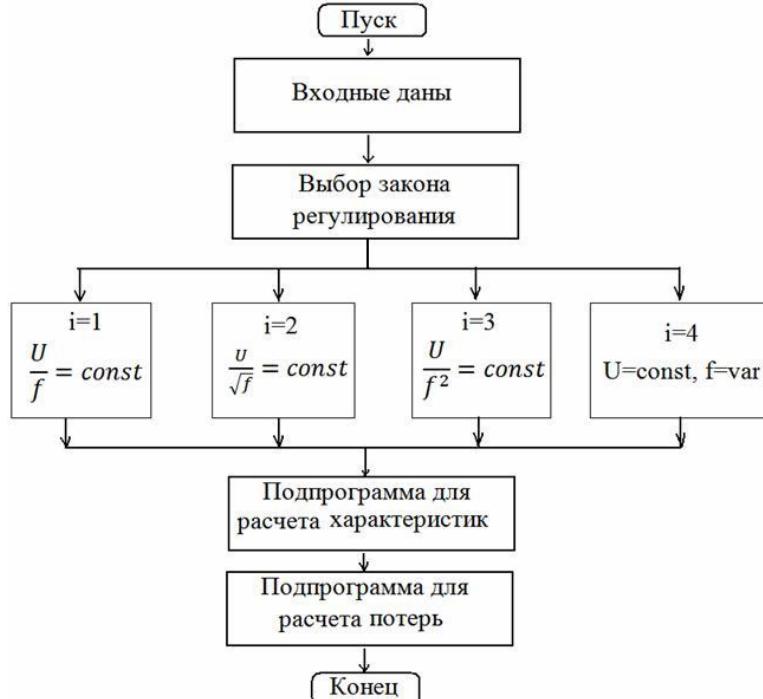


Рис 1.23. Программа расчета потерь асинхронных частотно-регулируемых двигателей

4A90L4Y3

fn	50 Гц	kpdn	0.8 ое	r10	0.098 ое
p	2 ое	kosn	0.83 ое	x10	0.076 ое
P2n	2200 Вт	Mk	2.4 ое	r20	0.06 ое
U1n	220 В	Ki	6 ое	x20	0.13 ое
sn	0.05 ое	Mp	2.1 ое	xm0	2.1 ое

Анализ приведенных зависимостей показывает, что улучшение формы тока при использовании ШИМ происходит за счет ослабления высших гармоник напряжения в низкочастотной части спектра. Число ослабленных гармоник определяется частотой ШИМ. Однако повышение частоты коммутаций силовых элементов ведет к увеличению динамических потерь в АИН. Поэтому оптимальной является частота ШИМ, при которой

обеспечиваются минимальные суммарные потери в системе инвертор-двигатель.

Для анализа влияния высших гармоник ($v=5,7,11,13,15$) на потери АД были просчитаны потери в обмотке статора и ротора, потери в стали, механические и добавочные. Результаты расчетов приведены рис 1.24-1.27, здесь величина гармоник составляет 5%, 10% и 15% от основной.

Результаты исследования эффекты высших гармоник

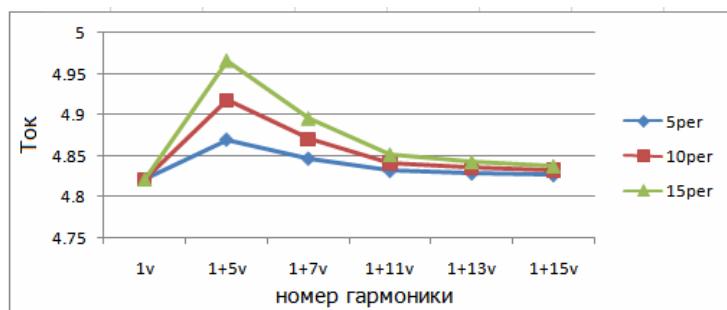


Рис 1.24.

1	1v	1+5v	1+7v	1+11v	1+13v	1+15v
5per	4.822	4.87	4.847	4.832	4.829	4.827
10per	4.822	4.918	4.871	4.842	4.836	4.833
15per	4.822	4.966	4.896	4.852	4.843	4.838

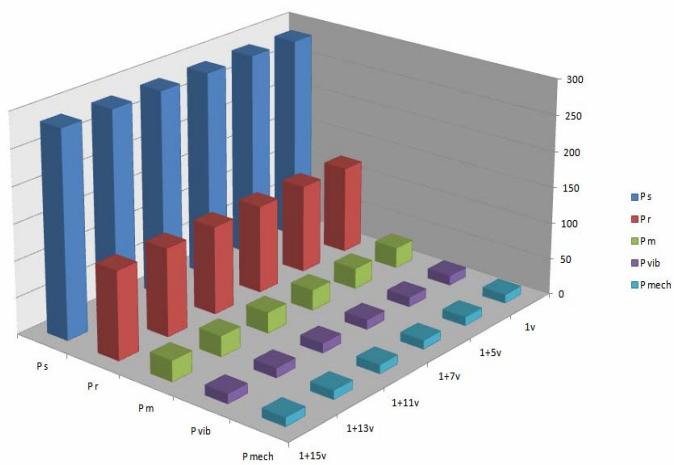


Рис 1.25.

	1v	1+5v	1+7v	1+11v	1+13v	1+15v
P s	285.327	287.025	285.774	285.401	285.365	285.348
P r	121.053	121.937	121.286	121.091	121.073	121.064
P m	28.626	28.629	28.627	28.626	28.626	28.626
P vib	13.438	13.452	13.442	13.439	13.438	13.438
P mech	12.269	12.269	12.269	12.269	12.269	12.269

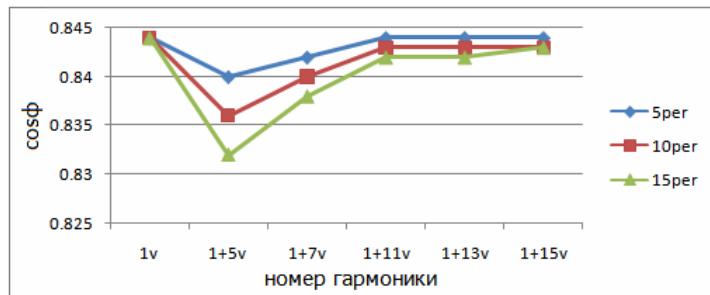


Рис 1.26.

cosφ	1v	1+5v	1+7v	1+11v	1+13v	1+15v
5per	0.844	0.84	0.842	0.844	0.844	0.844
10per	0.844	0.836	0.84	0.843	0.843	0.843
15per	0.844	0.832	0.838	0.842	0.842	0.843

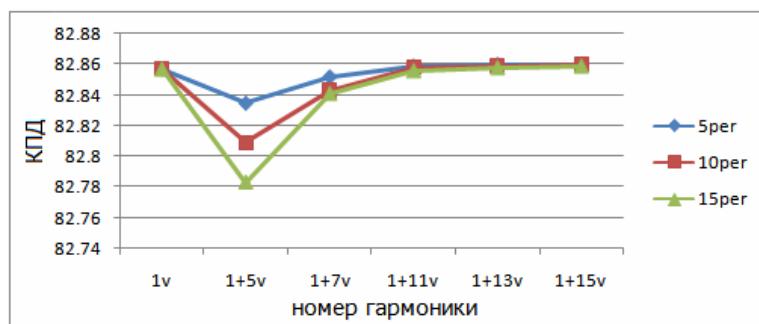


Рис 1.27.

КПД	1v	1+5v	1+7v	1+11v	1+13v	1+15v
5per	82.857	82.835	82.852	82.859	82.86	82.86
10per	82.857	82.809	82.843	82.858	82.859	82.86
15per	82.857	82.783	82.841	82.856	82.858	82.859

Влияние этих же гармоник (для процентного содержания 5%, 10%, 15%) на КПД показано на рис. 1.24-1.27. Как видно из приведенных кривых наибольшее влияние на КПД оказывает 5-ая гармоника напряжения инвертора, что необходимо учитывать при проектировании АД.

Выводы по главе 1.

Разработана математическая модель АИН в среде Matlab Simulink, которая позволяет получить закон изменения выходного напряжения используемый в дальнейшем для компьютерного исследования динамических процессов АД.

Исследовано влияния гармоник выходного напряжения АИН ШИМ на рабочие характеристики АД.

Анализ приведенных зависимостей показывает, что улучшение формы тока при использовании ШИМ происходит за счет ослабления высших гармоник напряжения в низкочастотной части спектра. Число ослабленных гармоник определяется частотой ШИМ. Однако повышение частоты коммутаций силовых элементов ведет к увеличению динамических потерь в АИН. Поэтому оптимальной является частота ШИМ, при которой обеспечиваются минимальные суммарные потери в системе инвертор-двигатель.

ГЛАВА 2.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ 3-ФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

2.1. Математическая модель идеализированной трех фазной обобщенной машины

Обычно исследование ЭМ, как аналитическое, так и численное в большинстве случаев базируется на основе двух фазной прямоугольной системы координат.

Цифровое моделирование позволяет обойтись без введения искусственных координат, уравнения, описывающие поведение ЭМ могут быть записаны в естественных осях – связанных с фазами статора и ротора. Удобство такой записи системы дифференциальных уравнений состоит в следующем, при работе ЭМ от преобразователя для корректного описания режима работы необходимо постоянно преобразовывать временные зависимости напряжения, токов и потокосцеплений к искусственным прямоугольным осям, поэтому теряется непосредственная информация о токах в фазах статора и ротора. В трехфазной же системе мы имеем дело с реальными фазными величинами токов.[43]

Рассмотрим систему дифференциальных уравнений ЭМ в непреобразованных фазных осях. Для этой цели рассмотрим идеализированную модель электрической машины (ЭМ) с магнитосвязанными трехфазными цепями (рис.2.1). Если рассматривается

АД с коротко замкнутым ротором, то $\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ и на роторе фазы замыкаются.

Большинство электрических машин переменного тока предназначено для работы в трехфазных сетях, поэтому они строятся с симметричными

трехфазными обмотками на статоре, причем МДС этих обмоток распределены в пространстве по закону близкому к

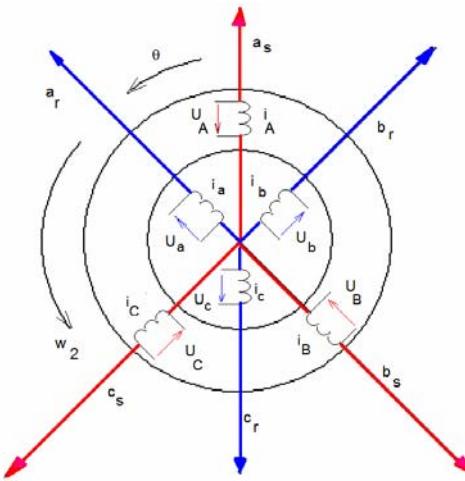


Рис.(2.1) Идеализированная модель 3 - фазной обобщенной электрической машины векторной модели асинхронного двигателя

синусоидальному, т.е. МДС, создаваемая k -й обмоткой в точке, отстоящей от оси этой обмотки на угол α_k равна - $F\alpha_k = F_{k0} \cos \alpha_k$, где F_{k0} - МДС, соответствующая оси k -й обмотки. Синусоидальность распределения позволяет представить МДС или пропорциональные им токи обобщенным пространственным вектором на комплексной плоскости, т.е. вектором, представляющим собой геометрическую сумму отрезков, построенных на пространственных осях фазных обмоток и соответствующих мгновенным значениям фазных МДС или токов. При этом проекции обобщенного вектора на оси фазных обмоток в любой момент времени будут соответствовать мгновенным значениям соответствующих величин.

При симметричной трехфазной системе обмоток обобщенный вектор тока статора и ротора можно представить в виде[29]

$$i_s = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2i_C) \text{ для статора,} \quad (2.1)$$

$$i_r = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) \text{ для ротора.} \quad (2.2)$$

где $a = e^{j120} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ - операторы поворота

где i_A, i_B, i_C - мгновенные значения токов соответствующих обмоток статора

i_a, i_b, i_c - мгновенные значения токов соответствующих обмоток ротора

Уравнения Кирхгофа

$$u_s = i_s R_s + \frac{d\psi_s}{dt} \text{ уравнение напряжения статора в векторной форме} \quad (2.3)$$

$$u_r = i_r R_r + \frac{d\psi_r}{dt} - j\omega_r \psi_r \text{ уравнение напряжения ротора в векторной форме} \quad (2.4)$$

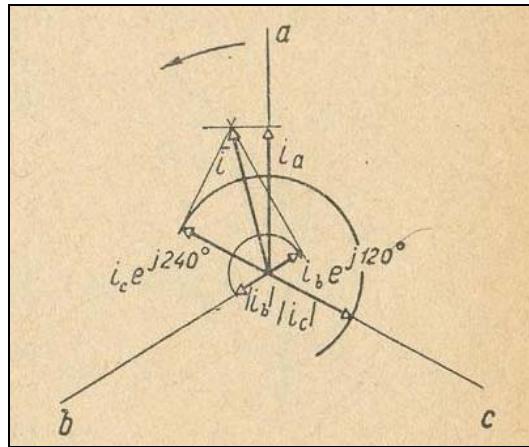


Рис.(2.2) Векторы токов трех фаз

$$L_s = L_{sl} + L_m \quad L_r = L_{rl} + L_m \quad L_m = \frac{3}{2} L_{sm} \quad (2.5)$$

Обобщенный вектор, как и любой вектор на комплексной плоскости, можно представить алгебраической формой записи комплексного числа. Обычно это делают, совмещая вещественную ось с осью обмотки **A** для статора и обмотки **a** для ротора (рис.2.2), тогда [16]

Фазные токи статора

$$i_A = \operatorname{Re}(i_s) = \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left[i_A + ai_B + a^2 i_C \right] = \frac{2}{3} \left[i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right] = \frac{2}{3} \left[\frac{3}{2} i_A \right] = i_A \quad (2.6)$$

$$i_B = \operatorname{Re}(a^2 i_s) = \operatorname{Re} a^2 \frac{2}{3} \left[i_A + ai_B + a^2 i_C \right] = \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left[a^2 i_A + a^3 i_B + a^4 i_C \right] \quad (2.7)$$

$$i_C = \operatorname{Re}(ai_s) = \operatorname{Re} a \frac{2}{3} \left[i_A + ai_B + a^2 i_C \right] = \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left[ai_A + a^2 i_B + a^3 i_C \right] \quad (2.8)$$

аналогично получаем фазные токи ротора

$$i_a = \operatorname{Re}(i_r) = \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left[i_a + ai_b + a^2 i_c \right] = \frac{2}{3} \left[i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right] = \frac{2}{3} \left[\frac{3}{2} i_a \right] = i_a \quad (2.9)$$

$$i_b = \operatorname{Re}(ai_s) = \operatorname{Re} a \frac{2}{3} [i_a + ai_b + a^2 i_c] = \frac{2}{3} \operatorname{Re} [ai_a + a^2 i_b + a^3 i_c] \quad (2.10)$$

$$i_c = \operatorname{Re}(ai_s) = \operatorname{Re} a \frac{2}{3} [i_a + ai_b + a^2 i_c] = \frac{2}{3} \operatorname{Re} [ai_a + a^2 i_b + a^3 i_c] \quad (2.11)$$

Потокосцепления

$$\psi_s = i_s L_s + i_r L_{rm} \quad (2.12)$$

$$\psi_r = i_r L_r + i_s L_{rm} \quad (2.13)$$

$$\psi_s = \frac{2}{3} [i_A + ai_B + a^2 i_C] L_s + \frac{2}{3} [i_a + ai_b + a^2 i_c] L_{rm} \quad (2.14)$$

$$\psi_r = \frac{2}{3} [i_a + ai_b + a^2 i_c] L_s + \frac{2}{3} [i_A + ai_B + a^2 i_C] L_{rm} \quad (2.15)$$

ЭДС трансформации

$$\operatorname{Re} \frac{d(\psi_s)}{dt} = L_s \frac{di_A}{dt} + L_{rm} \frac{di_a}{dt} \quad (2.16)$$

приведенная потокосцепления

$$\psi' = L_r i'_r + L_{rm} i'_s \quad (2.17)$$

ЭДС вращения

$$-j\omega_r \operatorname{Re} [\psi'_r] = -j\omega_r \operatorname{Re} [L_r i'_r + L_{rm} i'_s] = -j\omega_r \operatorname{Re} \left[\frac{2}{3} (i'_a + ai'_b + a^2 i'_c) L_r + \frac{2}{3} (i_A + ai_B + a^2 i_C) L_{rm} \right] \quad (2.18)$$

$$-j\omega_r \operatorname{Re} [\psi'_r] = -\frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [(i'_c - i'_b) L_r + (i_C - i_B) L_{rm}] \quad (2.19)$$

Уравнения Кирхгофа для фазных напряжений статора и ротора ЭМ

$$\begin{aligned} u_A &= i_A R_s + L_s \frac{di_A}{dt} + L_{rm} \frac{di_a}{dt} & u_a &= i'_a R_r + L_r \frac{di'_a}{dt} + L_{rm} \frac{di_A}{dt} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [(i'_c - i'_b) L_r + (i_C - i_B) L_{rm}] \\ u_B &= i_B R_s + L_s \frac{di_B}{dt} + L_{rm} \frac{di_b}{dt} & u_b &= i'_b R_r + L_r \frac{di'_b}{dt} + L_{rm} \frac{di_B}{dt} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [(i'_c - i'_a) L_r + (i_C - i_A) L_{rm}] \\ u_C &= i_C R_s + L_s \frac{di_C}{dt} + L_{rm} \frac{di_c}{dt} & u_c &= i'_c R_r + L_r \frac{di'_c}{dt} + L_{rm} \frac{di_C}{dt} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [(i'_a - i'_b) L_r + (i_A - i_B) L_{rm}] \end{aligned} \quad (2.20)$$

в матричной формуле

$$[U] = [R][i] + [L_1] \left[\frac{di}{dt} \right] + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [L_2][i] \quad (2.21)$$

Электромагнитный момент

$$M = \frac{3}{2}(\psi_s \times i_s) \quad M_3 = \frac{pL_{rm}}{\sqrt{3}} [i'_a(i_B - i_C) + i'_b(i_C - i_A) + i'_c(i_A - i_B)] \quad (2.22)$$

Если ротор вращается с переменной угловой скоростью, то его движение описывается уравнением[18]

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = M_3 - M_c \quad (2.23)$$

где J - суммарный момент инерции ротора и нагрузочного механизма; p - число пар полюсов; M_c - момент сопротивления

$$[U] = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [i] = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$[L_1] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_{rm} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_{rm} & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 & 0 & L_{rm} \\ L_{rm} & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_{rm} & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{rm} & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \\ \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} =$$

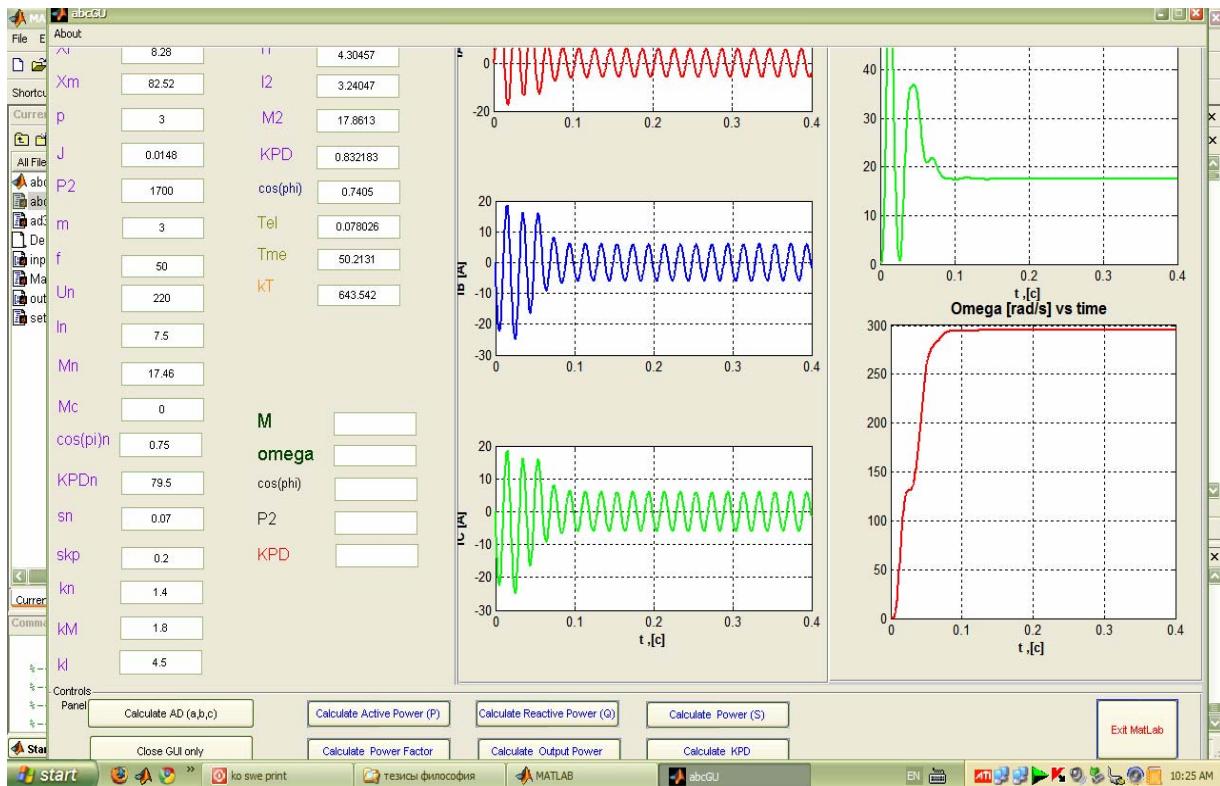
$$[L_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{rm} & -L_{rm} & 0 & L_r & -L_r \\ -L_{rm} & 0 & L_{rm} & -L_r & 0 & L_r \\ L_{rm} & -L_{rm} & 0 & L_r & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

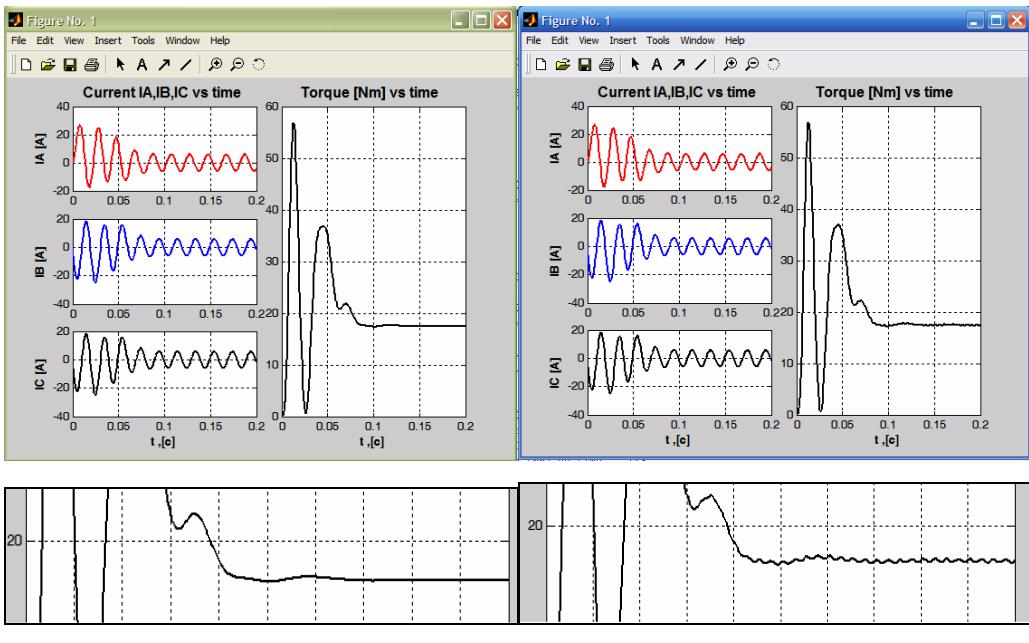
$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_{rm} & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_{rm} & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 & 0 & L_{rm} \\ L_{rm} & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_{rm} & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{rm} & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_A}{dt} \\ \frac{di_B}{dt} \\ \frac{di_C}{dt} \\ \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} \\
 + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{rm} & -L_{rm} & 0 & L_r & -L_r \\ -L_{rm} & 0 & L_{rm} & -L_r & 0 & L_r \\ L_{rm} & -L_{rm} & 0 & L_r & -L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

уравнения кощи

$$\left[\frac{di}{dt} \right] = \left[L_1^{-1} \right] \left([U] - [R][i] - \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [L_2][i] \right) \quad (2.25)$$

$$\left[\frac{di}{dt} \right] = \left([L_1^{-1}][U] - [L_1^{-1}][R][i] - \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} [L_1^{-1}][L_2][i] \right) \quad (2.26)$$





(а)

(б)

Рис.(2.3) Решение СДУ АД (а) без АИН (б) с АИН

2.2.Математическая модель асинхронного двигателя с учетом насыщения в 3-фазной системе координат статора и ротора

Дифференциальные уравнения насыщенной электрической машины имеют такой же вид как и для ненасыщенной машины.

Для системы координат α, β, γ уравнение контуров статора с учетом потерь в стали [18].

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= (R_{s\alpha} + R_m)i_{s\alpha} + R_m i_{r\alpha} + L_{\sigma s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= (R_{s\beta} + R_m)i_{s\beta} + R_m i_{r\beta} + L_{\sigma s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta\beta}}{dt}; \\ u_{s\gamma} &= (R_{s\gamma} + R_m)i_{s\gamma} + R_m i_{r\gamma} + L_{\sigma s\gamma} \frac{di_{s\gamma}}{dt} + \frac{d\psi_{\delta\gamma}}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

Уравнения контуров короткозамкнутого ротора

$$\left. \begin{aligned} 0 &= R_{ra} i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{\delta\alpha}}{dt} + L_{\sigma r} \frac{di_{r\alpha}}{dt} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (L_{\sigma r} i_{r\beta} + \psi_{\delta\beta} - L_{\sigma r} i_{r\gamma} - \psi_{\delta\gamma}); \\ 0 &= R_{r\beta} i_{r\beta} + \frac{d\psi_{\delta\beta}}{dt} + L_{\sigma r} \frac{di_{r\beta}}{dt} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (L_{\sigma r} i_{r\gamma} + \psi_{\delta\gamma} - L_{\sigma r} i_{r\alpha} - \psi_{\delta\alpha}); \\ 0 &= R_{r\gamma} i_{r\gamma} + \frac{d\psi_{\delta\gamma}}{dt} + L_{\sigma r} \frac{di_{r\gamma}}{dt} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (L_{\sigma r} i_{r\alpha} + \psi_{\delta\alpha} - L_{\sigma r} i_{r\beta} - \psi_{\delta\beta}). \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

Для потокосцеплений и токов справедливы следующие выражения:

$$\psi_{s(\alpha,\beta,\gamma)} = \psi_{\sigma s(\alpha,\beta,\gamma)} + \psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}, \quad (2.29)$$

$$\psi_{r(\alpha,\beta,\gamma)} = \psi_{\sigma r(\alpha,\beta,\gamma)} + \psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}, \quad (2.30)$$

$$\psi_{\sigma s(\alpha,\beta,\gamma)} = L_{\sigma s} i_{s(\alpha,\beta,\gamma)}, \quad (2.31)$$

$$\psi_{\sigma r(\alpha,\beta,\gamma)} = L_{\sigma r} i_{r(\alpha,\beta,\gamma)}, \quad (2.32)$$

$$i_{\mu(\alpha,\beta,\gamma)} = i_{s(\alpha,\beta,\gamma)} + i_{r(\alpha,\beta,\gamma)}. \quad (2.33)$$

Рассмотрим проекции вектора намагничивающего тока i_μ на координатные оси:

$$i_{\mu(\alpha,\beta,\gamma)} = i_{s(\alpha,\beta,\gamma)} + i_{r(\alpha,\beta,\gamma)} = i_\mu \frac{\psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}}{\psi_\delta} \quad (2.34)$$

Дифференцируем по времени (2.71)

$$\frac{di_{s(\alpha,\beta,\gamma)}}{dt} + \frac{di_{r(\alpha,\beta,\gamma)}}{dt} = \frac{\psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}}{\psi_\delta} \frac{di_\mu}{dt} + i_\mu \frac{d}{dt} \left[\frac{\psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}}{\psi_\delta} \right] \quad (2.35)$$

Для производных потокосцеплений в (2.72) справедливо

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}}{\psi_\delta} \right] = \frac{\psi_\delta \frac{d\psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}}{dt} - \psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)} \frac{d\psi_\delta}{dt}}{\psi_\delta^2} \quad (2.36)$$

Производная тока намагничивания

$$\frac{i_\mu}{dt} = \frac{di_\mu}{d\psi_\delta} \frac{d\psi_\delta}{dt} \quad (2.37)$$

Выражение (2.66) подставляем в (2.72). В полученных выражениях параметры, обратно пропорциональные статической и динамической индуктивностям, обозначим, соответственно, через B^c и B^d .

$$B^c = \frac{i_\mu}{\psi_\delta}; \quad B^\Delta = \frac{di_\mu}{d\psi_\delta} \quad (2.38)$$

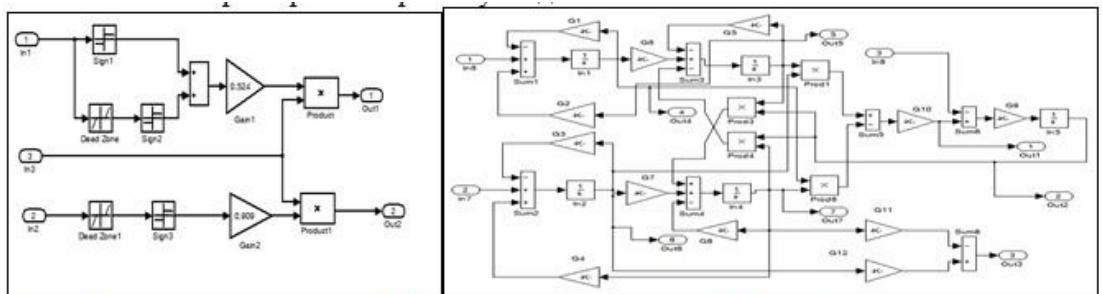
В итоге получаем

$$\frac{di_{s(\alpha,\beta,\gamma)}}{dt} + \frac{di_{r(\alpha,\beta,\gamma)}}{dt} = (B^\Delta - B^c) \frac{\psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}}{\psi_\delta} \frac{d\psi_\delta}{dt} + B^c \frac{d\psi_{\delta(\alpha,\beta,\gamma)}}{dt} \quad (2.39)$$

где $i_{\mu A} = i_A + \tilde{i}_a - \frac{1}{2}[(i_B + \tilde{i}_b) + (i_C + \tilde{i}_c)]; \quad i_{\mu B} = i_B + \tilde{i}_b - \frac{1}{2}[(i_A + \tilde{i}_a) + (i_C + \tilde{i}_c)];$

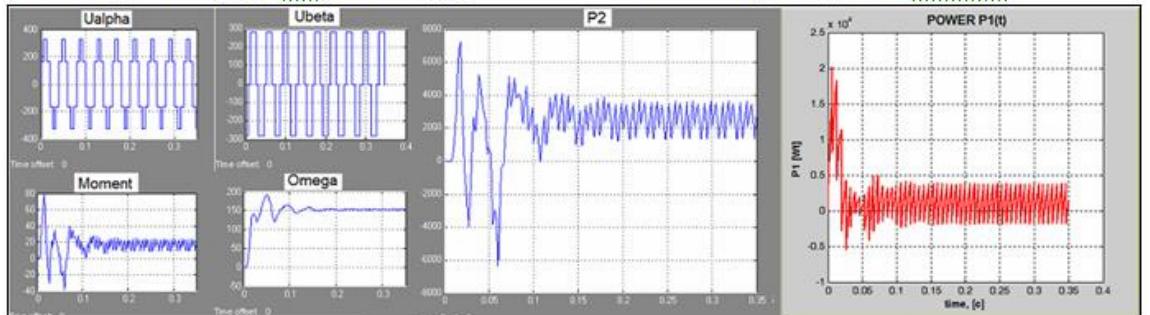
$i_{\mu C} = i_C + \tilde{i}_c - \frac{1}{2}[(i_A + \tilde{i}_a) + (i_B + \tilde{i}_b)]; \quad i_{\mu a} = i_{\mu A}; \quad i_{\mu b} = i_{\mu B}; \quad i_{\mu c} = i_{\mu C};$

$$i_\mu = \left[i_{\mu A}^2 + i_{\mu B}^2 + i_{\mu C}^2 + (i_{\mu A} i_{\mu B} + i_{\mu A} i_{\mu C} + i_{\mu B} i_{\mu C}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.40)$$

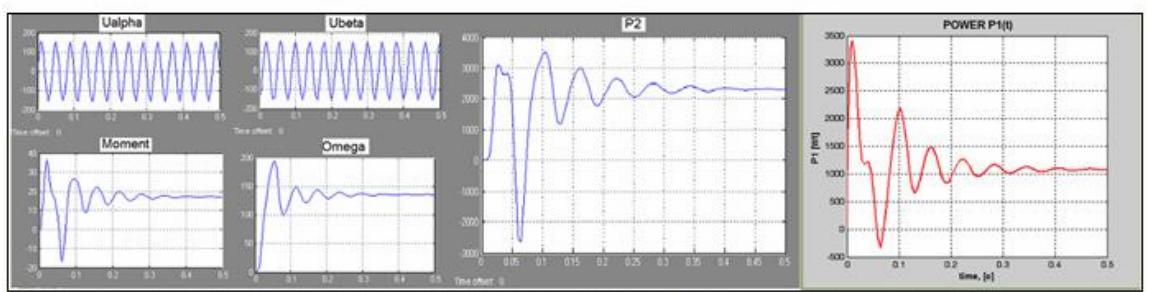


Модель инвертора при $\alpha = 180^\circ$ управления

Модель АД в осях $(\alpha - \beta)$



Динамические характеристики частотно-регулируемого АД при $\alpha = 180^\circ$ управления



Динамические характеристики частотно-регулируемого АД при питании синусоидальным напряжении

Рис.2.4 Сравнение динамических характеристик АД-ПЧ при питании от
(a) 180° управления (б) при питании от синусоидального напряжения

При решении системы дифференциальных уравнений, описывающих работу системы ПЧ-АД, используется метод Рунге-Кутта в модификации Гира. Система линейных алгебраических уравнений, используемая при расчете параметров АД с учетом насыщения и вытеснения тока, решается в матричном виде методом Сарриуса[16].

2.3 Математическая модель асинхронного двигателя в фазной системе координат a,b,c статора и α, β - ротора

В общем случае короткозамкнутый ротор представляется в виде т-фазной системы обмоток. При составлении дифференциальных уравнений обмотку ротора можно заменить двумя короткозамкнутыми эквивалентными контурами неподвижными относительно статора, расположенными по взаимно перпендикулярным осям[42].

Для наиболее точного описания процессов электромеханического преобразования будем использовать модель АД с тремя обмотками статора, расположенными симметрично в пространстве по осям a,b,c и двумя обмотками ротора, расположенными по взаимно перпендикулярным осям α, β (рис.2.5). За положительное направление тока в обмотках идеализированной машины примем направление от конца катушки к ее началу, а за положительное направление оси обмотки - направления векторов МДС катушек при протекании токов в положительном направлении[29].

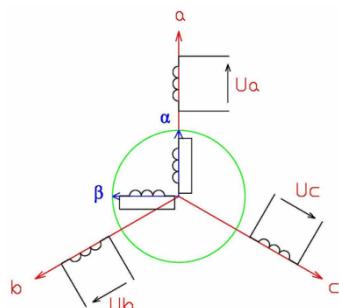


Рис 2.5. Схема модели трехфазного асинхронного двигателя в системе $(a,b,c,(\alpha, \beta))$

Уравнения для этого случая, записанные в векторной форме в неподвижной системе координат, имеют вид[29]:

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s R_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad \text{- уравнение для напряжений статора} \quad (2.41)$$

$$\bar{u}_r = \bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r \quad \text{- уравнение для напряжений ротора} \quad (2.42)$$

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \bar{i}_r \quad \text{- уравнения для токов статора и ротора} \quad (2.43)$$

$$M_{\text{эм}} = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}(\psi_s^* \times \bar{i}_s) \quad \text{уравнение для электромагнитного момента} \quad (2.44)$$

Здесь, \bar{u}_s - обобщенный вектор напряжения статора, \bar{u}_r - обобщенный вектор напряжения ротора, $\bar{\psi}_s$ - обобщенный вектор потокосцепления статора, $\bar{\psi}_r$ - обобщенный вектор потокосцепления ротора. i_m - обобщенный вектор намагничивающего тока, p - число пар полюсов, $M_{\text{эм}}$ - электромагнитный момент двигателя, Нм.

При симметричной трехфазной системе обмоток и отсутствия нулевого провода обобщенные векторы токов статора \bar{i}_s , ротора \bar{i}_r и намагничивания \bar{i}_m можно представить в виде[29]:

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2 i_C) \quad \text{для тока статора,} \quad (2.45)$$

$$\bar{i}_r = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2 i_c) \quad \text{для тока ротора.} \quad (2.46)$$

$$\bar{i}_m = \frac{2}{3}(i_{ma} + i_{mb} + i_{mc}) \quad \text{для тока намагничивания} \quad (2.47)$$

где $a = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, $a^2 = e^{j240^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ - операторы поворота

где i_A, i_B, i_C - мгновенные значения токов соответствующих фаз статора

i_a, i_b, i_c - мгновенные значения токов соответствующих фаз ротора

i_{ma}, i_{mb}, i_{mc} - мгновенные значения токов намагничивания соответствующих фаз

Обобщенный вектор, как и любой вектор на комплексной плоскости, можно представить алгебраической формой записи комплексного числа [29].

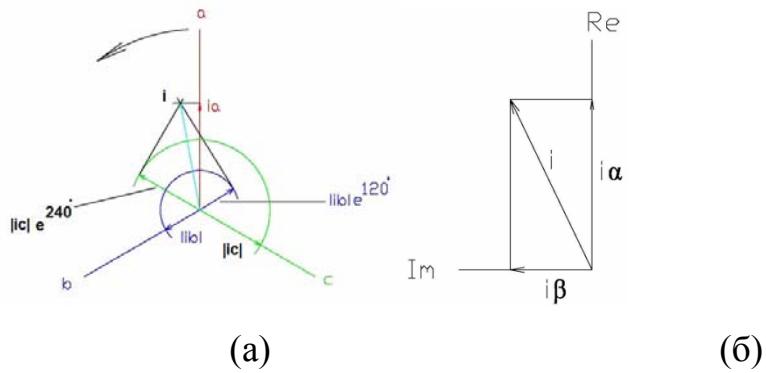


Рис 2.6. Векторы токов трех фаз (а) и двух фаз (б)

Обычно это делают, совмещая вещественную ось с осью фазы А статора и фазы а ротора, тогда фазные токи статора в системе координат (a,b,c) (рис. 2.6,а) и фазные токи ротора в системе координатах (α, β) (рис. 2.6,б) имеют вид[29]:

Фазные токи статора в системе координат (a,b,c)

$$i_A = \operatorname{Re}(\bar{i}_s) = \frac{2}{3} \operatorname{Re} [i_{AS} + ai_{BS} + a^2 i_{CS}] = \frac{2}{3} \left[i_{AS} - \frac{1}{2} i_{BS} - \frac{1}{2} i_{CS} \right] = \frac{2}{3} \left[\frac{3}{2} i_{AS} \right] = i_{AS} \quad (2.48)$$

$$i_B = \operatorname{Re}(a^2 \bar{i}_s) = \operatorname{Re} a^2 \frac{2}{3} [i_{AS} + ai_{BS} + a^2 i_{CS}] = \frac{2}{3} \operatorname{Re} [a^2 i_{AS} + a^3 i_{BS} + a^4 i_{CS}] = i_{BS} \quad (2.49)$$

$$i_C = \operatorname{Re}(a \bar{i}_s) = \operatorname{Re} a \frac{2}{3} [i_{AS} + ai_{BS} + a^2 i_{CS}] = \frac{2}{3} \operatorname{Re} [ai_{AS} + a^2 i_{BS} + a^3 i_{CS}] = i_{CS} \quad (2.50)$$

Фазные токи ротора в системе координат (α, β)

$$i_\alpha = \operatorname{Re}(\bar{i}_r), \quad i_\beta = \operatorname{Im}(\bar{i}_r) \quad (2.51)$$

Здесь, i_{AS}, i_{BS}, i_{CS} - фазные токи статора 3-фазного АД, $i_A, i_B, i_C, (i_\alpha, i_\beta)$ - токи статора и ротора в системе a,b,c, (α, β), R_s, R_r - активное сопротивление фазы статора и ротора, R_m - активное сопротивление, эквивалентное потерям в стали.

Система дифференциальных уравнений для мгновенных значений полученная на основе уравнений (2)-(3), с учетом (9)-(12) имеет следующий вид:

Уравнения напряжений статора и ротора

$$\left. \begin{aligned} U_a &= \frac{d\psi_a}{dt} + R_s i_a + R_m (i_a + i_\alpha), & U_b &= \frac{d\psi_b}{dt} + R_s i_b + R_m (i_b - \frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta), \\ U_c &= \frac{d\psi_c}{dt} + R_s i_c + R_m (i_c - \frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta), \\ U_\alpha &= \frac{d\psi_\alpha}{dt} + R_r i_\alpha - \omega_r \psi_\beta, & U_\beta &= \frac{d\psi_\beta}{dt} + R_r i_\beta - \omega_r \psi_\alpha \end{aligned} \right\} \quad (2.52)$$

Здесь, обозначено

$$U_a = U_m \cos(\omega_l t), \quad U_b = U_m \cos\left(\omega_l t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad U_c = U_m \cos\left(\omega_l t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad U_\alpha = U_\beta = 0 \quad (2.53)$$

Уравнения электромагнитного момента

$$M_{\text{эм}} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\psi_\beta i_\alpha - \psi_\alpha i_\beta], \quad (2.54)$$

Уравнения движения

$$\frac{p}{J} (M_{\text{эм}} - M_c) = \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.55)$$

где J - суммарный момент инерции ротора и механизма, приведенный к валу АД, M_c - момент сопротивления

Уравнения для потокосцеплений

Выражения потокосцеплений, записанные через токи в заторможенной системе координат a,b,c, (α, β) , имеют следующий вид

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= L_s i_a + M i_\alpha + M i_{ca}, & \psi_b &= L_s i_b + M \left(-\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) + M i_{cb}, \\ \psi_c &= L_s i_c + M \left(-\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) + M i_{cc}, \\ \psi_\alpha &= L_r i_\alpha + M i_a + M i_{ca}, & \psi_\beta &= L_r i_\beta + M \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) + M \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{cb} - i_{cc}) \end{aligned} \right\} \quad (2.56)$$

где $i_a, i_b, i_c, (i_\alpha, i_\beta)$ - токи статора и ротора, А, $\psi_a, \psi_b, \psi_c, (\psi_\alpha, \psi_\beta)$ - потокосцепления фаз статора (ротора), Вб.

2.4 Математическая модель асинхронного двигателя в фазной системе координат a, b, c статора и α, β - ротора с учетом потерь в стали

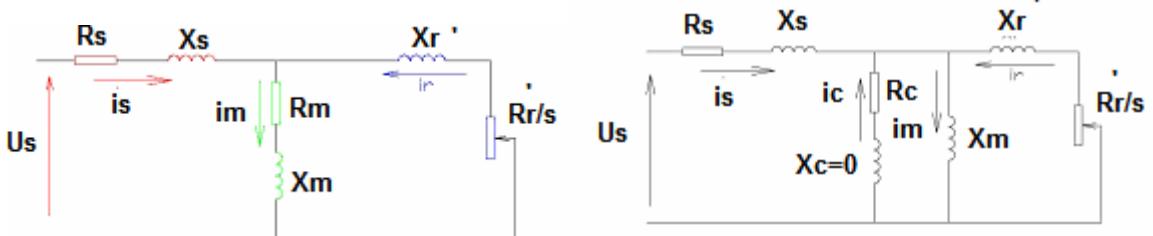
Важность задачи учета потерь в стали АД по крайней мере при работе АД с нагрузками, не превышающими номинальную, определяется существенным вкладом этих потерь в суммарные потери машины. Так, для АД серии 4А потери в стали могут составлять более 20% от полных потерь номинального режима и более 50% от полных потерь холостого хода. Не учет этих потерь при анализе энергетических характеристик привода приводит к существенным погрешностям. Небольшое влияние потери в стали оказывают также на величину и взаимную ориентацию обобщенных векторов электромагнитных переменных АД (напряжения, токов, потокосцеплений) в статических и динамических режимах работы.

В настоящей работе настолько работе эффект от потерь в стали исследуется разработкой двух вариантов математической модели АД на основе Т-образных схем замещения[24]:

- с последовательным включением активного сопротивления эквивалентного потерям в стали – R_m и индуктивного сопротивления намагничивания - X_m (рис.2.8,а).
- с параллельным включением сопротивлений намагничивающего контура R_c и X_m (рис 2.8,б).

Сопротивления R_c и X_m могут быть легко рассчитаны по известным сопротивлениям R_m , X_m согласно выражениям

$$R_c = \frac{R_m^2 + X_m^2}{R_m}, X_{mu} = \frac{R_m^2 + X_m^2}{X_m}, \quad (2.57)$$



a)

б)

Рис 2.7. Эквивалентные схемы замещения АД с учетом потери в

стали

а) с последовательным включением сопротивлений R_m и X_m , б) с параллельным включением сопротивлений R_c и X_m .

Известно [37], что сопротивление R_m зависит не линейно от частоты перемагничивания магнитопровода f , а именно $R_m \equiv f^{1.6}$. Тогда R_m можно

выразить как $R_m = R_{m0} \left(\frac{f}{f_0} \right)^{1.6}$, где R_{m0} - сопротивление потерь в стали, рассчитанное при частоте $-f_0$.

Сопротивление R_c , согласно выражению (2.78) будет также не линейно зависеть от частоты, но по-другому закону

$R_c \equiv f^{0.4}$, тогда $R_c = R_{c0} \left(\frac{f}{f_0} \right)^{0.4}$. Графики изменения сопротивлений R_m и R_c в

зависимости от частоты представлены на рис.2.9.

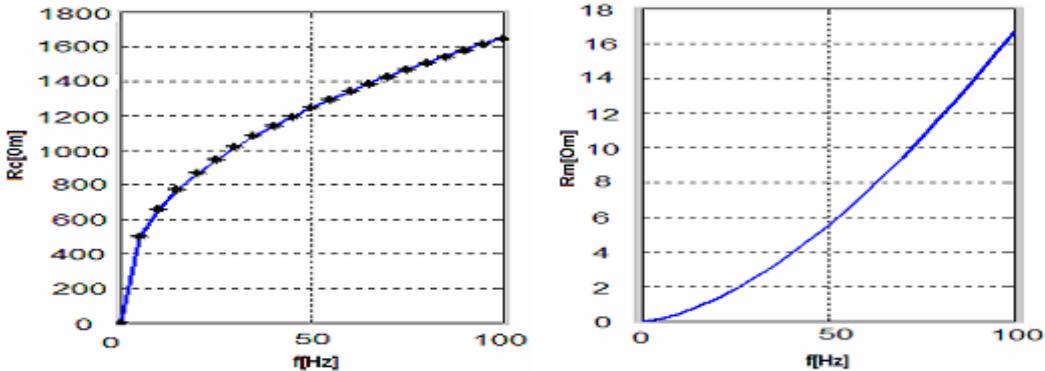


Рис. 2.8 Зависимости сопротивлений R_c , R_m от частоты

В первом варианте модели исследуются процессы путем введения эквивалентного активного сопротивления потерь в стали R_m непосредственно в систему дифференциальных уравнений, что соответствует Т-обратной схеме замещения для установившегося режима работы, которая изображена на рис 2,а. Уравнения для этого случая, записанные в векторной форме в неподвижной системе координат, имеют вид[29]:

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s R_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + \bar{i}_m R_m \quad - \text{ уравнение для напряжений статора} \quad (2.58)$$

$$\bar{u}_r = \bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r \quad - \text{ уравнение для напряжений ротора} \quad (2.59)$$

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \bar{i}_r \quad - \text{ уравнения для токов статора и ротора} \quad (2.60)$$

$$M_{\mathcal{E}_M} = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}(\psi_s^* \times \bar{i}_s) \quad \text{уравнение для электромагнитного момента} \quad (2.61)$$

Здесь, \bar{u}_s - обобщенный вектор напряжения статора, \bar{u}_r - обобщенный вектор напряжения ротора, R_m - эквивалентное активное сопротивления вихревые токов, $\bar{\psi}_s$ - обобщенный вектор потокосцепления статора, $\bar{\psi}_r$ - обобщенный вектор потокосцепления ротора. i_m - обобщенный вектор намагничающего тока, p - число пар полюсов, $M_{\mathcal{E}_M}$ - электромагнитный момент двигателя, Нм.

Данная система позволяет производить анализ работы АД с учетом потери в стали в случае его работы от преобразователя частоты, когда на обмотки двигателя подается несинусоидальное напряжение.

2.5 Математическая модель для исследования переходных процессов АД в системе a,b,c, (α, β) с учетом потери в стали и с учетом вытеснения тока в роторе

Явление вытеснения тока в стержнях обмотки ротора оказывает значительное влияние на разгон АД. Как известно, во время пуска в стержнях ротора возникают значительные вихревые токи, которые изменяют распределение плотности тока по сечению стержня ротора. В результате активное сопротивление увеличивается, а индуктивное сопротивление - уменьшается. Увеличение активного сопротивления и уменьшение индуктивного сопротивления при пуске из-за вытеснения тока влияют на динамические характеристики АД (на ударный и пусковой моменты, пусковой ток, время пуска и т.д.). Поэтому исследование переходных процессов при пуске АД с учетом изменения активного и индуктивного

сопротивлений ротора, т.е. с учетом нелинейности цепи ротора, имеет существенное значение. Изменение R_r и L_r можно определить с помощью коэффициентов K_r и K_x , которые являются функциями скольжения s или угловой частоты вращения ротора ω_r .

Основу расчета K_r и K_x составляет следующий метод. Пазовая часть стержня короткозамкнутой обмотки ротора - условно делится по высоте на n элементарных слоев рис. 2.9, изолированных друг от друга бесконечно тонким слоем изоляции, чтобы исключить возможность появления вертикальной составляющей тока в стержне [10]. Далее составляется схема замещения, состоящая из n параллельных ветвей. Определение эквивалентных активных и индуктивных сопротивлений этой схемы позволяет найти частотные характеристики активного и индуктивного сопротивлений ротора и, следовательно, коэффициенты K_r и K_x . Результаты расчета представлены на рис. 7.

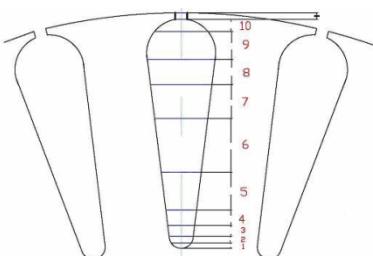


Рис 2.9. Условное деление паза ротора на n -слоев ($n=11$).

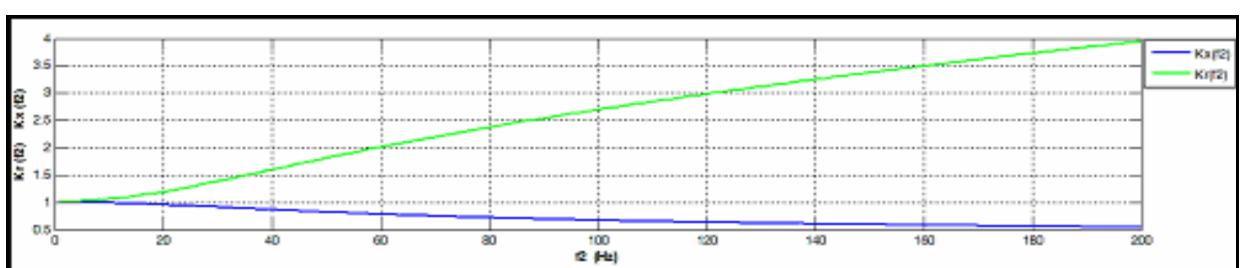


Рис 2.10. Зависимости K_r и K_x от частоты токов в роторе f_2

Изменение индуктивности из-за насыщения машины - Технико-экономические показатели при разработке двигателя определяют тот факт, что при номинальной нагрузке и номинальном потоке работы происходит на нелинейном участке кривой намагничивания машины и поэтому следует учитывать изменение индуктивности из-за насыщения машины.

Индуктивности рассеяния статора и ротора мало зависят от насыщения машины, так как их поля замыкаются по воздуху. Поэтому будем рассматривать влияние насыщения только на изменение индуктивности цепи намагничивания M , который нелинейно зависит от основного потокосцепления ψ_m как показано рис.8.

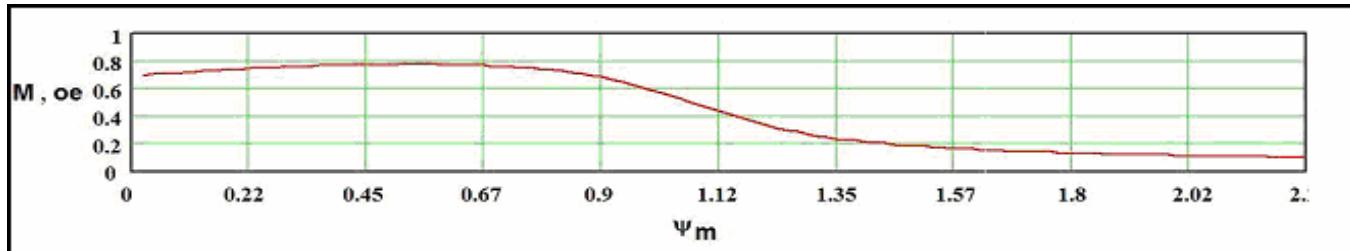


Рис 2.11. Зависимость индуктивности намагничивания M от ψ

Данной математической модели соответствует схема расположения фаз статора и ротора и контуров вихревых токов как показано на рис.2.12. Эта модель, в отличие от рассмотренного выше, имеет 3-контура по осям a,b,c учитывающие эффект потери в стали [29].

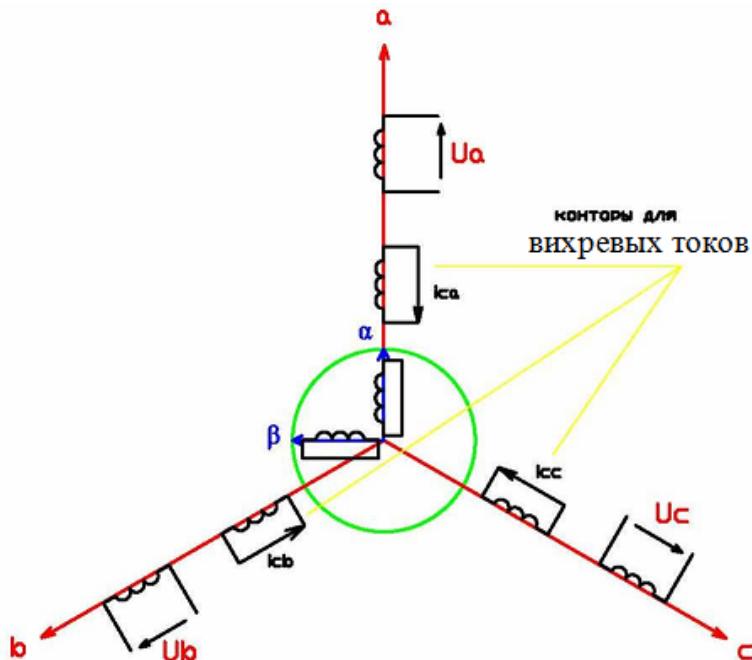


Рис 2.12. Схема модели АД в системе $(a,b,c,(\alpha,\beta))$ с учетом контуров вихревых токов

Система дифференциальных уравнений векторной форме имеет вид

$$\bar{U}_s = R_s \bar{i}_s + L_{\sigma s} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_m}{dt}; \quad - \text{уравнения напряжений статора} \quad (2.62)$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + L_{\sigma r} \frac{d\bar{i}_r}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_m}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r; \quad - \text{уравнения напряжений ротора} \quad (2.63)$$

$$0 = R_c \bar{i}_c + L_c \frac{d\bar{i}_c}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_m}{dt}; \quad - \text{уравнения напряжений контуры вихревых токов} \quad (2.64)$$

$$\bar{\psi}_s = L_{\sigma s} \bar{i}_s + \bar{\psi}_m; \quad - \text{уравнения для потокосцеплений статора} \quad (2.65)$$

$$\bar{\psi}_r = L_{\sigma r} \bar{i}_r + \bar{\psi}_m; \quad - \text{уравнения для потокосцеплений ротора} \quad (2.66)$$

$$\bar{\psi}_c = L_c \bar{i}_c + \bar{\psi}_m; \quad - \text{уравнения для потокосцеплений контуры вихревых токов}$$

(2.100 21)

$$\bar{\psi}_m = L_m (i_m) \cdot \bar{i}_m \quad - \text{уравнения для потокосцеплений взаимоиндукции} \quad (2.67)$$

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \bar{i}_r + \bar{i}_c \quad - \text{уравнения токов} \quad (2.68)$$

Раскладывая векторы системы дифференциальных уравнений (16-23) по осям (a,b,c) и (α, β) получим систему, записанную в скалярной форме, которая имеет вид

$$U_a = \frac{d\psi_a}{dt} + R_s i_a, \quad U_b = \frac{d\psi_b}{dt} + R_s i_b, \quad U_c = \frac{d\psi_c}{dt} + R_s i_c \quad (2.69)$$

$$0 = M \frac{di_{ma}}{dt} + R_c i_{ca}, \quad 0 = M \frac{di_{mb}}{dt} + R_c i_{cb}, \quad 0 = M \frac{di_{mc}}{dt} + R_c i_{cc}. \quad (2.70)$$

$$0 = \frac{d\psi_\alpha}{dt} + R_r i_\alpha - \omega_r \psi_\beta, \quad 0 = \frac{d\psi_\beta}{dt} + R_r i_\beta - \omega_r \psi_\alpha, \quad (2.71)$$

$$M_{\vartheta_m} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\psi_\beta i_\alpha - \psi_\alpha i_\beta], \quad (2.72)$$

$$\frac{p}{J} (M_{\vartheta_m} - M_c) = \frac{d\omega}{dt} \quad (2.73)$$

Уравнения для токов и потокосцеплений

$$i_{ma} = i_a + i_\alpha + i_{ca}, \quad i_{mb} = i_b - \frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, \quad i_{mc} = i_c - \frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned}\psi_a &= L_s i_a + M i_\alpha + M i_{ca} \\ \psi_b &= L_s i_b + M \left(-\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) + M i_{cb} \\ \psi_c &= L_s i_c + M \left(-\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) + M i_{cc}\end{aligned}\quad (2.75)$$

$$\begin{aligned}\psi_\alpha &= L_r i_\alpha + M i_a + M i_{ca} \\ \psi_\beta &= L_r i_\beta + M \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) + M \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{cb} - i_{cc})\end{aligned}\quad (2.76)$$

$$\begin{aligned}\psi_{ca} &= L_c i_{ca} + M i_\alpha + M i_a \\ \psi_{cb} &= L_c i_{cb} + M \left(-\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) + M i_b \\ \psi_{cc} &= L_c i_{cc} + M \left(-\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) + M i_c\end{aligned}\quad (2.77)$$

где i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} - фазные вихревые токи, А.

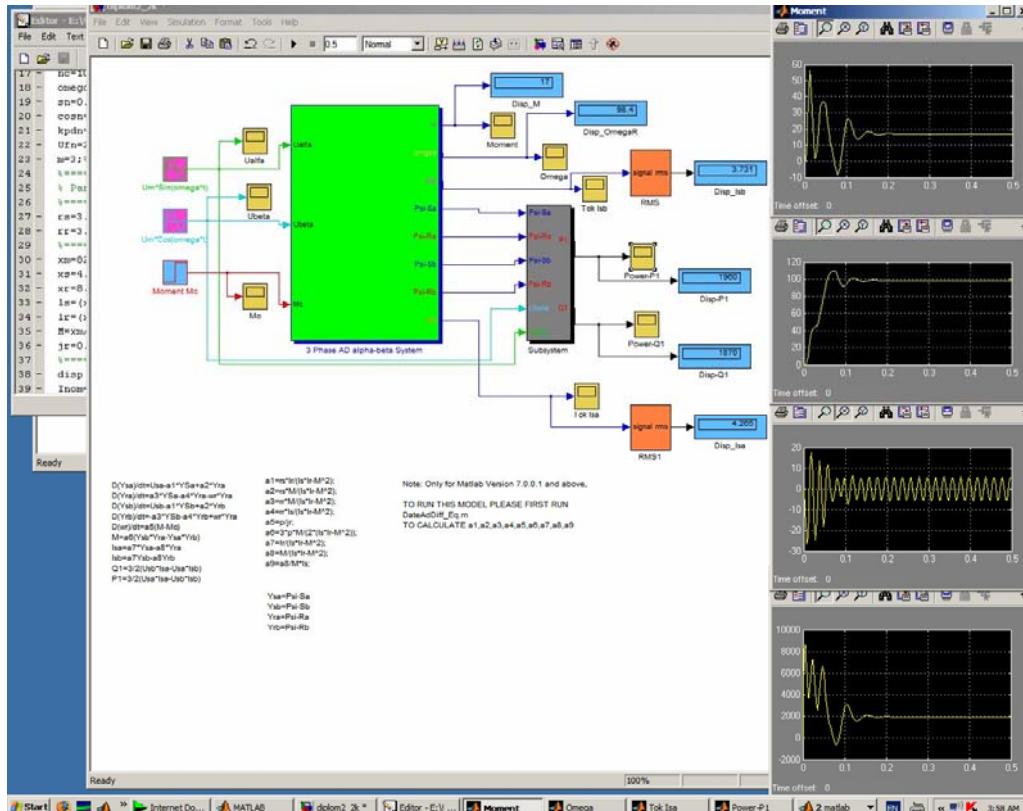


Рис2.13.Программа для исследования переходных процессов работы АД-ПЧ

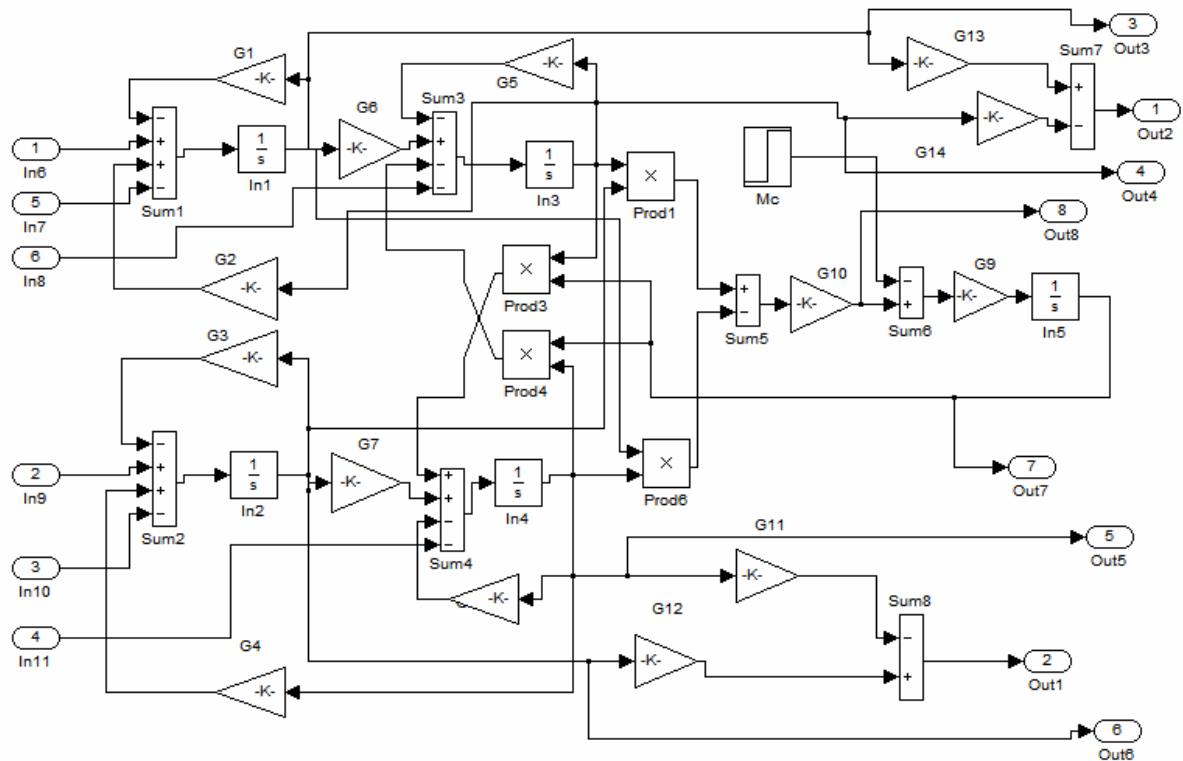


Рис2.14.Подпрограмма 3-Ф АД (блока Simulink)

2.6 Основные показатели обобщенной электрической машины в динамических режимах в осях $a, b, c, (\alpha, \beta)$

Для проектирования электрических машин, работающих в динамических режимах, так же как и в установившихся, необходимо знать потребление активной и реактивной мощностей, а также эффективность их преобразования в полезную механическую мощность [8]. Для сравнения моделей выбраны следующие показатели.

а) Для пускового режима:

- Кратности ударного тока в одной из фаз и ударного момента по отношению к номинальному току и моменту, т.е. $K_i = I_{max}/I_{nom}$, $K_m = M_{max}/M_{nom}$,
- Активная P_s и реактивная Q_s мощности, потребляемые двигателем из сети за время пуска, которые рассчитываются по формулам:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T P_s(t) dt, \quad Q_s = \frac{1}{T} \int_0^T Q_s(t) dt \quad (2.78)$$

где $P_s(t) = \text{Re}(U \times I^*) = U_A(t).i_A(t) + U_B(t).i_B(t) + U_C(t).i_C(t)$

$$Q_s(t) = \text{Im}(U \times I^*) = \frac{1}{\sqrt{3}} [U_A(t).(i_C(t) - i_B(t)) + U_B(t).(i_A(t) - i_C(t)) + U_C(t).(i_B(t) - i_A(t))]$$

(2.113) мгновенные активная и реактивная мощности, Т – длительность пускового режима.

- Мощность потерь на вихревые токи

$$P_{fe} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{fe}(t) dt \quad (2.113)$$

где $P_{fe} = R_m(i_{ma}^2 + i_{mb}^2 + i_{mc}^2)$ для первого варианта, $P_{fe} = R_c(i_{ca}^2 + i_{cb}^2 + i_{cb}^2)$ для второго варианта

- Полезная мощность на валу в пусковом режиме:

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T P_2(t) dt, \quad \text{где } P_2(t) = (M_{zm}(t).\omega_r(t)) - P_{mex} - P_{dob}, \quad (2.79)$$

где P_{mex}, P_{dob} - механические и добавочные потери

- Средние значения коэффициентов полезного действия η и мощности $\cos(\varphi)$ за время пуска:

$$\eta = \frac{P_2}{P_s}, \quad \cos(\varphi) = \frac{P_s}{S_s} \quad \text{где } S_s = \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \quad (2.80)$$

б) Для установившегося режима работы:

Полезная мощность на валу двигателя P_2 , энергетические показатели η и $\cos(\varphi)$, потери в стали- P_{fe} , ток фазе статора А-Іа и время, затраченное компьютером на решение данной задачи $-t_K$.

Для демонстрации работы моделей выбран двигатель RA90L6 с параметрами:

$$P_2 = 1500, Bm, U_n = 220, B, f = 50, p = 3, R_s = 3,57, Om, R_r = 3,8, Om, X_s = 4,99, Om$$

$$X_r = 8,28, Om, X_m = 82,9, Om, R_m = 5,49, Om, R_c = 5,49, Om, J_r = 1,48 \cdot 10^3, Kg/m^2.$$

Согласно уравнениям (11 -14) и (24-29) составлены компьютерные программы в системе Matlab. На рис. 10. представлены осциллограммы токов фазы статора A, фазы ротора α , электромагнитного момента и частоты вращения ротора при пуске двигателя с учетом изменения параметров ротора R_r , L_{or} и индуктивности намагничивающего контура M для двух моделей [19][65].

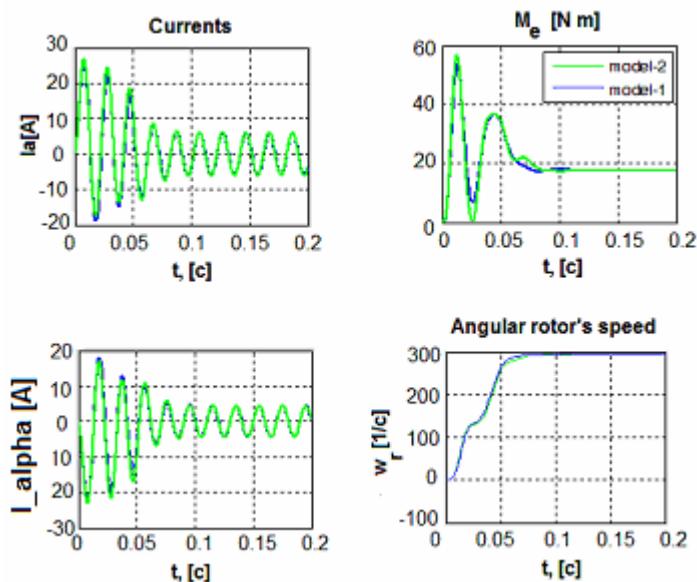


Рис 2.15. Результаты расчета двух вариантов модели

В таблице 1 представлены результаты расчета перечисленных выше показателей по двум моделям в диапазоне частот: 25, 50 и 75 Гц.

Характеристики рассчитывались при изменении частоты по закону $\frac{U}{f} = const$

при $f \leq f_{nom}$, а при $f > f_{nom}$, $U = U_{nom}$, момент на валу поддерживался постоянным и равным номинальному.

Сравнение показателей пускового режима.

Таблица. 1

$f, [Гц]$	25		50		75	
	1-я модель	2-я модель	1-я модель	2-я модель	1-я модель	2-я модель
$K_M, [o.e]$	1,62	1,52	3,49	3,6	5,08	5,9
$K_i, [o.e]$	3,057	3,33	5,94	6,239	8,57	9,1
$Ps, [Bt]$	1145,5	1224	3007,6	2938	5838	5385
$Qs, [Bt]$	1127,2	1457	3358	3470	6778	6404

$P_{\phi e}$, [Вт]	30,6	13,59	471,1	78,7	2094	193
η , [%]	49,5	44	50	51	44	48
$\cos(\varphi)$, [о.е]	0,71	0,64	0,66	0,64	0,65	0,64

Сравнение показателей установившегося режима. Таблица. 2

$f, [\Gamma u]$	25		50		75	
	1-я модел ь	2-я моде ль	1-я моде ль	2-я моде ль	1-я моде ль	2-я модел ь
i_a , [А]	3,63	4,64	3,85	3,9	4,69	3,9
η , [%]	70,1	61	80,3	81,3	75	83
$\cos(\varphi)$, [о.е]	0,8	0,68	0,74	0,72	0,66	0,72
$P_{\phi e}$, [Вт]	6,29	17,5	93,39	105,7 1	413,5	258,8
Ω_r , [1/с]	44,97	43,1	99,08	99,07	151,6	151,9
P_2 , [Вт]	677,86	650,5 9	1515, 4	1519	2333	2339
t_K , [с]	0,12	3,42	0,24	6,77	0,17	10,2

Из таблицы 2 следует, что обе модели дают примерно одинаковые результаты расчетов пускового режима. Однако потери в стали за время пуска, рассчитанные по первому варианту модели значительно превышают аналогичные потери второго варианта. С другой стороны компьютерное время расчета по второму варианту в десять раз превышает время расчета первого варианта. На наш взгляд, более адекватно описывает переходные процессы математическая модель второго варианта. Это необходимо учитывать при выборе моделей для разработки быстродействующих систем векторного управления регулируемых асинхронных двигателей.

Математическая модель представлена в двух вариантах: первый вариант с шестью дифференциальными уравнениями (ДУ), второй с девятью ДУ Сравнение результатов расчета пускового и установившегося режимов показало достаточную для анализа сходимость результатов по этим двум моделям. Однако потери в стали за время пуска, рассчитанные по первому варианту модели значительно превышают аналогичные потери второго варианта. С другой стороны компьютерное время расчета по второму варианту в десять раз превышает время расчета первого варианта. На нас взгляд, более адекватно описывает переходные процессы математическая модель второго варианта. Это необходимо учитывать при выборе моделей для разработки быстродействующих систем векторного управления регулируемых асинхронных двигателей.

Выводы по главе 2.

В предлагаемой структуре математических моделей, описывающей работу системы ПЧ-АД, учитывающих эффект вытеснения тока в проводниках обмотки ротора, насыщение магнитопровода, закон управления инвектором с ШИМ;

Разработанные методики и программы расчета переходных режимов работы позволяют детально исследовать влияние формы входного напряжения АД и параметры АД на ее энергетические показатели при питании от преобразователя частоты.

В результате сравнения различных критериев оптимальности, на основании проведенных оптимизационных расчетов, даны рекомендации по выбору конструкции АД с короткозамкнутым ротором, работающих совместно со статическими преобразователями.

Разработана математическая модель частотно регулируемого двигателя в осях $(a,b,c,(\alpha\beta))$, в которой учитываются потери в стали, а влияние насыщения и вытеснения токов учитывается с помощью коэффициентов K_{mi} , K_r и K_x . Представлены зависимости активного сопротивления

намагничающего контура эквивалентного потерям в стали от частоты
перемагничивания.

ГЛАВА 3. НАГРЕВ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО АД

3.1. Расчет потерь асинхронного двигателя при несинусоидальном напряжении питания

Основными источниками тепла АД являются потери мощности P_i , сосредоточенные в соответствующих узлах эквивалентной тепловой схемы замещения ЭТС. Источниками тепла в статоре (рис.3.9) являются лобовая часть с потерями $P_{Л}=P_1$, пазовая часть с потерями $P_{П}=P_2$ и магнитопровод статора с потерями $P_{СТ}=P_3$. Электрические потери в них определяются по формулам: для лобовой части обмотки статора[4].

$$P_{Л} = \frac{P_{\vartheta 1} L_{Л}}{(L_{Л} + L_{П})}, \quad (3.1)$$

где $P_{\vartheta 1} = 3 \cdot I_s^2 \cdot R_s$ - электрические потери в обмотке статора, I_s - ток статора, R_s – активное сопротивление статора, $L_{Л}$ - длина лобовой части обмотки; $L_{П}$ – длина пазовой части; для пазовой части обмотки статора

$$P_{П} = \frac{P_{\vartheta 1} \cdot L_{П}}{(L_{Л} + L_{П})}, \quad (3.2)$$

для магнитопровода статора, включающего ярмо и зубцы, источником тепла являются потери в стали и добавочные потери

$$P_{СТ} = P_{CZ} + P_{CJ} + P_{CД} + P_{ДОБ}, \quad (3.3)$$

где P_{CZ} и P_{CJ} – основные потери в зубцах и ярме; $P_{CД}$ – добавочные потери в ярме статора, $P_{ДОБ}$ – добавочные потери определяемые согласно ГОСТ как $P_{ДОБ} = 0,005P_1$, где P_1 - активная мощность, потребляемая АД из сети. Отметим, что при расчете электрических и магнитных потерь следует учитывать потери от высших гармоник источника питания, так как частотные преобразователи имеют несинусоидальную форму напряжения[4].

Потери в стали, рассчитываются по выражению

$$P_{cm}(f) = 1.7 p_{1,50} \left(\frac{f}{50} \right)^{\beta} B_m^2 G \quad (3.4)$$

где $p_{1,50}$ - удельные потери данной марки стали при частоте $f=50$ Гц и индукции $B_m = 1$ Т, B_m – амплитуда индукции соответствующего участка магнитной цепи (Т), f - частота изменения индукции (Гц), G – масса участка (кг).

Потери в роторе $P_r = P_5$ включают электрические потери в короткозамкнутой обмотке ротора - $P_{\vartheta 2} = 3I_r^2 R_r$, где I_r - ток и R_r - активное сопротивление ротора, и добавочные потери в зубцах- P_{czr} .[18][24].

Внутренние механические потери, состоящие из потерь на трение в подшипниках и вентиляционных потерь, пропорциональны квадрату частоты вращения ротора $P_{mex} = Kn_r^2$, где K - коэффициент пропорциональности. Полагая, что половина механических потерь идет на нагревание внутреннего воздуха (узел 4), а другая половина на нагревание корпуса (узел 6), включаем эти потери в узлы 4 и 6 , т.е. $P_4 = P_6 = 0,5 P_{mex}$.

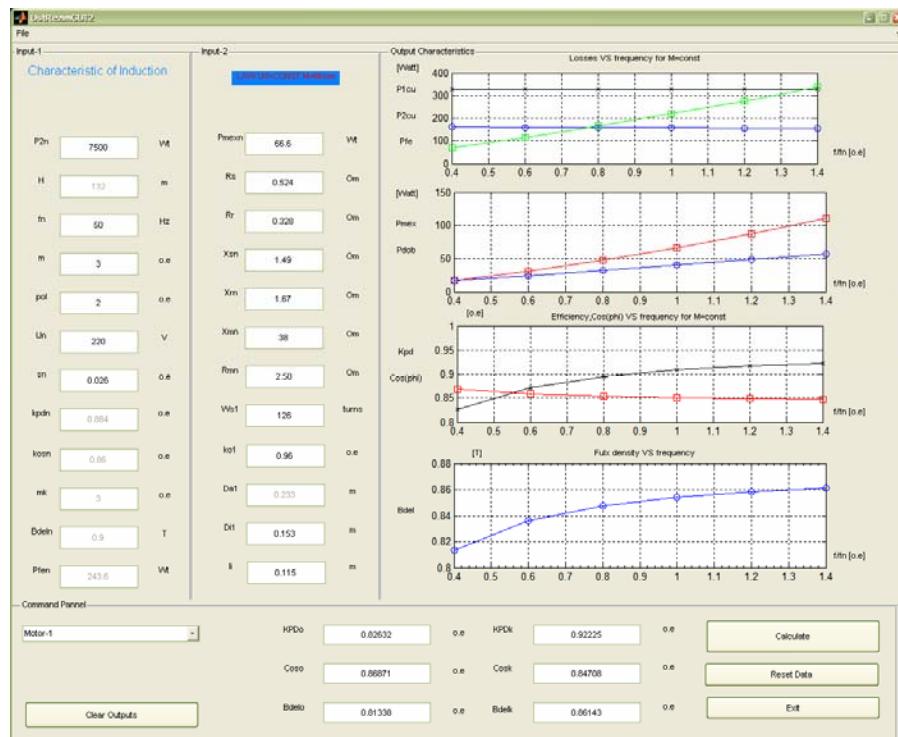


Рис 3.1. Виртуальная программа для расчетов характеристики АД
(зависимости потерь от частоты)

3.2.Тепловые режимы работы электрических машин.

Нагрев электрической машины является одним из факторов, определяющих ее рациональное использование. Чрезмерный нагрев обмотки статора электродвигателя вызывает преждевременное старение изоляции, пробой и выход его из строя.

Таким образом, вопросы расчета нагрева электродвигателя, в частности температуры статорных обмоток, становятся первостепенными при оценке возможности использования асинхронных двигателей (АД) в частотно-регулируемом электроприводе. Нагрев частотно - регулируемых электродвигателей происходит по более сложным законам, нежели двигателей, работающих при постоянных параметрах питания: напряжении и частоте. Это обусловлено следующими факторами[2]:

-потери в отдельных частях двигателя зависят не только от нагрузки на валу, но и от изменяющихся параметров питания;

-конвективные сопротивления обдуваемых поверхностей электродвигателя изменяются с изменением частоты вращения ротора, причем по различным законам;

-из-за изменения потерь, а также тепловых сопротивлений, передающих тепло от одного тела к другому, изменяется и влияние отдельных составляющих потерь на нагрев обмотки статора.

Кроме этого частотно- регулируемый двигатель может работать не в режиме S1 с неизменной нагрузкой, при которой достигаются установившиеся температуры активных частей машины, а в динамических режимах S2-S8, для которых характерны частые пуски, различные способы торможения и реверсы.

Поэтому важным является обоснование метода расчета тепловых режимов двигателя с учетом указанных выше особенностей его работы.

Установившиеся тепловые процессы асинхронных двигателей закрытого обдуваемого исполнения достаточно подробно рассмотрены в литературе. В то же время сложность точного математического описания тепловых процессов приводит к большому количеству методик на основе допущений различного уровня, которые дают несколько отличные друг от друга результаты [2].

Переходные тепловые процессы исследованы не в полной мере, поэтому разработка методики нестационарных тепловых процессов достаточна актуальна для двигателей, которые постоянно работают в переходных режимах. Так на практике нередко применяют метод средних за цикл потерь, состоящий в определении среднеквадратичных тока и момента, которые справедливы для ряда частных случаев. Однако потери в различных элементах асинхронного двигателя (АД) по-разному влияют на нагрев обмотки статора и при частотном управлении соотношение потерь, как отмечено выше, может значительно изменяться.

На практике режимы работы машин классифицированы в стандарте ГОСТ 183-74, устанавливающем восемь типов номинальных режимов S1... S8[2].

Продолжительный режим S1. Продолжительный конвекцией наиболее часто встречающийся на режим (ПР) (при номинальной нагрузке) машины в течение времени, за которое практически достигается установившаяся температура, является основным режимом. Такой режим рассчитывается как стационарный, а его начальная нестационарная часть не рассматривается

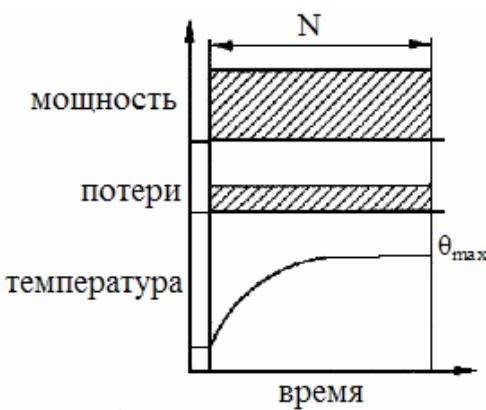


Рис.(3.2) Режим S1.

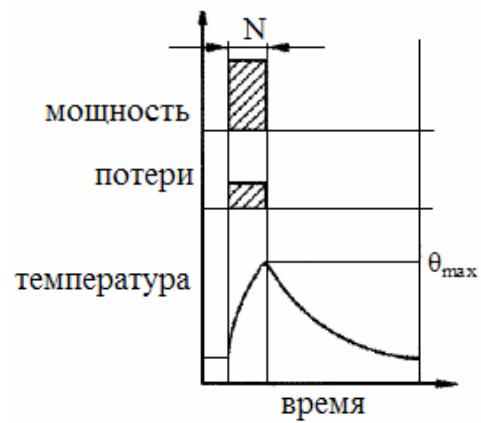


Рис.(3.3) Режим S2.

Кратковременный режим S2 - характеризуется работой машины при нагрузке, продолжающейся менее чем необходимо для достижения температурами отдельных частей ЭМ, своих установившихся значений при постоянной температуре окружающей среды.

Времени последующего отключения достаточно для охлаждения всех элементов ЭМ до первоначальной температуры. ГОСТ 183-74 устанавливает длительность периода номинальной нагрузки: 10, 30, 60 и 90 мин[2].

Повторно-кратковременный режим S3- последовательность идентичных циклов работы, каждый из которых включает время работы N при неизменной нагрузке, за которое машина не нагревается до установившейся температуры, и время паузы R , за которое машина не охлаждается до температуры окружающей среды[2].

Времена работы N , паузы R и цикла t_u находятся в следующих соотношениях:

$$N + R = t_u \quad (3.5)$$

Для относительной продолжительности включения ($\Pi\%$) установлены стандартные значения: 15, 25, 40, 60%. Время цикла $t_u = 10 \text{ мин}$, если не

указано другое значение

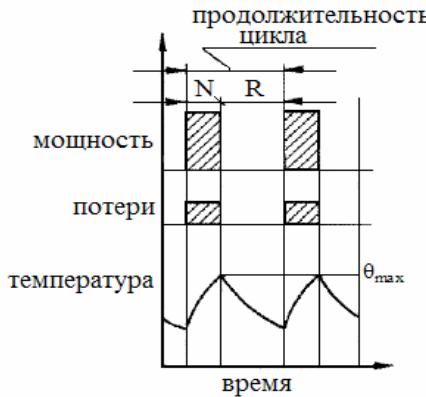


Рис.(3.4) Режим S3.

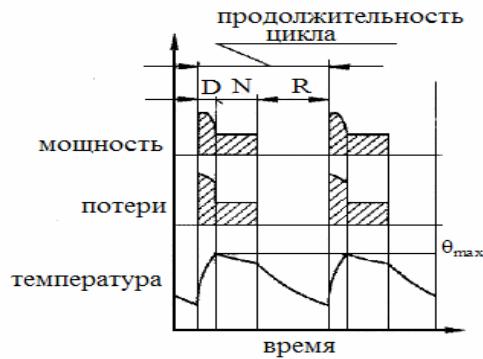


Рис.(3.5) Режим S4.

Повторно-кратковременный режим работы с частыми пусками S4 - последовательность идентичных режимов работы, каждый из которых включает время пуска D , время работы при постоянной нагрузке N , за которое двигатель не нагревается до установившейся температуры, и время стоянки K , за которое двигатель не охлаждается до температуры окружающей среды.

Допустимое число пусков в час Z двигателя, имеющего динамический момент инерции J_M , $\text{кг} \cdot \text{м}^2$, работающего в режиме S4 со статической нагрузкой на валу, определяемой мощностью P_2 , кВт, и динамической нагрузкой, определяемой динамическим моментом инерции приводной машины J_{EXT} , $\text{кг} \cdot \text{м}^2$, ориентировочно можно определить по формулам [2]

$$Z = Z_0 \cdot \frac{K_M K_P}{F_J}; \quad K_M = 1 - \frac{m_{CT,CP}}{m_{DCP}}; \quad K_P = 1 - \left(\frac{P_2}{P_{2N}} \right)^2 \cdot \frac{(1-K_0) \cdot \frac{m_P}{100}}{\left(\frac{(1-K_0) m_P}{100} + \left(1 - \frac{m_P}{100} \right) \beta_0 \right)};$$

$$F_J = \frac{J_M + J_{EXT}}{J_M}; \quad m_{DCP} = \frac{m_D + 2 \cdot m_K + 2 \cdot m_N + 1}{6}; \quad (3.6)$$

где Z_0 - допустимое число пусков в час двигателя без статической и динамической нагрузки на валу;

$m_{CT,CP}$ - относительное значение среднего за время разгона статического момента на валу двигателя;

m_{DCP} - относительное значение среднего за время разгона момента

вращения двигателя.

Время разгона двигателя D , до номинальной скорости вращения n_1 определяется по формуле:

$$D = 0.109 \cdot \left(\frac{n_1}{100} \right) \frac{J_M + J_{EXT}}{P_{n1}} \cdot \frac{1}{m_{T,CP} - m_{CT,CP}}; \quad (3.7)$$

Повторно-кратковременный режим с частыми пусками и электрическим торможением S5 - режим, включающий в себя те же элементы, что и S4 с дополнительным периодом F быстрого электрического торможения.

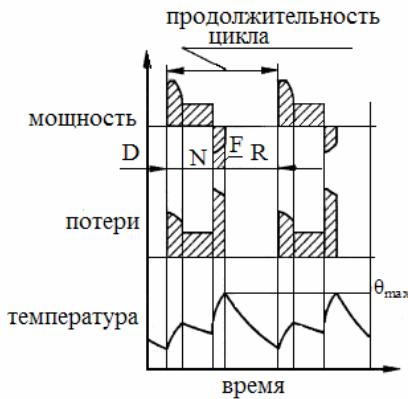


Рис.(3.6) Режим S5.

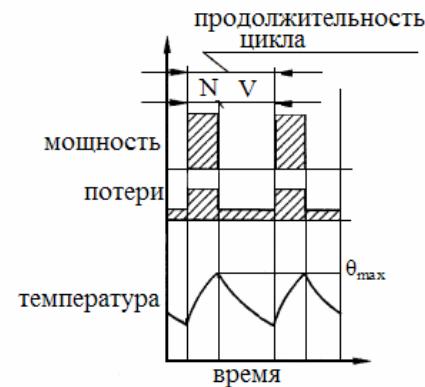


Рис.(3.7) Режим S6.

Перемежающийся режим S6- последовательность идентичных циклов, каждый из которых включает время работы N с постоянной нагрузкой и время работы на холостом ходу V , причём длительность этих периодов такова, что температура двигателя не достигает установившегося значения[2].

Номинальный режим S6 характеризуется относительной продолжительностью нагрузки (ПН), выражаемой в процентах и равной отношению длительности рабочего периода к продолжительности всего цикла. ГОСТ 183-74 устанавливает

$$ПН = \frac{N}{N+\nu} \cdot 100\% = 15,25,40,60\% \quad (3.8)$$

Периодический перемежающийся режим с влиянием пусковых процессов и электрическим торможением S7 - последовательность идентичных циклов каждого из которых включает достаточно длительное время пуска D , время работы N с постоянной нагрузкой и быстрое электрическое торможение. Так как режим не содержит пауз, то для него $ПВ = 1$ [2].

Если электрическое торможение осуществляется реверсированием, то следует иметь в виду, что один реверс в тепловом отношении эквивалентен трём пускам

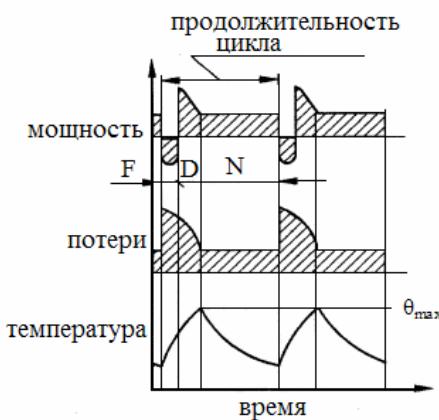


Рис.(3.8) Режим S7.

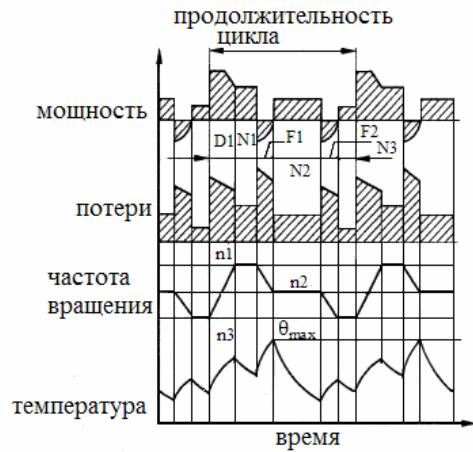


Рис.(3.9) Режим S8.

Периодический перемежающийся изменяющейся частотой вращения режим с периодически S8 - это последовательность идентичных циклов, каждый из которых включает время разгона D , работу $N1$ с неизменной нагрузкой и частотой вращения, электрическое торможение, работу $N2$ при другой частоте вращения и нагрузке, электрическое торможение и т.д. Этот режим реализуется в многоскоростных двигателях с переключением числа пар полюсов.

Установившийся тепловой режим соответствует режиму работы S1, нестационарный-S1-S8 [12].

3.3. Тепловой расчет при установившемся режиме по методу ЭТС.

Сложные условия теплоотвода в закрытых машинах по сравнению с защищенным и открытыми, необходимость достижения высоких технико-экономических показателей машин массовых и специальных серий послужили серьёзным стимулом для развития исследований тепловых процессов и разработки методов теплового расчёта закрытых АД. Результатом этого явилось создание различных методик, наиболее совершенные из которых основаны на использовании тепловых схем (ТС). Важная особенность закрытых машин - тепловое взаимодействие всех их частей. В таких условиях очень эффективным средством расчёта служит тепловая схема, составленная для всей машины.

Картина распределения внутренних источников теплоты, температур и основных тепловых связей в короткозамкнутом асинхронном двигателе со степенью защиты 1Р44 и способом охлаждения 1С0141 без внутренней аксиальной циркуляции воздуха представлена на рис.(3.9)[4].

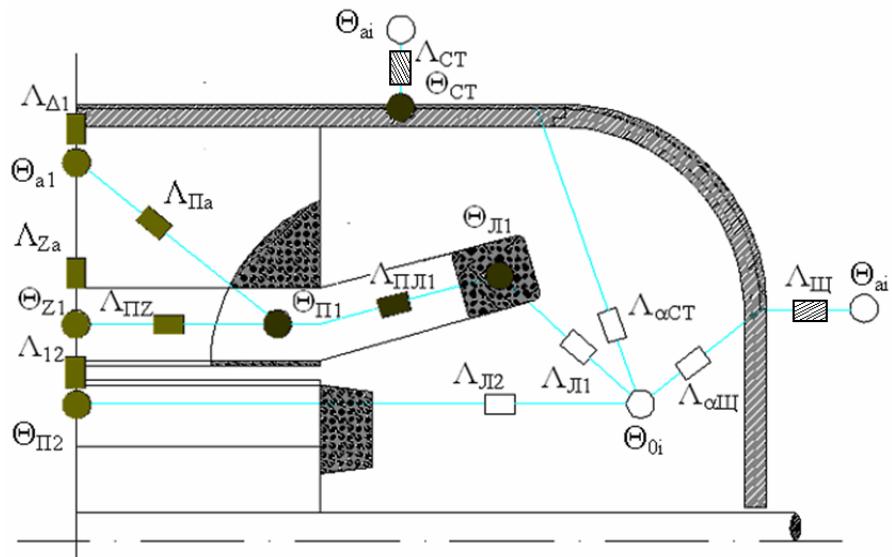


Рис.(3.10). Представление асинхронного двигателя эквивалентными в тепловом отношении элементами.

- - узлы с сосредоточенными источниками тепла
- - узлы без тепловыделений
- - теплоотдача теплопроводностью
- - теплоотдача конвекцией
- ▨ - теплоотдача конвекцией и излучений

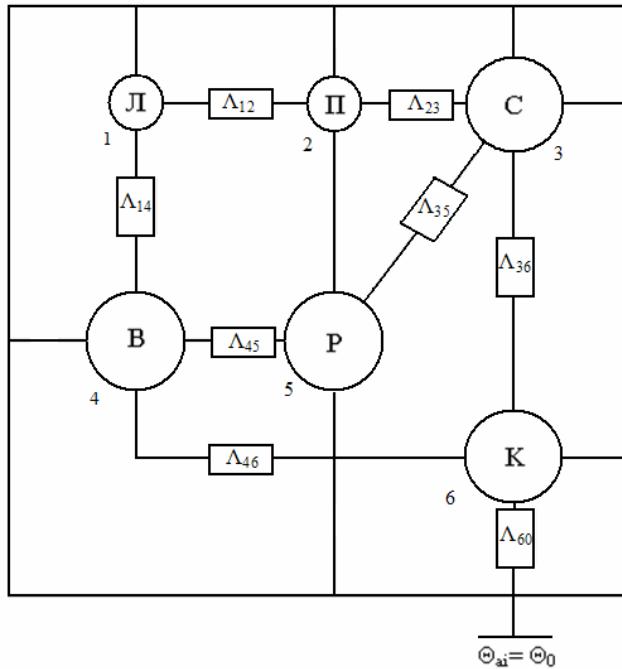


Рис.(3.11). Термическая схема для расчета стационарных режимов

Примем следующие допущения[4]:

1. в поперечном сечении машины отсутствует перемещение теплоты, что позволяет рассматривать двумерную задачу в продольном сечении машины;
2. обмотка статора заменяется эквивалентным стержнем, температура которого в поперечном сечении равна средней температуре отдельных проводников;
3. коэффициенты теплопроводности материалов и воздуха постоянны и равны средним значениям для диапазона рабочих температур;
4. теплопередачей через вал пренебрегаем;
5. сердечники статора и ротора проводят теплоту только в радиальном

направлении;

6. пренебрегаем тепловым сопротивлением между станиной и щитами двигателя.

Перечисленные допущения дают незначительную погрешность и возможны для практических расчётов.

Из анализа картины теплопередачи двигателя на рис.(3.9) может быть составлена упрощённая тепловая схема замещения на рис.(3.10) Схема состоит из семи тел: зубцов статора со средней температурой θ_{z1} ; спинки статора со средней температурой θ_{a1} ; оболочки, включающей станину и подшипниковые щиты, со средней температурой θ_{m1} ; пазовой части обмотки статора со средней температурой θ_{n1} ; лобовой части обмотки статора со средней температурой θ_{l1} ; ротора со средней температурой θ_{r1} ; внутреннего воздуха со средней температурой θ_{at} .

Тела ТСЗ связаны между собой соответствующими тепловыми проводимостями. Источниками теплоты, сосредоточенными в соответствующих узлах, являются: основные и добавочные потери в зубцах статора

$$\Sigma P_{z1} = P_{czs} + P_{czdob}; \quad (3.9)$$

потери в ярме статора P_{cas} ; потери в меди пазовой части обмотки статора

$$P_{mn} = \frac{P_{m1} l_1}{(l_1 + l_{n1})}; \quad (3.10)$$

потери в меди лобовой части обмотки статора

$$P_{ml1} = \frac{P_{m1} l_1}{(l_1 + l_{l1})}; \quad (3.11)$$

потери в роторе, включающие электрические потери в короткозамкнутой беличьей клетке P_{ra} и добавочные потери в зубцах P_{czr} ; внутренние механические потери, состоящие из потерь на трение в подшипниках и потерь на трение ротора о воздух $\Sigma P_M = P_{mek} + P_{nev}$ (сосредоточим их в оболочке)[4].

Тела связаны между собой соответствующими тепловыми проводимостями

на рис.(3.10). Для такой схемы может быть составлена система из семи уравнений

$$\begin{aligned}
 & (A_{zz} + A_{nz} + A_{12})\theta_{z1} - A_{zz}\theta_{a1} - A_{nz}\theta_{n1} - A_{12}\theta_{m1} = \sum P_{z1} \\
 & (A_{za} + A_{na} + A_{d1})\theta_{a1} - A_{za}\theta_{z1} - A_{na}\theta_{n1} - A_{d1}\theta_{ct} = P_{gas} \\
 & (A_{d1} + A_{ct} + A_{uz} + A_{ac} + A_{au})\theta_{ct} - A_{d1}\theta_{a1} - (A_{ac} + A_{au})\theta_{oi} - \\
 & (A_{ct} + A_{uz})\theta_{ai} = \sum P_M \\
 & (A_{nz} + A_{na} + A_{nm1})\theta_{m1} - A_{nz}\theta_{z1} - A_{na}\theta_{a1} - A_{nm1}\theta_{m1} = P_{M1R} \\
 & (A_{nm1} + A_{m1})\theta_{m1} - A_{nm1}\theta_{m1} - A_{m1}\theta_{oi} = P_{M1L} \\
 & (A_{12} + A_{nz})\theta_{nz} - A_{12}\theta_{z1} - A_{nz}\theta_{oi} = (P_{M2} + P_{czR}) \\
 & (A_{azm} + A_{au} + A_{m1} + A_{nz})\theta_{oi} - A_{m1}\theta_{m1} - A_{nz}\theta_{nz} - (A_{ac} + A_{au})\theta_{ct} = 0 \\
 & \theta_{ai} = 40^\circ\text{C} \tag{3.12}
 \end{aligned}$$

В практических расчётах система уравнений (3.9) представляется в матричной форме[2]:

$$\begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{16} & A_{17} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{26} & A_{27} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{61} & A_{62} & \dots & A_{66} & A_{67} \\ A_{71} & A_{72} & \dots & A_{76} & A_{77} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \vdots \\ \theta_6 \\ \theta_7 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_6 \\ P_7 \end{vmatrix} = 0 \tag{3.13}$$

Или в матричных символах

$$\mathbf{A} \cdot \bar{\boldsymbol{\theta}} - \mathbf{P} = 0 \tag{3.14}$$

где \mathbf{A} - квадратная симметричная матрица взаимных и собственных проводимостей схемы размерностью (7×7) , причём определитель матрицы не равен 0; \mathbf{P} - вектор приведённых источников теплоты (потерь) размерности (7×1) ; $\bar{\boldsymbol{\theta}}$ - вектор неизвестных температур размерности (7×1) .

Решение уравнения (3.10) имеет вид

$$\bar{\boldsymbol{\theta}} = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{P}} \tag{3.15}$$

где \mathbf{A}^{-1} - обращенная матрица проводимостей. Расчёты по (3.11) выполняются на ЭВМ.

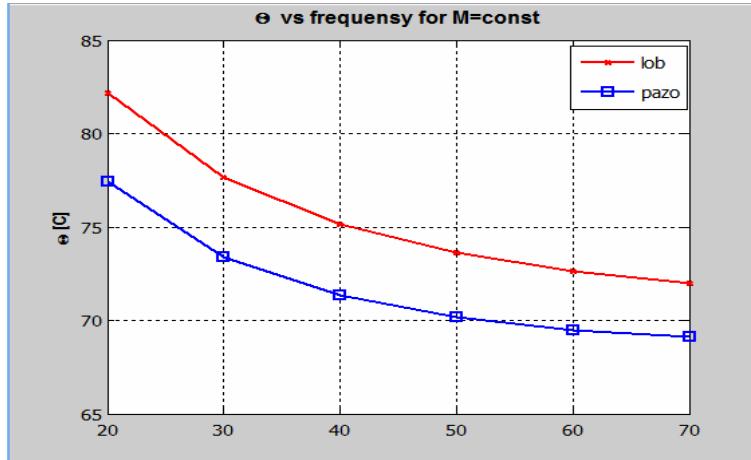


Рис 3.12 Статические тепловые характеристики обмоток статора АД при различных частотах

Используя уравнения (3.7) были просчитаны зависимости установившихся температур от частоты питания АД мощностью 2.2 кВт. Данные расчета нагрева показывают, что с уменьшением частоты нагрев обмоток статора АД увеличивается. Это необходимо учитывать при проектировании частотно-регулируемого АД[4].

3.4. Нестационарный нагрев частотно-регулируемого асинхронного двигателя.

Нестационарные тепловые процессы в электрических машинах широко распространены в практике их эксплуатации. Ими сопровождаются режимы пуска двигателей и включения генераторов, отключения, торможения, изменения нагрузки и частоты вращения машин. Особенно важное значение процессы нестационарного нагрева имеют при перегрузках по току и напряжению, при частых и затяжных пусках двигателей, а также при их работе в заторможенном состоянии, в режимах короткого замыкания генераторов, при выпадении из синхронизма и т.п[13].

Особенностью нестационарных тепловых режимов, или тепловых

переходных процессов, в электрических машинах является их инерционность, проявляющаяся в значительном отставании изменений температуры от электромеханических переходных процессов и других факторов, послуживших причиной изменения температурного поля. Благодаря этому машины могут выдерживать в течении некоторого времени воздействие перегрузок, токов короткого замыкания и других ненормальных условий.

Учёт тепловой инерционности в расчётах нестационарного нагрева является обязательным условием достоверности результатов[13]. Тепловой расчёт электрических машин при нестационарных режимах нужен в следующих случаях:

- если по условиям эксплуатации машина всё время находится в состоянии переходного теплового процесса;
- если нужно учесть данные теплового расчёта при выборе характеристик аварийной защиты от перегрузок, коротких замыканий и т.д. или для выявления особо напряжённых по нагреву мест в конструкции машины.

Исследование теплового состояния электродвигателя, работающего в одном из номинальных режимов S2, S4 проводиться по методу ЭТС. Тепловая схема замещения для нестационарного режима на рис.(3.13) получается из схемы стационарного режима на рис.(3.10) путём добавления в каждый узел соответствующей теплоёмкости [9].

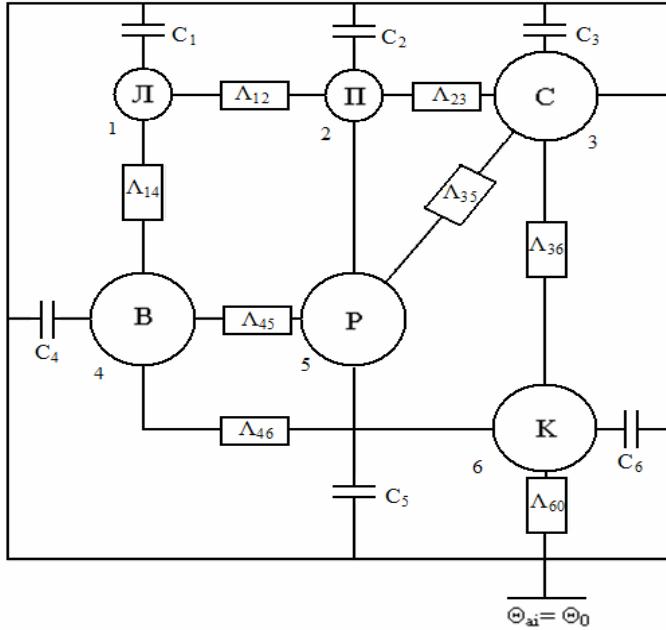


Рис.(3.13). Термическая схема для расчета нестационарных режимов

С- статор;

Р- ротор;

Л- лобовая часть обмотки статора;

П- пазовая часть обмотки статора;

В- воздух внутри машины;

К- корпус АД;

Для анализа теплового состояния в любом из перечисленных выше режимов по приведённой ТСЗ (рис.3.13) может быть составлена система из семи дифференциальных уравнений путём дополнения системы уравнений (3.1) членами вида [9]

$$C_i \frac{d\theta_i}{dt} = -(\Lambda_{za} + \Lambda_{ra} + \Lambda_{12})\theta_{z1} + \Lambda_{za}\theta_{a1} + \Lambda_{ra}\theta_{r1} + \Lambda_{12}\theta_{p1} + \sum P_{si} \quad (3.16)$$

Получим систему (3.14):

$$C_{z1} \frac{d\theta_{z1}}{dt} = -(\Lambda_{za} + \Lambda_{ra} + \Lambda_{12})\theta_{z1} + \Lambda_{za}\theta_{a1} + \Lambda_{ra}\theta_{r1} + \Lambda_{12}\theta_{p1} + \sum P_{si}$$

$$C_{a1} \frac{d\theta_{a1}}{dt} = -(\Lambda_{za} + \Lambda_{ra} + \Lambda_{41})\theta_{a1} + \Lambda_{za}\theta_{z1} + \Lambda_{ra}\theta_{r1} + \Lambda_{41}\theta_{c1} + P_{gas}$$

$$\begin{aligned}
 & (C_{CT} + C_{\text{шл}}) \frac{d\Theta_{CT}}{dt} = -(\Lambda_{41} + \Lambda_{CT} + \Lambda_{III} + \Lambda_{aCT} + \Lambda_{aIII})\Theta_{CT} + \Lambda_{41}\Theta_{a1} + \\
 & (\Lambda_{aCT} + \Lambda_{aIII})\Theta_{a1} + (\Lambda_{CT} + \Lambda_{III})\Theta_{a1} + \sum P_M \\
 C_{M1} \frac{d\Theta_{M1}}{dt} &= -(\Lambda_{M2} + \Lambda_{M3} + \Lambda_{MM1})\Theta_{M1} + \Lambda_{M2}\Theta_{Z1} + \Lambda_{M3}\Theta_{a1} + \Lambda_{MM1}\Theta_{M1} + P_{M1L} \\
 C_{M1} \frac{d\Theta_{M1}}{dt} &= -(\Lambda_{MM1} + \Lambda_{M1})\Theta_{M1} + \Lambda_{MM1}\Theta_{M1} + \Lambda_{M1}\Theta_{a1} + P_{M1L} \\
 (C_{M2} + C_{M3}) \frac{d\Theta_{M2}}{dt} &= -(\Lambda_{12} + \Lambda_{M2})\Theta_{M2} + \Lambda_{12}\Theta_{Z1} + \Lambda_{M2}\Theta_{a1} + (P_{M2} + P_{CZR}) \\
 C_{a1} \frac{d\Theta_{a1}}{dt} &= -(\Lambda_{aCT} + \Lambda_{aIII} + \Lambda_{M1} + \Lambda_{M2})\Theta_{a1} + \Lambda_{M1}\Theta_{M1} + \Lambda_{M2}\Theta_{M2} + (\Lambda_{aCT} + \\
 & \Lambda_{aIII})\Theta_{CT} \\
 \Theta_{a1} &= 40^\circ\text{C} \tag{3.17}
 \end{aligned}$$

Решая приведённую систему любым из известных способов, находят средние значения температур элементов в любой из моментов времени t .

Решение при $\frac{d\Theta_i}{dt} = 0$ даёт установившиеся температуры тел ТСЗ. [2].

Система дифференциальный уравнений, составленная для тепловой схемы (рис.3.13), имеет вид [9]

$$\begin{aligned}
 C_1 \frac{d\Theta_1}{dt} &= -\Lambda_{11}\Theta_1 + \Lambda_{12}\Theta_2 + \Lambda_{13}\Theta_3 + \Lambda_{14}\Theta_4 + \Lambda_{15}\Theta_5 + \Lambda_{16}\Theta_6 + P_1; \\
 C_2 \frac{d\Theta_2}{dt} &= \Lambda_{21}\Theta_1 - \Lambda_{22}\Theta_2 + \Lambda_{23}\Theta_3 + \Lambda_{24}\Theta_4 + \Lambda_{25}\Theta_5 + \Lambda_{26}\Theta_6 + P_2; \\
 C_3 \frac{d\Theta_3}{dt} &= \Lambda_{31}\Theta_1 + \Lambda_{32}\Theta_2 - \Lambda_{33}\Theta_3 + \Lambda_{34}\Theta_4 + \Lambda_{35}\Theta_5 + \Lambda_{36}\Theta_6 + P_3; \\
 C_4 \frac{d\Theta_4}{dt} &= \Lambda_{11}\Theta_1 + \Lambda_{12}\Theta_2 + \Lambda_{13}\Theta_3 - \Lambda_{14}\Theta_4 + \Lambda_{15}\Theta_5 + \Lambda_{16}\Theta_6 + P_4; \\
 C_5 \frac{d\Theta_5}{dt} &= -\Lambda_{51}\Theta_1 + \Lambda_{52}\Theta_2 + \Lambda_{53}\Theta_3 + \Lambda_{54}\Theta_4 - \Lambda_{55}\Theta_5 + \Lambda_{56}\Theta_6 + P_5; \\
 C_6 \frac{d\Theta_6}{dt} &= \Lambda_{61}\Theta_1 + \Lambda_{62}\Theta_2 + \Lambda_{63}\Theta_3 + \Lambda_{64}\Theta_4 + \Lambda_{65}\Theta_5 - \Lambda_{66}\Theta_6 + P_6.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

или в матричных символах

$$C \frac{d\Theta}{dt} + \Lambda \Theta = P \tag{3.19}$$

где Λ – симметричная матрица взаимных и собственных проводимостей размерностью (6×6) , причем определитель матрицы не равен 0; P – вектор-

столбец приведенных источников теплоты размерностью (6×1) ; Θ – вектор-столбец неизвестных температур размерностью (6×1) , \mathbf{C} - диагональная матрица теплоемкостей.

Система уравнений для установившегося режима может быть получена из системы (3.15), если положить в ней $d\Theta/dt = 0$. Тогда значения установившихся температур находятся из матричного выражения.

$$\Theta = -\Lambda^{-1}P \quad (3.20)$$

где Λ^{-1} – обращенная матрица проводимостей. Для оценки влияния на температуру обмотки статора (лобовой и пазовой частей) других тел с источниками теплоты, представим превышение температуры лобовой части обмотки, как наиболее нагретого элемента, в виде

$$\Theta = b_{11}P_1 + b_{12}P_2 + b_{13}P_3 + b_{14} \cdot P_4 + b_{15}P_5 + b_{16}P_6; \quad (3.21)$$

где, b_{1i} - элементы первой строки обратной матрицы. Это выражение можно записать в следующем виде

$$\Theta = R_{\Theta\pi} (P_1 + k_{12}P_2 + k_{13}P_3 + k_{14}P_4 + k_{15}P_5 + k_{16}P_6); \quad (3.22)$$

Здесь $R_{\Theta\pi} = b_{11}$ - эквивалентное тепловое сопротивление лобовой части обмотки, $k_{1i} = b_{1i}/b_{11}$ - коэффициенты потерь, учитывающие долю потерь соответствующего тела, идущую на нагревание лобовой части обмотки. Аналогично (3.23) записываются превышения температур и для других тел[13].

Решение системы дифференциальных уравнений первого порядка с постоянными коэффициентами равно сумме какого - либо ее частного решения (установившегося значения перегрева - $\Theta_{уст}$) и общего решения соответствующей однородной системы. Тогда выражения кривой нагрева $\Theta_i = f(t)$ для i -го узла АД, полученного в результате решения системы (1), имеет вид:

$$\Theta_i = \Theta_{ycm} \left(1 + \sum_{j=1}^6 \left(a_{ij} e^{-\frac{t}{T_j}} \right) \right) \quad (3.23)$$

где T_j - постоянные времени j-ой экспоненты при нагреве, a_{ij} - коэффициенты удельного веса экспонент. Для элементов обмотки индекс i принимает значения для лобовой части $i=1$, для пазовой $i=2$. Из выражения (3.24) следует, что зависимость превышения температуры от времени для i-го узла содержит шесть экспонент.

Средне превышение нагрева обмотки статора будет

$$\Theta(t) = \frac{\Theta_1(t)L_n + \Theta_2(t)L_n}{L_n + L_n} \quad (3.24)$$

Для исследования нестационарных тепловых процессов в регулируемых асинхронных двигателях была разработана программа, позволяющая определять превышения температур в основных элементах ЭТС. Структурная схема программы представлена на рис.(3.14).

По разработанному алгоритму было проведено расчетное исследование тепловых процессов в асинхронном двигателе 4A200L4Y3. Номинальные данные двигателя: $P_{2H}=45$ кВт, $U_H=220/380$ В, $f_H=50$ Гц, $\eta_H=0,92$, $\cos(\varphi)_H=0,91$, $s_H=0,0155$, $I_H=8,14$. Результаты расчета представлены ниже.

На рис.(3.15) приведены зависимости электрических потерь в обмотках статора $P_{\mathcal{E}1}$ и ротора $P_{\mathcal{E}2}$, магнитных потерь в сердечнике статора, механических P_{mech} и добавочных P_{DOB} от относительной частоты источника питания $f^*=f/f_H$ при постоянном моменте на валу [38], т.е. $M_c=\text{const}$.



Рис.(3.14) Блок- схема программы теплового расчета АД.

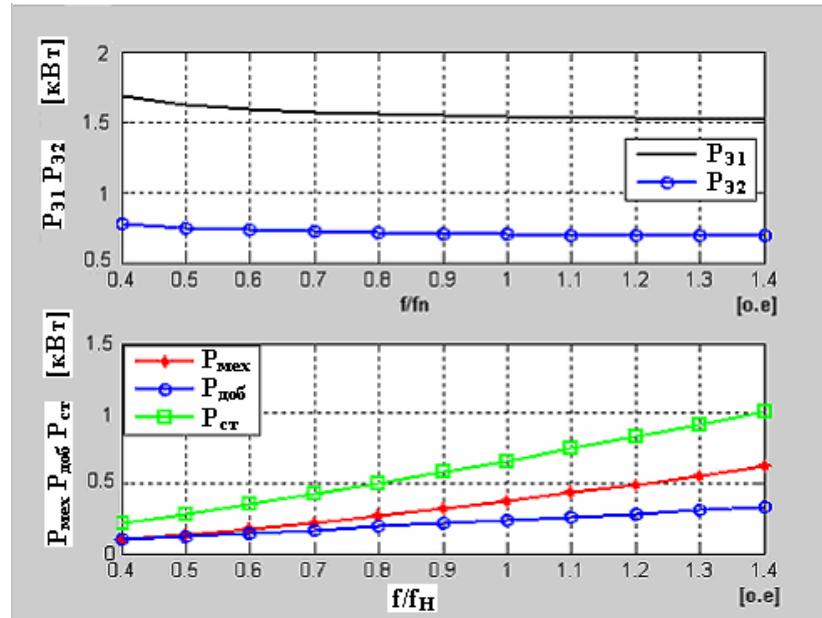


Рис.(3.15) Зависимости потерь АД от частоты.

Анализ приведенных кривых показывает, что основные и добавочные потери изменяются при изменении частоты. В табл.(3.2) приведены коэффициенты мощности потерь А.Д и эквивалентное тепловое сопротивление лобовой части для частот 20 и 50Гц. Из результатов таблицы (3.2) следует, что тепловое сопротивление лобовой части не зависит от частоты питания. Коэффициенты потерь мощности также не зависят от частоты за исключением коэффициента, учитывающего влияние потерь ротора на нагрев обмотки статора, который несколько возрастает, что связано с ухудшением охлаждения ротора.

Таблица(3.2)

Частота	$f=50$ Гц						$R_{\Theta\text{л}}=0,0364$ град/Вт
	1	2	3	4	5	6	
Номер узла	1	2	3	4	5	6	
Температура нагрева $\Theta_{\text{л}}=80,95$ °C	1	0,647	0,35	0,382	0,352	0,0303	

Частота	f=20 Гц						$R_{\Theta,\text{л}}=0,046$ град/Вт
Температура нагрева $\Theta_{\text{л}}=99,3$ °C	1	0,65	0,312	0,373	0,38	0,0448	

Значения постоянных времени экспонент T_j и их коэффициенты κ_{ij}

(для $i=1$) даны в табл.(3.3)

Таблица(3.3)

Частота	f=50 Гц					
Номер элемента	1	2	3	4	5	6
Постоянная времени нагрева, мин	0,118	0,297	1,029	5,52	33,16	14,06
Коэффициент при экспоненте	$1,12 \cdot 10^{-4}$	$1,02 \cdot 10^{-4}$	$-1,10 \cdot 10^{-3}$	$-2,68 \cdot 10^{-2}$	1,12	-0,099
Частота	f=20 Гц					
Постоянная времени нагрева, мин.	0,212	0,312	1,68	5,69	42,29	22,86
Коэффициент при экспоненте	$2,33 \cdot 10^{-4}$	$6,13 \cdot 10^{-5}$	$-1,31 \cdot 10^{-3}$	$-1,58 \cdot 10^{-2}$	1,59	-0,137

Из анализа результатов таблицы (3.3) следует, что постоянные времени нагрева и коэффициенты при экспонентах изменяются при уменьшении частоты от 50 до 20 Гц. Постоянные времени показывают, что в начальной стадии нагрева значительное влияние на процесс оказывают экспоненты с малыми постоянными времени, а в конце процесса с большими. Кривые нагрева лобовой части обмотки для двух частот 20 и 50 Гц в зависимости от времени приведены на рис.(3.16).

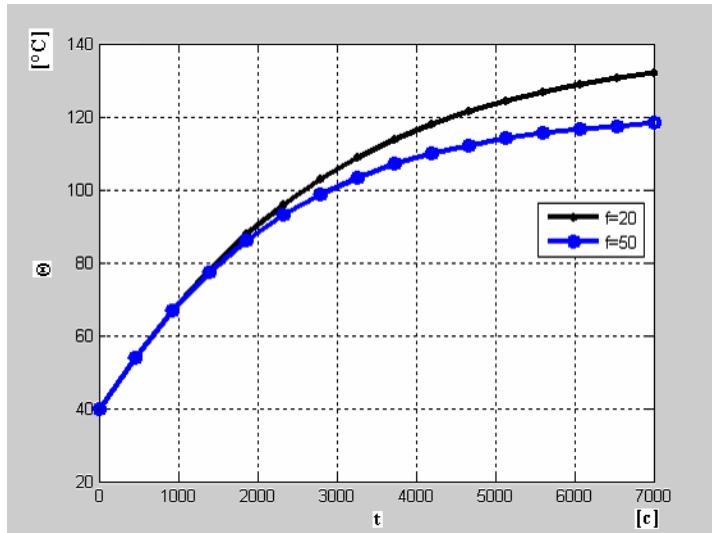


Рис.(3.16) Кривые нагрева лобовой части обмотки при частоте 20 и 50 Гц

С помощью программы были просчитаны режимы при низких частотах вращения, когда эффективность охлаждения внутренних и наружных поверхностей снижается. В результате расчета определена граничная частота питания. Для данного двигателя она составляет 10,5 Гц. Температура нагрева при этой частоте не превышает допустимую для данного класса изоляции, так как $\Theta_{\text{д}} = 155,47^{\circ}\text{C}$. Таким образом, разработанная тепловая модель нестационарного нагрева, дает достаточно подробную информацию о тепловых процессов в асинхронном двигателе, и может быть использована, как для оценки нагрева обмотки статора в различных режимах работы, так и для

проектирования тепловой защиты АД.

Для учета влияния высших гармоник напряжения на нагрев АД были просчитаны температуры лобовой части обмотки для различного соотношения гармонических составляющих напряжения. Температурные кривые для первой гармоники напряжения (100%) и при 15% от 1-й для 5, 7, 11, 13 и 15 гармоник показаны на рис 3.17.

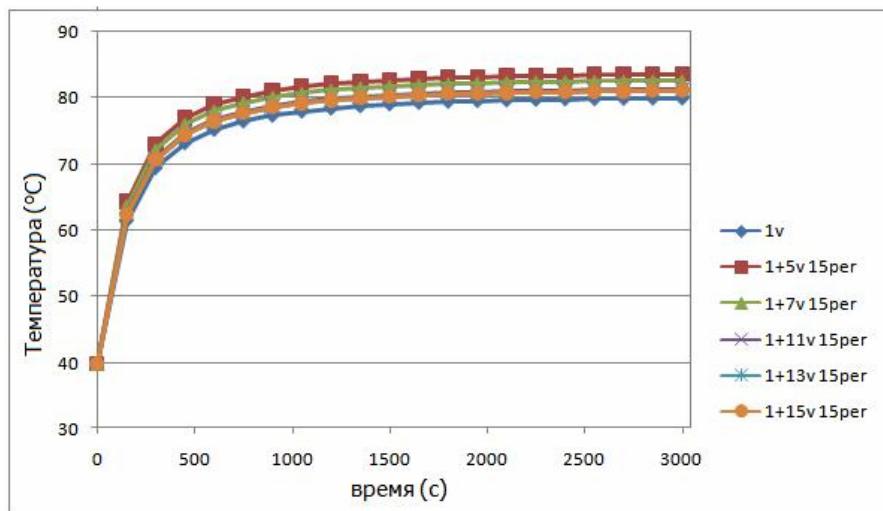


Рис 3.17 Зависимости температуры от времени при учете высших гармоник
(гармоника составляет 15%)

Анализ кривых рис 3.17 показывает, что наибольшее влияние на нагрев обмотки статора оказывает 5-тая гармоника напряжения.

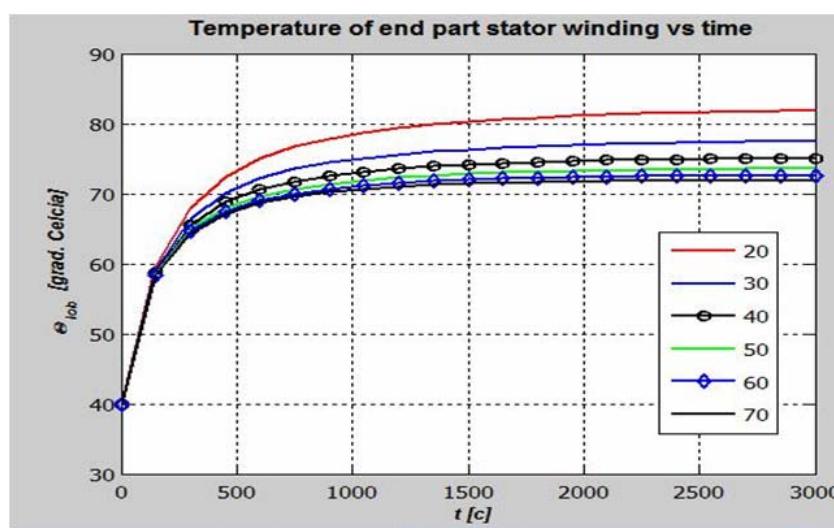


Рис 3.18 Зависимости температуры от времени при различных частотах

3.5 Определение допустимой мощности регулируемого асинхронного двигателя для заданного диапазона регулирования.

В связи с созданием за последние годы полупроводниковых преобразователей частоты (ППЧ) стало возможным широкое применение асинхронных двигателей в качестве регулируемых двигателей.

Поскольку асинхронные двигатели, предназначенные для работы от ППЧ, в настоящее время электротехнической промышленностью не выпускаются, целесообразно выяснить возможность использования в частотно-регулируемом приводе электродвигателей обычных общепромышленных серий и на этой основе определить расчетную мощность и диапазон регулирования[2].

Для этой цели были проведены теоретические расчеты, в процессе которых определялось влияние несинусоидальной формы кривой напряжения источника питания и ухудшения охлаждения двигателя при регулировании скорости вращения на снижение полезной мощности (момента) двигателя и на его энергетические показатели.

Несинусоидального источника питания обеспечивал изменение напряжения при регулировании частоты по закону $U/f=\text{const}$. Форма кривой выходного напряжения имела ступенчатый характер. Коэффициент искажения синусоидальной кривой напряжения составляет около 30%.

Основная особенность работы асинхронного двигателя от ППЧ состоит в том, что несинусоидальная форма кривой напряжения является источником дополнительных потерь в двигателе от высших гармоник. Потери от высших гармоник вызывают, как отмечалось выше, дополнительный нагрев обмоток статора, недопустимый в длительном режиме работы электродвигателя и приводящий к снижению момента на валу двигателя. Другим фактором, влияющим на величину момента, допустимого в длительном режиме работы, является охлаждение двигателя при регулировании скорости вращения вниз от номинальной.

Расчеты были проведены для двигателей с высотой оси вращения $H=90, 132$, с числом полюсов $2p=4$ при регулировании скорости вращения в диапазоне $f_{\max}/f_{\min}=10:1$. Характеристики двигателей рассчитывались для заданного диапазона частот при несинусоидальном и синусоидальном питании.

Из проведенных расчетов следует, что суммарные потери в стали при питании двигателей от ППЧ увеличиваются на 13-20% по сравнению с потерями в стали двигателя при синусоидальном питании. При этом потребляемая мощность холостого хода возрастает в среднем на 25%.

Влияние несинусоидальной кривой напряжения на энергетические показатели также рассматривалось для этих двигателей, при этом полезная мощность определялась исходя из допустимого превышения температуры

обмотки статора дл заданного класса изоляции.

На рис.1 приведены зависимости полезной мощности и момента на валу двигателя с $H=132$ от частоты в диапазоне регулирования $f=5-50$ Гц при синусоидальном питании и при питании от ППЧ.

Из сопоставления кривых видно, что при регулировании частоты вращения в диапазоне 2:1 (50-25 Гц) полезная мощность (или момент на валу двигателя – кривые 3 и 4) снижается на 17-20%. Это снижение обусловлено только потерями, вызванными несинусоидальной кривой напряжения. В диапазоне регулирования 2:1 ухудшение вентиляции двигателя не вызывает дополнительного нагрева обмотки статора, и, как видно из рис. 1, двигатель может работать в продолжительном режиме при сниженном на 17-20% от номинального постоянном моменте[2].

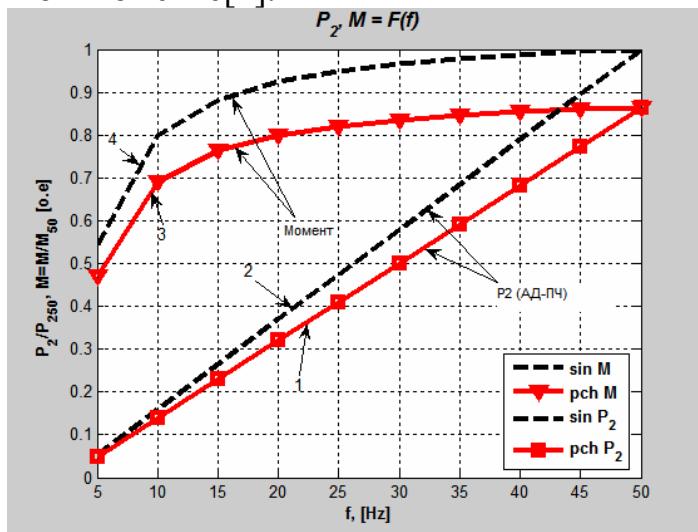


Рис.3.19. Зависимость полезной мощности (1,2) и момента (3,4) на валу двигателя с $H=132$ от частоты в диапазоне регулирования $f=5-50$ Гц при питании от разных источников: (—) от ППЧ, (----) от синусоидального источника.

При регулировании в диапазоне изменения частоты 10:1 снижение полезной мощности (момента) на валу двигателя составляет по сравнению с номинальной мощностью- 30-40%. На частоте питания $f=50$ Гц двигатели были просчитаны энергетические характеристики как при питании от ППЧ, так и от синусоидального источника. При питании от ППЧ в асинхронных двигателях одновременно со снижением мощности на валу снижаются и энергетические показатели: на частоте питающего напряжения 50Гц к.п.д. снижается на 2-4%, а коэффициент мощности – на 1-2%.

Обработка результатов расчета позволило установить аналитические формулы, показывающие зависимость допустимой мощности на валу двигателя от диапазона регулирования и числа пар полюсов электродвигателя. Эта зависимости имеют следующий вид:

для $p=1$

$$P_{2\text{доп}} = 0,845 * (f_{\min} - 1,75) / (f_{\max} - 1,75) * P_2; \quad (3.25)$$

для $p=2$

$$P_{2\text{доп}} = 0,86 * (f_{\min} - 2,47) / (f_{\max} - 2,47) * P_2; \quad (3.26);$$

для $p=3$

$$P_{2\text{доп}} = 0,872 * (f_{\min} - 3,03) / (f_{\max} - 3,03) * P_2. \quad (3.27).$$

Здесь f_{\min} и f_{\max} —минимальная и максимальная частоты вращения двигателя, P_2 -мощность нерегулируемого двигателя на частоте f_{\max} , p - число пар полюсов двигателя. Первый коэффициент в формулах (3.25-3.27) характеризует уменьшение полезной мощности электродвигателя, вызванное несинусоидальностью кривой напряжения источника питания, второй коэффициент характеризует снижение допустимой мощности двигателя в зависимости от диапазона регулирования скорости вращения (f_{\min} и f_{\max}).

Допустимый момент, используя полученные зависимости, можно определить как

$$M_{\text{доп}} = P_{2\text{доп}} / \omega_{\min}(1-s), \quad (3.28)$$

где $\omega_{\min} = 2 * \pi * f_{\min} / p$ - минимальная частота вращения, $s \approx 0.03$ скольжение двигателя при работе на минимальной частоте.

Если $f_{\max} = 50 \text{ Гц}$, то формулы (3.25-3.27) упрощаются и могут быть записаны в виде:

для $p=1$

$$P_{2\text{д}} = 0,0174 * (f_{\min} - 1,75) * P_2; \quad (3.29)$$

для $p=2$

$$P_{2\text{д}} = 0,0181 * (f_{\min} - 2,47) * P_2; \quad (3.30);$$

для $p=3$

$$P_{2\text{д}} = 0,0186 * (f_{\min} - 3,03) * P_2. \quad (3.31).$$

Эти выражения позволяют решить и обратную задачу: определить расчетную мощность, на который следует проектировать асинхронный двигатель, развивающий заданный момент на минимальной частоте.

Расчетная мощность асинхронного двигателя при регулировании напряжения и частоты согласно закону $U/f=\text{const}$ равна:

для $p=1$

$$P_2 = 57,47 * M * \omega_{\min}(1-s) / (f_{\min} - 1,75); \quad (3.32)$$

для $p=2$

$$P_2 = 55,24 * M * \omega_{\min}(1-s) / (f_{\min} - 2,47); \quad (3.33);$$

для $p=3$

$$P_2 = 53,76 * M * \omega_{\min}(1-s) / (f_{\min} - 3,03). \quad (3.34).$$

Здесь M – заданный момент асинхронного двигателя на минимальной частоте – f_{\min} . Далее используется методика выбора основных размеров двигателя, приведенная в [Копылов] л121

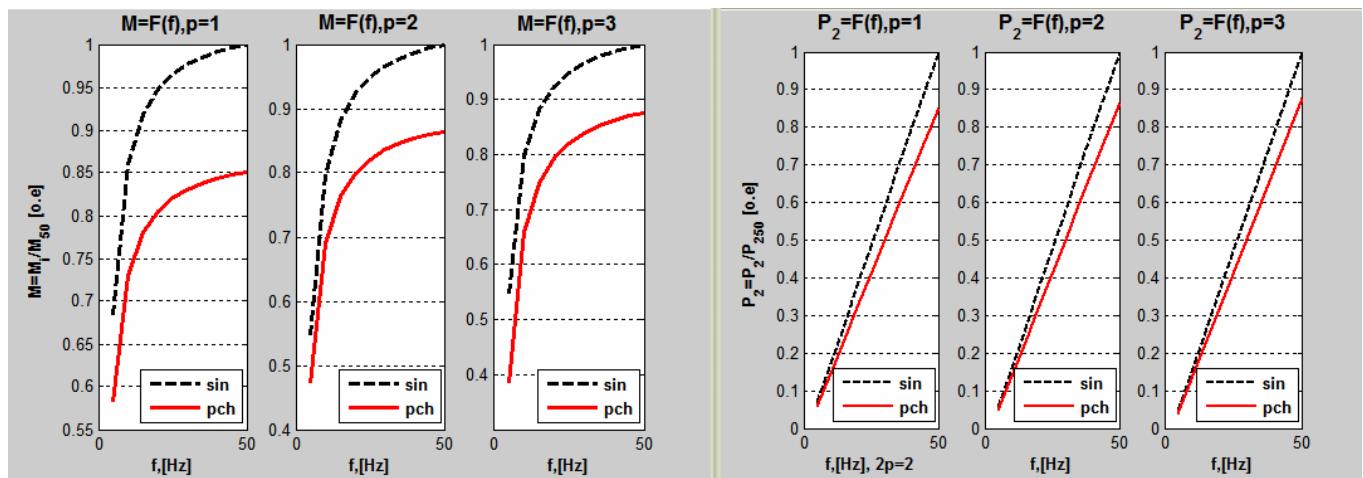


Рис. 3.20. Зависимости сравнения характеристики АД при питании от синусоидального напряжения и при питании от ПЧ.

Выводы по главе 3.

1. Разработана методика расчета температуры нагрева асинхронного двигателя для статических и динамических режимов работы АД
2. Приведенные расчеты показывают, что при уменьшение частоты температура АД возрастает.
3. В результате увеличивается нагрев АД и срок службы изоляции обмотки статора уменьшается.
4. зависимости превышения температуры от частоты питания при постоянном моменте позволяют определить диапазон регулирования АД
5. Комплекс программ для расчета стационарных и нестационарных тепловых процессов в АД, позволяющих получить с помощью простых тепловых моделей электродвигателей параметры и характеристики теплового процесса с достаточной точностью.

ГЛАВА 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

4.1. Особенности похода к проектированию частотно-регулируемых асинхронных двигателей

Ныне широко применяется энергосбережение средствами регулированного электромеханического преобразователя. Повсеместное внедрение регулированного электромеханического преобразователя дает возможность также совершенствовать технологические процессы, обеспечивает комплексную механизацию и автоматизацию производства, способствует повышению качества продукции, снижения ее себестоимости, росту производительности труда, повышению надежности и срока службы оборудования.

Работа асинхронных двигателей в регулированном электромеханическом преобразователе характеризуется важными особенностями, определяемыми специфическими техническими требованиями, которые к ним предъявляются. Эти особенности связаны с изменяющимися в заданных пределах (а часто и по заданным закономерностям) значениями частот вращения двигателя, величинами частоты, напряжения и тока питания двигателя или с наличием и необходимостью учета временных высших гармонических составляющих[5].

Специфическими являются математические модели (ММ) электромагнитных, электромеханических, энергетических, тепловентиляционных процессов в постоянных и переходных режимах работы двигателей, расчеты дополнительных магнитных потерь, механических и вибраакустических показателей, построенные на усовершенствованных расчетных методиках.

Использование серийных асинхронных двигателей в ЭП с полупроводниковыми преобразователями (ПП) не является оптимальным по массогабаритным, энергетическим и другим показателям. По некоторым

оценкам, использование обычных серийных асинхронных двигателей в частотном приводе снижает КПД и требует повышения и установлена мощности на 15-20% при работе в постоянных режимах и до 40-45% при работе в динамических режимах. Из-за высших гармоник напряжения и тока на выходе преобразователя частоты (ПЧ) потери в двигателе возрастают на 5-6%.

Также есть потребность в проектировании специальных регулированных асинхронных двигателей (АД) с улучшенными регулировочными, динамическими и вибраакустическими свойствами. Применение АД, спроектированных с учетом специфики их работы в условиях регулированного электромеханического преобразователя вместо общепромышленных асинхронных двигателей, дает возможность значительно снизить массу, габариты и стоимость электроприводов, улучшить их функциональные показатели[6].

Если оптимально спроектировать двигатель для частотного регулирования можно получить на 25% большую мощность, чем в общепромышленных асинхронных двигателях тех же габаритов, или уменьшить объем при той же мощности.

Техническими предпосылками, обеспечивающими преимущества адаптированных регулированных двигателей над серийными машинами, являются [5]:

- Отсутствие требований к пусковым характеристикам (не ставится задача обеспечения кратностей пускового и максимального моментов), в связи с чем может быть применена соответствующая форма паза ротора (отказ от глубоких пазов), что обеспечивает минимальное активное сопротивление обмотки ротора и меньшую индуктивность рассеивания;
- Необходимая частота вращения производственного механизма, обусловленная частотой питания двигателя, числом полюсов обмотки статора асинхронного двигателя и передаточным числом редуктора – ее можно обеспечить при разных сочетаниях этих трех величин;
- Возможность некоторого снижения перегрузочной способности асинхронного двигателя, поскольку система привода отслеживает параметры напряжения или тока питания двигателя;

- Использование эффективных систем само – и, по потребности, принудительного охлаждения;
- Возможность выбора оптимального, отличного от базового, соотношения нестандартных значений напряжения и частоты проектированного двигателя, согласованных с номинальными значениями преобразователя, что позволяет снизить массу и габариты;
- Усиление электроизоляции витков обмотки статора с целью защиты от импульсных перенапряжений;
- Использование соответствующих подшипников с учетом как высоких скоростей вращения, так и появления паразитных токов от высокочастотной коммутации.

Основные принципы и методология проектирования АД должны базироваться на рациональном подходе и определяться с учетом важной специфики их работы в составе электромеханического преобразователя как в постоянных, так и в динамических режимах[6].

Рациональный поход предусматривает рассмотрение АД во взаимодействии с другими элементами электромеханического преобразователя: силовой преобразовательной частью, системой управления и регулирования, исполнительным органом рабочей машины. Эффективность рационального похода при проектировании АД базируется на учете особенностей отдельных составляющих электромеханического преобразователя, характере отношений и связей между ними.

Полупроводниковые преобразователи, которые отличаются типами, силовыми схемами, видами регулирования, законами управления и т.п., представлены разными ММ. Нагрузки электромеханического преобразователя имеют разные законы изменения момента сопротивлений от частоты обращения и разные уровни. Они могут быть непрерывного или циклического действия. Все это должно найти отображение в ММ нагрузок.

Работа АД в системах из ПП имеет важную специфику, которая является причиной появления новых требований к параметрам и технико-экономическим показателям АД, в результате чего задача разработки машин для указанных систем переросла в самостоятельную проблему, которая включает и круг вопросов, связанных с определением оптимальных параметров двигателей. Для решения задач проектного синтеза и оптимизации таких двигателей не могут

быть применены стандартные методы и программное обеспечение, разработанные для АД общепромышленного назначения.

Между тем применение вентильных преобразователей частоты, с одной стороны, открывает перед электроприводом новые возможности, а с другой, импульсный характер работы современных вентильных преобразователей создает ряд проблем. Сегодня реальным процессам, происходящим в системе двигатель-преобразователь, разработчики не уделяют должного внимания. Обычно они берут серийный двигатель общепромышленного применения и подключают его к преобразователю частоты, совершенно не заботясь о совершенстве технических параметров, оптимальности и стоимости получаемой системы электропривода, а вопросы срока службы и надежности вообще остаются без внимания.

В серийных электродвигателях приводятся данные только для номинальных режимов. Если же рассматривать весь предел регулирования, то необходимо учитывать особенности взаимодействия двигателя с преобразователем, что усложняет задачу разработки и эксплуатации электропривода. Так, в электроприводах со скалярным регулированием в области низких частот из-за уменьшения индуктивных сопротивлений цепей статора при весьма малых их активных сопротивлениях резко возрастает нестабильность поддержания тока статора, а следовательно, и момента (рис.1), что особенно важно учитывать при проектировании частотно-регулируемых приводов для грузоподъёмных средств (лифтов, кранов, талей, лебедок), рольгангов и транспортных средств[5].

В области частот выше номинальных магнитный поток машины уменьшается не прямо пропорционально частоте, а гораздо интенсивнее за счёт

увеличения индуктивности статора. На практике эти трудности обычно пытаются преодолеть, завышая установленную мощность двигателей и преобразователей частоты, что в целом значительно удорожает электропривод.

Отсюда следует вывод, что совершенствование двигателей за счёт разработка специальных двигателей для каждого конкретного привода приносит, как показал наш опыт, большой эффект благодаря снижению стоимости привода, повышению качества технологического процесса и повышению надежности системы в целом.

Таким образом, двигатель, предназначенный для работы от преобразователя частоты, должен обладать конструкцией, принципиально отличной от двигателей общепромышленного производства.

Это, прежде всего, относится к разработке двигателей, имеющих другую магнитную систему, другую конфигурацию пазов ротора и материалов короткозамкнутой клетки.

Самыми актуальными разработками АД сейчас видимо являются высокоэффективные (с повышенным КПД) и частотно-регулируемые, в том числе тяговые - для транспортных средств различной мощностью и назначения[21].

Данный проект состоит из повышения эффективности использования в промышленных трехфазных асинхронного двигателя, в 7,5 и 2,2 кВт, с использованием умеренных поданных медных клеток ротора и наиболее подходящих магнитных материалов (с высокой проницаемостью и / или низкой потерей).

Целью проекта является анализ и строительство нескольких прототипов асинхронных моторов путем использования вышеупомянутых новаторских технологических решений, в целях:

- определение процедура проектирования и разработки стратегий;
- Проверить фактическое повышение эффективности;

Следующая разработка стратегии была расследована:

- изменение ширину зубцов, высоту ярмо ротора алюминиев клеткой, не меняя остальных размеров двигателя;
- изменение число витков статора и длину двигателя, не меняя остальных размеров двигателя;
- применение медную клетку вместо алюминий клеткой, не меняя размеров двигателя (решение без каких-либо дополнительных затрат);

4.2. Законы регулирования скорости АД и выбор расчетных частот

Для того чтобы асинхронный двигатель работал при разных частотах с практически постоянными значениями КПД коэффициента мощности, перегрузочной способностью и с постоянным абсолютным скольжением, необходимо одновременно с изменением частоты регулировать также значение напряжения в зависимости от частоты и момента по следующему закону:

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f_1'}{f_1} \sqrt{\frac{M'}{M}} \quad (4.1)$$

Где U_1' и M' - напряжение и врачающий момент, соответствующие частоте f_1' . Соотношение (4.1) справедливо при ненасыщенной магнитной системе.

Возможны три основных случая регулирования скорости вращения в зависимости от нагрузки на валу.

Работа двигателя при постоянном моменте на валу, т.е. при $M=\text{const}$

В этом случае на основании (4.1) имеем

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f_1'}{f_1} \quad (4.1 \text{ a})$$

Подводимое к двигателю напряжение должно изменяться пропорционально частоте. На основании уравнения равновесия напряжения для обмотки статора

$$U_1 = -E_1 + I_1 Z_1, \quad (4.2)$$

$$E_1 = 4,44 f_1 w_1 K_{q1} \Phi_M, \quad (4.3)$$

При пренебрежении падением напряжения $I_1 Z_1$, можно написать

$$\Phi_M = \frac{U_1}{4,44 f_1 w_1 K_{q1}} \quad (4.4)$$

Отсюда следует, что при условии (4.1 а) амплитуда магнитного потока остается практически постоянной, а значит, и насыщение магнитной системы будет неизменным.

Повышение частоты f_1 будет вызывать пропорциональное возрастание скорости вращения двигателя и его полезной мощности. Поэтому при условии (4.1 а) ток статора будет незначительно увеличиваться вследствие возрастания потерь в стали статора и механических потерь в двигателе. Можно считать, что наиболее тяжелым режимом работы двигателя в тепловом отношении будет при минимальной частоте из-за ухудшения условий от движения. Следовательно, при работе двигателя с постоянным моментом на валу расчет двигателя нужно выполнять для изменения скорости вращения [32].

Работа двигателя при постоянной мощности на валу, т.е. при $P_2=\text{const}$

При постоянной мощности момент двигателя изменяется обратно пропорционально скорости вращения и, следовательно, частоте:

$$\frac{M'}{M} = \frac{f_1}{f_1'} \quad (4.5)$$

$$\frac{v_1'}{v_1} = \sqrt{\frac{f_1}{f_1'}} \quad (4.6)$$

Так как напряжение возрастает медленнее, чем частота, то, следовательно, в соответствии с (4.1 б) наибольшим магнитный поток Φ_m будет при минимальной частоте. В связи с тем, что полезная мощность на валу постоянна, а напряжение, как это следует из (4.6), с увеличением частоты возрастает, то, даже при учете возрастания потерь в стали статора и механических потерь, ток, потребляемый двигателем из сети, будет уменьшаться. Таким образом, наиболее напряженной в тепловом отношении будет работа двигателя при минимальной частоте f_1 . Поэтому и рассчитывать двигатель, работающий с постоянной мощностью на валу, следует для наименьшей скорости вращения.

Работа двигателя на вентиляторную нагрузку, когда момент пропорционален квадрату частоты, т.е. $M = Kf_1^2$

При этом на основании (5.16) получим

$$\frac{U'_1}{U_1} = \left(\frac{f_1}{f'_1} \right)^2 \quad (4.7)$$

Подводимое к двигателю напряжение должно изменяться пропорционально квадрату частоты. А это значит, что в соответствии с (4.16) повышение частоты будет сопровождаться увеличением амплитуды магнитного потока. С другой стороны, так как момент меняется пропорционально квадрату частоты, то, следовательно, полезная, значит, и потребляемая мощности будут практически пропорциональны кубу частоты. Поэтому с увеличением частоты ток статора будет возрастать. Поскольку на наибольшей частоте магнитный поток и ток статора имеют максимальные значения, то и рассчитывать двигатель необходима для этой частоты.

Потери, обусловленные несинусоидальностью напряжения

Высшие гармоники в кривой выходного линейного напряжения преобразователя частоты создают соответствующие высшие временные гармоники тока. В свою очередь, эти гармоники тока приводят к образованию

гармоник магнитной индукции тех же порядков, что и основная гармоника тока. А это значит, что во всех случаях наиболее силой будет первая пространственная гармоника индукции[32].

Высшие временные гармоники тока будут обуславливать в обмотках статора и ротора дополнительные электрические потери. Гармоники же магнитной индукции, соответствующие высшим временным гармоникам тока, будут создавать дополнительные потери в стали.

Оценим возможный уровень перечисленных дополнительных потерь в предположении, что выходное линейное напряжение преобразователя частоты имеет прямоугольную форму. При этом условии амплитуды высших гармоник напряжения будут обратно пропорциональны их порядкам. Индуктивное сопротивление взаимной индукции по отношению к высшей гармонике тока пропорционально порядку этой гармоники. Из этого следует, что амплитуда намагничивающего тока высшей временной гармоники оказывается обратно пропорциональной квадрату порядка этой гармоники. Это же утверждение справедливо и для амплитуд гармоник магнитной индукции, созданных указанными токами.

Известно, что потери на вихревые токи в стали пропорциональны квадрату магнитной индукции и квадрату частоты перемагничивания. С учетом изложенного можно заключить, что потери на вихревые токи в стали от гармоник магнитной индукции, вызванных временными гармониками тока, будут обратно пропорциональны квадрату порядка этих гармоник тока.

Токи обмотки ротора, соответствующие высшим временным гармоникам тока обмотки статора, из-за большого индуктивного сопротивления рассеяния обмотки ротора, будут практически в противофазе с ними, т.е. будут вызывать значительный размагничивающий эффект, обусловливая снижение амплитуд гармоник магнитной индукции. По этой причине действительные значения потерь в стали будут еще меньше.

Что же касается электрических потерь в обмотках статора и ротора от высших временных гармоник токов этих обмоток, то они будут обратно пропорциональны четвертым степеням порядков гармоник и, следовательно, много меньше электрических потерь от основной гармоники токи.

Учитывая малую величину перечисленных дополнительных потерь, их без особой погрешности можно учесть, удваивая величину добавочных потерь двигателя, работающего от источника синусоидального напряжения [6].

В зависимости от способа регулирования частоты вращения указывается либо значение момента на валу M_2 , либо мощности на валу P_2 , либо вид вентиляторной характеристики K_{ω_2} .

Для частоты указываются три значения: f_{min} , f_{cp} , f_{max} .

4.3. Определение основных размеров частотно-управляемого асинхронного двигателя

Наружный диаметр ротора (предварительно)

$$D'_{n2} = 1.6 \sqrt{\frac{K_\mu M_{2n}}{\omega_1 s_n \gamma_2 K_{r2} K_{z2}^2 B_r^2} \left(\frac{1}{\xi} - \frac{1}{p K_J \xi^2} \right)} \quad (4.8)$$

При вычислении температурного коэффициента сопротивления обмотки ротора K_μ можно принять температуру ротора $\theta = 75^\circ\text{C}$, и тогда $K_\theta = 1.22$.

Для удобство введем понятие расчетного режима, под которым будем понимать режим, наиболее тяжелый в тепловом отношении для каждого способа регулирования скорости двигателя. Этому режиму соответствует синхронная угловая скорость [32]

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p} \quad (4.9)$$

Момент на валу двигателя M_{2n} и фазное напряжение обмотки статора U_{1p} . При определении ω_1 в качестве частоты f_1 принимается одно из значений: f_{min} или f_{max} . Значение момента M_{2n} берется непосредственно из задания или рассчитывается по одной из формул:

$$M_{2n} = \frac{P_2}{\omega_1(1-s_n)} \quad (4.10)$$

$$M_{2n} = K\omega_1^2(1-s_n)^2 \quad (4.11)$$

Коэффициент K_{z2} определяется по формуле

$$K_{z2} = 1 - \frac{B_\delta}{K_c B_{z2}} \quad (4.12)$$

Чтобы исключить насыщение магнитной системы, максимально значение магнитной индукции в зубцах ротора следует принять $B_{z2} = 1.8$ Тл. При выборе значений магнитной индукции в воздушном зазоре B_δ можно воспользоваться следующими данными;

S_1 , кВ.А	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
B_δ , Тл	0.620	0.628	0.635	0.642	0.650	0.658	0.667	0.675	0.690	0.7

Полная мощность S_1 , в свою очередь, определяется следующим образом:

$$S_1 = \frac{P_1}{\eta \cos \varphi_1} \quad (4.13)$$

Где значение КПД η и коэффициента мощности $\cos \varphi_1$ выбирается из табл. 6.1.

P_2 , кВт	$2p = 2$		$2p = 4$		$2p = 6$	
	η	$\cos \varphi_1$	η	$\cos \varphi_1$	η	$\cos \varphi_1$
1.1	0.775	0.87	0.75	0.81	0.74	0.74
1.5	0.81	0.85	0.77	0.83	0.75	0.74
2.2	0.83	0.87	0.80	0.83	0.81	0.75
3.0	0.845	0.88	0.82	0.83	0.81	0.76

4.0	0.865	0.89	0.84	0.84	0.82	0.81
5.5	0.875	0.91	0.855	0.85	0.85	0.80
7.5	0.875	0.88	0.875	0.86	0.855	0.81

Значение отношения $\xi = l_1/D$ выбирается из следующих рекомендаций:

2р	2	4	6
□	1.1-1.6	1.2-1.7	1.4-2.1

Остальные величины, входящие в формулу (6.1), имеют следующие числовые значения: $\gamma_2 = 32 \cdot 10^6 I/\text{Ом.м}$; $K_{\Gamma 2} = 0.91$; $K_C = 0.93$; $K_j = 1.1$.

Диаметр расточки статора D_1 примем равным D'_{H2} , т.е. $D_1 = D'_{H2}$.

Длина пакета стали статора $l_1 = \xi D_1$.

Длина воздушного зазора в асинхронных машинах определяется допустимым током холостого хода, а также механическими соображениями воздушный зазор должен быть не менее $\delta = 2\sqrt{D_1 l_1} + a$, где $a = 0.2 \cdot 10^{-3}$ м.

Значения δ вычисляются с точностью до второго знака с последующим округлением, или до десятых долей миллиметра, или до таких чисел, как 0.25; 0.35 и т.д.

Наружный диаметр ротора $D_{H2} = D_1 - 2\delta$

Длина пакета стали ротора $l_2 = l_1$.

4.4 Зубцовые зоны статора и ротора частотно-управляемого асинхронного двигателя

Определение числа пазов статора частотно-управляемого асинхронного двигателя. Зубцовое деление статора t'_1 для асинхронных машин мощностью от 1 кВт и выше должно находиться в пределах $10^{-3} - 5 \cdot 10^{-3}$ м.

Тогда, предварительно, число пазов статора

$$Z_1' = \frac{\pi D_1}{t_1'} \quad (4.14)$$

И число пазов статора на полюс и фазу

$$q_1' = \frac{Z_1'}{2pm_1} \quad (4.15)$$

В асинхронных двигателях обычно принимают целое q_1' , поэтому q_1' округляют до ближайшего целого с последующим уточнением значений:

$$Z_1 = 2pm_1 q \quad (4.16)$$

$$t = \frac{\pi D_1}{Z_1} \quad (4.17)$$

Шаг обмотки статора и обмоточный коэффициент

Если на статоре выбирается однослойная обмотка с концентрическими катушками, то она имеет диаметральный шаг $Y_t = \frac{Z_1}{2p}$, и тогда $Y_1 = Y_t$.

Двухслойная обмотка выполняется всегда с укороченным шагом

$$Y_1 = \beta_1 Y_t, \quad (4.18)$$

где $\beta_1 = 0,80-0,86$, и тогда коэффициент укорочения обмотки статора

$$K_{y1} = \sin \beta_1 \frac{\pi}{2}. \quad (4.19)$$

Коэффициент распределения обмотки обмотки статора

$$K_{p1} = \frac{\sin \pi / 2m_1}{q_1 \sin \pi / 2m_1 q_1} \quad (4.20)$$

и обмоточный коэффициент для обмотки статора $K_{w1} = K_y K_p$

Определение числа пазов ротора

Дополнительные электромагнитные силы и моменты, обусловленные высшими гармониками магнитного поля в воздушном зазоре, будут минимальными при определенном соотношении чисел пазов статора и ротора в зависимости от числа полюсов[32]. Значения Z_1 и Z_2 даны в табл.4.1.

Табл.4.1

Число пазов статора Z_1	Число пазов ротора Z_1											
	2p=2				2p=4				2p=6			
18	14	22										
24	16	32			20	32						
36	28	46			26	30	42	44	26	32	40	
48	38	40	58		30	56	60	62				
54									44	64	70	
60	48				44	52	74					
72									46	52	62	64

Расчет короткозамкнутой обмотки ротора

Геометрия зубцовой зоны ротора с овальными пазами. Зубцовый шаг ротора и ширину зубца ротора находим как

$$t_2 = \frac{\pi D_{H2}}{Z_2}, \quad b_{zz} = \frac{B_0}{K_c B_{zz}}, \quad (4.21)$$

Высоту и ширину шлица паза ротора принимают

$$h_{w2} = 0.4 - 0.6 \text{ мм}; b_{w2} = 1 - 2 \text{ мм}$$

Площадь овального паза ротора

$$Q_{n2}^1 = 0.7 \frac{K_{n2}^3 D_{H2}^2}{Z_2} \quad (4.22)$$

Радиус большей полуокружности овального паза

$$R_2 = \frac{\frac{1}{2} \left(D_{H2} - 2h_{w2} - \frac{Z_2}{\pi} b_{z2} \right)}{\left(1 + \frac{Z_2}{\pi} \right)} \quad (4.23)$$

Радиус меньшей полуокружности овального паза

$$r_2 = \sqrt{\frac{\left\{ R_2^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{2}{Z_2} \right) + \frac{Z_2}{\pi} \right] - Q_{n2}^1 \right\}}{\left[\frac{Z_2}{\pi} - \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2}{Z_2} \right) \right]}} \quad (4.24)$$

Расстояние между центрами полуокружностей овального паза ротора

$$h_{u2} = \frac{(R_2 - r_2)}{\sin \frac{\pi}{Z_2}} \quad (4.25)$$

Высота паза ротора $h_{n2} = h_{w2} + R_2 + r_2 + h_{u2}$

Активное сопротивление стержня

Предварительно определим сечение стержня и его длину:

$$q_{vt} = K_{vt} Q_{n2}^1 = 0.91 Q_{n2}^1; \quad (4.26)$$

$$l_{vt} = l_2$$

тогда

$$r_{vt} = \frac{l_{vt} K_u}{\gamma_2 q_{vt}} \quad (4.27)$$

Размеры короткозамыкающего колца

Толщина кольца

$$q_k = \frac{q_{cr}}{2K_1 s \ln \frac{\pi p}{Z_2}} = \frac{q_{cr}}{2.2 s \ln \frac{\pi p}{Z_2}} \quad (4.28)$$

Ширина кольца $a_k = \frac{q_k}{b_k}$

Длина участка короткозамыкающего кольца между соседними стержнями

$$t_k = \frac{\pi(D_{H2} - b_k)}{Z_2} \quad (4.29)$$

Сопротивление двух участков кольца, приведенное к стержню,

$$r_k = \frac{t_k K_u}{2\gamma_2 q_k \sin^2 \frac{\pi p}{Z_2}} \quad (4.30)$$

Активное сопротивление фазы короткозамкнутой обмотки ротора

$$r_2 = \frac{(r_{cr} + r_k)}{p} \quad (4.31)$$

Расчет обмотки статора

Длина лобовой части обмотки статора с достаточной точностью определяется по следующим формулам:

$$l_{\Delta 1} = 1.25\tau + 0.02 \text{ при } 2p=2;$$

$$l_{\Delta 1} = 1.25\tau + 0.02 \text{ при } 2p=4;$$

$$l_{\Delta 1} = 1.25\tau + 0.02 \text{ при } 2p=6;$$

где τ_y - шаг обмотки, выраженный через полюсное деление по середине высоту пазов статора:

$$\tau_y = \frac{[\pi(D_1 + h_{n1})\beta_1]}{2p} \quad (4.32)$$

Высоту паза статора в первом приближении можно принять $h_{n1} = 0.02 \text{ м}$.

Вспомогательный параметр

$$d = \frac{\frac{s_H}{s_m} + \frac{s_m}{s_H} - 2K_m}{K_m - 1} \quad (4.33)$$

где $s_m = 0.15 - 0.25$ - критическое скольжение.

Коэффициент

$$K_{e1} = \frac{2K_w S_m Z_2 (l_1 + l_{A1})}{K_{r1} K_{w1}^2 C_1 r_2 p \gamma_1 d D_1^2} \quad (4.34)$$

где $K_{r1} = 0.20 - 0.30$; $C_1 = 1.02 - 1.10$; $\gamma_1 = 57 \cdot 10^6$ А/Ом.м.

Коэффициенты

$$K_{A1} = (K_{e1} - K_{z1}) + \sqrt{K_{z1}^2 + \frac{4}{\pi} K_{z1}} \quad (4.35)$$

$$K_{z1} = 1 - \frac{B_\delta}{K_0 B_{z1}} \quad (4.36)$$

$$K_{e1} = 1 + \frac{B_\delta}{p K_e B_{e1}} \quad (4.37)$$

где $B_{z1} = 1.8$ Тл – максимальная индукция в зубцах ротора;

$B_{e1} = 1.3$ Тл – максимальная индукция в сердечнике статора;

Площадь пазов статора при их трапециoidalной форме

$$Q_{m1} = K_{p1} D_1^2 \quad (4.38)$$

Наружный диаметр пакета стали статора

$$D_{H1} = K_{p1} D_1 \quad (4.39)$$

Полное сечение меди обмотки статора

$$Q_{m1} = K_{r1} Q_{m1} \quad (4.40)$$

Амплитуда полезного магнитного потока в воздушном зазоре

$$\phi_n = \frac{2}{\pi} B_\delta r_1 l_1; \quad r_1 = \frac{\pi D_1}{2p} \quad (4.41)$$

Число последовательно соединенных витков фазы обмотки статора (предварительно)

$$W_1' = \frac{U_{1p} (1 - K_v)}{4.44 f_1 K_{v01} \Phi_m} \quad (4.42)$$

где K_v - относительное падение напряжения в обмотке статора при нагрузке. Значения коэффициента K_v приведены ниже[46]:

s_1 , кВ.А	1.0	2.5	5.0	7.5	10	10.5
K_v	0.060	0.051	0.045	0.040	0.037	0.035

Число проводников в пазу статора

$$S_{n1}' = \frac{2w_1' m_1 a_1}{Z_1} = \frac{w_1' a_1}{pq_1} \quad (4.43)$$

где S_{n1}' округляется до целого числа при однослойных обмотках и до четного числа при двухслойных обмотках. При мощности двигателя до 10 кВт число параллельных ветвей обмотки статора, как правило, $a_1 = 1$.

Сечение проводника обмотки статора (предварительно)

$$q_{n1}' = \frac{Q_{n1}}{2a_1 w_1 m_1} \quad (4.44)$$

Диаметр круглого проводника (предварительно)

$$d_{M1}' = \sqrt{\frac{4q_{n1}'}{\pi}} \quad (4.45)$$

с последующим выбором стандартного диаметра из следующего диапазона из следующего ряда:

1,00; 1,08; 1,16; 1,25; 1,35; 1,45; 1,56; 1,68; 1,81; 1,95;

2,10; 2,26; 2,44; 2,63; 2,83; 3,05; 3,28; 3,53; 4,10; 4,40; 4,70;

5,10; 5,50; 5,90; 6,40; 7,40; 8,00; 8,60; 9,30; 10,00.

Производные ряды меньших и больших размеров получаются из основного ряда перенесением запятой на один знак влево или вправо.

Размеры провода с изоляцией определяются по табл. 4 из [4]. При круглом сечении диаметр проводка с изоляцией $d_{m1n} = d_{m1} + \Delta_n$ и сечение изолированное проводника $q_{m1n} = \frac{\pi}{4} d_{m1n}^2$.

После этого уточняется коэффициент заполнения паза статора изолированным проводом[48]

$$K_{m1} = \frac{q_{m1} s_{m1}}{q_{m1}^2} \quad (0.38-0.48) \quad (4.46)$$

где Q_{m1} - площадь одного паза статора $Q_{m1}' = \frac{q_{m1}}{z_1}$

Активное сопротивление обмотки статора $r_1 = \frac{2(l_1 + l_{A1})w_1 K_0}{\gamma_1 s_1 q_{m1}}$

Приведенное активное сопротивление обмотки ротора

$$r_2' = r_2 \frac{4m_1 p}{Z^2} (w_1 K_{061})^2 \quad (4.47)$$

Проверка значения плотности тока в обмотке статора

ЭДС фазы короткозамкнутой обмотки ротора $E_2 = 2,22 f_1 \phi_m$,

Ток обмотки ротора без учета индуктивного сопротивления рассеяния этой обмотки

$$I_2 = \frac{E_2 S_H}{r_2} \quad (4.48)$$

Приведенное значение тока обмотки ротора

$$I_2' = I_2 \frac{Z_2}{2pm_1 w_1 K_{061}} \quad (4.49)$$

Плотность тока в проводниках обмотки статора

$$j_1 = \frac{I_1}{a_1 q_{m1}} \approx \frac{I'_2}{a_1 q_{m1}} < 6 - 8 A/\text{мм}^2 \quad (4.50)$$

Геометрия зубцовой зоны статора

Зубцовый шаг статора

$$t_1 = \frac{\pi D_1}{Z_1} \quad (4.51)$$

Ширина зубца статора

$$b_{z1} = t_1 \frac{B_\delta}{K_B B_{z1}} \quad (4.52)$$

Высота и ширина шлица статора

$$h_{M1} = 1.10^{-3} \text{ м};$$

$$b_{w1} = d_{M1H} + 1.6 \cdot 10^{-3}$$

Основные размеры трапецидального паза: ширина паза по вершине

$$b'_{n1} = \frac{\pi}{Z_1} (D_1 + 2h_{w1}) - b_{z1} \quad (4.53)$$

высота трапецидальной части паза статора

$$h'_{n1} = \frac{Z_1}{2\pi} \left[-b'_{n1} + \sqrt{b'_{n1}^2 + \frac{4\pi}{Z_1} Q'_{n1}} \right]; \quad (4.54)$$

ширина паза по основанию

$$b''_{n1} = b'_{n1} + \frac{2\pi}{Z_1} h'_{n1}; \quad (4.55)$$

полная высота паза статора $h_{n1} = h'_{n1} + h_{w1}; \quad (4.56)$

высота сердечника статора

$$h_{c1} = \frac{1}{2} (D_{H1} - D_1 - 2h_{w1}) \quad (4.57)$$

Магнитная индукция в сердечнике статора

$$B_{e1} = B_d \frac{D_1}{2pK_e h_{e1}} \quad (4.58)$$

Полученное значение индукции B_{e1} не должно существенно отличаться от ранее выбранного $B_{e1} = 1,3 \text{ Тл}$.

Далее расчет выполняется согласно методики проектирование [32].

4.5. Выбор оптимальных размеров пазовой зоны ротора частотно-управляемого асинхронного двигателя

Основное требование -обеспечение высоких пусковых моментов при минимальных значениях пусковых токов - достигается за счёт применения клетки короткозамкнутого ротора с высокими значениями активного и реактивного сопротивлений. Это снижает энергетические характеристики для номинального режима работы и приводит к значительным тепловым потерям. Поэтому нормальная работа двигателей обеспечивается увеличенным расходом активных материалов[48].

С развитием частотного регулирования появляется возможность создания индивидуального высокодинамичного привода. В этом случае исключаются такие ограничивающие факторы, как кратности пусковых токов и работа в режиме КЗ (заторможенный ротор), создаётся возможность применения двигателей с высокими энергетическими характеристиками. Однако это должен быть специальный двигатель, рассчитанный для работы во всём диапазоне частот вращения с обеспечением требуемых моментов.

В двигателях, адаптированных для работы с преобразователями частоты, применены специальные схемы обмоток статора и системы изоляции, изменена конструкция пазовой зоны ротора и использованы специальные подшипники.

Система двигатель - преобразователь частоты должна быть полностью рассчитана и адаптирована к решению конкретной технологической задачи. Обычные серийные двигатели к этому не приспособлены[52].

При работе с преобразователем частоты новые двигатели обеспечивают высокие динамические свойства, высокую надёжность, сниженное потребление электроэнергии, что особенно важно при проведении реконструкции существующих станов и проектировании новых, поскольку разгружаются сети и снижаются установленные мощности фидерных систем. Двигатели более компактны и легко встраиваются в любые приводные системы. Низкое энергопотребление не только обеспечивает экономию электроэнергии, но и увеличивает срок службы и повышает безотказность работы при меньшей габаритной мощности преобразователей частоты.

Всё это снижает капитальные вложения при новом строительстве, а также при реконструкции и модернизации существующих систем приводов, одновременно уменьшая затраты на эксплуатацию.

С развитием частотного регулирования появляется возможность создания индивидуального эффективного привода. В этом случае исключаются такие ограничивающие факторы, как кратности пусковых токов и работа в режиме КЗ (заторможенный ротор), создаётся возможность применения двигателей с высокими энергетическими характеристиками. Однако это должен быть специальный двигатель, рассчитанный для работы во всём диапазоне частот вращения с обеспечением требуемых моментов[54].

В двигателях, адаптированных для работы с преобразователями частоты, применены специальные схемы обмоток статора и системы изоляции, изменена конструкция пазовой зоны ротора и использованы специальные подшипники. Система двигатель - преобразователь частоты должна быть полностью

рассчитана и адаптирована к решению конкретной технологической задачи. Обычные серийные двигатели к этому не приспособлены.

Широкое внедрение частотно-регулируемом асинхронном двигателем в последние годы подтвердило уникальные возможности таких приводов на основе преобразователя частоты как средства комплексного обеспечения задач автоматизации и энергосбережения. Целью исследования является рассмотрение возможности создания модернизированных АД, являющихся основой энергосберегающих технологий в регулируемом электроприводе. АД как электромеханический преобразователь энергии является основой силовой части электропривода. Энергоэффективность АД характеризуется уровнем КПД и коэффициентом мощности [57].

Для обеспечения эффективного энергосбережения были рассмотрены следующие пути модернизации:

- Изменение геометрии ротора
- Изменение длины статора
- Изменение числа витков статора
- Выполнение коротко замкнутой клетке ротора из меди.

Исходными параметрами принята поперечная геометрия базовых машин: внешний и внутренний диаметры статора и пазовые зоны. Ограничивающими факторами расчета являлись коэффициент заполнения паза и нагрев обмотки статора. Для расчета тепловой картины машины использовался метод Термовых схем, основанный на широком использовании Термовых сопротивлений, которые соединяются в тепловую сеть, имитирующую реальные пути передачи тепловых потоков в машине. В качестве выходных параметров математической модели приняты энергетические характеристики КПД и $\cos(\phi)$ [57].

Для моделирования были взяты АД с короткозамкнутый ротором спроектированные на мощность 2.2 кВт и 7.5 кВт. Для изменения размеров пазовой зоны ротора изменялись соответственно ширина зубца и высота ярма ротора. Ширина зубца и высота ярма ротора изменялись в диапазоне от 100% до

+115% от базовых величин. Полученные формы пазов ротора в результате изменения размеров показана на рис 4.1. Результаты расчетов для этих размеров ярмо и зубца ротора представлены соответственно на рис 4.2-4.19[59].

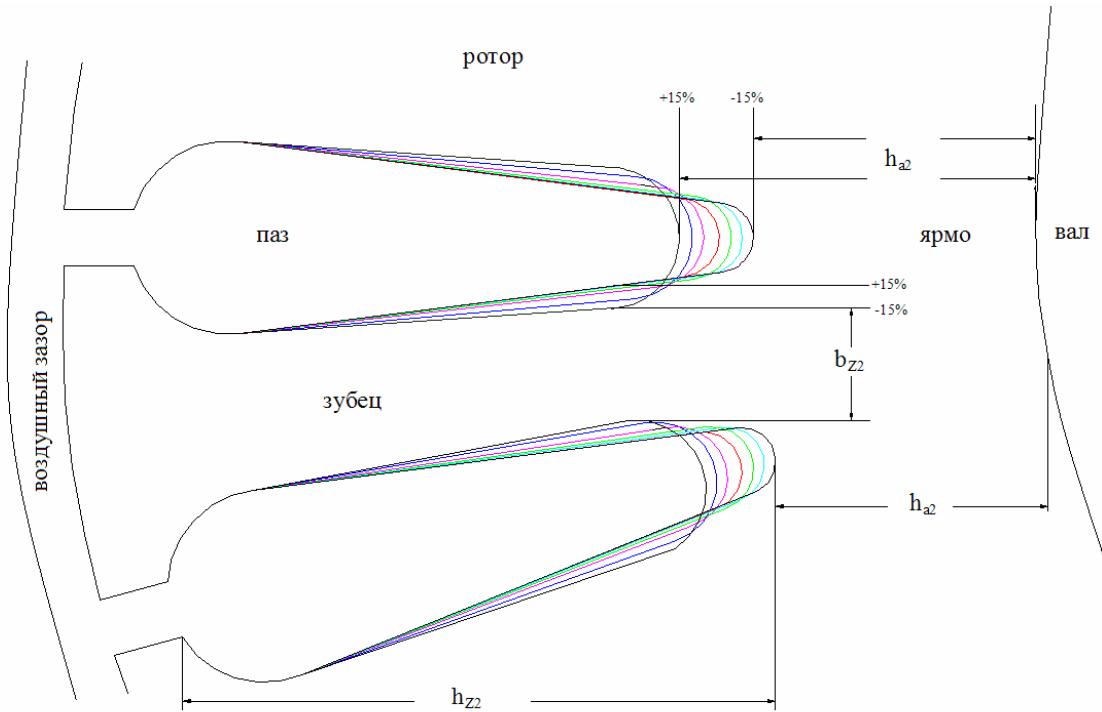


Рис.4.1. Модификация пазов ротора

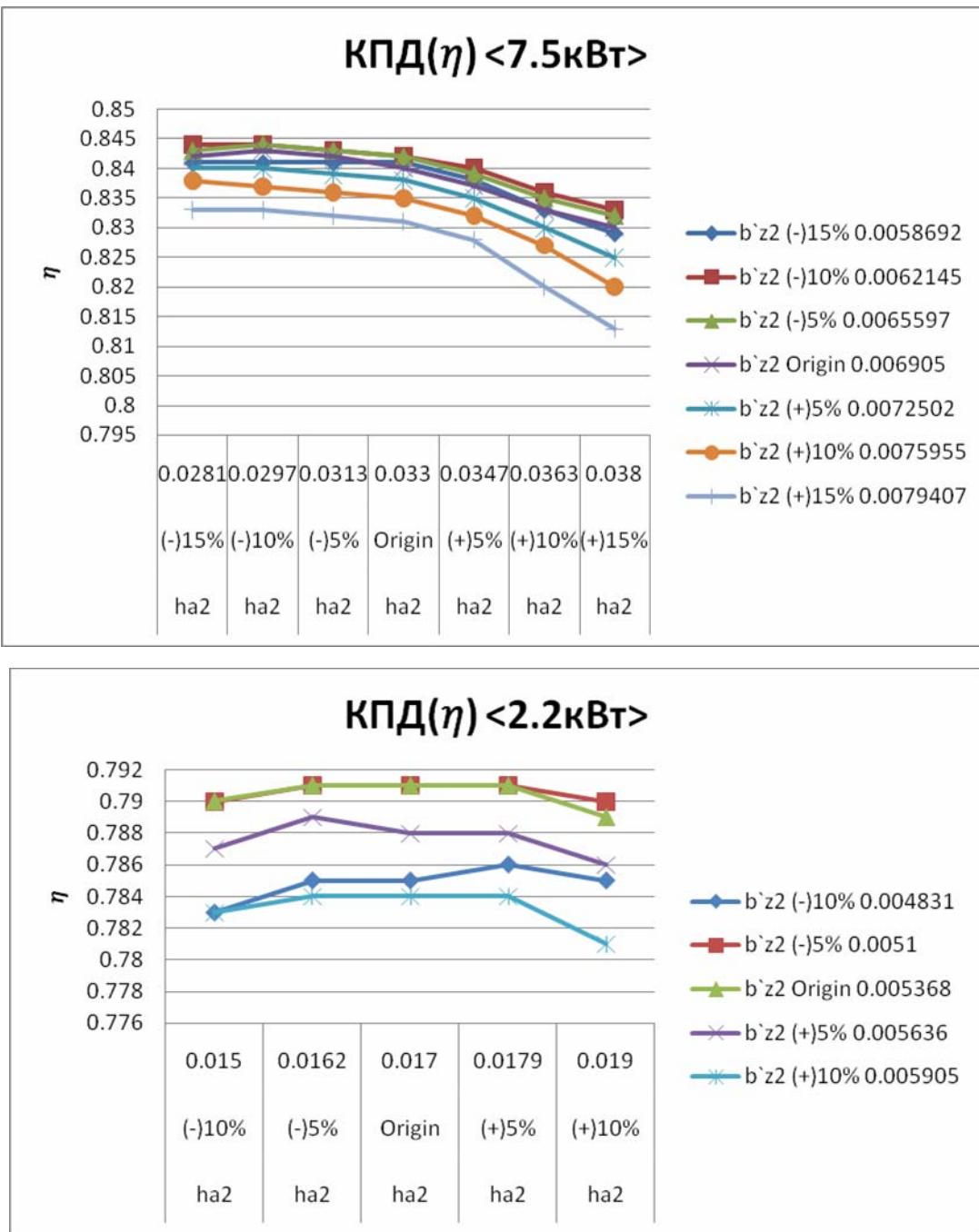


Рис.4.2. Сравнение КПД (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.2 (а и б) представлены результаты расчетов изменения КПД. Анализ этих кривых показывает что

- в двигателе мощностью 7,5кВт при уменьшении зубца (b_{Z2}) и ярма ротора (h_{a2}) КПД увеличивается на 0,5%.

- в двигатель мощностью 2,2кВт в диапазоне изменения ярма ротора (h_{a2}) на $\pm 5\%$ процентов, и при базовой ширине зубца ротора (b_{Z2}) получается максимальный КПД.

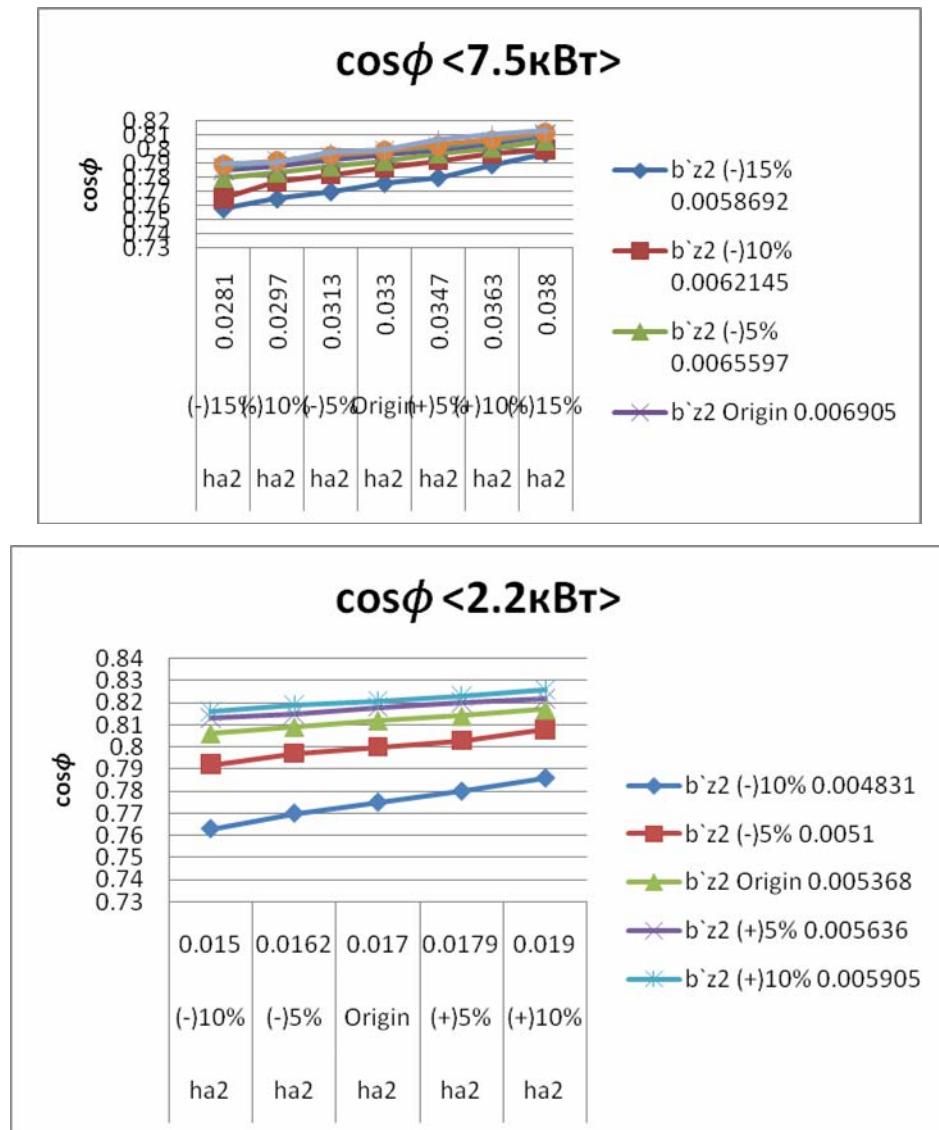


Рис.4.3. Сравнение cosφ (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.3(а и б) представлены результаты расчетов изменения $\cos(\phi)$. Анализ этих кривых показывает что

- у двигателя мощностью 7,5кВт при увеличении зубца (b_{Z2}) и ярма ротора (h_{a2}) $\cos \square$ увеличивается.

- у двигателя мощностью 2,2кВт $\cos\phi$ увеличивается так же как $\cos\phi$ двигателя мощностью 7,5кВт.

Представляет интерес изменения токов статора и ротора, тока намагничивания а также номинального момента при сохранении постоянной полезной мощности.

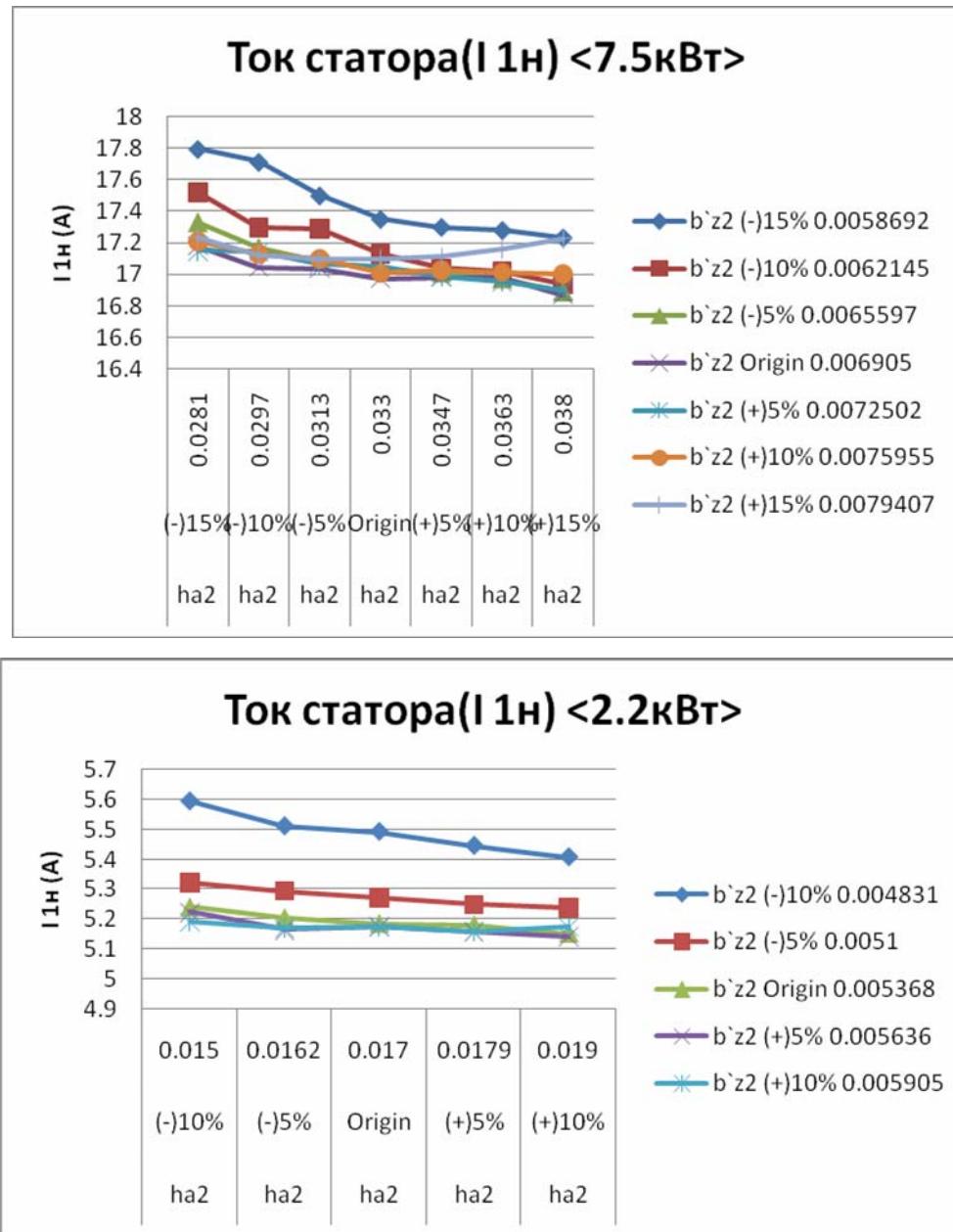


Рис.4.4. Сравнение I_1 (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.4(а и б) представлены графики зависимости изменения тока статора. Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7,5кВт при увеличении зубца (b_{z2}) и ярма ротора (h_{a2}) ток статора (I_1) уменьшается.
- у двигатель мощностью 2,2кВт ток статора (I_1) уменьшается так же как у двигателя мощностью 7,5кВт.

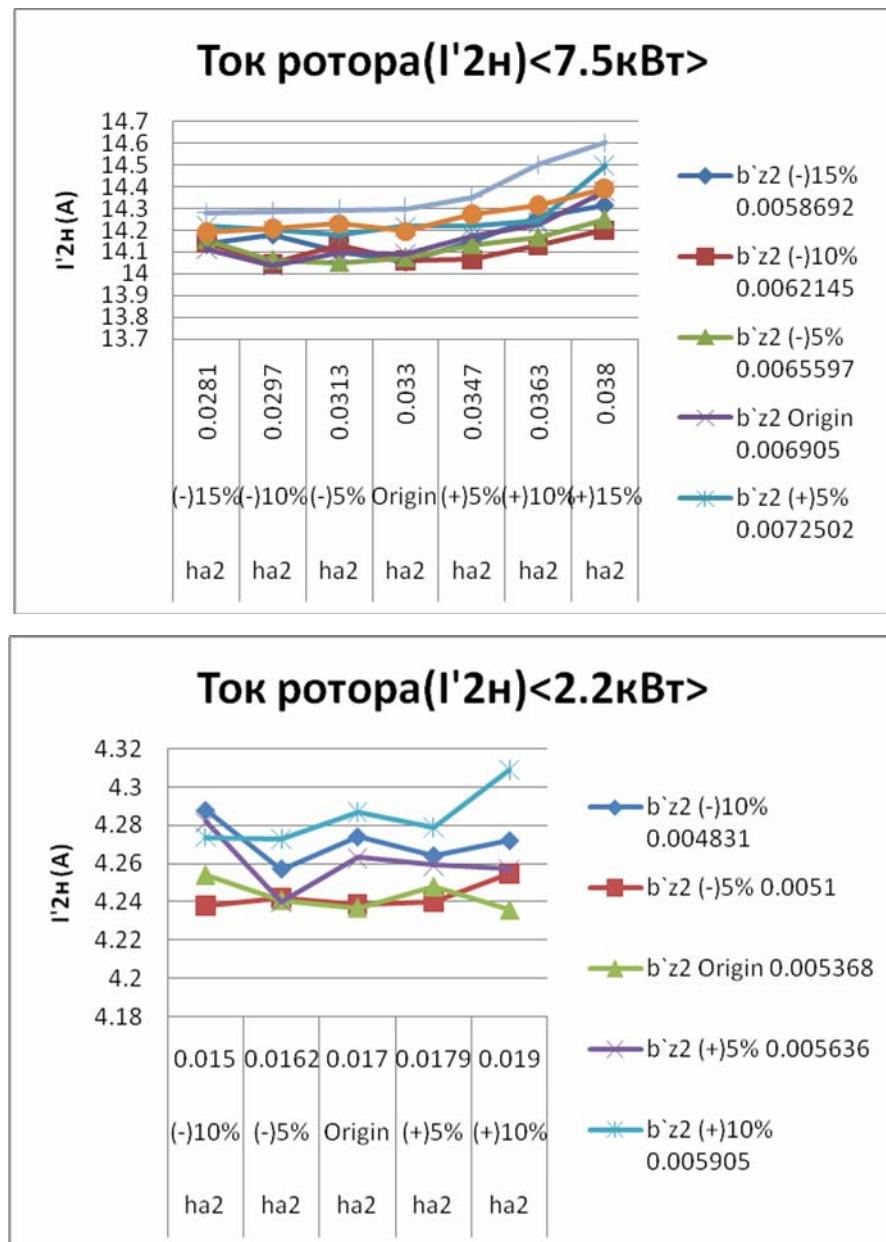
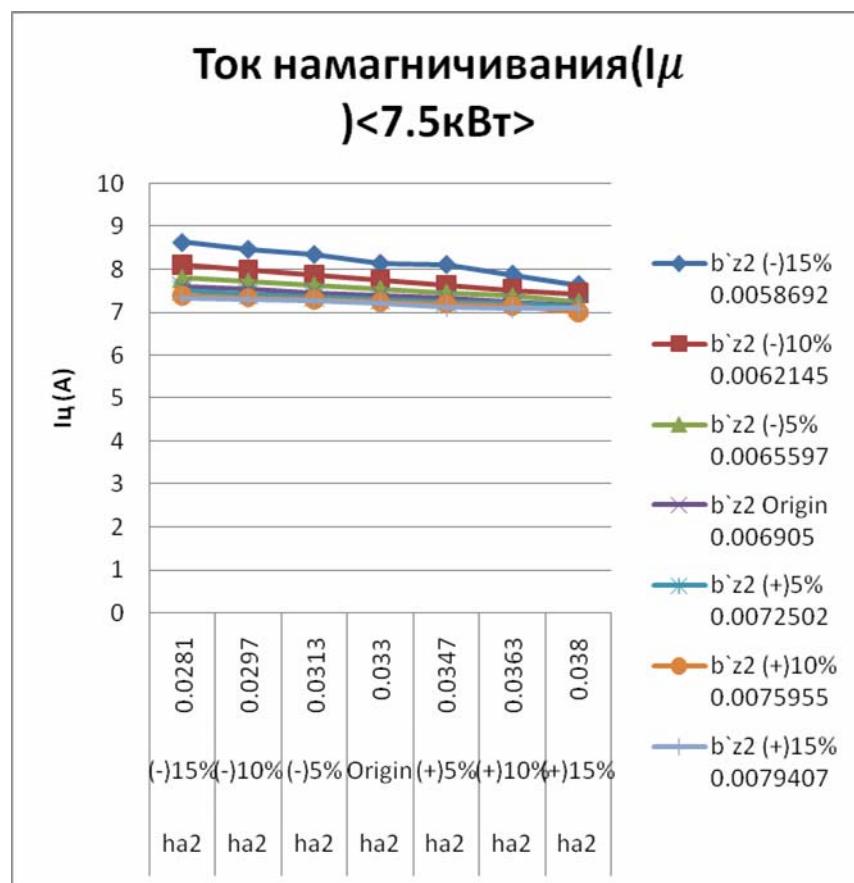


Рис.4.5. Сравнение I_2 (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.5(а и б) представлены графики зависимости изменения тока ротора. Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7,5кВт при увеличении зубца (b_{z2}) и ярма ротора (h_{a2}) ток ротора (Γ_2) увеличивается.
- у двигатель мощностью 2,2кВт ток ротора (Γ_2) при увеличении ширины зубца ротора (b_{z2}) на 10% и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}) на 10%.



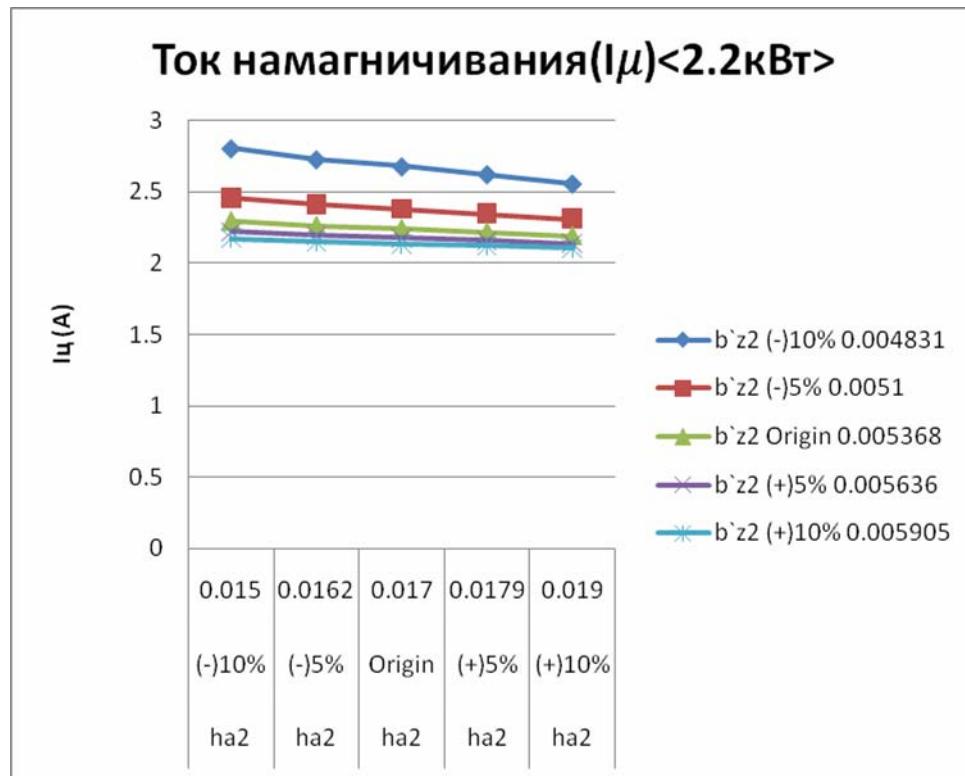


Рис.4.6. Сравнение I_μ (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.6 (а и б) представлены графики зависимости изменения тока намагничивания. Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7,5кВт при увеличении ширины зубца (b_{z2}) и высоты ярма ротора (h_{a2}), ток намагничивания (I_μ) уменьшается.
- у двигатель мощностью 2,2кВт так же как и у двигателя мощностью 7,5кВт.

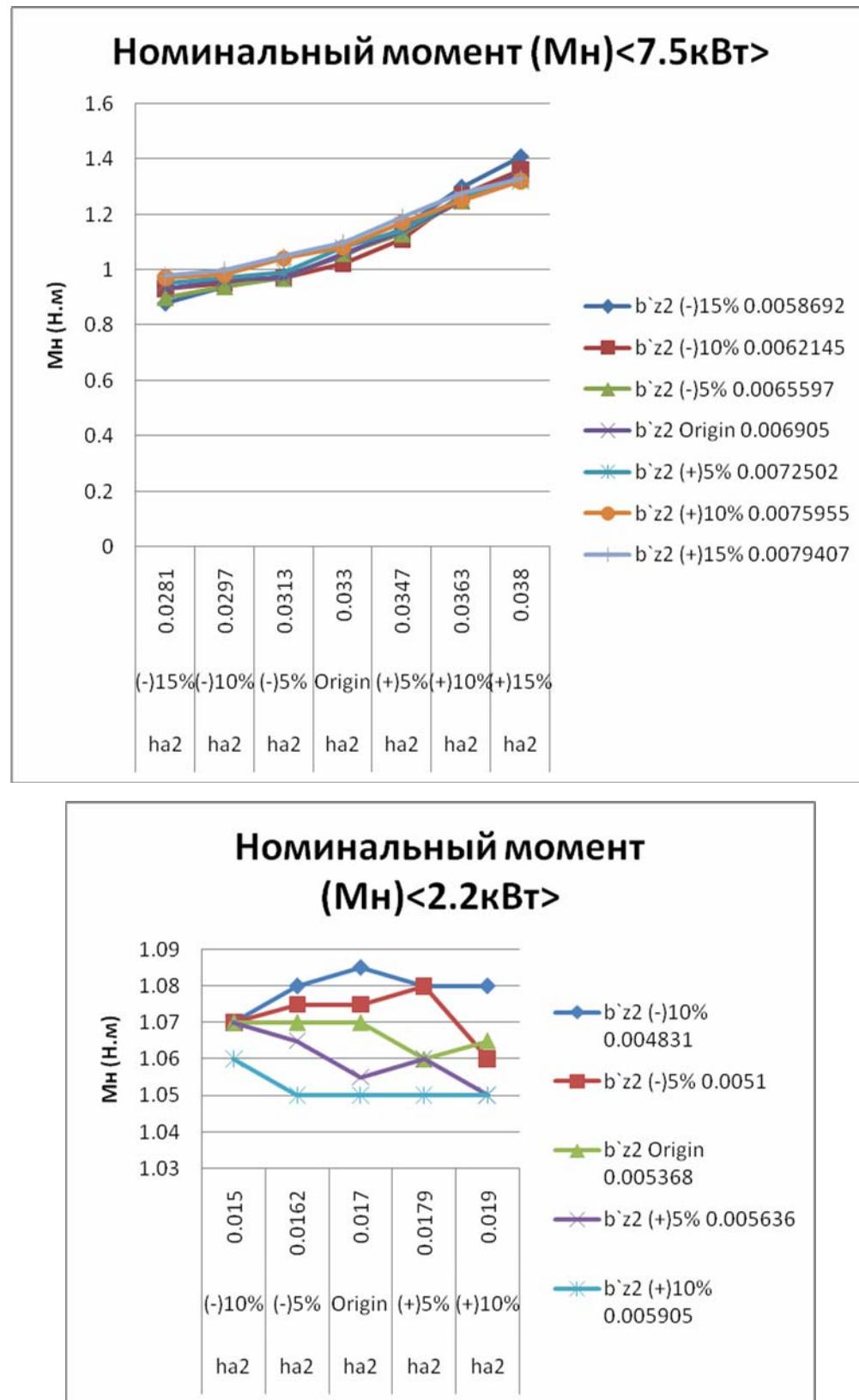
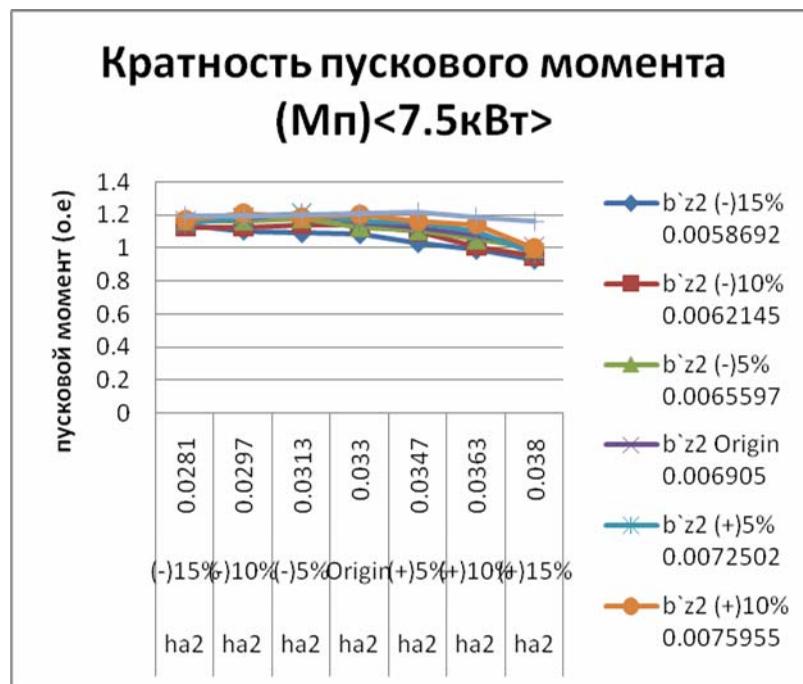


Рис.4.7. Сравнение M_n (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.7(а и б) представлены графики зависимости изменения номинального момента (M_H). Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7,5кВт самый высокий номинальный момент (M_H) при уменьшении ширины зубца (b_{z2}) на 15% и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}) на 15%.
- у двигатель мощностью 2,2кВт самый высокий номинальный момент (M_H) при уменьшении ширины зубца (b_{z2}) на 10% и при оригиналной высоте ярма ротора (h_{a2}).



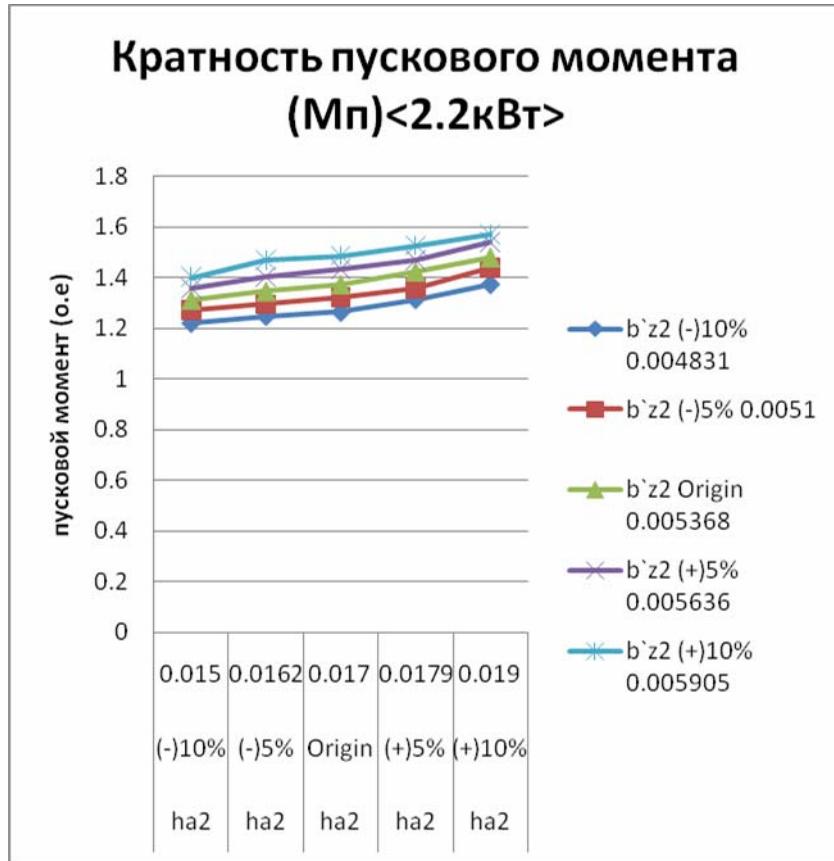


Рис.4.8. Сравнение кратность M_{Π} (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.8(а и б) представлены графики зависимости изменения пускового момента (M_{Π}). Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7,5кВт самая высокая кратность пускового момента (M_{Π}) при увеличении ширины зубца (b_{Z2}) на 15% и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}) на 5%.
- у двигатель мощностью 2,2кВт кратность пускового момента (M_{Π}) увеличивается при увеличении ширины зубца ротора (b_{Z2}) и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}).

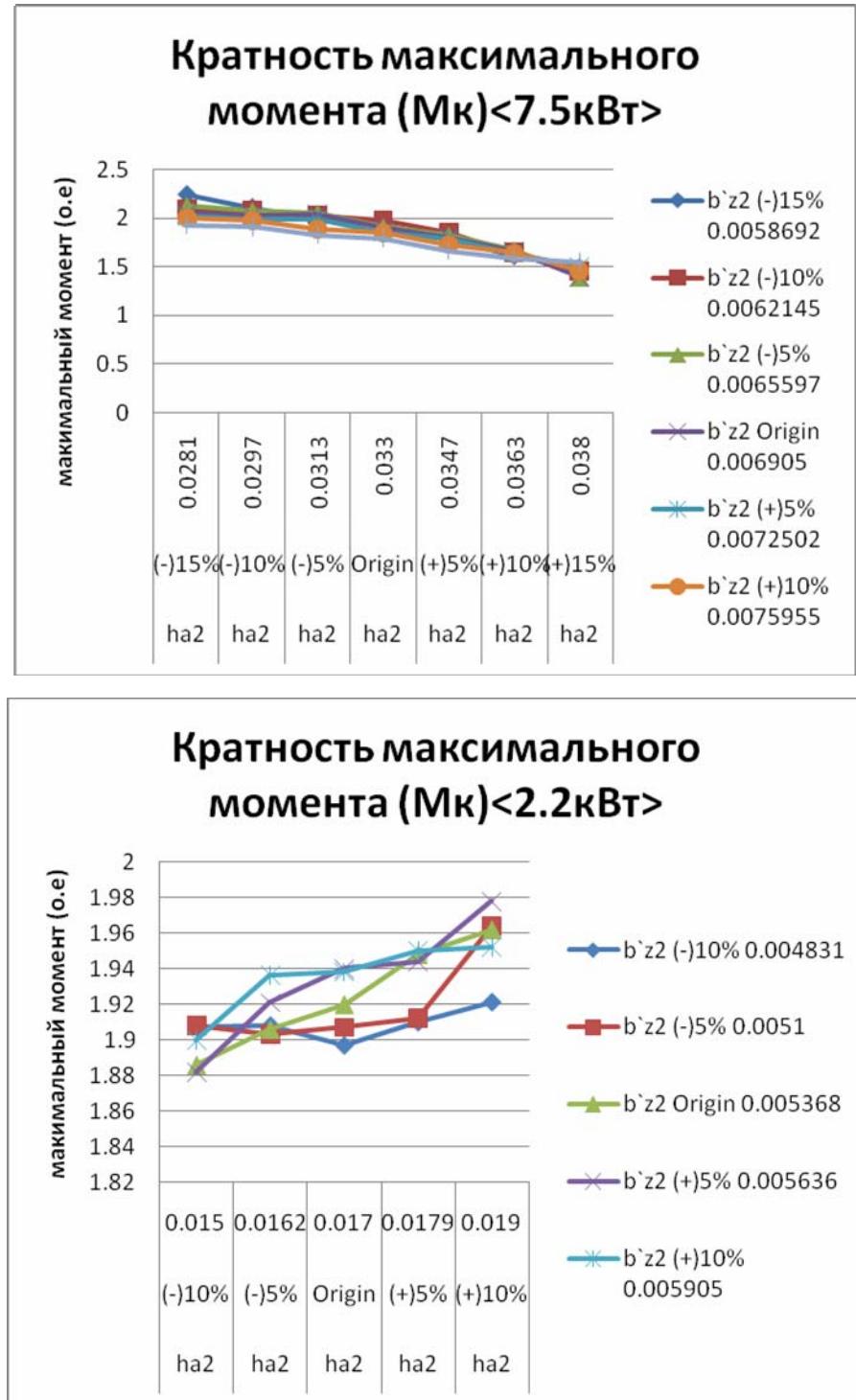


Рис.4.9. Сравнение кратность M_k (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.9(а и б) представлены графики зависимости изменения максимального момента. Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7,5кВт самая высокая кратность максимального момента при увеличении ширины зубца (b_{z2}) на 15% и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}) на 5%.
- у двигатель мощностью 2,2кВт кратность максимального момента увеличивается при увеличении ширины зубца ротора (b_{z2}) и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}).

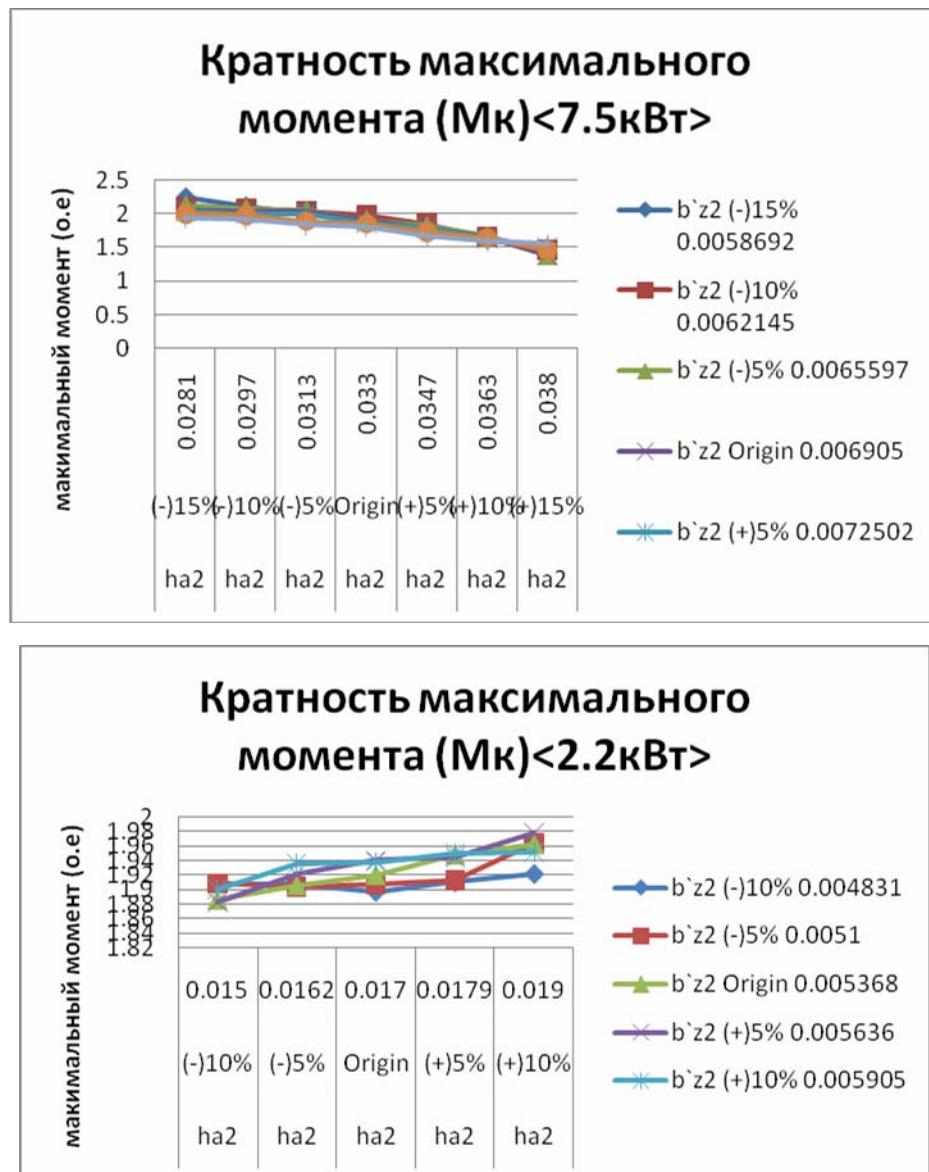
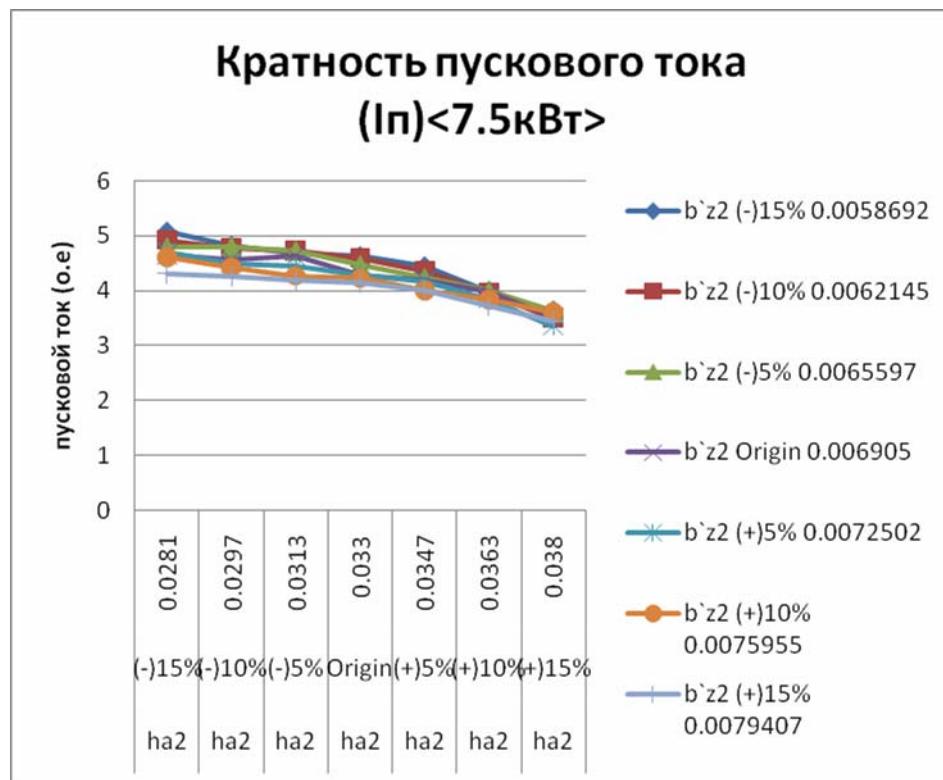


Рис.4.10. Сравнение кратность максимального момента (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.10(а и б) представлены графики зависимости изменения кратность максимального момента . Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7.5кВт самая высокая кратность максимального момента при увеличении ширины зубца (b_{z2}) на 15% и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}) на 5%.
- у двигатель мощностью 2.2кВт кратность максимального момента увеличивается при увеличении ширины зубца ротора (b_{z2}) и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}).



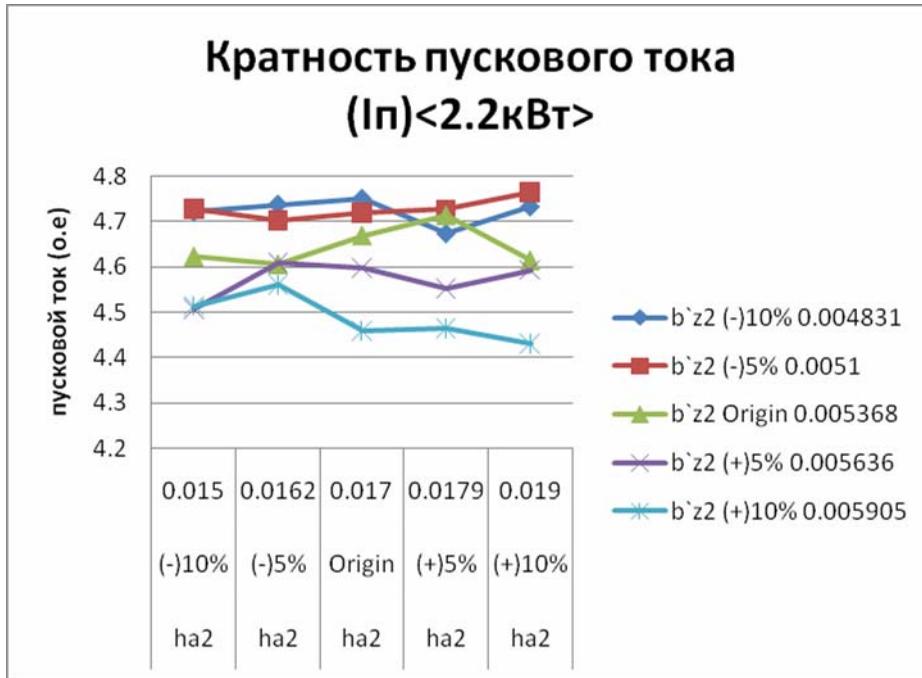


Рис.4.11. Сравнение кратность пускового тока (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.11(а и б) представлены графики зависимости изменения пускового тока . Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7,5кВт кратность пускового тока (I_p) уменьшается при уменьшении ширины зубца (b_{z2}) и при увеличении высоты ярма ротора (h_{a2}).
- у двигатель мощностью 2,2кВт максимальная кратность пускового тока (I_p) при уменьшении зубца ротора (b_{z2}) на 10% и при оригиналной высоте ярма ротора (h_{a2}).

4.6. Выбор оптимальных чисел витков и длины пакета статора

Здесь рассматривается возможность создания энергоэффективных АД путем изменения длины сердечника статора (L), числа витков в фазе обмотки статора и диаметры провода [68]. Диаметры сечения магнитопровода оставались неизмененными. Значение длины сердечника статора для расчетов принимались

диапозоне $L=90-110\%$ от базовой вариентов. Диапозон изменения витков обмотки статора принимался равным $W=90-110\%$. У базовой двигателя $P_2=7.5$ кВт $W=168$, КПД= 0.83, у базовой двигателя $P_2=2.2$ кВт $W=240$, КПД= 0.8.

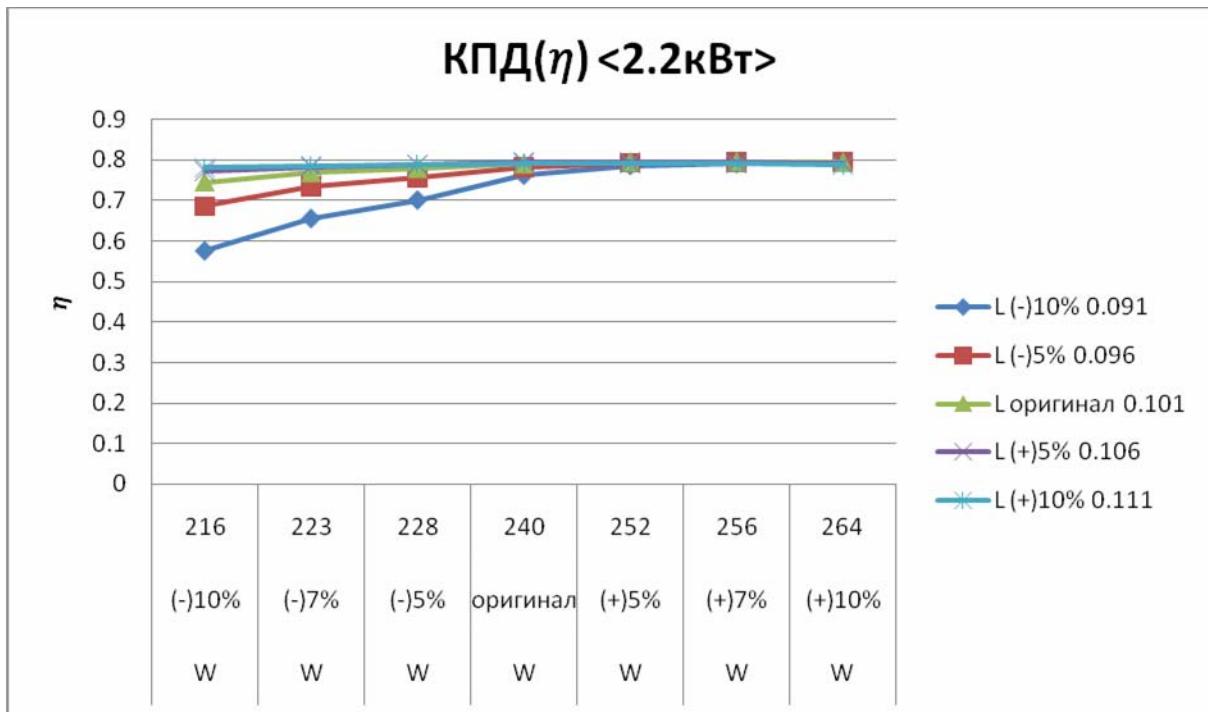
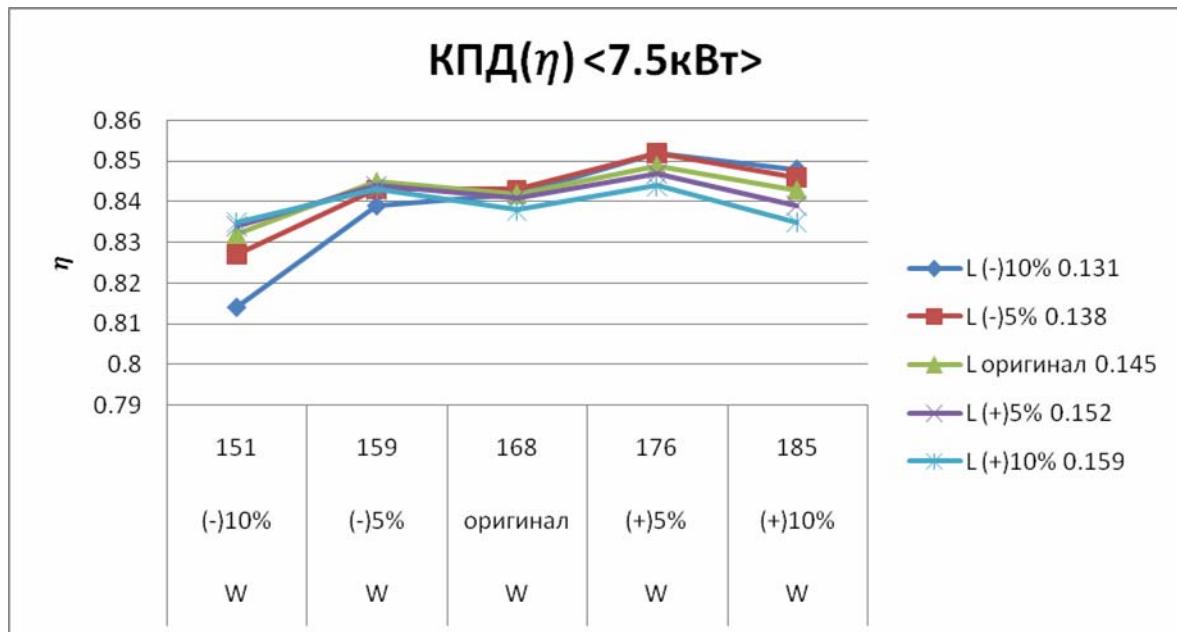
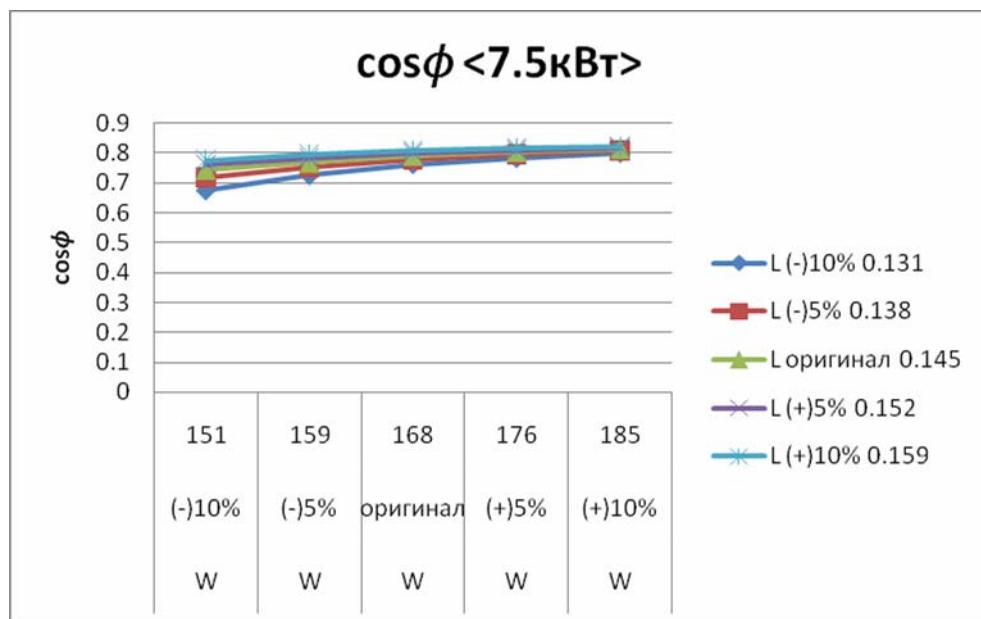


Рис.4.12. Сравнение КПД (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.12(а и б) представлены графики зависимости изменения КПД. Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7.5кВт - имеет максимальный КПД при уменьшении длины статора (l_s) на 5% и при увеличении числа витков статора (W_s) на 5%. max кпд=0.85.
- у двигатель мощностью 2.2кВт - имеет максимальный КПД при увеличении числа витков статора (W_s).



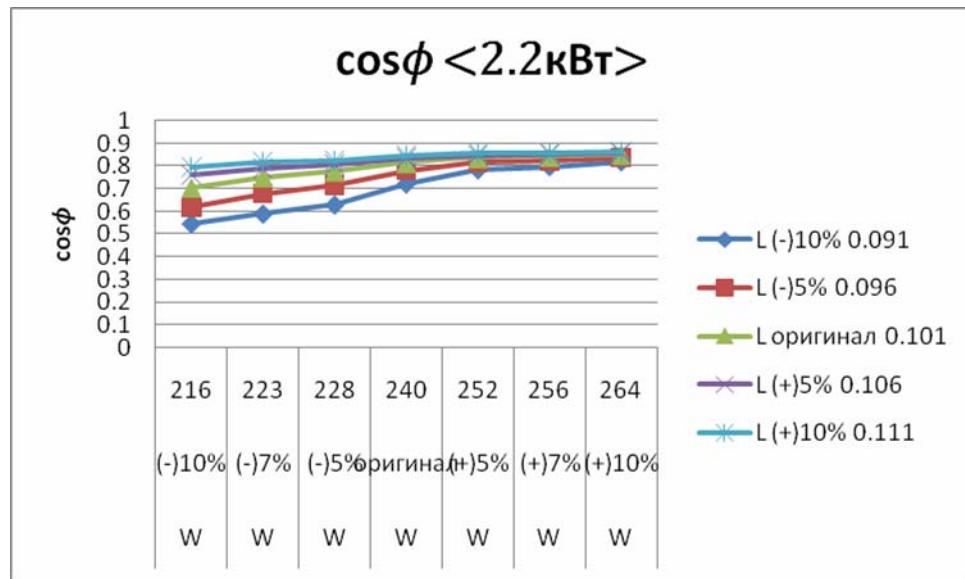
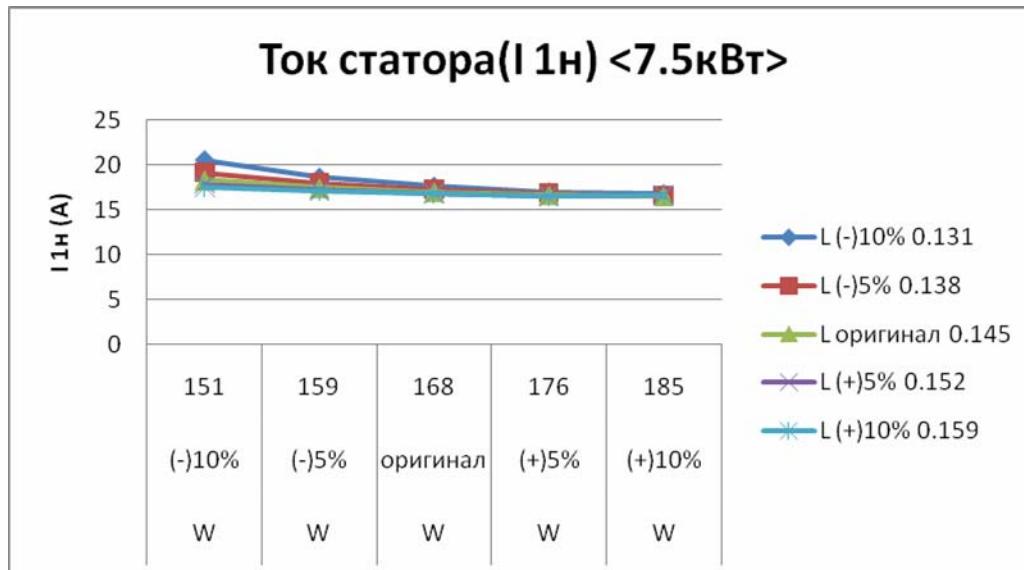


Рис.(4.13). Сравнение cosφ (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.13(а и б) представлены графики зависимости изменения cosφ. Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7.5кВт при увеличении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s), $\cos\phi$ увеличивается .
- у двигатель мощностью 2.2кВт $\cos\phi$ увеличивается так же как и двигатель мощностью 7.5 кВт.



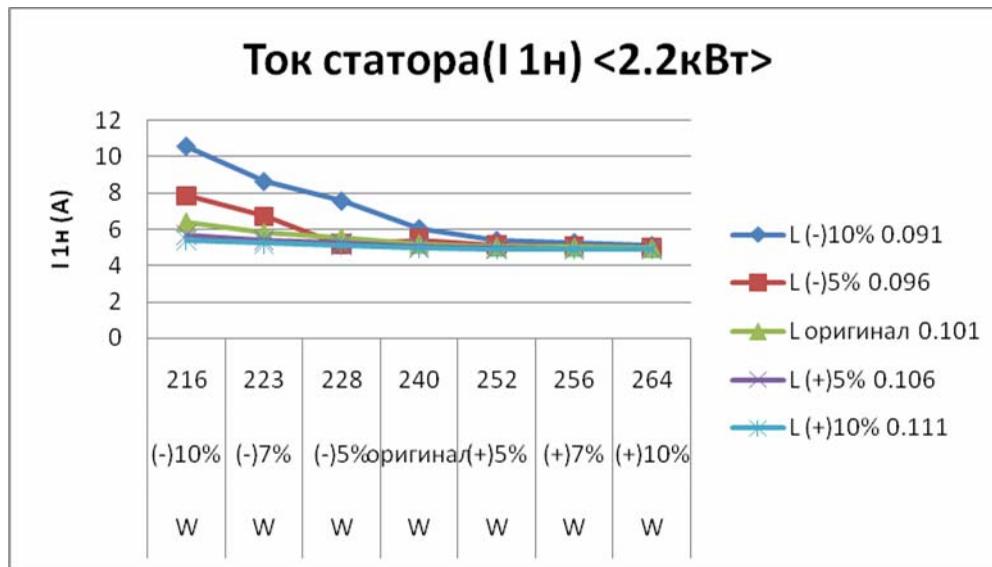
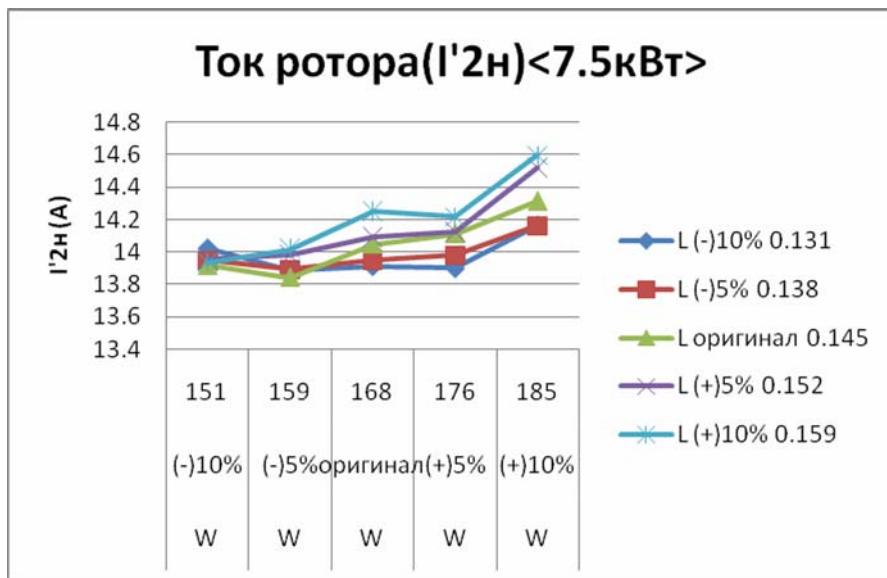


Рис.4.14. Сравнение I_1 (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.14 (а и б) представлены графики зависимости изменения тока статора . Анализ этих кривых показывает

- у двигатель мощностью 7.5кВт при увеличении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s), ток статора (I_1) уменьшается.
- у двигатель мощностью 2.2кВт при увеличении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s), ток статора (I_1) уменьшается.



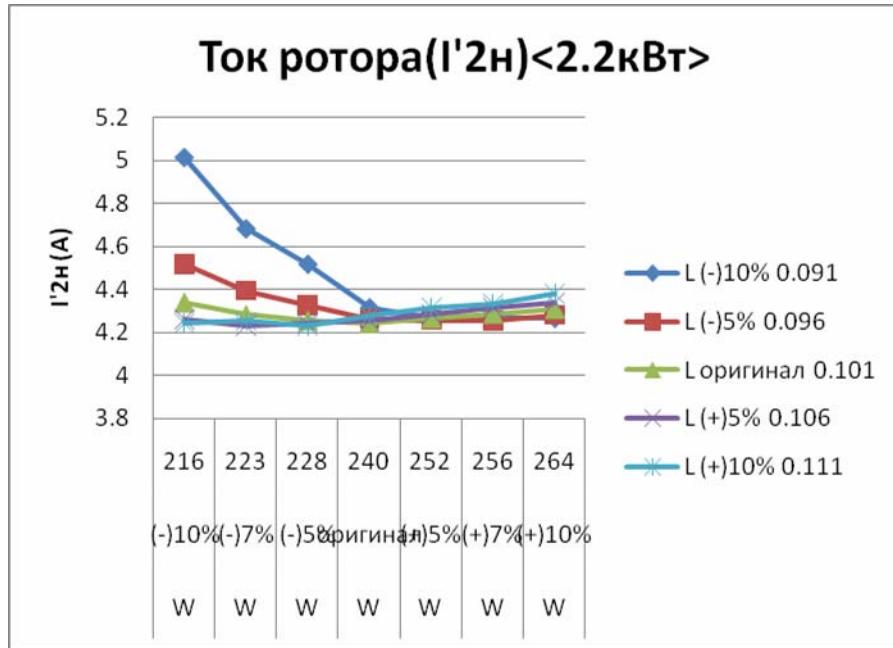


Рис.4.15. Сравнение I_2 (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.15(а и б) представлены графики зависимости изменения тока статора . Анализ этих кривых показывает

- у двигатель мощностью 7.5кВт при увеличении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s), ток ротора (I'_{2H}) увеличивается.
- у двигатель мощностью 2.2кВт ток ротора (I'_{2H}) уменьшается при увеличении длины статора (l_s), но с 5% увеличении длины снова увеличивается, и уменьшается при увеличении числа витков (W_s), но с 5% увеличении опять увеличивается как видно на рисунке.

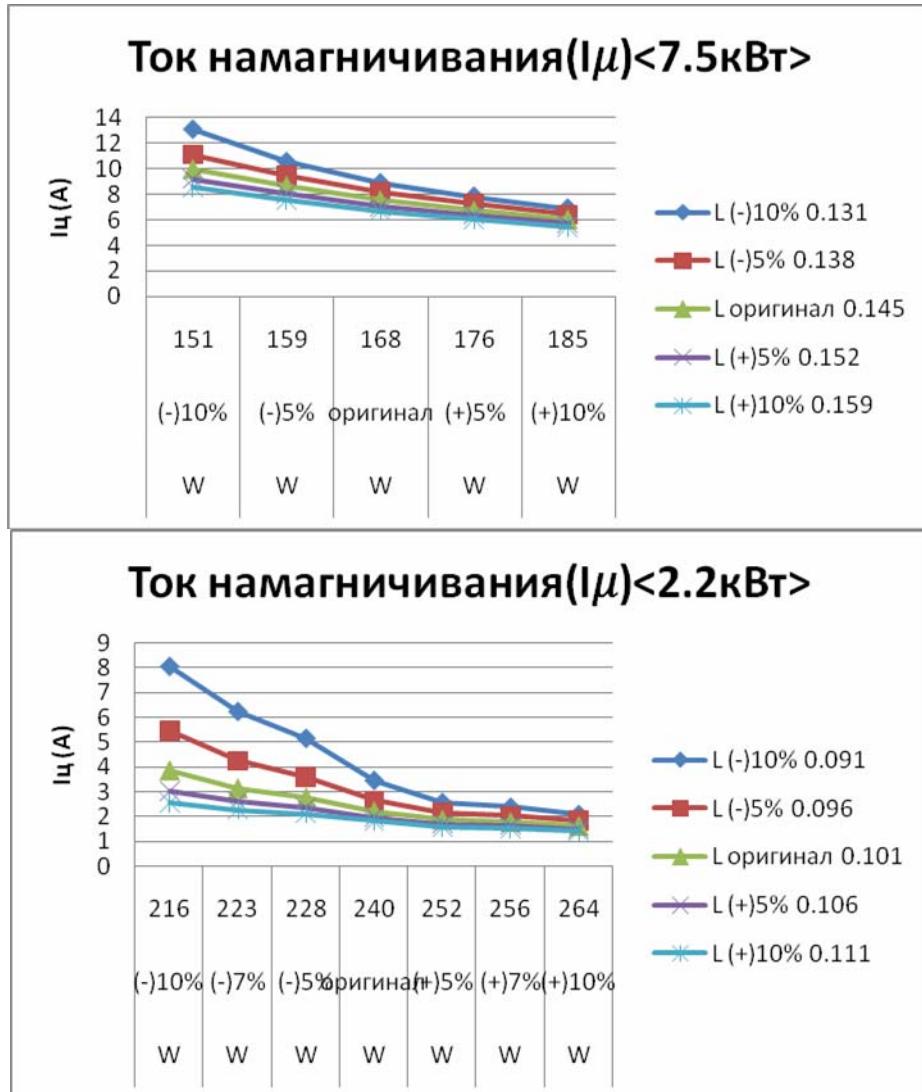


Рис.(4.16). Сравнение I_μ (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.16(а и б) представлены графики зависимости изменения тока намагничивания. Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7.5кВт ток намагничивания (I_\square) уменьшается при увеличении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s).
- у двигатель мощностью 2.2кВт ток ротора (I_\square) уменьшается так же как у двигателя мощностью 7.5кВт.

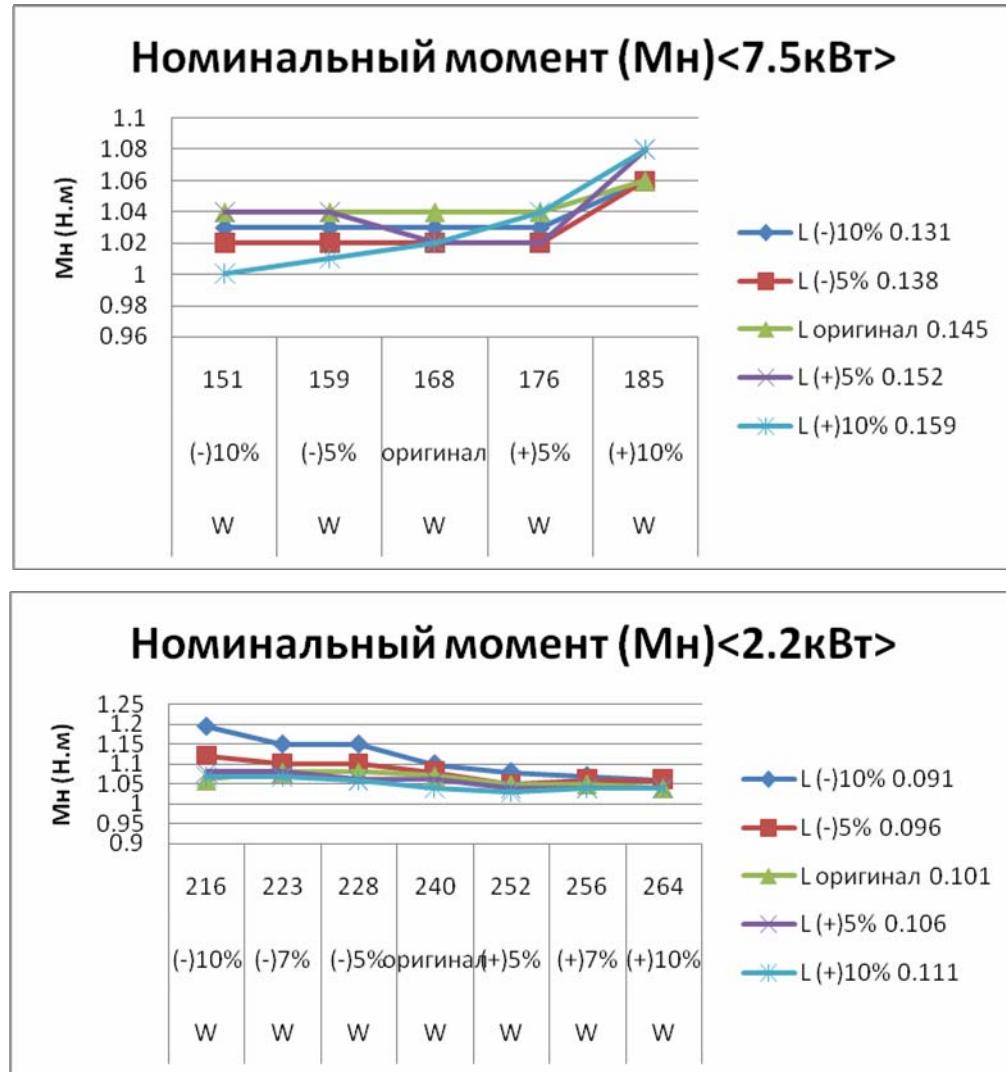


Рис.4.17. Сравнение M_n (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.17(а и б) представлены графики зависимости изменения номинального момента . Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7.5кВт имеет самый высокий номинальный момент (M_n) при увеличении длины статора (l_s) на 10% и при увеличении числа витков статора (W_s) на 10%.
- у двигатель мощностью 2.2кВт имеет самый высокий номинальный момент (M_n) при уменьшении длины статора (l_s) на 10% и при уменьшении числа витков статора (W_s) на 10%.

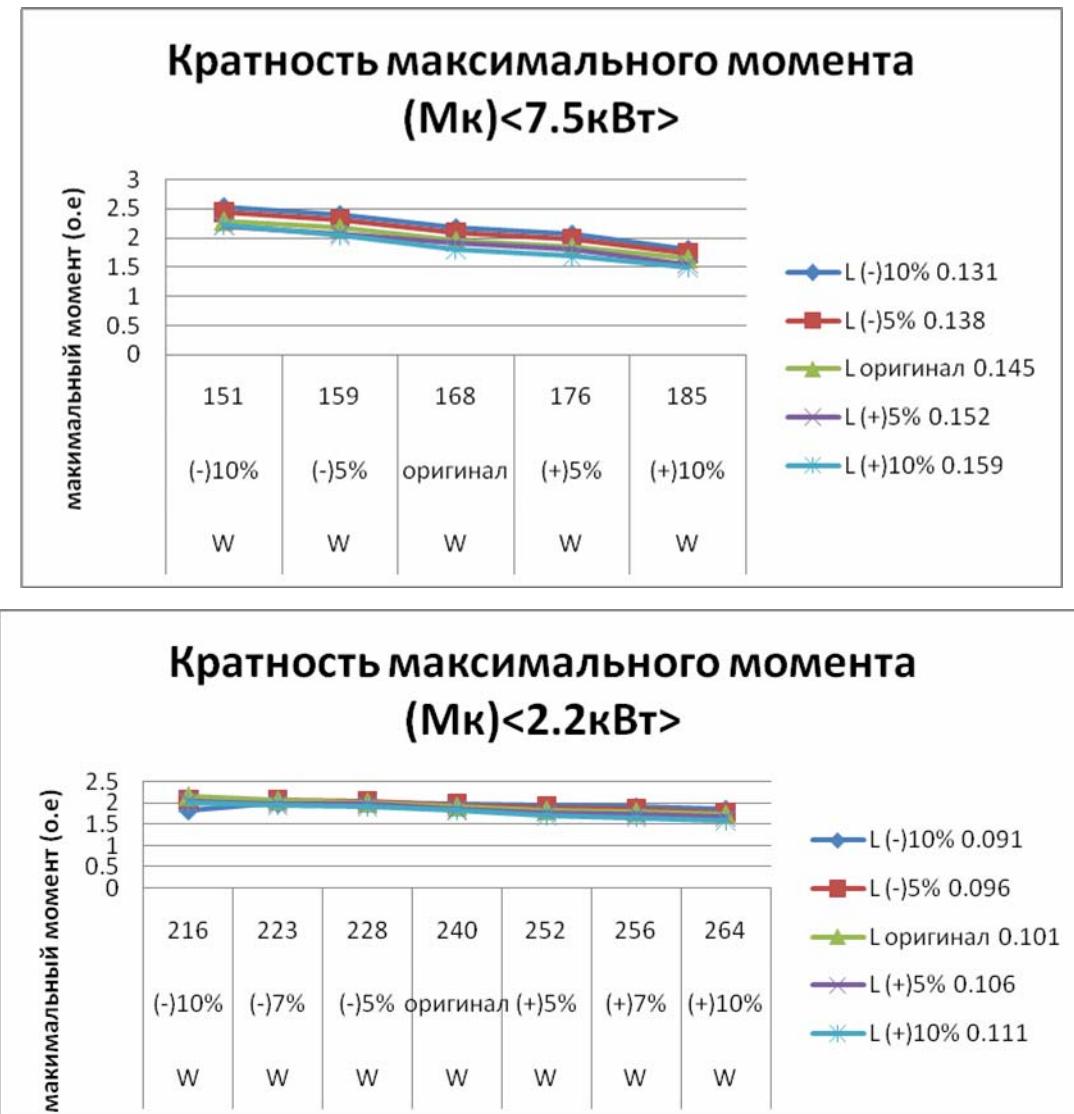


Рис.4.18. Сравнение кратность максимального момента (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках 4.18(а и б) представлены графики зависимости изменения кратности максимального момента . Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7.5кВт кратность максимального момента (M_K) уменьшается при уменьшении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s).
- у двигатель мощностью 2.2кВт кратность максимального момента (M_K) уменьшается при уменьшении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s).

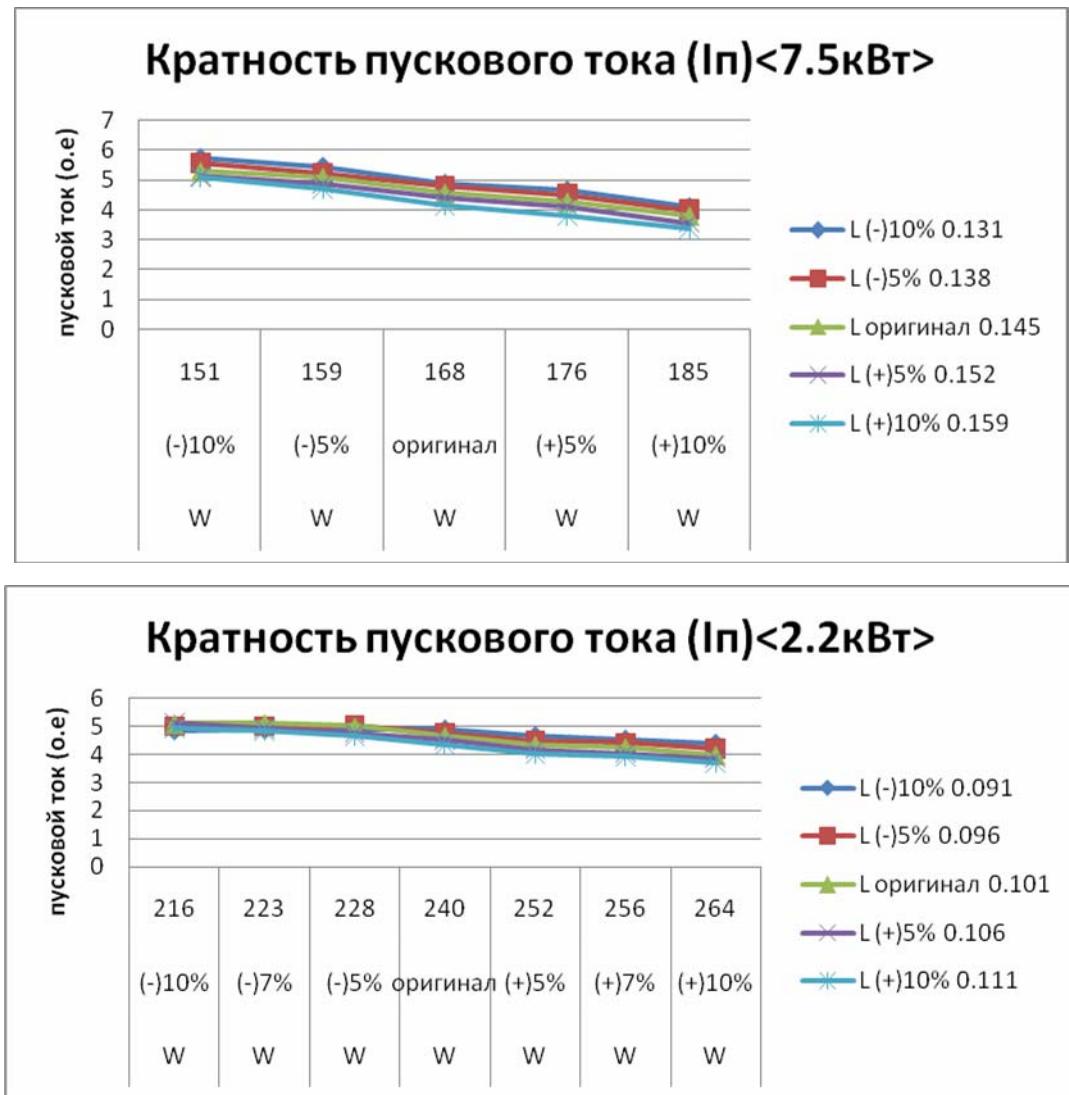


Рис.(4.19). Сравнение кратность пускового тока (а)7,5 кВт (б)2,2 кВт

На рисунках х10(а и б) представлены графики зависимости изменения кратности пускового тока . Анализ этих кривых показывает что

- у двигатель мощностью 7.5кВт кратность пускового тока (I_p) уменьшается при уменьшении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s).
- у двигатель мощностью 2.2кВт кратность пускового тока (I_p) уменьшается при уменьшении длины статора (l_s) и при увеличении числа витков статора (W_s).

На основе приведенных теоретических исследований по определению оптимальных параметров частотно-регулируемого АД и разработанной методики проектирования составлен программный комплекс для проведения расчетов на ЭВМ[57]. Блок схема программы представлена на рис 4.20.

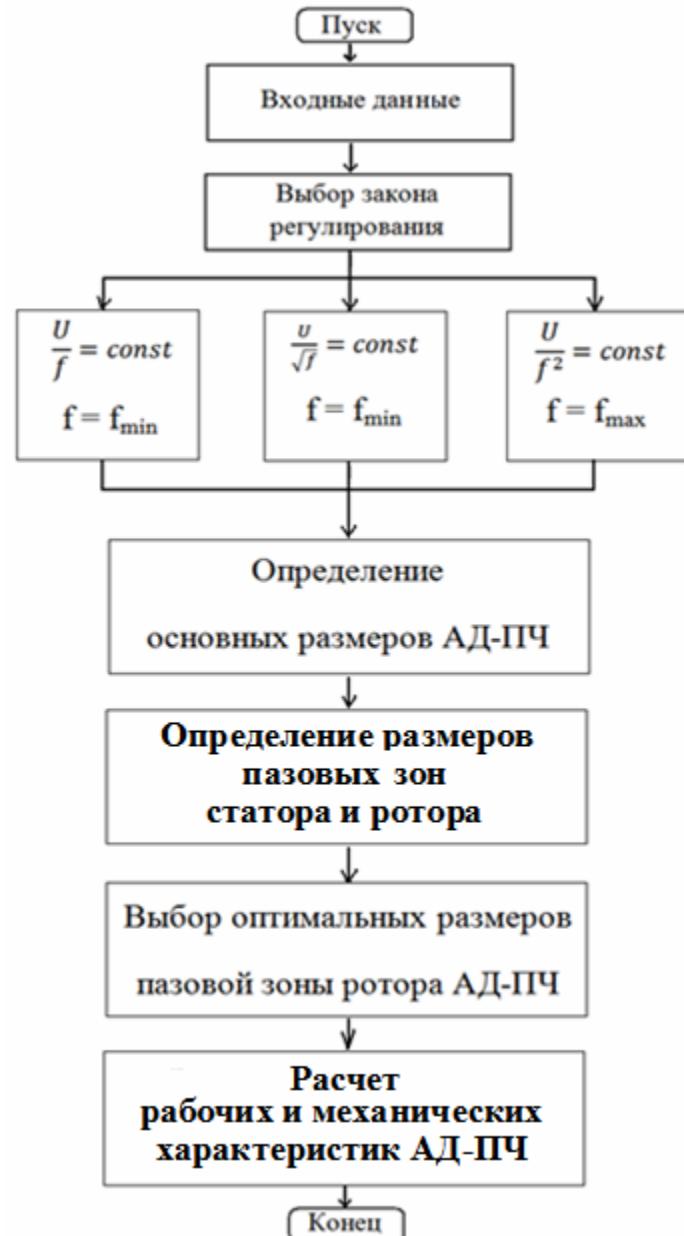


рис. 4.20. Блок схема программы расчета

4.7. Асинхронные частотно-регулируемые двигатели с медной клеткой

Еще одно направление повышения эффективности АД в 2001 г. предложили специалисты УкрВНИИВЭ (г. Донецк), которые совместно с Первомайским электромеханическим заводом освоили технологию изготовления медных литых короткозамкнутых обмоток ротором АД мощностью от 1,1 до 400 кВт. В серии взрывозащищенных АД, разработанной украинскими предприятиями, обеспечиваются уровни КПД EFF1 и EFF2 по нормам ЕС ЕРАСТ и ГОСТ Р 51677-2000.

Оборудование и технология производства медных литых обмоток короткозамкнутых роторов созданы и используются также в Германии и США.

Специальный сплав на основе меди с высокими литейными и механическими свойствами при температуре 1100°C заливается под давлением в пазы ротора. Т.к. электропроводность меди на 67% выше, чем у алюминия, снижаются критически и рабочее скольжение и потери в роторе, на 1.5-3% увеличивается КПД и в 1,5 раза перегрузочная способность (рис. 2), на 20 dB (A) уменьшается звуковое давление, повышается надежность. Расчеты показывают на таблице 4.1 что, температура снижается 14-19%.

Поэтому представляет интерес рассмотреть применения медных короткозамкнутых обмоток ротора для частотно-регулируемых АД. Для повышения точности расчетов учитывалось эффект вытеснения токов ротора т.е. расчет рабочих и пусковой характеристик проводился с учетом изменения параметров ротора. Активное и индуктивное сопротивление ротора определялись с помощью коэффициентов K_r и K_x т.е. $R'_2 = R_{2H} \cdot K_r$ а также $X'_2 = X_{2H} \cdot K_x$. Графики зависимостей K_r и K_x от частоты токов в роторе приведены на рис. 4.21[32].

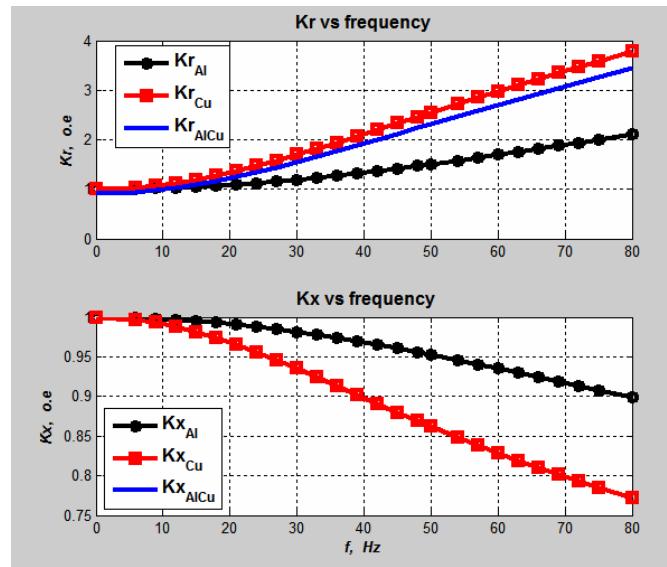


рис 4.21 Графики зависимостей K_r и K_x от частоты токов в роторе

В таблице 4.2 представлены результаты расчета АД мощностью 2.2 кВт и 7.5 кВт с медными и алюминиевыми обмотками ротора.

Таблица 4.2.

Параметры	Мощность	алюминий	медь	Разница
КПД(%)	2,2кВт	79,2	81,7	+3,06(%)
	7,5кВт	84,1	85,9	+2,1(%)
Cos (\square)	2,2кВт	0,82	0,81	-1,23(%)
	7,5кВт	0,795	0,792	-0,38(%)
Потери(кВт)	2,2кВт	0,555	0,492	-12,8(%)
	7,5кВт	1,418	1,232	-15,1(%)
Ток статора(А)	2,2кВт	5,127	5,04	-1,73(%)
	7,5кВт	17,008	16,677	-1,98(%)

Скольжение(о.е)	2,2кВт	0,048	0,026	-0,022
	7,5кВт	0,0358	0,0174	-0,0184
Номинальный момент(Н.м)	2,2кВт	1	0,96	-4,17(%)
	7,5кВт	1,05	0,97	-8,25(%)
Кратность пускового момента (о.е)	2,2кВт	1,401	0,944	-0,457
	7,5кВт	1,15	0,724	-0,426
Кратность максимального момента (о.е)	2,2кВт	1,554	2,155	0,601
	7,5кВт	1,916	2,106	0,19
Температура(°C)	2,2кВт	72,275	62,861	-14,98(%)
	7,5кВт	100,867	84,47	-19,41(%)

Результаты расчетов показывают что при применении медной кладки КПД увеличивается 2-3% по сравнения с двигателем с клеткой из алюминий. Это связанно с тем, что электрические потери уменьшается на 12-15%.

Рассмотренный примеры показывают высокую техническую и экономическую эффективность электродвигателей переменного тока, специально спроектированных и изготовленных для работы от вентильных преобразователей частоты.

Выводы по главе 4.

1. Разработана инженерная методика определение главных размеров которая позволяет определить основные размеров и характеристики для заданного закона регулирования.
2. Произведенные результаты модернизации АД показывают, что оптимальны варианты обеспечение энергетических показателей могут быть достигнуты путем изменения размеров пазовой зоны ротора, либо изменением длины статора и числа витков статора.
3. Улучшение энергетических показателей АД может быть достигнуто также путем замены алюминиевой клетки на медную.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана новая математическая модель асинхронного двигателя в фазной системе координат (a , b , c) статора и ортогональных. (α, β) ротора с учетом насыщения ,вытеснения тока в обмотке ротора и потерь в стали.
2. Разработана методика и программа расчета потерь при питании АД от несинусоидального источника напряжения.
3. Разработана методика расчета тепловых процессов частотно-регулируемых асинхронных двигателей для стационарных и нестационарных режимов работы, пригодная для использования в проектных расчетах. На основе математической модели составлены алгоритмы и программный комплекс для проведения тепловых расчетов на персональном компьютере.
4. Приведенные расчеты по разработанной программе показали, что при уменьшении частоты питания температура АД возрастает, в результате увеличивается нагрев, и срок службы изоляции обмотки статора уменьшается.
5. На основе проведенных теоретических исследований нестационарных тепловых режимов разработан подход к определению времени работы в кратковременном режиме S2 или числа включений в час в режиме S3, исходя из предельной температуры нагрева.
6. Выявлены закономерности изменения допустимой по нагреву полезной мощности, которая снижается с уменьшением частоты питания при регулировании по закону $U/f=\text{const.}$. Данные расчета нагрева позволяют определить для заданного диапазона регулирования требуемый расчетный момент.
7. Разработана методика и программа проектирования частотно-регулируемого АД, позволяющая спроектировать двигатель для заданного закона регулирования.

8. Предлагается методика поиска оптимальных энергетических показателей асинхронного двигателя при изменении геометрических размеров пазовой зоны ротора, числа витков обмотки и длины статора.

9. Проведено сравнение энергетических показателей и основных характеристик при выполнении короткозамкнутой клетки ротора из меди вместо алюминия. Показано, что использование меди в роторе увеличивает КПД двигателя на 2-3%.

10. Выполненные расчеты показывает высокую техническую и экономическую эффективность асинхронных электродвигателей переменного тока, специально спроектированных и изготовленных для работы от вентильных преобразователей частоты.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Программа расчетов рабочие характеристики АД при $U/f=\text{const}$ или $M=\text{const}$

Ust_RezimP.m

```
script
global f Mc U pol ZR Pz;
clc,
% TYPE OF MOTOR << 4A-132-S4-Y3 >>
% Y-CONNECTED, funtion mom1.m,
P2n= 7500;% Nominal power [Wt](Golgberg."Proektirovanie")
H=132; % High osi vrasenia, [mm]
%disp([' ','LAW M=CONST']);
%=====
fn=50; % [Hz], nominal frequency
m=3; % number of phace [ o.e.],
pol=2; % number of par pole [o.e], 2p=4
w1n=2*pi*fn; %sinxron frequensy of cirquit [1/rad];
nnom=60*fn/pol; % sinxron speed [rout/min]
omegan=2*pi*fn/pol;% sinxron speed [1/c]
Un=220; % [V], nomial phace voltage
sn=0.026; % nominal slip AD,[o.e]
Mn=P2n/(omegan*(1-sn));% nominal torque [N*m]
kpdn=0.884;% nominal KPD AD,[o.e]
kosn=0.86; % nominal COS(fi) AD,[o.e]
In=P2n/(m*Un*kosn*kpdn);
mk=3; % mk=Mmax/Mnom [o.e.]
```

```
Bdln=0.9;% nominal induction in air delta  
mk=3; mp=1.7; ki=6.7;  
Mc=Mn;% Torque of load [N*m]  
%=====  
f=fn;  
%=====  
% Input new parametrs of motor  
%=====  
disp(' After vvoda New value - push the button <<ENTER>>');  
k=1;  
while k<4  
    k=menu('What will vary ',...  
        sprintf('Voltage- U=%g V ',Un),...  
        sprintf('Frequency- f=%g Hz ',f),...  
        sprintf('Torque - Mc=%g N*m. ',Mc),...  
        'Nothinng not will vary');  
    if k==1,  
        Un=input([sprintf(' Initial value U=%g',Un)...  
            ' V, New value U= ']);  
    elseif k==2,  
        f=input([sprintf(' Initial value f=%g',f)...  
            ' Hz, New value f= ']);  
    elseif k==3,  
        Mc=input([sprintf(' Initial torque Mc=%g',Mc)...  
            ' N*m, New value Mc= ']);  
    end  
end  
clc,
```

```
disp([' ','=====']);
%=====

% LAW ( Mc = const)

%=====

w1=2*pi*f; % frequensy of circuit [1/rad];
n1=60*f/pol; % sinxron speed [rout/min]
%=====

% Parametrs of T -basic circuit AD

% =====

Rs=0.524; % Resistance of phace stator,[Om]
Rr=0.328; % Resistance of phace rotor,[Om]
Xs=1.49*f/50; % Leakage reactance of phace stator,[Om]
Xr=1.67*f/50; % Leakage reactance of phace rotor,[Om]
Xm=38*f/50; % Main reactance of phace stator and rotor,[Om]
Rmn=2.58; % Resistance of iron losses for f=50Hz,[Om]
Rm=Rmn*(f/50)^1.5; % Resistance of iron losses,[Om]
ZR=[Rs Rr Xs Xr Xm Rm];
%Rs[om] Xs[om] Rr[om] Xr[om] Rm[Om] Xm[Om]
%0.7278 1.2425 0.4302 1.7274 2.1262 36.5979
%=====

Ws1=126; % number wound statora
ko1=0.9598;% obmotocnii koefficient
Da1=0.233; % output diametr of statora ,[M]
Di1=0.153; % input diametr of statora,[M]
li=0.115;% lenght of statora, [M]
tau=pi*Di1/2/pol;% polucnoe delenie
%=====

% Callculation Losses
```

```
%=====
if pol==1
    kt=1.38*(1-Da1);
else
    kt=1;
end
Pmex=kt*(n1^1e-3)^2*(Da1*10)^4;
%Pmexn=66.6;% [Wt];
%Pmex=Pmexn*(f/fn)^1.5;
I1nom=P2n/(3*Un*kosn*kpdn);
sin=sqrt(1-kosn^2);
I0=I1nom*(sin-kosn/(2*mk));
Pfe=3*I0^2*Rm;
Pdob=P2n/kpdn*0.005;
Pz=[Pmex Pfe Pdob];
%=====
% Callculation charakteristik
%=====
if f<=50
    U=Un*f/fn; % input phace voltage, [V],
else
    U=Un;
end
%=====
c1=sqrt(((Rs+Rm)^2+(Xs+Xm)^2)/(Rm^2+Xm^2));
skr=c1*Rr/(sqrt(Rs^2+(Xs^2+c1*Xr)^2));
Mkr=m*U^2*pol/(2*w1*c1*(Rs+sqrt(Rs^2+(Xs+c1*Xr)^2)));
P2kr=Mkr*w1/pol*(1-skr);
```

```
disp([' ','LAW M=CONST']);
disp(sprintf([' ','Mc = %g [N*M]'],Mc));
if Mc<=Mkr
[s]=feval('mom1',Mc);
%=====
Rd=Rr/s;
gr=Rd/(Rd^2+Xr^2); gm=Rm/(Rm^2+Xm^2);Rc=1/gm;
br=Xr/(Rd^2+Xr^2); bm=Xm/(Rm^2+Xm^2);Xmu=1/bm;
gz=gr+gm; bz=br+bm;
Rz=gz/(gz^2+bz^2);Xz=bz/(gz^2+bz^2);
R=Rs+Rz; X=Xs+Xz;
ls=U/sqrt(R^2+X^2);
Ed=ls*sqrt(Rz^2+Xz^2);
%=====
FLUX=Ed/(4.44*f*ko1*Ws1);
Bdel=FLUX/(0.64*tau*li);
%=====
Im=Ed/sqrt(Rm^2+Xm^2);
Ir=Ed/sqrt(Rd^2+Xr^2);
cos=ls*R/U;
dP=3*(ls^2*Rs+Im^2*Rm+Ir^2*Rr);
kpd=1-dP/(3*ls^2*R);
M=m*Ir^2*Rd*pol/w1;
P1=m*U*ls*cos;
P2=(P1-dP);
P1cu=m*ls^2*Rs;
P2cu=m*Ir^2*Rr;
Pfe=m*Im^2*Rm;
```

```
Pdob=P2n/kpd*0.005;

%=====
lmg=Ed/Rc;
lmr=Ed/Xmu;
lmz=sqrt(lmg^2+lmr^2);
omega=2*pi*f/pol*(1-s);

%=====
disp(['      ','Steady-state rezim']);
disp(['      ','=====']);
disp(sprintf(['      ','f = %g [Hz]',f));
disp(sprintf(['      ','U = %g [V]',U));
disp(sprintf(['      ','Skr = %g [o.e]',skr));
disp(sprintf(['      ','Mkr = %g [N*m]',Mkr));
disp(['      ','=====']);
disp(['      ','Series connection Rm and Xm']);
disp(sprintf(['      ','lmu = %g [A]',lm));
disp(['      ','=====']);
disp(sprintf(['      ','S = %g [o.e]',s));
disp(sprintf(['      ','M = %g [N*m]',M));
disp(sprintf(['      ','Omegar = %g [1/c]',omega));
disp(sprintf(['      ','P2 = %g [Wt]',P2));
disp(sprintf(['      ','ls = %g [A]',ls));
disp(sprintf(['      ','cos(fi) = %g [o.e.]',cos));
disp(sprintf(['      ','kpd = %g [o.e.]',kpd));
disp(sprintf(['      ','Bdel = %g [T]',Bdel));

%=====

disp(['      ===== ','Losses AD ','[WT] =====']);
disp(['      ','P1e','      ','P2e','      ','Pfe','      ','Pmex','      ','Pdob']);
```

```
pot=[P1cu P2cu Pfe Pmex Pdob];
disp(pot);
save 'dat0.mat' pot;
%=====
w11=2*pi*f/pol;
c1=sqrt(((Rs+Rm)^2+(Xs+Xm)^2)/(Rm^2+Xm^2));
s1=0:0.01:0.2;
zn1=(s1.*Rs+c1*Rr).^2+s1.^2.*((Xs+c1*Xr).^2);
Mi=m*U^2*Rr.*s1./(w11.*zn1);
figure(1)
H26=plot(s1,Mi,'-b'); grid on, hold on
set(H26,'LineWidth',2);
plot(s,M,'sr');
tt=text(s+0.01,M,'M_c');
set(tt,'FontSize',10,'FontWeight','bold');
hx26=XLABEL('s, [o.e]');
set(hx26,'FontSize',10,'FontWeight','bold');
hy52=YLABEL('Mem [N*m] ');
set(hy52,'FontSize',10,'FontWeight','bold');
ht26=title('Torque vs slip');
set(ht26,'FontSize',12,'FontName','Arial','FontWeight','bold');
disp(['    ','End program']);
else
    disp('Attention: Mc>Mkr. It is necessary decrease Mc ')
    disp(sprintf(['    ','Mkr = %g [N*M]'],Mkr));
end
snom=s; % nominal slip AD,[o.e] for f
nc=n1; % sinxron speed,[rou/min]for f
```

Подпрограмма mom1.m

```
function y=mom(Mc),% Callculation slips for Mc=const
global U f pol ZR;% script file Ust_Rezim.m
m=3;    % number of phace, Y-CONNECTED,
%=====
% PARAMETRS OF T-oi CIRCUIT AD
Rs=ZR(1); % Resistance of phace stator,[Om]
Rr=ZR(2); % Resistance of phace rotor,[Om]
Xs=ZR(3); % Leakage reactance of phace stator,[Om]
Xr=ZR(4); % Leakage reactance of phace rotor,[Om]
Xm=ZR(5); % Main reactance of phace stator and rotor,[Om]
Rm=ZR(6); % Resistance of iron losses,[Om]
% Callculation sleep s=f(Mc) po ZAICHIKU V.M. "Elektrichestvo" N7,1979
%=====
w1=2*pi*f/pol;
c1=sqrt(((Rs+Rm)^2+(Xs+Xm)^2)/(Rm^2+Xm^2));
K=m*U^2/(2*w1*Mc*c1)-Rs;
zk=K+sqrt(K^2-Rs^2-(Xs+c1*Xr)^2);
y=c1*Rr/zk;
```

Список литературы

1. Александров Н. А., Мордвинов Ю. В., Федорова Г. А. Расчет характеристик асинхронного двигателя при питании его от источника с несинусоидальной формой кривой напряжения. Труды ВНИИЭМ. Том 45, 1976, с. 127-134.
2. Алексеенко А. П., Артанов С. Г., Люсина И. И., Пантиухов Л.Л. Методика поверочного теплового расчета асинхронных короткозамкнутых двигателей, работающих в кратковременном режиме. М.: Аэродинамика и теплопередача, 1977, № 7, с.61-123.
3. Анфиногентов О. Н. Разработка математических моделей для определения динамических параметров асинхронных машин. Автореферат дисс. на соискание ученой степени кандидата технических наук. 1984, 23 с.
4. Анфиногентов О. Н., Беспалов В. Я., Дунайкина Е. А. Расчет тепловых процессов в динамических режимах работы асинхронных двигателей. –В кн. Тезисы докл. Всесоюзной научно-технической конференции "Динамические режимы работы электрических машин и электроприводов". Грозный, 1982, с. 42.
5. Балагуров В. А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока. – М.: Высшая школа. 1982. 270 с.
6. Беспалов В. Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода. г. Москва, МЭИ (ТУ) 2005.
7. Беспалов В. Я., Мошинский Ю. А., Бессмертных Н. А., Артамонов В. Ю. Исследование системы преобразователь – асинхронный двигатель с переменными параметрами. – В кн.: Тезисы докладов I Всесоюзной научно-технической конференции по электромеханотронике. Ленинград. 1987, с. 94-96.
8. Беспалов В. Я., Мошинский Ю. А., Кузнецова Н. В. Алгоритм и программа

- расчета рабочих и механических характеристик частотно-регулируемых асинхронных двигателей. Вестник МЭИ, 1995 , №2, с. 45-48.
9. Беспалов В. Я., Мошинский Ю. А., Цуканов В.И. Упрощенная математическая модель нестационарного нагрева и охлаждения обмотки статора асинхронного двигателя. Электричество, 2003, № 4, с. 21-26.
10. Беспалов В.Я., Мошинский Ю.А, Петров А.П. Математическая модель в обобщенной ортогональной системе координат. Электричество, №8, 2002, с. 37-39.
11. Беспалов В.Я., Мошинский Ю.А. Анфиногентов О. Н. Расчет переходных процессов в глубокопазных асинхронных двигателях. - М.: Изд-во- МЭИ, 1990, 76 с.
12. Бойко Е. П., Гаинцев Ю. В., Ковалев Ю. М. и др. Асинхронные двигатели общего назначения. - М.: Энергия, 1980.
13. Боляев И. П., Иванов А. А. Расчет тепловых процессов в электрической машине на электронной цифровой вычислительной машине (ЭЦВМ). – Изв. вузов. Электромеханика. 1963. № 9, с.104-109.
14. Борисенко А. И., Костиков О. Н., Яковлев А. И. Охлаждение промышленных электрических машин. –М.: Энергоатомиздат. 1983,269 с.
15. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1988.-224 с.
16. Бронштейн И. Н. , Семеняев К. А. . Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. Изд-во М.: Наука,1986.
17. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергоиздат, 1982.
18. Виноградов А. Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно- регулируемом электроприводе. Электротехника, №5, 2005, с. 57-61.

19. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Mathlab 6.0. М., Корона-принт, 2001. 320 с.
20. Герман-Галкин С.Г., Карднов Г.А. Электрические машины: Лабораторные работы на ПК. – СПб.: КОРОНА принт, 2007. -256с., ил. ISBN 978-5-7931-0463-0.
21. Глазенко А. В., Данилевич Я. Б., Карымов А. А. Температурные поля в электрических машинах с учетом их конструктивных особенностей. Электротехника, 1992, №1, с.2-5.
22. Голланцев Ю.А. и Маршынов А.А. Частотное управление двигателем переменного тока. М.: Энергия, 1984.
23. Грузков С.А. Электроснабжение летательных аппаратов. М.: Энергия, 1984.
24. Джендунбаев А.-З. Р. Математическая модель асинхронного генератора с учетом потерь в стали. Электричество №7, 2001, с .36-45.
25. Ильинский Н.Ф., Ипатенко В. Н. Тепловые модели в неноминальных циклических режимах. Электричество, 1984, № 7, с. 37-41.
26. К вопросу о построении универсальной математической модели обобщенной электрической машины в программной среде Matlab-Simulink. Электротехника, №7, 2005, с.3-8.
27. Кацман М.М. Руководство к лабораторным работам по электрическим машинам и электроприводу. М.: Высшая школа, 2001.
28. Кацман М.М. Электрические машины. М.: Высшая школа, 1983.
29. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л., Госэнергоиздат, 1963.-744 с.
30. Конев Ю.И. Полупроводниковые устройства для частотного управления АД. М.: Энергоатомиздат, 1989.
31. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. М., Высшая школа, 1987. 248 с.

32. Копылов И. П., Клоков Б. К., Морозкин В. П., Токарев Б. Ф. Под. ред. Копылова И.П.. Проектирование электрических машин. Учеб. Для вузов: в 2-х кн. Кн.1.– М.: Энергоатомиздат,1993.
33. Мещеряков В.Н., Петунин А.А. Структурно-топологический анализ моделей вентильно индукторного и асинхронного двигателей. // Электротехника №7/2005
34. Осин И.Л., Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств: Учеб. пособие для вузов. - М.: Издательство МИЭ, 2003.- 424 с. ил. ISBN 5-7046-0741-1.
35. Сипайлов Г. А., Санников Д. И., Жадан В. А. Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах. – М.: Высшая школа.1989.
36. Сипайлов Г.А. Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин,М: Высш. шк.,1980,176 с.
37. Суйский П.А. К расчету нагрева асинхронных машин по методу греющих потерь. Вестник электротехнической промышленности, 1963, №7,.с.30-35.
38. Счастливый Г. Г. Нагревание закрытых асинхронных электродвигателей. - Киев: Наукова Думка, 1966.
39. Тубис Я.Б., Фанарь М. С., Нарынская В.М., Зезюлина Л. М.. Методы исследования и анализ теплоотдачи асинхронных двигателей. - М.: Информэлектро, 1981.
40. Тубис Я. Б. Фанарь М. С. Определение греющих потерь асинхронных двигателей. Изв. высших учебных зав. Электромеханика, 1975 , № 10, с.1081-10-86
41. Хрисанов В.И. Бржезинский Р. Вопросы адекватности математических моделей асинхронных двигателей при анализе переходных процессов при пуске. - Электротехника, №10, 2003, с. 20-25.
42. Хрисанов В.И. Математическая модель асинхронных машин в фазных осях

- статора. // Электротехника, № 7, 2004, с. 23-30.
43. Эпшмейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.:Энергоиздат, 1982.
44. Arias Pujol, Antoni. Improvements in direct torque control of induction motors. Universitat Politecnica De Catalunya. Departament D'enginyeria Electronica. Terrassa, Novembre 2000. ISBN: 84-699-5740-6
45. Cyril G Veinott, Theory and Design of Small Induction Motor, McGraw-Hill Book Company, New York, U S A ,1959,Chap 9, Chap 18
46. Erkuan Zhong, Thomas A. Lipo. Improvements in EMC performance of inverter-fed motor drive. IEEE Transaction of industry applications, Vol. 31, No. 6, Nov. 1995.
47. Feng Xinhua, D Shengli, Lizhanchuan, LI Xianran, "Famy Optimum Method in Motor Design," ICEM, Vol 3, pp 347-350, 1994
48. G. Henneberger, K. Ben Yahia, M. Schmitz. Calculation and identification of thermal equivalent circuit of water cooled induction motors. Publication Seventh International Conference «Electrical Machines and Drives», 1995, v.12 p.6-10.
49. Qingguang Yu, IEEE member, Yuanhua Chen, Wenhua Liu, IEEE member Tsinghua University, Beijing, 100084. High voltage three level inverter with IGCTS in thermal power plant. // P.R. China - Power Systems and Communications Infrastructures for the future, Beijing, September 2002
50. Jaroslav Lepka, Petr Stekl, 3-Phase ac induction motor vector control using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device (Design of Motor Control Application). Freescale Semiconductor Application Note. Rev. 2,2/2005.
51. Jeong-Tae Park, Cheol-Gyun Lee, Min-Kyu Kim, Hyun-Kyo Jung. Application of fuzzy decision to optimization of induction motor design. IEEE Transaction on

- magnetic, Vol. 33, No.2, March 1997. Page 1939-1943.
52. Jinhwan Jung, Kwanghee Nam. A PI-type dead-time compensation method for vector-controlled GTO Inverters. IEEE Transactions on industry applications, Vol. 34, No. 3, May/June 1998, C 452-457.
53. Julio C. Moreira, Thomas A. Lipo, and Vladimir Blasko. Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive. IEEE Transaction on industry applications, Vol. 21, No. 5, Septermember/October 1991.
54. Khaled E. Addoweesh, William Shepherd, L.N. Hulley. Induction motor Speed Control Using a microprocessor-based PWM inverter. IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 36, No.4, November 1989. Page 516-522.
55. Leon M. Tolbert, Fang Zheng Peng, Thomas G. Habetler. Multilevel PWM methods at low modulation indices. IEEE Transactions on power electronics, Vol. 15, No. 4, July 2000.
56. M Nurdin, M Poloujadoff, and A Faure, "Synthesis of Squirrel Cage Motors A Key Optimization," IEEE Trans on Energy Conversion, Vol. 6, Issue 2, Jun 1991.
57. Mariethoz, S.; Rufer, A. New configurations for the three-phase asymmetrical multilevel inverter. Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE Volume 2, Issue, 3-7 Oct. 2004 Page(s): 828 - 835 vol.2 Digital Object Identifier 10.1109/IAS.2004.1348509.
58. Masatoshr Sakawa, Fuzzy Sets and Interactive Multiobjective Optzmizatzon, Plenum press, 1993
59. P. Pillay, Senior Member, IEEE, and V. Levin. Mathematical models for induction machine. // IEEE 1995.
60. R L Fox, Optimzzatron Methods for Engeenzng Design, Addrson-Weslev Pub, 1971. Chap 2

61. Rolf Drechsler, Junhao Shi, and Gorschwin Fey. Synthesis of Fully Testable Circuits From BDDs. IEEE Transactions on computer-aided design of integrated, Vol. 23, No. 3, March 2004
62. S. Adju-Dhadi, M. Abdel-Salam, Y. Sayed. Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor as Influenced by Core-Loss. // Electric Machines and Nov 2, 1998.
63. Sergey E. Lyshevski. Electromechanical Systems, Electric Machines, And Applied Mechatronics. ISBN 0-8493-2275-8, CRC Press LLC, USA, 2000.
64. Shi K. L., Chan T. F., Wong Y. K. and HO S. L. Modeling and simulation of the three-phase induction motor using Simulink. // int. J. Engng. Educ., Vol 36 1999.
65. Somasekhar, VT and Gopakumar, K and Bauu, MR and Mohapatra, KK and Umanand, L (2002) A PWM scheme for a 3-level inverter cascading two 2-level inverters. *Journal of Indian Institute of Science* 82(1):pp. 23-36.
66. Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes Alexis Kwasinski, Member, IEEE, Philip T. Krein, Fellow, IEEE, and Patrick L. Chapman, Member, IEEE (IEEE Power electronic, Vol 1, No 3, September 2003.
67. W. Jazdzynski, Deng. Multicriterial optimization of squirrel-cage induction motor design. IEEE Proceedings, Vol. 136, Pt. B, No. 6, November 1989. Page 299-307.