РОСЖЕЛДОР
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Ростовский государственный университет путей сообщения»
(ФГБОУ ВО РГУПС)

Кафедра «Электрические машины и аппараты»

Допустить к защите в ГЭК:
заведующий кафедрой
«Электрические машины и аппараты»
д.т.н., доц. Колпахчьян П.Г.
«___»
_____2021 г.

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
на тему:

Проектирование асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором

ЭМБ 19.05.06 ПЗ

Обучающийся:

группа ЭМБ-4-211 В.А. Пономарев _____

Руководитель работы:

П.Г. Колпахчьян _____

Консультант:

В.Н. Носков. _____

Нормоконтроль:

А.Е. _____

Кочин

Ростов-на-Дону
2021

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Ростовский государственный университет путей сообщения»
(ФГБОУ ВО РГУПС)
Кафедра «Электрические машины и аппараты»

УТВЕРЖДАЮ
заведующий кафедрой
«Электрические машины и аппараты»
д.т.н., доц. Колпахчьян П.Г.
«___»
_____2021 г.

ЗАДАНИЕ № 06
обучающемуся **В.А. Пономареву** группы **ЭМБ-4-211**
на выполнение выпускной квалификационной работы
по направлению 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника
профиль: Электромеханика
бакалавриат

Тема работы: *Проектирование асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором*

Задание по основной части работы:

Задание по исследовательской части работы:

Подготовить мультимедийные части работы:

_____
_____
_____
_____
_____

Руководитель работы:
к.т.н., доцент П.Г. Колпахчьян

«__»_____2021 г.

Срок представления отзыва руководителя: «__»_____2021г.

Срок допуска к защите :
«__»_____2021 г.

Дата защиты работы в ГЭК: «__»_____2021 г.

Принял к исполнению: В.А. Пономарев

«__»_____
_2021г.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка содержит 90 страниц, 24 рисунка, 3 таблицы, 19 источника

РОТОР, НАМАГНИЧИВАНИЕ ТОКА, РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ, ЗУБЦОВЫЕ ЗОНЫ, ОБМОТКИ СТАТОРА, ВОЗДУШНЫЙ ЗАЗОР.

Объектом разработки и исследования является асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором.

Целью работы: Проектирование асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором.

В данной работе выполнен расчет статора и ротора асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором со скоростью вращения 1500 оборотов; произведен расчет размеров зубцовой зоны статора и воздушного зазора; выполнен расчет намагничивающего тока; сделан расчет потерь и рабочих характеристик проектируемого асинхронного двигателя.

При разработке конструкции электропривода использованы современные электротехнические, электроизоляционные и конструктивные материалы. В результате получена электрическая машина с высокими технико-экономическими характеристиками. Машина проста в эксплуатации, ремонте и перспективна для применения в промышленности и на транспорте.

Содержание

Введение.....5
1 Основное назначение асинхронных электродвигателей.....8
1.1 Устройство трехфазного асинхронного двигателя.....10
2 Расчет основных параметров асинхронного двигателя.....15

2.1 Определение главных размеров.....15
2.2 Определение z_1, ω_1 и сечения провода обмотки статора.....18
2.3 Расчёт размеров зубцовой зоны статора и воздушного зазора.....22
2.4 Расчёт рот ора.....25
2.4.1 Размеры закрытых пазов ротора.....27
2.5 Расчёт намагничивающего тока.....30
2.6 Параметры рабочего режима.....35
2.7 Расчёт потерь.....42
2.8 Расчёт рабочих характ еристик.....46
2.8.1 Расчёт пусковых характе ристик.....52
2.9 Тепловой расчёт.....63
2.9.1 Расчет вентиляции.....67
3 Электромагнитный расчет асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.....68
3.1 Программа FEMM.....68
3.1.1 Дифференциальные уравнения с частными производными применяемые в FEMM.....68
3.1.2 Текущие проблемы с потоком.....69
3.1.3 Граничные условия.....71
3.1.4 Численные методы.....74
3.2 Результаты проектируемого асинхронного двигателя в FEMM 79
3.3 Регрессия параметров двигателя от результатов измерения индуктивности.....81
Заключение.....85
Список использованной литературы.....86

Введение

В настоящее время широко применяются асинхронные двигатели, которые используются в сельской промышленности и тех областях, где получили широкое распространение механизмы.

Асинхронная машина (АД) – электромеханический преобразователь, в котором образуется момент на валу ротора, это возможно только при разных скоростях вращений магнитного поля и ротора.

Асинхронная машина получила, по большей части распространения как двигатель. Данные АД, используются в промышленности, в сельском хозяйстве и в быту. Только серии асинхронных машин с мощностями от 0,6 до 400 кВт в России ежегодно изготавливают в среднем 10 млн. Асинхронные микродвигатели с мощностью от 0,6 кВт выполняют несколько десятков миллионов в год.

В электротехнической индустрии изготавливают асинхронные двигатели в большом спектре мощностей. Максимальная мощность асинхронных двигателей может достигать нескольких 10-ов мегаватт. В индикаторных системах используются асинхронные машины мощностью от долей ватта до сотен ватт. Частота вращения двигателей общего предназначения – от 3000 до 500 об/мин.

Асинхронный двигатель нечасто применяют в режиме генератора. Чтобы создать поле в зазоре асинхронного двигателя, требуется реактивная мощность, которая берется из сети или иных источников реактивной мощности. Асинхронная машина не может эксплуатироваться при $\cos \propto = 1$. Это главный дефект асинхронного двигателя, который ограничивает их использование в режиме генератора.

Электромеханические преобразования энергии асинхронной машины, как и в остальных двигателях, конвертирует энергию в тепло. Электрические потери в роторе асинхронной машины пропорциональны скольжению. Для обеспечивания преобразования большей части электроэнергии в механическую, асинхронные двигатели применяются в электроприводах, где позволительно

малое скольжение $(s = 1-4\%)$. При большом скольжении $(s = 10-50\%)$ асинхронный двигатель применяется довольно редко, так как в этом случае большая часть мощности, принимаемой из сети, преобразуется в тепло, собственно что приводит к невысокому КПД и увеличению размеров асинхронного двигателя из-за сложностей, которые связаны с отводом тепла от интенсивной части машины.

Присутствие в роторе потерь, которые пропорционально находятся в зависимости от скольжения, считается одной из индивидуальностей асинхронного двигателя, которые делают их отличными от других видов электрических машин.

Если обмотка ротора представляет собой замкнутый контур, то при скольжении $s = 1$ вся мощность, входящая в ротор, преобразуется в тепло. При скольжении $s = 0$ мощность на ротор не поступает. При скольжениях, которые отличаются от 0 и 1, электромагнитная мощность преобразуется в режиме двигателя в механическую мощность и в тепло, а в режиме генератора – в электрическую и тепловую.

Они потребляют небольшое количество энергии, которую потом преобразовывают во вращательные и поступательные движения.

Они являются в настоящее время эффективными машинами в качестве электрической тяги, которая необходима для выполнения технологической операции в процессе работы.

Эти машины имеют ряд достоинств. Их конструкция достаточно простая и дешевая при изготовлении, а также при их использовании идут минимальные расходы на эксплуатацию.

В конструктивной реализации асинхронные машины являются самыми простыми, они стали наиболее распространенными.

Для надежной работы асинхронных двигателей необходимо выбирать более надежную схему управления в эксплуатации.

В данной работе необходимо провести расчет ротора, намагничивающего тока, определить параметры рабочего режима, также рассчитать потери

рабочие характеристики и тепловой расчёт. По полученным данным построить график рабочей характеристики асинхронного двигателя.

1 Основное назначение асинхронных электродвигателей

В современном мире электрические машины используются повсеместно, начиная от микромашин мощностью в доли ватта и заканчивая машинами с мощностями больше сотен киловатт. В зависимости от их предназначения, характеристик и используемого рода тока их классифицируют на многие группы. Существуют разные типы электрических машин, они имеют различное строение и способ создания и преобразования электрической энергии. Но несмотря на всё это разнообразие типов электрических машин преобладающее большинство, а это не менее 80%, выпадает на долю асинхронных двигателей.

Асинхронные электродвигатели с короткозамкнутым ротором применяются обычно как привод механизмов передвижения тихоходных кранов, это объясняется несколько пониженным пусковым моментом и больших пусковых токов, однако масса их примерно на 8-10% меньше, чем у двигателей с фазным ротором, а стоимость в 1,3 раза меньше, чем у этих двигателей при одинаковой мощности. Кроме того, на выбор не в свою пользу влияет такой недостаток как сложность схем регулирования скорости и малая допустимая частота включения, это важно, т.к. большинство приводов, используемых в крановых механизмах работают в тяжелых режимах.

Электродвигатели постоянного тока же используют в тех случаях, когда необходимо широкое и плавное регулирование скорости, при необходимости регулирования скорости вверх от номинальной, для приводов с большим числом включений в час, для работы в системах «генератор-двигатель» и «трансформаторная подстанция-двигатель». Но в последнее время, в связи с развитием частотно-регулируемого электропривода они всё чаще вытесняются асинхронными электродвигателями, работающими в комплекте с частотными преобразователями. К тому же преимуществом асинхронных двигателей по отношению к двигателям постоянного тока является их относительно меньшая стоимость, простота обслуживания и ремонта.

В нашей стране асинхронные двигатели получили широкое применение в сельском хозяйстве и в различных промышленностях. По различным сведениям до 52% всей электроэнергии, преобразуемой в механическую энергию вращательного или поступательного движения. В зависимости от количества питающих фаз асинхронные машины делятся на трехфазные и однофазные.

Однофазные асинхронные двигатели приводят во вращение вентиляторы, небольшие деревообрабатывающие станки установки, электрические приборы, стиральные машины, насосы.

Однофазный двигатель представляет с собой двигатель, который предназначен для подключения к однофазной сети переменного тока. Без использования частотного преобразователя и после пуска имеет одну обмотку статора.

Трёхфазные асинхронные электродвигатели с фазным ротором заслужили первое место тем, что лучше остальных обеспечивают плавный пуск при относительно большом значении нагрузки на валу, достаточно широкое регулирование скорости и прочие требуемые характеристики. За что они чаще прочих устанавливаются на крановых механизмах при среднем, тяжелом и весьма тяжелом режимах работы. Также одно из их достоинств – это регулирование скорости в диапазоне от (1:3) до (1:4) и регулирование пускового момента в определенно заданных пределах. Также стоит заметить, что отношение максимально допустимой рабочей частоты вращения к номинальной примерно равно 2,5, а значение кратковременной перегрузки по моменту у таких двигателей варьируется в интервале от 2,3 до 3,5, что также объясняет популярность этих двигателей в данной сфере.

Ввиду своих конструктивных особенностей асинхронный двигатель лишен ряда дефектов, свойственных двигателям постоянного тока. В особенности, отсутствие коллектора и щеток в асинхронном короткозамкнутом двигателе (АД) обуславливает огромную максимальную единичную мощность, наилучшие весо-габаритные характеристики, более высокую перегрузочную дееспособность и допустимую скорость конфигурации момента, более высокие

скорости вращения, чем двигатели постоянного тока. Известно, что преимущества АД наиболее полно реализуются при частотном управлении, собственно что обуславливается систематические вытеснения регулируемого электропривода постоянного тока частотно-регулируемых асинхронных электроприводов во всех спектрах промышленной индустрии.

На данный момент в пределах пятидесяти процентов вырабатываемой электрической энергии, расходуется нерегулируемыми машинами переменного тока, среди которых значимую часть составляют мощные высоковольтные асинхронные машины. Регулировка скоростей мощнейших высоковольтных АД, исключение режимов прямых пусков - эффективные факторы увеличения производительности рабочих механизмов, уменьшения рабочих расходов, экономии электрической энергии. Рабочими механизмами мощных высоковольтных электроприводов считаются: подъемники горной и металлургической промышленной индустрии, вентиляторы, насосы, газодувки, горные компрессоры, металлургической, химической промышленной индустрии, атомной энергетики.

С разработкой и освоением серийного изготовления мощных силовых полупроводниковых устройств была замечена вероятность широкого использования мощных высоковольтных преобразователей частоты (ПЧ) для питания обмоток высоковольтных асинхронных машин. Этим образом, была замечена вероятность сотворения регулируемых по скорости мощных высоковольтных асинхронных электроприводов.

1.1 Устройство трехфазного асинхронного двигателя

Трехфазный асинхронный двигатель представляет собой актуальное оборудование, которое обеспечивает вращательное движение, это электрическая установка, состоящая из двух основных частей: неподвижного статора и ротора, который вращается на валу двигателя.

Статор асинхронной машины включает в себя станину, в которую

встроен сердечник электромагнитного статора, который включает в себя магнитопровод и трехфазную распределенную обмотку статора. Назначение ядра является намагничивание машины или создания вращающегося магнитного поля. Магнитопровод статора состоит из тонких листов (от 0,22 до 1 Мм) которые изолированы друг от друга и штампованных из специальной электротехнической стали.

В листах различают зубцовую зону и ярмо (рисунок 1.1). Листы собраны и закреплены в магнитопроводе, в котором формируют зубцы и пазы статора (рисунок 1.2). Магнитопровод представляет собой небольшое магнитное сопротивление для магнитного потока, которое создается обмоткой статора, и из-за явления намагниченности этот поток усиливается.

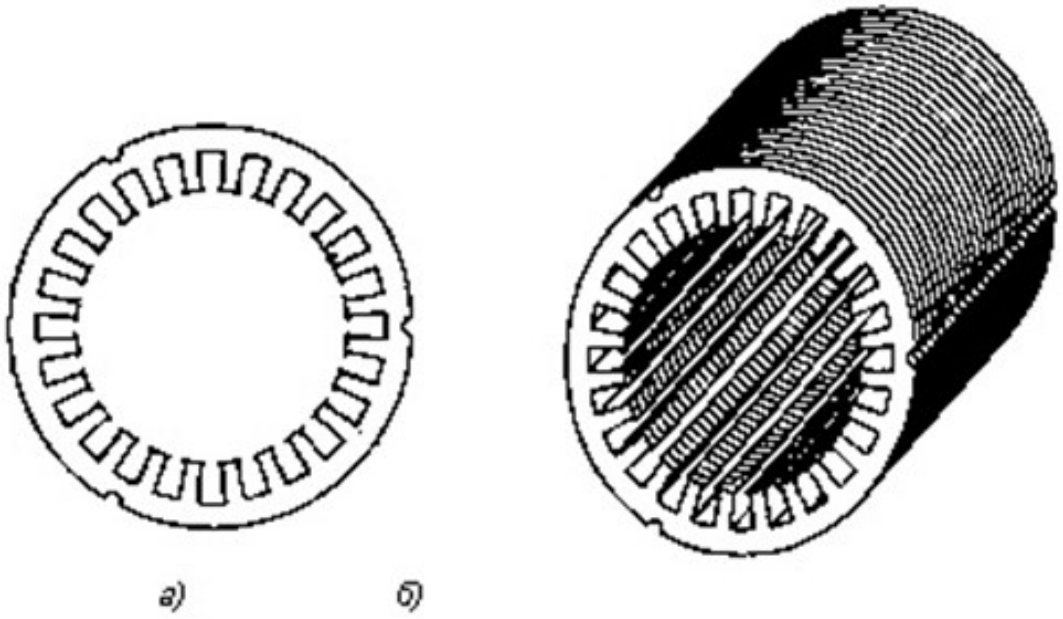


Рисунок 1.1 - Магнитопровод статора

Распределенная трехфазная обмотка статора вставляется в пазы магнитного сердечника. Обмотка включает в себя трехфазную катушеку, оси которой сдвинуты в пространстве по отношению друг к другу на 120°. Фазовые катушки соединяются друг с другом по известной схеме звезда или треугольник (рисунок 1.2).

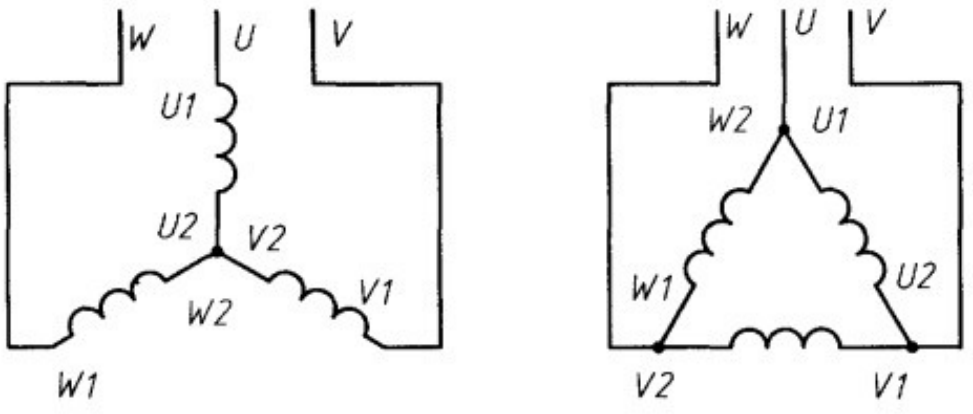


Рисунок 1.2 - Схемы соединения фазных обмоток трехфазного асинхронного двигателя в звезду и в треугольник

Ротор двигателя включает в себя магнитопровод с образованными в нем пазами, в которых расположена обмотка ротора.

Существует два типа обмоток ротора: фазная и короткозамкнутая.

Фазная обмотка соответствует обмоткам статора, которая соединена по схеме звезда. Концы обмотки ротора соединены вместе и изолированы, и они соединены с контактными кольцами, расположенными на валу двигателя. На контактных кольцах, которые изолированы друг от друга и от вала двигателя и вращающихся вместе с ротором, прикреплены фиксированные щетки, к которым прикреплены внешние цепи.

Значительное преимущество получила применения короткозамкнутой обмотки, которая называется «беличьей клетки».

Обмотка ротора больших двигателей заключает в себе стержни, как латунные, так и медные, которые вбивают в пазы, а по торцам устанавливают короткозамкнутые кольца, к которым припаивают или приваривают стержни.

В этом случае стержни 2 и короткозамкнутые кольца 4 с вентиляционными клапанами заливают в пакет ротора 1 для улучшения условия охлаждения двигателей, затем пакет нажимают на вал 3. (рисунок 1.3). На разрезе, показанном на рисунке расположены пазы, зубцов и стержни ротора.

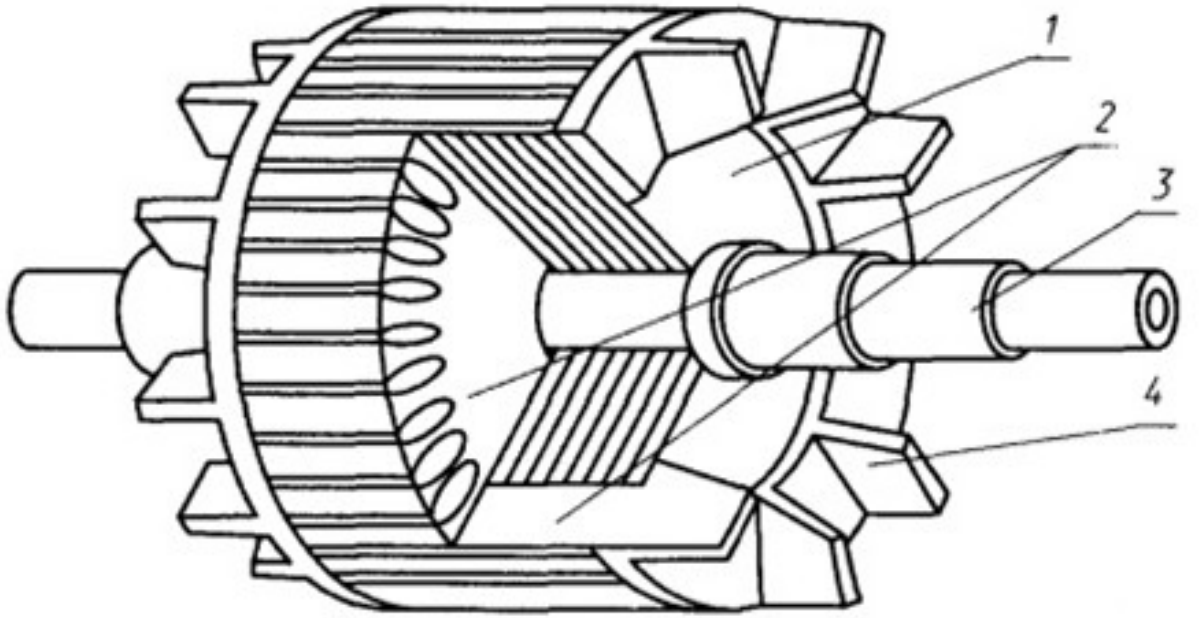


Рисунок 1.3 - Ротор асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой

Общий вид асинхронной машины представлен на рисунке 1.4.

Вентиляторы используются для реализации усиленного отведения тепла от двигателя для достижения соответствующего нагрузочной возможности.

В случае хорошей передачи тепла станину отливают с ребрами 13 практически по всей поверхности станины.

Статор и ротор между собой разграничены воздушным зазором, который для машин с небольшой мощностью находятся в пределах от 0,2 до 0,5 мм.

В настоящий момент широкое применение имеют фланцевые электродвигатели. В них на одном из подшипниковых щитов используют фланец, делает присоединение двигателя к рабочему механизму.

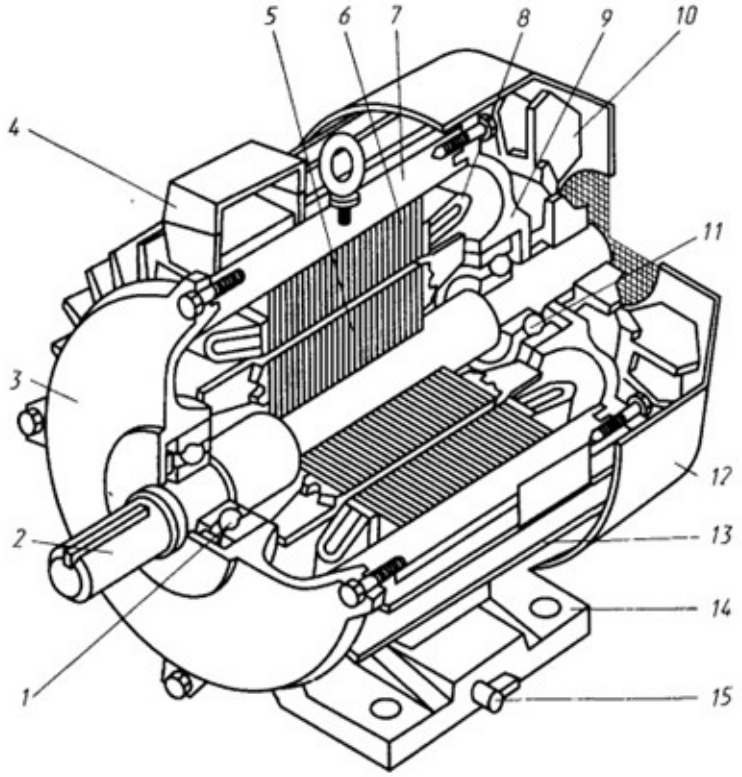


Рисунок 1.4 – Общий вид асинхронного двигателя серии 4А

Так же применяются электродвигатели, которые имеют и лапы, и фланец.

2 Расчет основных параметров асинхронного двигателя

Исходные данные для проектируемого асинхронного двигателя приведены ниже:

Номинальный режим работы	Продолжительный
Высота оси вращения h, мм	160
Исполнение ротора	Короткозамкнутый
Номинальная отдаваемая мощность P2, кВт	18,5
Количество фаз статора m	3
Способ соединения фаз статора	Δ/Y
Частота сети f, Гц	100
Номинальное линейное напряжение U, В	220/380
Синхронная частота вращения n1, об/мин	6000
Степень защиты от внешних воздействий	IP44
Способ охлаждения	IC0141
Исполнение по способу монтажа	IP1001

2.1 Определение главных размеров

Находим число пар полюсов по формуле:

$$p = \frac{60 f}{n_1} = \frac{60 \cdot 100}{6000} = 1 .$$

Вы берем предварительно высоту оси вращения равной: $h = 160\ мм$ [1].

Возьмем ближайшее меньшую величину $h = 160$ мм и внешний диаметр статора асинхронного двигателя $D_a = 0,278\ м$.

Внутренний диаметр статора находим по формуле:

$$D = K_D \cdot D_a = 0,55 \cdot 0,278 = 0,152 \text{ м},$$

$K_D = \frac{D}{D_a} = 0,55$ - характеризует соотношение внутреннего и внешнего диаметра асинхронного двигателя.

Полюсное деление:

$$\tau = \frac{\pi \cdot D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,152}{2} = 0,238 \text{ м}.$$

По формуле находим расчётную мощность:

$$P = P_2 \cdot \frac{k_E}{\eta \cdot \cos\phi} = 18500 \frac{0,98}{0,87 \cdot 0,87} = 23952,966 \approx 23953,0 \text{ Вт},$$

где k_E = 0,98 – отношение ЭДС обмотки статора к номинальному напряжению, которое выбрано по рисунку 2.1;

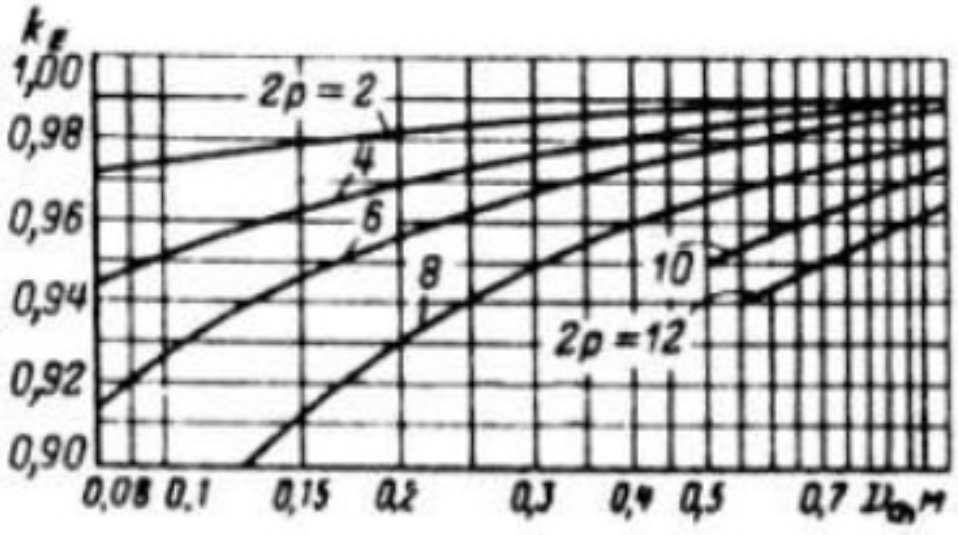
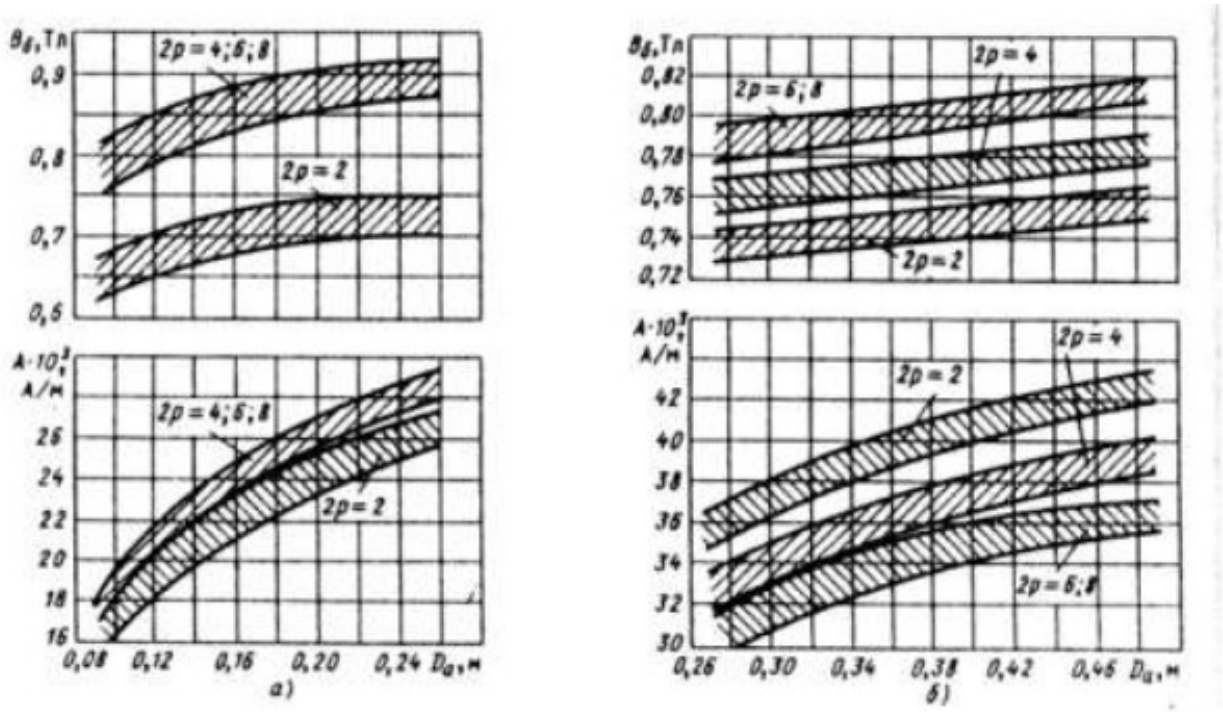


Рисунок 2.1 – Значение коэффициента k_E

η=0,87 и cosφ = 0,87 – значения КПД и коэффициента мощности АД.

Предварительно выберем электромагнитные нагрузки по рисунку 2.2:



а) –h≥ 132 мм; б) –h= 150...250 мм

Рисунок 2.2 – Электромагнитные нагрузки асинхронных двигателей со степенью защиты IP44 при высоте оси вращения

$$A = 35 \cdot 10^3 = 35000\ A/м;$$
$$B_d = 0,74\ Тл,$$

А= 35000 А/м –линейная нагрузка;

Bδ= 0,74 Тл –магнитная индукция в воздушном зазоре.

Коэффициент обмотки для двухслойной обмотки предварительно примем: $k_{об1}$=0,91.

Расчётная длина воздушного зазора найдем по формуле:

$$l_\delta = \frac{P}{k_B \cdot D^2 \cdot \Omega \cdot k_{об1} \cdot A \cdot B_\delta} = \frac{23953,0}{1,11 \cdot 0,152^2 \cdot 628,3 \cdot 0,91 \cdot 35000 \cdot 0,74} = 0,063\ м,$$

где α_δ – коэффициент полюсного перекрытия;

k_B – коэффициент формы поля в асинхронных машинах

Эти величины определяются степенью сглаживания кривой поля в зазоре, которая возникает, когда зубцы статора и ротора насыщены и могут быть достаточно определены только после расчета магнитной цепи. Поэтому, прежде чем вычислять магнитную цепь, удобнее рассматривать синусоидальное поле, и при расчете магнитных напряжений определенных участков магнитной цепи следует учитывать влияние уплощения. Исходя из этого, величина коэффициентов ранее принимались равными: $\alpha_\delta = 2/\pi \approx 0,64$, $k_B = \pi/2\sqrt{2} = 1,11$; синхронная угловая скорость вала двигателя:

$$\Omega = \frac{2\pi \cdot f_1}{p} = \frac{2\pi \cdot 100}{1} \approx 628,3 \; рад/с.$$

Основными критериями верного выбора главных размеров D и l_δ служит соотношение:

$$\lambda = \frac{l_\delta}{\tau} = \frac{0,063}{0,238} = 0,26,$$

где полученное значение λ находится в рекомендуемых пределах (до 2).

В результате проведенных расчетов были получены величины высоты оси вращения h, внутреннего диаметра статора D, внешнего диаметра статора D_a, расчётной длины воздушного зазора l_δ и полюсного деления τ.

2.2 Определение z_1, ω_1 и сечения провода обмотки статора

Предельные значения t_1 – зубцовое деление : t_{1max}=17,5 мм; t_{1min}=14,4 мм.

Число пазов статора находим с помощью уравнений:

$$Z_{1\min} = \frac{\pi D}{t_{1\max}} = \frac{\pi \cdot 0{,}152}{0{,}0175} = 27{,}3;$$

$$Z_{1\max} = \frac{\pi D}{t_{1\min}} = \frac{\pi \cdot 0{,}152}{0{,}0144} = 33{,}2.$$

Принимаем Z_1=30, из того следует, то значение пазов на полюс и фазу:

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m} = \frac{30}{2 \cdot 3} = 5.$$

Принимаем двухслойный тип обмотки.

Находим окончательно значение зубцового деления статора:

$$t_1 = \frac{\pi D}{2p \cdot m \cdot q} = \frac{\pi \cdot 0{,}152}{2 \cdot 3 \cdot 5} = 15{,}9 \cdot 10^{-3}\ м.$$

При условии что а=1 предварительное значение эффективных проводников в пазу будет равно:

$$u'_{П} = \frac{\pi D \cdot A}{I_{1H} \cdot Z_1} = \frac{\pi \cdot 0{,}152 \cdot 35000}{37{,}03 \cdot 30} = 15{,}0,$$

где I_{1H} – номинальный ток обмотки статора:

$$I_{1H} = \frac{P_2}{m \cdot U_{1H} \cdot \cos\phi \cdot \eta} = \frac{18500}{3 \cdot 220 \cdot 0{,}87 \cdot 0{,}87} = 37{,}03\ A.$$

Принимаем а=1, тогда $u_{П} = a \cdot u^1_{П} = 1 \cdot 15{,}0 = 15{,}0$.

Окончательные величины:

число витков в фазе обмотки находим:

$$w_1 = \frac{u_П \cdot Z_1}{2a \cdot m} = \frac{15,0 \cdot 30}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 75;$$

линейная нагрузка равна:

$$A = \frac{2I_{1H} \cdot w_1 \cdot m}{\pi D} = \frac{2 \cdot 37,03 \cdot 75 \cdot 3}{\pi \cdot 0,152} = 34895,8\ A/м;$$

поток:

$$Ф = \frac{k_E \cdot U_{1H}}{4k_B \cdot w_1 \cdot k_{об1} \cdot f_1} = \frac{0,98 \cdot 220}{4 \cdot 1,11 \cdot 75 \cdot 0,911 \cdot 100} = 7,1 \cdot 10^{-3}\ Вб,$$

где $k_{ОБ1}=k_{Р1}\cdot k_{У1}=0,958\cdot 0,95=0,911$ – уточненный обмоточный коэффициент;

$k_{Р1}=0,958$ – коэффициент распределения обмотки;

$k_{У1}=0,95$ – коэффициент укорочения.

Индукцию в воздушном зазоре ищем из выражения:

$$B_\delta = \frac{p \cdot Ф}{D \cdot l_\delta} = \frac{1 \cdot 7,1 \cdot 10^{-3}}{0,152 \cdot 0,063} = 0,74\ Тл.$$

Так как линейная нагрузка A и индукция в воздушном зазоре B_δ с принятым значением пазов Z_1 эффективными проводниками в пазу $u_П$ находятся в рекомендуемых пределах, переходим к расчёту сечения эффективного проводника и провода обмотки.

Предварительный расчет плотности тока в обмотке статора вычисляем по формуле:

$$J_1 = \frac{(AJ_1)}{A} = \frac{3,05 \cdot 10^{11}}{34895,8} = 8,7 \cdot 10^6 \; A/м^2,$$

где $(AJ_1) = 3,05 \cdot 10^{11} \; A^2/м^3$ – среднее значение произведения (плотности тока на значение линейной нагрузки.

Предварительное сечение эффективного проводника находим по формуле:

$$q_{эф} = \frac{I_{1H}}{aJ_1} = \frac{37,03}{1 \cdot 8,7 \cdot 10^6} = 4,2 \cdot 10^{-6} \; м^2 = 4,2 мм^2;$$

Рассчитаем предварительное сечение элементарного проводника:

$$q_{ЭЛ} = \frac{q_{ЭФ}}{n_{ЭЛ}} = \frac{4,2}{6} = 0,7 \text{ мм}^2,$$

Возьмем величину элементарных проводников $n_{эл}$=6 и выберем провод обмотки ПЭТМ в соответствии с таблицей: $d_{эл}$=1,18 мм – номинальный диаметр неизолированного провода; $d_{из} = 1,26 \; мм$ – средняя величина диаметра изолированного провода; $q_{эл} = 1,094 \; мм^2$ – площадь поперечного сечения неизолированного провода, $q_{эф} = 6 \cdot 1,094 = 6,5 \; мм^2$.

Из этого следует, что окончательное значение плотности тока в обмотке статора равно:

$$J_1 = \frac{I_{1H}}{a \cdot q_{эл} \cdot n_{эл}} = \frac{37,03}{1 \cdot 1,094 \cdot 10^{-6} \cdot 6} = 5,6 \cdot 10^6 \ A/м^2 = 5,6 \ A/мм^2.$$

2.3 Расчёт размеров зубцовой зоны статора и воздушного зазора

Паз статора с соотношением размеров, которое обеспечивает параллельность боковых сторон зубцов.

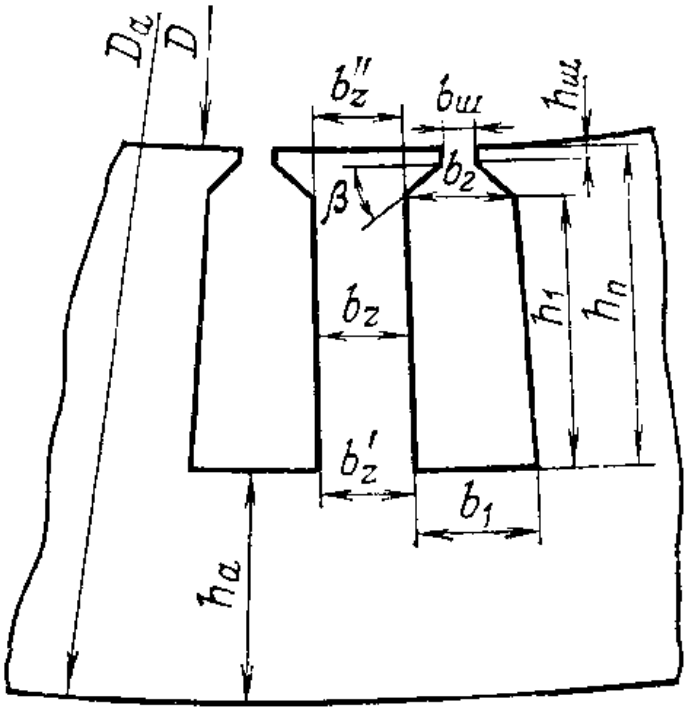


Рисунок 2.3 - Паз статора

Предварительно примем:

B_{z1}=1,9 Тл - величина индукции на ярме статора;

B_a=1,6 Тл величина индукции на зубцах статора при постоянном сечении (всыпная обмотка), тогда:

Тогда ширину зубца находим по формуле:

$$b_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_1 \cdot l_\delta}{B_{z1} \cdot l_{CT1} \cdot k_C} = \frac{0,74 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063}{1,9 \cdot 0,063 \cdot 0,97} = 6,4 \ мм,$$

где l_{CT1} – дл ина стальных серде чников статора (в асинх ронных двигателях дл ина сердечников не прев ышает 250-300 мм, радиа льные вентиляционные кан алы не изготавл иваются, сердечники шихт уются в од ин пакет, для та кой конструкции справ едливо $l_{CT1}=l_{\delta}$);

$k_C=0,97$ – коэфф ициент стального запол нения магнитопровода ста тора и рот ора асинхронных двига телей.

высота яр ма:

$$h_a=\frac{\Phi}{2\cdot B_a\cdot l_{CT1}\cdot k_C}=\frac{7,1\cdot 10^{-3}}{2\cdot 1,6\cdot 0,063\cdot 0,97}=36,3\ мм.$$

Размеры па за в шта мпе принимаем $b_ш$=3,7 мм – шир ина шлица па за; $h_ш$ - выс ота шлица па за (так как h=160 мм, то $h_ш$=1 мм):

$$h_П=\frac{D_a-D}{2}-h_a=\frac{278-152}{2}-36,3=26,7\ мм;$$

$$b_1=\frac{\pi\left(D+2h_П\right)}{Z_1}-b_{z1}=\frac{\pi(152+2\cdot 26,7)}{30}-6,4=15,1\ мм;$$

При $\beta=45°$ – у гол наклона гра ней клиновой час ти:

$$b_2=\frac{\pi\left(D+2h_ш-b_ш\right)-Z_1\cdot b_{z1}}{Z_1-\pi}=\frac{\pi(152+2\cdot 1-3,7)-30\cdot 6,4}{30-\pi}=10,4\ мм;$$

$$h_1 = h_П - \left(h_ш + \frac{b_2 - b_ш}{2} \right) = 26,7 - \left(1 + \frac{10,4 - 3,7}{2} \right) = 22,35 \text{ мм.}$$

Размеры паза в свету с учётом припуска на сборку:

$$b_1^1 = b_1 - \Delta b_П = 15,1 - 0,2 = 14,9 \text{ мм;}$$

$$b_2^1 = b_2 - \Delta b_П = 10,4 - 0,2 = 10,2 \text{ мм;}$$

$$h_1^1 = h_1 - \Delta h_П = 22,35 - 0,2 = 22,15 \text{ мм;}$$

где $\Delta b_П$ и $\Delta h_П$ – припуски по ширине и высоте паза (при h=160 мм $\Delta b_П = \Delta h_П$=0,2 мм).

Для распределения проводников рассчитаем площадь поперечного сечения паза:

$$S_П^1 = \frac{b_1^1 + b_2^1}{2} \cdot h_1^1 - S_{из} - S_{пр} = \frac{14,9 + 10,2}{2} \cdot 22,15 - 31,56 - 17,3 = 229,1 \text{ мм}^2$$

Площадь поперечного сечения прокладок в пазу находим по формуле:

$$S_{пр} = 0,4 b_1 + 0,9 b_2 = 0,4 \cdot 15,1 + 0,9 \cdot 10,4 = 17,3 \text{ мм}^2.$$

Площадь поперечного сечения корпусной изоляции в пазу равна:

$$S_{из} = b_{из} \cdot (2h_П + b_1 + b_2) = 0,4 \cdot (2 \cdot 26,7 + 15,1 + 10,4) = 31,56 \text{ мм}^2,$$

где $b_{из}$ – односторонняя толщина изоляции в пазу и равна $b_{из} = 0,4$ *мм.*

Коэффициент заполнения паза:

$$k_З = \frac{d_{из}^2 \cdot u_П \cdot n_{эл}}{S_П^1} = \frac{1,26^2 \cdot 15,0 \cdot 6}{229,1} = 0,62,$$

Из этого следует, что полученная величина удовлетворяет условию. $k_З$

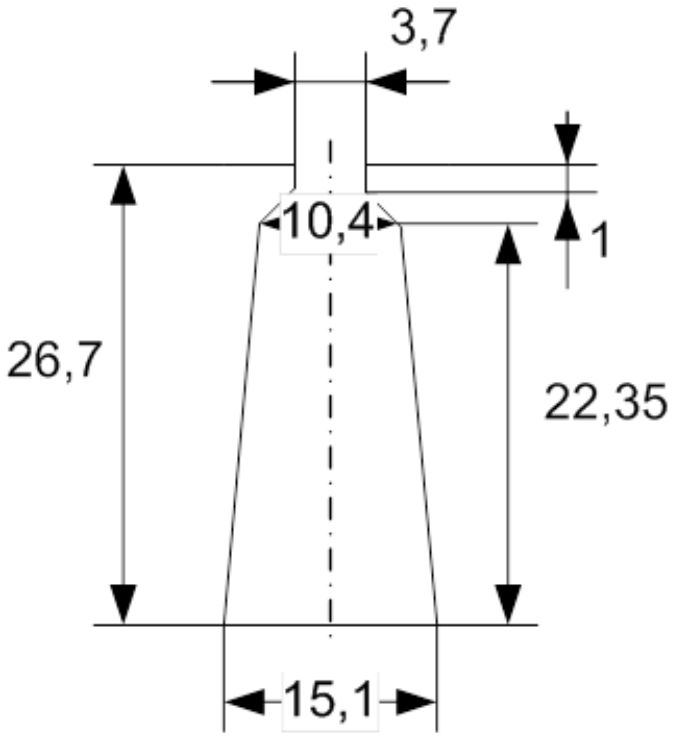


Рисунок 2.4 - Размеры паза в штампе

2.4 Расчёт ротора

Воздушный зазор равен: $\delta = 0,6$ *мм.*

Число пазов ротора: $Z_2 = 38$.

Внешний диаметр:

$$D_2 = D - 2\delta = 0{,}152 - 2 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-3} = 0{,}150\ м = 150\ мм$$

Длина: $l_2 = l_1 = 0{,}15$ м.

Зубцовое деление:

$$t_2 = \frac{\pi D_2}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 0{,}150}{38} = 0{,}0124 м \approx 12{,}4\ мм$$

.

Внутренний диаметр ротора равен диаметру участка вала, так как сердечник непосредственно установлен на валу:

$$D_j = D_B = k_B \cdot D_a = 0{,}23 \cdot 0{,}272 = 0{,}0623 м = 62\ мм$$

,

где $k_B = 0{,}23$.

Находим ток в стержне ротора:

$$I_2 = k_i \cdot I_1 \cdot v_i = 0{,}896 \cdot 37{,}03 \cdot 10{,}91 = 362{,}2$$ А,

где $k_i = 0{,}2 + 0{,}8 \cdot cos\varphi = 0{,}2 + 0{,}8 \cdot 0{,}87 = 0{,}896$ - коэффициент, учитывающий влияние тока намагничивания и сопротивления обмоток на соотношение $\frac{I_1}{I_2}$;

v_i – коэффициент приведения токов, который находим по формуле:

$$v_i = \frac{2m_1 \cdot w_1 \cdot k_{об1}}{Z_2} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 75 \cdot 0,922}{38} = 10,91$$

Предварительная площадь поперечного сечения стержня будет равна:

$$q_C = \frac{I_2}{J_2} = \frac{362,2}{2,9 \cdot 10^6} = 125 \cdot 10^{-6} м^2 = 125 мм^2,$$

где J_2 – плотность тока в стержне литой клетки равная J_2 $J_2 = 2,5 \cdot 10^6 A / м^2$.

2.4.1 Размеры закрытых пазов ротора

Возьмем величины шлица: и высоту перемычки над пазом равной . $b_ш = 1,5 мм$ $h_ш = 0,7 мм$, $h^1_ш = 0,3 мм$.

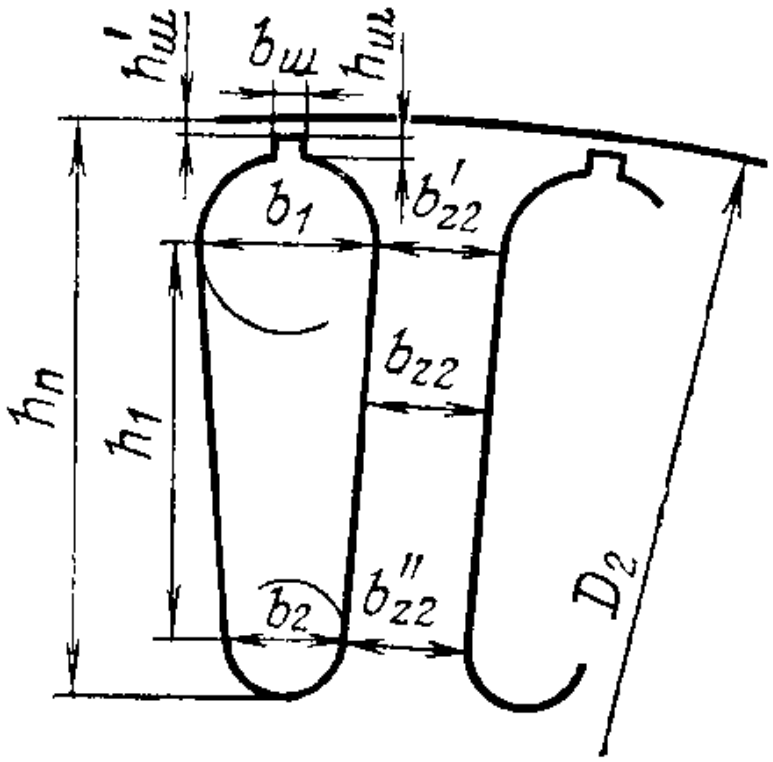


Рисунок 2.5 - Грушевидный закрытый паз короткозамкнутого рот ора

Допустимая шир ина зубца бу дет равна:

$$b_{z2don} = \frac{B_\delta \cdot t_2 \cdot l_\delta}{B_{z2} \cdot l_{CT2} \cdot k_C} = \frac{0,74 \cdot 12,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063}{1,8 \cdot 0,063 \cdot 0,97} = 5,2 \cdot 10^{-3} м = 5,2 мм$$

где $B_{z2} = 1,8$ – зу бцы ротора при посто янном сечении.

Размеры па за:

$$b_1 = \frac{\pi \cdot \left(D_2 - 2h_ш - 2h_ш^1\right) - Z_2 \cdot b_{z2}}{\pi + Z_2} = \frac{\pi \cdot (150 - 2 \cdot 0,7 - 2 \cdot 0,3) - 38 \cdot 5,2}{\pi + 38} = 6,5\ мм;$$

$$b_2 = \sqrt{\frac{b_1^2 \cdot \left(\frac{Z_2}{\pi} + \frac{\pi}{2}\right) - 4 \cdot q_C}{\frac{Z_2}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} = \sqrt{\frac{6,5^2 \cdot \left(\frac{38}{\pi} + \frac{\pi}{2}\right) - 4 \cdot 125}{\frac{38}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} = 2,7\ мм;$$

$$h_1 = \left(b_1 - b_2\right) \cdot \frac{Z_2}{2\pi} = (6,5 - 2,7) \cdot \frac{38}{2\pi} = 22,98\ мм.$$

Примем $b_1 = 6,5\ мм$; $b_2 = 2,7\ мм$; $h_1 = 22,98\ мм$.

Из эт ого находим пол ную высоту па за:

$$h_{n2} = h'_ш + h_ш + \frac{b_1}{2} + h_1 + \frac{b_2}{2} = 0,3 + 0,7 + \frac{6,5}{2} + 22,98 + \frac{2,7}{2} = 28,5 мм.$$

Найдем оконча тельное сечение стер жня:

$$q_C = \frac{\pi}{8} \cdot \left(b_1^2 + b_2^2\right) + \frac{1}{2} \cdot \left(b_1 + b_2\right) \cdot h_1 =$$

$$= \frac{\pi}{8} \cdot \left(6,5^2 + 2,7^2\right) + \frac{1}{2} \cdot (6,5 + 2,7) \cdot 22,98 = 125 мм^2$$

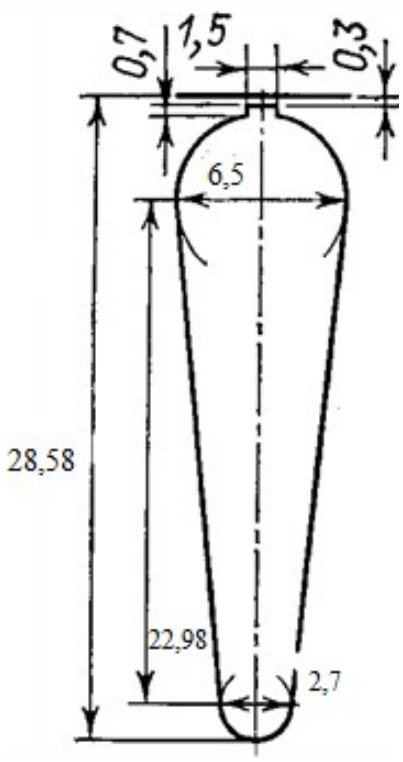


Рисунок 2. 6 – Размеры паза ротора в штампе

Рассчитаем плотность тока в стержне:

$$J_2 = \frac{I_2}{q_C} = \frac{362,2}{125 \cdot 10^{-6}} = 2,9 \cdot 10^6 \ A/м^2.$$

Короткозамыкающие кольца.

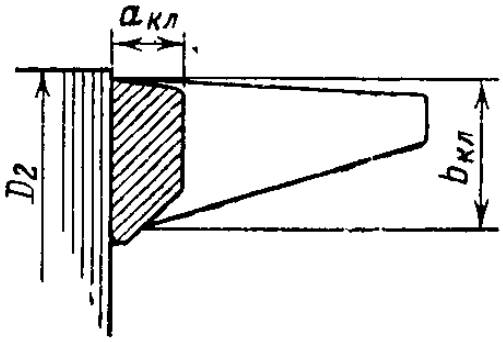


Рисунок 2. 7 – Замыкающие кольца короткозамкнутого ротора с литой обмоткой

Площадь попер ечного сечения предвар ительно:

$$q_{кл} = \frac{I_{кл}}{J_{кл}} = \frac{2191,83}{2,46 \cdot 10^6} = 890,1 \text{ мм}^2,$$

где $I_{кл}$ – то ки в кол ьце;

$$I_{кл} = \frac{I_2}{\Delta} = \frac{362,2}{0,32} = 2191,83A$$

$$\Delta = 2\sin\frac{\alpha \cdot z}{2} = 2\sin\frac{\pi \cdot p}{Z_2} = 2\sin\frac{\pi \cdot 1}{38} = 0,16;$$

$$J_{кл} = 0.85J_2 = 0,85 \cdot 2,9 \cdot 10^6 = 2,46 \cdot 10^6 \text{ A / м}^2.$$

Размеры замык ающих колец:

$$b_{кл} = 1,25 \cdot h_{n2} = 1,25 \cdot 28,5 = 35,6 \text{ мм};$$

$$a_{кл} = \frac{q_{кл}}{b_{кл}} = \frac{890}{35,6} = 24,99 \approx 25 \text{ мм};$$

$$q_{кл} = b_{кл} \cdot a_{кл} = 35,6 \cdot 25 = 890 \text{ мм}^2;$$

$$D_{K,CP} = D_2 - b_{кл} = 150 - 35,6 = 115,17 \text{ мм}.$$

2.5 Расчёт намагничивающего тока

Расчет вел ичин индукции:

в зуб цах статора:

$$B_{z1} = \frac{B_\delta \cdot t_1 \cdot l_\delta}{b_{z1} \cdot l_{cm1} \cdot k_C} = \frac{0,74 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063}{6,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063 \cdot 0,97} = 1,89\ Тл$$;

в зубцах ротора:

$$B_{z2} = \frac{B_\delta \cdot t_2 \cdot l_\delta}{b_{z2} \cdot l_{cm2} \cdot k_C} = \frac{0,74 \cdot 12,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063}{5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063 \cdot 0,97} = 1,82\ Тл$$;

в ярме статора:

$$B_a = \frac{\Phi}{2h_a \cdot l_{CT1} \cdot k_C} = \frac{7,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 36,3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063 \cdot 0,97} = 1,6\ Тл$$;

в ярме ротора:

$$B_j = \frac{\Phi}{2h'_j \cdot l_{CT2} \cdot k_C} = \frac{7,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 43,9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063 \cdot 0,97} = 1,3\ Тл$$,

где h'_j – расчётная высота ярма ротора, которую можно вычислить по формуле:

$$h'_j = \frac{4+2p}{3,2 \cdot 2p}\left(\frac{D_2}{2} - h_{n2}\right) = \frac{4+2}{3,2 \cdot 2}\left(\frac{150}{2} - 28,5\right) = 43,9\ мм$$

Магнитное напряжение воздушного зазора расчитаем по выражению:

$$F_{\delta} = 1,59 \cdot 10^{6} \cdot B_{\delta} \cdot k_{\delta} \cdot \delta = 1,59 \cdot 10^{6} \cdot 0,74 \cdot 1,16 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} = 808,91\ A,$$

где k_{δ} – коэффициент воздушного зазора, величину которого находим по формуле:

$$k_{\delta} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma \cdot \delta} = \frac{15,9}{15,0 - 3,41 \cdot 0,6} = 1,16$$

Если одна из поверхностей гладкая, то:

$$\gamma = \frac{\left(\frac{b_{ш1}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{ш1}}{\delta}} = \frac{\left(\frac{3,7}{0,6}\right)^2}{5 + \frac{3,7}{0,6}} = 3,41.$$

Найдем магнитное напряжения зубцовых зон:

статора:

$$F_{Z1} = 2h_{z1} \cdot H_{z1} = 2 \cdot 26,7 \cdot 1520 \cdot 10^{-3} = 104,02\ A;$$

ротора:

$$F_{Z2} = 2h_{z2} \cdot H_{z2} = 2 \cdot 28,23 \cdot 1620 \cdot 10^{-3} = 91,5\ A,$$

где $H_{z1} = 1948\ A/м$ при $B_{Z1} = 1,89$ Тл;

$H_{z2} = 1620$ А/м при $B_{Z2} = 1,82\ Тл$;

$h_{z1} = h_{П1} = 26,7$ мм;

$$h_{z2} = h_{П2} - 0,1 \cdot b_2 = 28,5 - 0,1 \cdot 2,7 = 28,23 \text{ мм}.$$

Коэффициент насыщения зубцовой зоны:

$$k_Z = 1 + \frac{F_{Z1} + F_{Z2}}{F_\delta} = 1 + \frac{98,8 + 91,5}{818,91} = 1,24.$$

Полученная величина позволяет предварительно оценить правильность выбранных размерных соотношений и обмоточных данных проектируемой машины. Коэффициент насыщения k_z зубцовой зоны должен находится в отрезке $k_Z = [1,2; 1,5]$.

Магнитные напряжения ярма статора и ротора:

$$F_a = L_a \cdot H_a = 0,379 \cdot 1692 = 642,39 \text{ А};$$
$$F_j = L_j \cdot H_j = 0,122 \cdot 747 = 91,4 \text{ А},$$

где $H_a = 1692$ А/м при $B_a = 1,6$ Тл,

$H_j = 747$ А/м при $B_j = 1,3$ Тл,

L_a – длинней магнитной линии ярма статора, которое находим по формуле:

$$L_a = \frac{\pi \cdot (D_a - h_a)}{2p} = \frac{\pi \cdot (0,278 - 0,0267)}{2} = 0,379 \text{ м}$$

L_j – длина средней магнитной линии потока в ярме ротора, которое равно:

$$L_j = \frac{\pi \cdot \left(D_b + h_j^1 \right)}{2p} = \frac{\pi \cdot (0,062 + 0,015)}{2} = 0,122 \text{ м}$$

где $h_j = \frac{D_2 - D_j}{2} - h_{П2} = \frac{150 - 62}{2} - 28,5 = 15,9 \text{ мм}$ – высота спинки ротора.

Магнитное напряжение на пару полюсов:

$$F_Ц = F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2} + F_a + F_j =$$
$$= 818,91 + 98,8 + 91,5 + 217,5 + 89,64 = 1737,57 \text{ А}.$$

Коэффициент насыщения магнитной цепи находим по выражению:

$$k_\mu = \frac{F_Ц}{F_\delta} = \frac{1737,57}{808,91} = 2,1.$$

Намагничивающий ток равен:

$$I_\mu = \frac{p \cdot F_ц}{0,9m \cdot w_1 \cdot k_{об1}} = \frac{1737,57}{0,9 \cdot 3 \cdot 75 \cdot 0,911} = 9,4 \text{ А};$$

Относительная величина намагничивающего тока равна:

$$I_{\mu *} = \frac{I_{\mu}}{I_{1H}} = \frac{9,4}{37,03} = 0,25$$

.

Относительное значение $I_{\mu *}$ служит определённым критерием правильности сделанного выбора и расчёта размеров и обмотки двигателя. Относительное значение намагничивающего тока должно входить в отрезок $I_{\mu *} = [0,2;\ 0,3]$.

2.6 Параметры рабочего режима

Активное сопротивление фазы обмотки статора:

$$r_1 = \rho_{115} \cdot \frac{L_1}{q_{эф} \cdot a} = 2,44 \cdot 10^{-5} \frac{67,18 \cdot 10^{-3}}{6,5 \cdot 1} = 0,249 Ом$$

.

Для класса нагревостойкости изоляции F расчётная $\vartheta_{расч} = 115\ ^0C$. Для меди $\rho_{115} = 2,44 \cdot 10^{-5} Ом \cdot м$.

Вычислим длину проводников фазы обмотки

$$L_1 = l_{CP1} \cdot w_1 = 0,895 \cdot 75 = 67,18\ м,$$

где l_{CP1} – среднее значение длины витка, которая можно найти как сумму прямолинейных пазовых и изогнутых лобовых частей катушки:

$$l_{СР1} = 2\left(l_{П1} + l_{Л1}\right) = 2 \cdot (0,063 + 0,384) = 0,895\ м$$

$l_{П1} = l_1 = 0,063\ м$ – дл ина пазовой ча сти равна констру ктивной длине серде чников машины;

$l_{Л1}$ – дл ина лобовой час ти, которая рав на:

$$l_{Л1} = K_{Л} \cdot b_{КТ} + 2B = 1,3 \cdot 0,28 + 2 \cdot 0,01 = 0,384\ м,$$

где $B=0,01$ м – дл ина вылета прямол инейной части кат ушек из па за от то рца сердечника до нач ала отгиба лоб овой части;

$К_Л = 1,3$ – коэфициент;

$b_{КТ}$ – сре дняя ширина кату шки, которая опреде ляется по ду ге окружности, прохо дящую через сере дины высоты паз ов, которую нах одим по форм уле:

$$b_{КТ} = \frac{\pi \cdot \left(D + h_{П1}\right)}{2p} \cdot \beta_1 = \frac{\pi \cdot (0,150 + 0,0267)}{2} \cdot 1 = 0,28\ м$$

где β_1 – относи тельное укорочение ша га обмотки стат ора. Для $\beta_1 = 1$ диаметральных двухс лойных обмоток, выпол ненных без укоро чения шага прин имают .

Длина выл ета лобовой ча сти катушки:

$$l_{выл} = K_{выл} \cdot b_{КТ} + B = 0,4 \cdot 0,28 + 0,01 = 0,148\ м = 122,28\ мм,$$

где коэффициент $K_{выл}=0,4$.

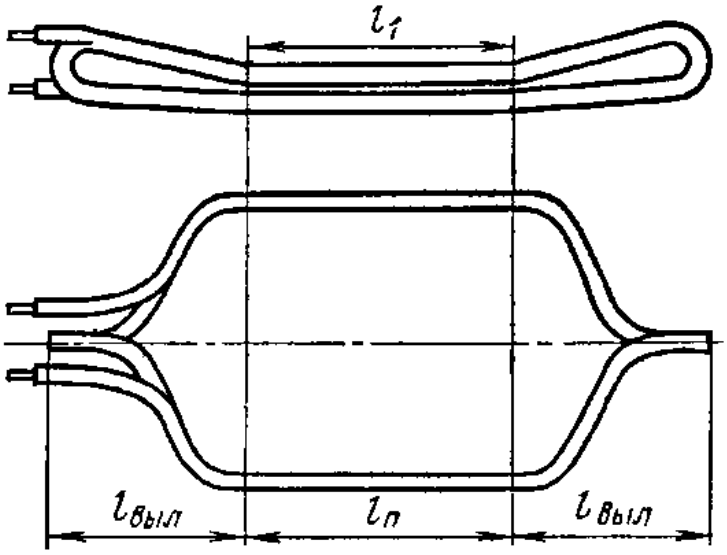


Рисунок 2. 8 – Катушка двухслойной обмотки. Общий вид

Относительное значение находим из выражения:

$$r_{1*}=r_1\cdot\frac{I_{1H}}{U_{1H}}=0,249\cdot\frac{37,03}{220}=0,042.$$

Величина активного сопротивления фазы обмотки ротора равна:

$$r_2=r_C+\frac{2r_{КЛ}}{\Delta^2}=24,6\cdot10^{-6}+\frac{2\cdot0,57\cdot10^{-6}}{0,16^2}=62,81\cdot10^{-6}\ Ом,$$

где r_C – сопротивления стержня, которое равно:

$$r_C=\rho_{115}\cdot\frac{l_2}{q_C}=4,88\cdot10^{-5}\cdot\frac{0,063}{125\cdot10^{-6}}=24,6\cdot10^{-6}\ Ом;$$

$r_{КЛ}$ – сопротивление участка замыкающего кольца, заключённого между двумя соседними стержнями, где для литой алюминиевой обмотки ротора $\rho_{115} = 4{,}88 \cdot 10^{-5} Ом \cdot м$, вычисляем по формуле:

$$r_{КЛ} = \rho_{115} \cdot \frac{\pi \cdot D_{кл,ср}}{Z_2 \cdot q_{кл}} = 4{,}88 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{\pi \cdot 0{,}115}{38 \cdot 890 \cdot 10^{-6}} = 0{,}57 \cdot 10^{-6}\ Ом$$

Приводем r_2 к значению витков обмотки статора:

$$r_2' = r_2 \cdot \frac{4m \cdot (w \cdot k_{об1})^2}{Z_2} = 62{,}81 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4 \cdot 3 \cdot (75 \cdot 0{,}911)^2}{38} = 0{,}092\ Ом$$

.

Относительное значение тогда будет равняться:

$$r_{2*}' = r_2' \cdot \frac{I_{1H}}{U_{1H}} = 0{,}092 \cdot \frac{37{,}03}{220} = 0{,}0156$$

.

Вычислим индуктивное сопротивление фазы обмотки статора:

$$x_1 = 15{,}8 \cdot \frac{f_1}{100} \cdot \left(\frac{w_1}{100}\right)^2 \cdot \frac{l_\delta^1}{p \cdot q} \cdot \left(\lambda_П + \lambda_{Л1} + \lambda_{Д1}\right) =$$

$$15{,}8 \cdot \frac{100}{100} \cdot \left(\frac{75}{100}\right)^2 \cdot \frac{0{,}063}{1 \cdot 5} \cdot (1{,}55 + 6{,}3 + 1{,}9) = 1{,}08\ Ом,$$

где $\lambda_П$ – коэффициент магнитной проводимости пазового рассеяния, который находится по формуле:

$$\lambda_П = \frac{h_3}{3b} \cdot k_\beta + \left(\frac{h_2}{b} + \frac{3h_{1*}}{b + 2b_ш} + \frac{h_ш}{b_ш} \right) \cdot k'_\beta =$$

$$= \frac{22,98}{3 \cdot 10,4} \cdot 1 + \left(\frac{0}{10,4} + \frac{3 \cdot 3,35}{5,8 + 2 \cdot 3,7} + \frac{1}{3,7} \right) = 1,55$$

где $h_3 = h_1 = 22,98$ *мм*;

$b = 10,4$ *мм*;

$h_2 = 0$;

$$h_{1*} = \frac{b_2 - b_ш}{2} = \frac{10,4 - 3,7}{2} = 0,105 \text{ м} = 3,35 \text{ мм};$$

При диаметральном шаге дхуслойной обмотки: $k_\beta = 1$; $k'_\beta = 1$; Если отсутствуют вентиляционные каналы, то $l'_\delta = l_\delta = 0,063$ *м*.

Находим коэффициенты:

Магнитная проводимость лобового рассеяния ровна:

$$\lambda_{Л1} = 0,34 \cdot \frac{q}{l'_\delta} \cdot \left(l_Л - 0,64\beta \cdot \tau \right) = 0,34 \cdot \frac{5}{0,063} \cdot (0,408 - 0,64 \cdot 1 \cdot 0,226) = 6,3;$$

Магнитная проводимость дифференциального рассеяния, находим исходя из формулы:

$$\lambda_{Д1} = \frac{t_1}{12\delta \cdot k_\delta} \cdot \xi = \frac{15,0}{12 \cdot 0,6 \cdot 1,16} \cdot 1,05 = 1,9;$$

где ξ нах одим по форм уле:

$$\xi = 2k'_{CK} \cdot k_{\beta} - k^2_{об1} \cdot \left(\frac{t_2}{t_1}\right)^2 \cdot \left(1 + \beta^2_{CK}\right) =$$

$$= 2 \cdot 0,78 \cdot 1 - 0,911^2 \cdot \left(\frac{12,4}{15,0}\right)^2 \cdot \left(1 + 0^2\right) = 0,98;$$

$k'_{ск} = 0,78$ для $\beta_{ск} = \frac{b_{ск}}{t_2} = 0$ (коэфф ициент скоса выраж енный в до лях зубцового дел ения ротора, при отсут ствии скоса $b_{ск} = 0$) и $\frac{t_2}{t_1} = \frac{12,4}{15,0} = 0,82$.

Относительная вели чина:

$$x_{1*} = x_1 \cdot \frac{I_{1H}}{U_{1H}} = 1,08 \cdot \frac{37,03}{220} = 0,18.$$

Индуктивное сопрот ивление фазы обм отки ротора:

$$x_2 = 7,9 \cdot f_1 \cdot l^1_{\delta} \cdot \left(\lambda_{П2} + \lambda_{Л2} + \lambda_{Д2}\right) \cdot 10^{-6} =$$

$$7,9 \cdot 100 \cdot 0,063 \cdot (2,9 + 3,04 + 1,59) \cdot 10^{-6} = 38 \cdot 10^{-6} Ом,$$

где λ_{n2} – коэфф ициент магнитной провод имости пазов расс еяния короткозамкнутых рото ров:

$$\lambda_{n2}=\left[\frac{h_{1**}}{3b_*}\cdot\left(1-\frac{\pi\cdot b_*^2}{8q_c}\right)^2+0,66-\frac{b_ш}{2b_*}\right]\cdot k_д+\frac{h_ш}{b_ш}+1,12\cdot\frac{h_ш^1\cdot 10^6}{I_2}=$$

$$\left[\frac{27,23}{3\cdot 2,7}\cdot\left(1-\frac{\pi\cdot 2,7^2}{8\cdot 125}\right)^2+0,66-\frac{1,5}{2\cdot 2,7}\right]\cdot 1+\frac{0,7}{1,5}+1,12\cdot\frac{0,3\cdot 10^{-3}\cdot 10^6}{362,2}=2,9,$$

где

$$h_{1**}=h_{П2}-h_{Ш}-h'_{Ш}-0,2\cdot\frac{b_2}{2}=28,5-0,7-0,3-0,2\cdot\frac{2,7}{2}=27,23\ мм,$$

$$b_*=b_2=2,7\ мм,$$

$$b_ш=1,5\ мм,$$

$k_д=1$ (для рабо чего режима);

$l_δ^1=l_δ=0,063\ м$ м;

Коэффициент магн итной проводимости лобо вого рассеяния:

$$\lambda_{Л2}=\frac{2,3\cdot D_{кл,ср}}{Z_2\cdot l_δ^1\cdot\Delta^2}\lg\frac{4,7\cdot D_{кл,ср}}{a_{кл}+b_{кл}}=$$

$$=\frac{2,3\cdot 0,115}{38\cdot 0,064\cdot 0,16^2}\lg\frac{4,7\cdot 0,144}{0.025+0,0356}=3,04;$$

Коэффициент магн итной проводимости дифферен циального рассеяния обм отки короткозамкнутого рот ора:

$$\lambda_{Д2}=\frac{t_2}{12\cdot\delta\cdot k_δ}\cdot\xi=\frac{12,4}{12\cdot 0,6\cdot 1,16}\cdot 1=1,59,$$

где $\xi = 1$.

Приведем x_2 к значению витков статора:

$$x_2' = x_2 \cdot \frac{4m \cdot (w_1 \cdot k_{об1})^2}{Z_2} = 38 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4 \cdot 3 \cdot (75 \cdot 0{,}911)^2}{38} = 0{,}55\ Ом$$

.

Относительное значение:

$$x_{2*}' = x_2' \cdot \frac{I_{1H}}{U_{1H}} = 0{,}55 \cdot \frac{37{,}03}{220} = 0{,}093$$

.

2.7 Расчёт потерь

Основные потери в стали находим по выражению:

$$P_{ст,осн} = p_{1,0/5,0} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^{\beta} \cdot \left(k_{да} \cdot B_a^2 \cdot m_a + k_{дz} \cdot B_{z1}^2 \cdot m_{z1}\right) =$$

$$= 2{,}56 \cdot \left(\frac{100}{50}\right)^{1{,}5} \cdot \left(1{,}6 \cdot 1{,}7^2 \cdot 13{,}35 + 1{,}8 \cdot 1{,}9^2 \cdot 2{,}44\right) = 500{,}51\ Вт$$

где $p_{1,0/5,0} = 2{,}6\ Вт/кг$ и $\beta = 1{,}5$ - удельные потери для стали 2013;

Коэффициенты, учитывающие воздействия на потери в стали неравномерного распределения потока по сечениям участков магнитопровода и технологических факторов: $k_{да}$=1,6; $k_{дz}$=1,8;

Найдем массу стали ярма:

$$m_a = \pi\left(D_a - h_a\right) \cdot h_a \cdot l_{cm1} \cdot k_c \cdot \gamma_c =$$

$$= \pi(0,278 - 0,0363) \cdot 0,0363 \cdot 0,064 \cdot 0,97 \cdot 7,8 \cdot 10^3 = 13,35\ кг,$$

где h_a – высота ярма статора вычисляемая по формуле:

$$h_a = 0,5 \cdot \left(D_a - D\right) - h_{П1} = 0,5 \cdot (0,278 - 0,152) - 0,0267 = 0,0363;$$

Масса стали зубцов статора равна:

$$m_{z1} = h_{z1} \cdot b_{z1cp} \cdot Z_1 \cdot l_{cm1} \cdot k_c \cdot \gamma_c =$$

$$= 26,7 \cdot 10^{-3} \cdot 6,5 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 0,063 \cdot 0,97 \cdot 7,8 \cdot 10^3 = 2,44\ кг,$$

где $h_{z1} = h_{p1} = 26,7\ мм$ – расчётная высота зубца статора;

$b_{z1cp} = b_{z1} = 6,5\ мм$ – средняя величина ширины зубца статора;

$\gamma_c = 7,8 \cdot 10^3 \frac{кг}{м^3}$ – удельная масса стали.

Поверхностные потери в роторе находятся их выражения:

$$P_{пов2} = p_{пов2} \cdot \left(t_2 - b_{ш2}\right) \cdot Z_2 \cdot l_{CT2} =$$

$$= 702,66 \cdot (12,4 \cdot 10^{-3} - 1,5 \cdot 10^{-3}) \cdot 38 \cdot 0,063 = 18,44\ Вт,$$

где $p_{пов2}$ – удельные поверхностные потери в роторе:

$$p_{пов2} = 0,5 k_{02} \cdot \left(\frac{Z_1 \cdot n_1}{10000} \right)^{1.5} \cdot \left(B_{02} \cdot t_1 \cdot 10^3 \right)^2 =$$

$$= 0,5 \cdot 1,5 \cdot \left(\frac{38 \cdot 6000}{10000} \right)^{1.5} \cdot \left(0,22 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \right)^2 = 702,66 \, Вт,$$

где $k_{02} = 1,5$ – коэффициент, который учитывает влияние обработки поверхности головок зубцов ротора на удельные потери;

Амплитуда пульсаций индукции в воздушном зазоре над коронками зубцов ротора равна:

$$B_{02} = \beta_{02} \cdot k_\delta \cdot B_\delta = 0,26 \cdot 1,15 \cdot 0,74 = 0,22,$$

где для $\frac{b_ш}{\delta} = \frac{3,7}{0,6} = 6,17$ – $\beta_{02} = 0,26$.

Пульсационные потери в зубцах ротора:

$$P_{пов2} = 0,11 \cdot \left(\frac{Z_1 \cdot n}{1000} \cdot B_{пул2} \right)^2 \cdot m_{z2} =$$

$$= 0,11 \cdot \left(\frac{38 \cdot 6000}{1000} \cdot 0,15 \right)^2 \cdot 1,162 = 211,95 \, Вт,$$

где $B_{пул2}$ – амплитуда пульсаций индукции в среднем сечении зубцов, которая находится по формуле:

$$B_{пул2} = \frac{\gamma \cdot \delta}{2 t_2} \cdot B_{z2ср} = \frac{3,41 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 12,4 \cdot 10^{-3}} \cdot 1,82 = 0,15 \, Тл$$

где $\gamma = 3,41$;

m_{z2} – масса стали зубцов ротора равная:

$$m_{z2} = Z_2 \cdot h_{z2} \cdot b_{z2ср} \cdot l_{ст2} \cdot k_c \cdot \gamma_c =$$

$$= 38 \cdot 28,23 \cdot 10^{-3} \cdot 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,063 \cdot 0,97 \cdot 3,41 \cdot 10^3 = 2,65\ кг,$$

где $h_{z2} = h_{p2} = 28,23\ мм$ – расчётная высота зубца ротора;

$b_{z2ср} = b_{z2доп} = 5,2\ мм$ - средняя ширина зубца ротора.

Сумма добавочных потерь в стали:

$$P_{ст,доб} = P_{пов2} + P_{пул2} = 230,41 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери в стали находим суммой основных и добавочных потерь:

$$P_{ст} = P_{ст,осн} + P_{ст,доб} = 500,51 + 230,41 = 730,91\ Вт.$$

Механические потери равны:

$$P_{мех} = K_T \cdot \left(\frac{n}{10}\right)^2 \cdot D_a^4 = 0,9386 \cdot \left(\frac{6000}{10}\right)^2 \cdot 0,278^4 = 2,018 \cdot 10^3\ Вт,$$

где для двигателей коэффициент $2p = 2$

$$K_T = 1,3 \cdot \left(1 - D_a\right) = 1,3 \cdot (1 - 0,278) = 0,9386$$

.

В номин альном режиме добав очные потери бу дут равны:

$$P_{доб,н} = 0,005 \cdot P_{1H} = 0,005 \cdot \frac{P_{2H}}{\eta} = 0,005 \cdot \frac{1 \cdot 10^4}{0,87} = 57,47\ Вт$$

.

Холостой ход двига теля:

ток холо стого хода:

$$I_{X,X} \approx \sqrt{I_{X,X,a}^2 + I_{\mu}^2} = \sqrt{4,4^2 + 9,4^2} = 10,42\ А$$

где $I_{x.x.p}$ – реакт ивная составляющая то ка: $I_{x.x.p} \approx I_{\mu}$;

активная состав ляющая тока:

$$I_{X,X,a} = \frac{P_{ст} + P_{мех} + P_{Э1X,X}}{m \cdot U_{1H}} = \frac{730,92 + 2018 + 39,76}{3 \cdot 220} = 4,4\ А$$

,

где $P_{Э1X,X}$ – электр ические потери в ста торе при холо стом ходе, кот орые равны:

$$P_{Э1X,X} \approx 3 \cdot I_{\mu}^2 \cdot r_1 = 3 \cdot 7,14^2 \cdot 0,26 = 39,76\ Вт$$

Коэффициент мощн ости при холо стом ходе:

$$\cos\phi_{X,X} = \frac{I_{X,X,a}}{I_{X,X}} = \frac{4,4}{10,42} = 0,42$$

.

2.8 Расчёт рабочих характеристик

Схемы замещения фаз асинхронной машины, которые основаны на приведении процессов во вращающейся машине к неподвижной показаны на рисунке 2.9. Физический процесс в асинхронной машине более четко проиллюстрирован схема на рисунке 2.9 (а), но для расчёта удобнее преобразованная схема 2.9 (б).

Сопротивление взаимной индуктивности x_{12} и расчётное сопротивление r_{12} (или r_{μ}), введение которого учитывает влияние потерь в стали статора:

$$r_{12} \approx \frac{P_{ст,осн}}{m \cdot I_{\mu}^2} = \frac{500,51}{3 \cdot 9,4^2} = 1,88\ Ом;$$

$$x_{12} \cong \frac{U_{1H}}{I_{\mu}} - x_1 = \frac{220}{9,4} - 1,88 = 22,26 Ом.$$

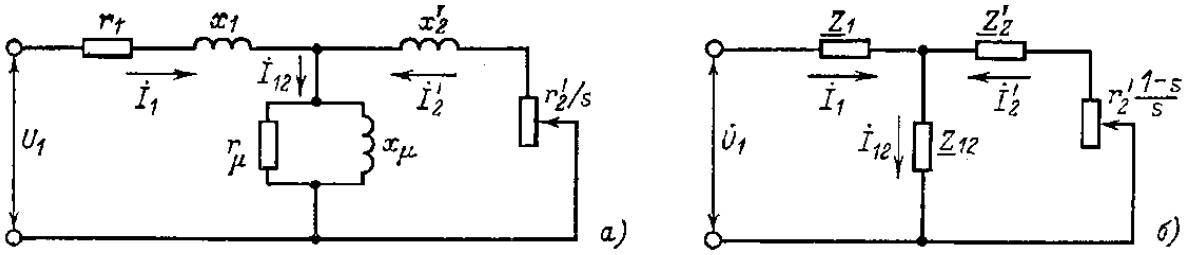


Рисунок 2. 9 - Схемы замещения фазы обмотки приведённой АД

Коэффициент $\dot{c}$ представляет собой отношение вектора фазового напряжения $\dot{U}_1^*$ к вектору ЭДС $\dot{E}_1^*$, когда машина синхронно вращается с учетом сдвига фаз этих векторов:

$$\dot{c}_1 = c_1 \cdot e^{-i\gamma},$$

где

$$\lambda = arctg \frac{r_1 \cdot x_{12} - r_{12} \cdot x_1}{r_{12}(r_1 + r_2) + x_{12}(x_1 + x_{12})} =$$

$$= arctg\left(\frac{0,26 \cdot 26,9 - 3,9 \cdot 1,157}{3,9 \cdot (0,26 + 0,00004413) + 26,9 \cdot (1,157 + 26,9)} \right) = 0,38^\circ < 1^\circ$$

Так как $\lambda = 0,38^\circ < 1^\circ$, то реактивной составляющей коэффициента нельзя пренебречь:

активная составляющая:

$$c_{1a} = \frac{r_{12}(r_1 + r_{12}) + x_{12}(x_1 + x_{12})}{r_{12}^2 + x_{12}^2} =$$

$$= \frac{1,88 \cdot (0,24 + 1,88) + 26,9 \cdot (1,157 + 22,26)}{1,88^2 + 22,26^2} = 1,048.$$

реактивная составляющая:

$$c_{1p} = \frac{x_1 \cdot r_{12} - r_1 \cdot x_{12}}{r_{12}^2 + x_{12}^2} = \frac{1,157 \cdot 3,9 - 0,26 \cdot 26,9}{3,9^2 + 26,9^2} = -0,00335$$

.

полное значение:

$$c_1 = \sqrt{c_{1a}^2 + c_{1p}^2} = \sqrt{1,048^2 + (-0,00335)^2} = 1,04.$$

Активная составляющая тока синхронного хх:

$$I_{oa} = \frac{P_{ст,осн} + 3I_{\mu}^2 \cdot r_1}{3U_{1H}} = \frac{500,51 + 3 \cdot 9,4^2 \cdot 0,24}{3 \cdot 220} = 0,85\ A.$$

Найдем расчётные значения:

$$a' = c_{1a}'^2 = 1,043^2 = 1,1\ Ом;; b' = 0$$

$$a = c_{1a} \cdot r_1' - c_{1p} \cdot x_1' - b' \cdot x'_2 =$$

$$= 1,043 \cdot 0,24 - (-0,00335) \cdot (0,55) = 0,26;$$

$$b = c_{1a} \cdot \left(x_1 + c_{1a} \cdot x'_2\right) = 1,043 \cdot (1,08 + 1,043 \cdot 0,55) = 1,74.$$

Потери, не меняющиеся при изменении скольжения:

$$P_{ст} + P_{мех} = 730,92 + 2018 = 2774,72\ Вт_{\text{Вт}} \approx 2,774\ кВт.$$

Примем и вычислим рабочую характеристику, задаваясь $s_H \approx r'_{2*} \approx 0,0156$ $S = 0,05;\ 0,01;\ 0,015;\ 0,02;\ 0,026;\ 0,03.$

После выстраивания кривых уточним номинальное скольжение.

Результаты расчёта приведены в таблице № 2.1. Характеристики приведены на рисунке 2.10.

Номинальные величины спроектированного двигателя:

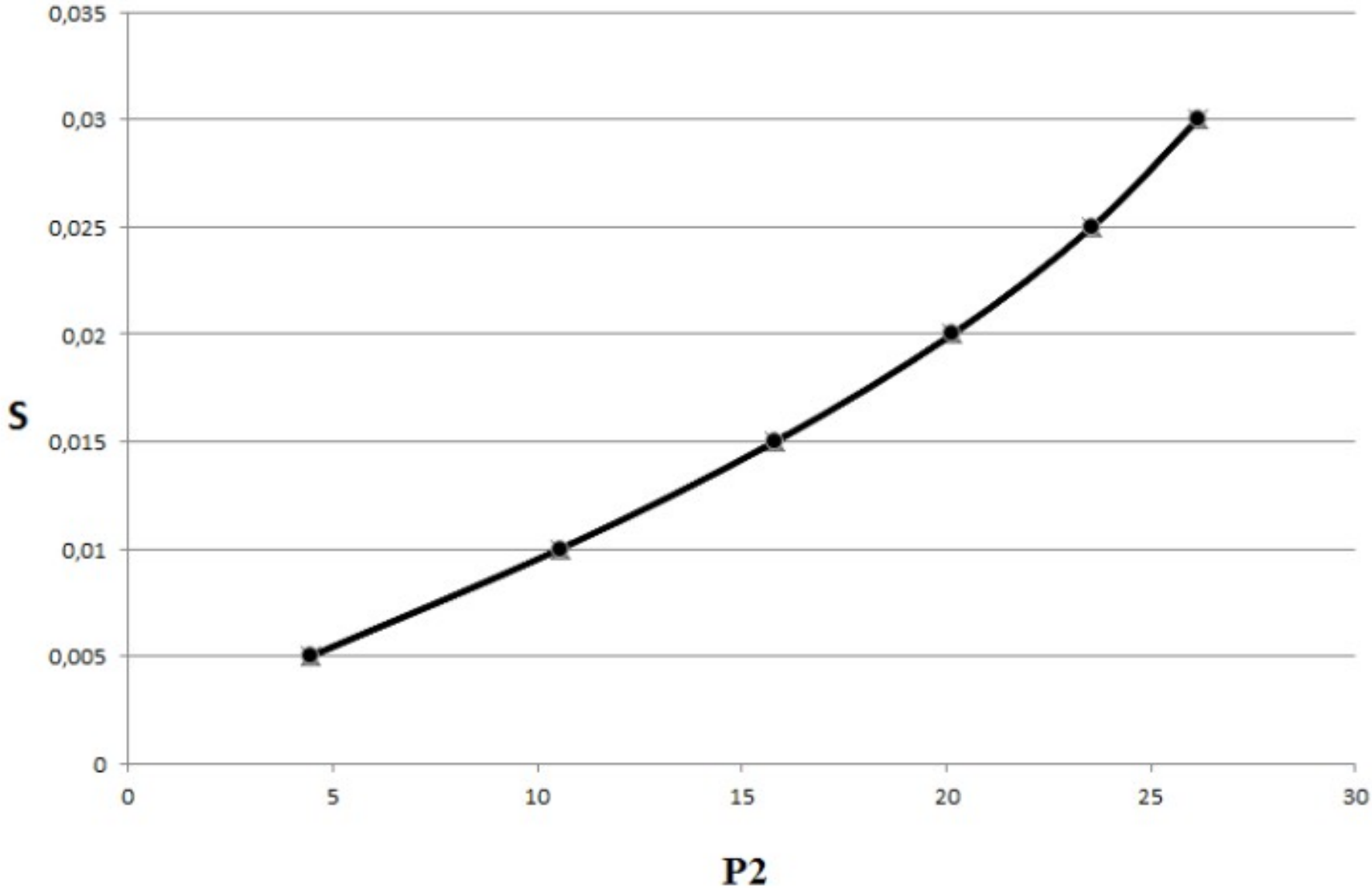
$$P_{2H} = 18{,}5 \text{ кВт}; \; U_{1H} = 380/220 \; B; \; I_{1H} = 37{,}03 \; A;$$

$$\cos\phi_H = 0{,}87; \; s_н = 0{,}0156.$$

Таблица № 2.1 - Данные расчёта рабочих характеристик асинхронного двигателя с к.з. ротором

№ п/п	Расчётная формула	Единица	Скольжение						
			0,005	0,01	0,015	0,02	0,025	0,03	$S_н$= 0,0156
1.	$a' \cdot r_2'/s$	Ом	20,37	10,18	6,7	5,1	4,07	3,4	6,53
2.	$b' \cdot r_2'/s$	Ом	0	0	0	0	0	0	0
3.	$R = a + a' \cdot r_2' / s$	Ом	20,63	10,44	7,05	5,3	4,3	3,6	6,79
4.	$X = b + b' \cdot r_2' / s$	Ом	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1,75	1.75
5.	$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$	Ом	20,71	10,59	7,2	5,6	4,67	4,05	7.014
6.	$I_2'' = U_{1н}/Z$	А	10,6	20,76	30,27	39,04	47,04	54,25	0,031
7.	$\cos\{\phi_2' = R/Z$¿	-	0,99	0,98	0,97	0,95	0,92	0,90	0,96
8.	$\sin\phi_2^1 = X/Z$	-	0,08	0,16	0,24	0,31	0,37	0,43	0,25
9	$I_{1a} = I_{Oa} + I_2'' \cdot \cos\phi_2$	А	11,44	21,33	30,24	37,97	44,48	49,80	31,23
10.	$I_{1p} = I_{Op} + I_2'' \cdot \sin\phi_2'$	А	10,31	12,84	16,7	21,54	27,02	32,83	17,24
11.	$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1p}^2}$	А	15,4	24,9	34,54	43,66	52,04	59,65	35,67
12.	$I_2' = c_1 \cdot I_2''$	А	11,14	21,77	31,75	40,95	49,34	56,90	32,89
13.	$P_1 = 3U_{1H} \cdot I_{1a} \cdot 10^{-3}$	кВт	7,55	14,08	19,95	25,06	29,35	32,87	20,61
14.	$P_{э1} = 3I_1^2 \cdot r_1 \cdot 10^{-3}$	кВт	0,177	0,464	0,894	1,42	2,03	2,66	0,308
15.	$P_{Э2} = 3I_2^{¿} \cdot r_2' \cdot 10^{-3}$	кВт	0,034	0,131	0,280	0,465	0,676	0,899	0,30

16.	$P_{доб} = P_{доб,Н} \cdot (I_1 / I_1$	кВт	0,018	0,048	0,09	0,147	0,210	0,275	0,098
17.	$\sum P = P_{ст} + P_{мех} + + P_{Э1} + P_{Э2} + P_{доб}$	кВт	3,11	3,5	4,14	4,92	5,79	6,72	4,23
18.	$P_2 = P_1 - \sum P$	кВт	4,44	10,55	15,81	20,14	23,56	26,14	16,37
19.	$\eta = 1 - \sum P / P_1$	-	0,58	0,74	0,79	0,80	0,80	0,79	0,795
20.	$\cos\phi = I_{1a} / I_1$	-	0,74	0,85	0,87	0,86	0,85	0,83	0,87



Pi

2.8.1 Расчёт пусковых характеристик.

Вычислим точки характеристик, которые соответствуют скольжению равному и критическому скольжению. $S = 1;\ 0,8;\ 0,5;\ 0,2;\ 0,1$

Подробные вычисления показаны для скольжения равным S=1. Данные расчёта остальных точек показаны в таблице № 2.2. Пусковые характеристики проектируемого двигателя показаны на рисунке 2.11.

Параметры, учитывающие вытеснение тока.

Указанная высота стержня для литой алюминиевой обмотки ротора при расчётной температуре $\vartheta = 115^0 C$:

$$\xi = 63,61 \cdot h_c \cdot \sqrt{s} = 63,61 \cdot 0,0285 \cdot \sqrt{1} = 1,79;$$

для $\xi = 1,79$: $\phi = 0,64$; $\phi' = k_д = 0,85$.

Активное сопротивление обмотки ротора.

Глубина проникновения тока:

$$h_r = \frac{h_C}{1+\phi} = \frac{0,0285}{1+0,64} = 0,0166 м = 16,6\ мм;$$

Площадь сечения:

$$q_r = \frac{\pi \cdot b_2^2}{8} + \frac{b_2 + b_r}{2} \cdot \left(h_r - \frac{b_2}{2} \right) = \frac{\pi \cdot 6,5^2}{8} + \frac{6,5 + 4,1}{2} \cdot \left(16,6 - \frac{6,5}{2} \right) = 88,9\ мм^2,$$

где

$$b_r = b_2 - \frac{b_2 - b_1}{h_1} \cdot \left(h_r - \frac{b_2}{2} \right) = 6,5 - \frac{6,5 - 2,7}{22,98} \cdot \left(16,6 - \frac{6,5}{2} \right) = 4,2 \text{ мм}$$

.

Коэффициент, показывающий увеличение активного сопротивления $r_{c\xi}$ пазовой части стержня при неравномерном распределении тока в нём по сравнению с его сопротивлением при одинаковой плотности по всему сечению стержня r_c:

$$k_r = \frac{q_c}{q_r} = \frac{125}{88,9} = 1,40$$

,

Где

$$q_c = \frac{\pi \cdot (b_1^2 + b_2^2)}{8} + \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot h_1 = \frac{\pi \cdot (6,5^2 + 2,7^2)}{8} + \frac{6,5 + 2,7}{2} \cdot 22,98 = 125 \text{ мм}^2$$

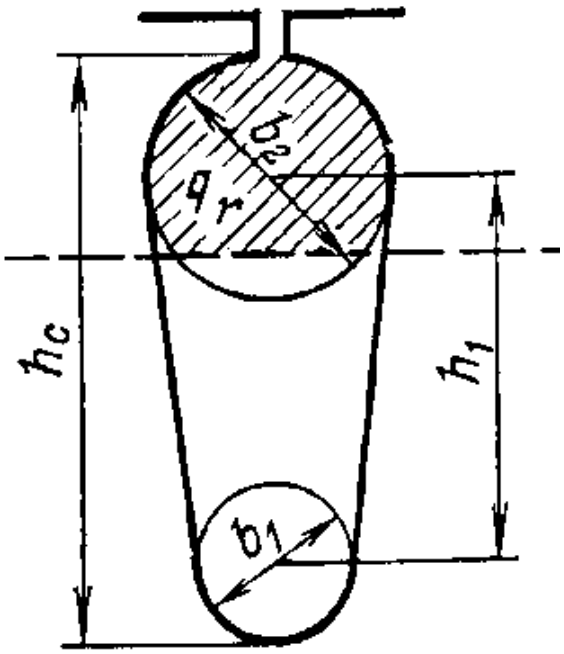


Рисунок 2. 11 – Расчётная глубина проникновения тока в стержнях

Коэффициент общего увеличения сопротивления фазы ротора под влиянием эффекта вытеснения тока:

$$K_R = 1 + \frac{r_c}{r_2} \cdot (k_r - 1) = 1 + \frac{24,6 \cdot 10^{-6}}{6,2 \cdot 10^{-5}} \cdot (1,40 - 1) = 1,15.$$

Приведённое активное сопротивление фазы ротора с учётом действия эффекта вытеснения тока:

$$r'_{2\xi} = K_R \cdot r'_2 = 1,15 \cdot 0,0925 = 0,107 \text{ Ом}.$$

Коэффициент магнитной проводимости пазового рассеяния короткозамкнутого ротора находим по выражению:

$$\lambda_{n2\xi} = \left[\frac{h_1}{3b} \cdot \left(1 - \frac{\pi b^2}{8 q_c} \right)^2 + 0,66 - \frac{b_ш}{2b} \right] \cdot k_д + \frac{h_ш}{b_ш} + 1,12 \cdot \frac{h'_ш \cdot 10^6}{D \cdot I_2} =$$

$$= \left[\frac{27,23}{3 \cdot 6,5} \cdot \left(1 - \frac{\pi \cdot 6,5^2}{8 \cdot 125} \right)^2 + 0,66 - \frac{1,5}{2 \cdot 6,5} \right] \cdot 0,85 + \frac{0,7}{1,5} + 1,12 \cdot \frac{0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{6,5 \cdot 362,2} = 3,05$$

Изначально примем равной $\frac{I_{2П}}{I_{2Н}} \approx 6,5$ при s=1.

Изменение индуктивного сопротивления фазы обмотки ротора от действия эффекта вытеснения тока тогда равно:

$$K_x = \frac{\lambda_{П2\xi} + \lambda_{Л2} + \lambda_{Д2}}{\lambda_{П2} + \lambda_{Л2} + \lambda_{Д2}} = \frac{\Sigma\lambda_{2\xi}}{\Sigma\lambda_2} = \frac{3,05 + 3,04 + 1,50}{2,9 + 3,04 + 1,50} = 1,00$$

.

Индуктивное сопротивление обмотки ротора находим по формуле:

$$x'_{2\xi} = x'_2 \cdot K_x = 0,55 \cdot 1,00 = 0,55\ Ом.$$

Ток ротора приближённо без учёта влияния насыщения ищем по выражению:

$$I'_2 \approx \frac{U_{1H}}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r^1_{2\xi}}{s}\right)^2 + \left(x_1 + x^1_{2\xi}\right)^2}} = \frac{220}{\sqrt{(0,24 + 0,107)^2 + (1,08 + 0,55)^2}} = 130,58\ A.$$

Учёт влияния насыщения на параметры.

Примем для s=1 коэффициент насыщения и $k_{нас} = 1,35$ $I_1 \approx I'_2$ и произведем расчёт для $k_{нас} \cdot I_1 = 1,35 \cdot 130,58 = 179,33\ A.$

Средняя МДС обмотки, отнесённая к одному пазу обмотки статора находится выражением:

$$F_{n,ср} = 0,7 \frac{k_{нас} \cdot I_1 \cdot u_{n1}}{a}\left(k'_\beta + k_y \cdot k_{об1} \cdot \frac{Z_1}{Z_2}\right) =$$

$$= 0,7 \frac{1,35 \cdot 15 \cdot 37,03}{1}\left(1 + 1 \cdot 0,911 \cdot \frac{30}{38}\right) = 3182,62\ A.$$

Фиктивная индукция потока рассеяния в воздушном зазоре:

$$B_{\phi\delta} = \frac{F_{П.ср}}{1,6 \cdot \delta \cdot C_N} \cdot 10^{-6} = \frac{3182,62}{1,6 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 1,003} \cdot 10^{-6} = 3,3\ Тл,$$

где коэффициент

$$C_N = 0,64 + 2,5 \cdot \sqrt{\frac{\delta}{t_1 + t_2}} = 0,64 + 2,5 \cdot \sqrt{\frac{0,6}{15,9 + 11,26}} = 1,003.$$

Для $B_{\phi\delta} = 3,3$ Тл находим $\chi_\delta = 0,82$.

Величина дополнительных раскрытий пазов статора:

$$c_1 = (t_1 - b_{ш1}) \cdot (1 - \chi_\delta) = (15,9 - 3,7) \cdot (1 - 0,60) = 4,8\ мм.$$

Вызванное насыщением от полей рассеяния уменьшение коэффициента проводимости рассеяния открытого паза статора:

$$\Delta\lambda_{П1нас} = \frac{h_{ш1} + 0,58 \cdot h'}{b_{ш1}} \cdot \frac{c_1}{c_1 + 1,5 b_{ш1}} = \frac{1 + 0,58 \cdot 1,6}{3,7} \cdot \frac{4,8}{4,8 + 1,5 \cdot 3,7} = 1,16.$$

Коэффициент магнитной проводимости пазового рассеяния при насыщении $\lambda_{П1нас}$ для статора:

$$\lambda_{П1нас} = \lambda_{П1} - \Delta\lambda_{П1нас} = 1,53 - 0,39 = 1,16.$$

Коэффициент магнитной проводимости дифференциального рассеяния обмотки статора с учётом влияния насыщения:

$$\lambda_{Д1нас} = \lambda_{Д1} \cdot \chi_{\delta} = 1,9 \cdot 0,60 = 1,15.$$

Индуктивное сопротивление фазы обмотки статора с учётом влияния насыщения:

$$x_{1нас} = x_1 \cdot \frac{\Sigma \lambda_{1нас}}{\Sigma \lambda_1} = 1,08 \cdot \frac{8,5}{9,7} = 0,96.$$

Коэффициент магнитной проводимости пазового рассеяния ротора с учётом влияния насыщения и вытеснения тока:

$$\Delta\lambda_{П1нас} = \frac{h_{ш2}}{b_{ш2}} \cdot \frac{c_2}{c_2 + b_{ш2}} = \frac{0,7}{1,5} \cdot \frac{1,76}{1,76 + 1,5} = 0,25.$$

Дополнительное раскрытие для короткозамкнутых роторов:

$$c_2 = \left(t_2 - b_{ш2}\right) \cdot \left(1 - \chi_{\delta}\right) = (15,9 - 1,5) \cdot (1 - 0,60) = 4,33 \text{ мм}.$$

Коэффициент магнитной проводимости пазового рассеяния при насыщении для ротора:

$$\lambda_{П2\xi нас} = \lambda_{П2\xi} - \Delta\lambda_{П2нас} = 2,71.$$

Коэффициент магнитной проводимости дифференциального рассеяния ротора с учётом влияния насыщения:

$$\lambda_{Д2нас} = \lambda_{Д2} \cdot \chi_{\delta} = 1,5 \cdot 0,60 = 0,913.$$

Приведённое индуктивное сопротивление фазы обмотки ротора с учётом влияния вытеснения тока и насыщения:

$$x'_{2\xi нас} = x'_{2} \cdot \frac{\Sigma \lambda_{2\xi нас}}{\Sigma \lambda_{2}} = 1,55 \cdot \frac{6,6}{7,5} = 0,49\ Ом,$$

где

$$\Sigma \lambda_{2\xi нас} = \lambda_{П2\xi нас} + \lambda_{Д2нас} + \lambda_{Л2} = 6,6.$$

Сопротивление взаимной индукции обмоток в пусковом режиме:

$$x_{12n} = x_{12} \cdot \frac{F_{ц}}{F_{\delta}} = 22,26 \cdot \frac{3182,62}{808} = 47,87;$$

$$c_{1пнас} = 1 + \frac{x_{1нас}}{x_{12П}} = 1 + \frac{0,96}{47,87} = 1,02.$$

Расчёт токов и моментов.

Коэффициенты:

$$a_n = r_1 + c_{1Пнас} \cdot \frac{r'_{2\xi}}{s} = 0,25 + 1,02 \cdot 0,107 = 0,36;.$$

$$b_n = x_{1нас} + c_{1Пнас} \cdot x^1_{2\xi нас} = 0,96 + 1,02 \cdot 0,48 = 1,46$$

Ток в обмотке ротора:

$$I'_2 = \frac{U_{1H}}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} = \frac{220}{\sqrt{0,36^2 + 1,46^2}} = 146,16\ A.$$

Находим ток обмотки статора:

$$I_1 = I'_2 \cdot \frac{\sqrt{a_n^2 + (b_n + x_{12n})^2}}{c_{1nнас} * x_{12n}} = 72,811 \cdot \frac{\sqrt{0,36^2 + (1,46 + 47,87)^2}}{1,02 \cdot 47,87} = 147,66\ A$$

Относительные значения тока и момента:

$$I_{n*} = \frac{I_{1n}}{I_{1н}} = \frac{147,66}{37,03} = 3,98;$$

$$M_{n*} = \left(\frac{I'_{2n}}{I'_{2H}}\right)^2 K_R \frac{s_н}{s_n} = \left(\frac{146,16}{32,07}\right)^2 \cdot 1,36 \cdot \frac{0,0153}{1} = 0,36.$$

Вычисление остальных точек выполняется в последовательности, определенной в формуляре. Чтобы учесть эффект насыщения, определим сопротивления $x_{1нас}$ и $x'_{2\xi нас}$, которые определяются в зависимости от ток

ов. Их пря мое определение пе ред вычислением пуск овых характеристик невоз можно, так как то ки ещё неизв естны. Поэтому $x_{1нас}$ и $x'_{2\xi нас}$ нах одим для каж дого из назна ченных скольжений спос обом последовательных прибли жений.

Примерно по парам етрам режима раб оты определяем крити ческое скольжение:

$$s_{кр} \approx \frac{r'_2}{\frac{x_1}{c_1} + x'_2} = \frac{0,0926}{\frac{1,08}{1,02} + 0,55} = 0,057 .$$

Исходя из рас чета начальных характе ристик, вычисляем I_1 и I'_2. Предпо ложим, что во вр емя этого сколь жения эффект насы щения мало вли яет и $k_{нас} = 1,1...1,2$, а изме нение $k_{нас}$ от $S = 1$ до $S_{кр}$ проис ходит по лине йному закону (рис унок В). Да лее для каж дого из назна ченных скольжений нах одим приблизительную вели чину $k_{нас}$ и вычи сляем сопротивления и то ки так же, как и при $S = 1$.

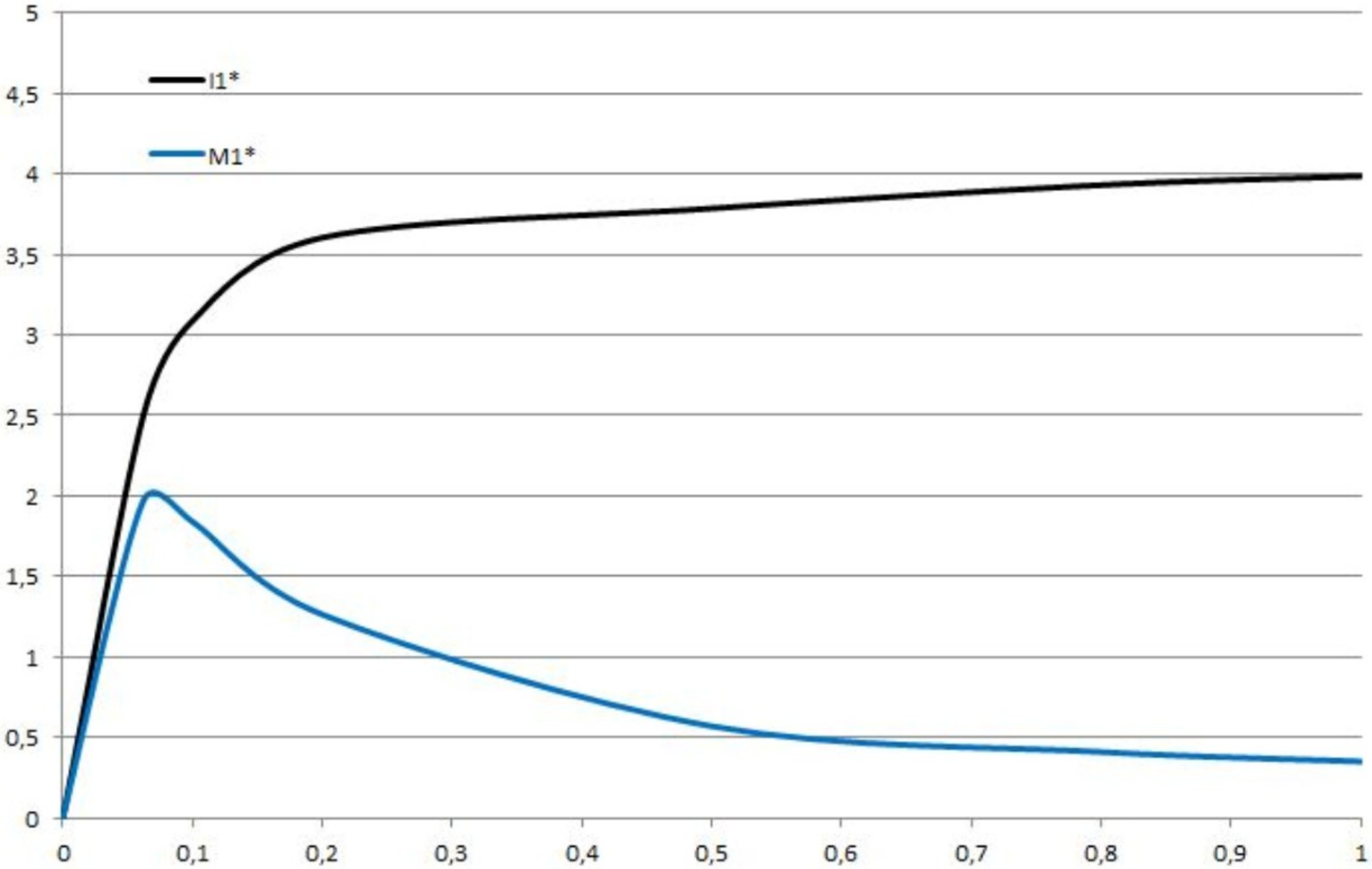
Критическое сколь жение определяется по сле вычисления вс ех точек пуск овых характеристик по отно шению к сре дним значениям $x_{1нас}$ и $x'_{2\xi нас}$, соотве тствует скольжению $S = 0,2 \ldots 0,1$:

$$s_{кр} \approx \frac{r'_2}{\frac{x_{1нас}}{c_{1п.нас}} + x'_{2\xi нас}} = \frac{0,0926}{\frac{0,98}{1,02} + 0,51} = 0,062 ,$$

После этого рассчитаем точку характеристики, соответствующую $S_{кр}$=0,062: M_{max*}=1,97.

Таблица № 2.2 - Дан ные расчёта пуск овых характеристик двиг ателя

№ п/п	Расчётная фор мула		Скольжение					
			1	0,8	0,5	0,2	0,1	$S_{кр}$= 0,062
1.	ξ	-	1,74	1,56	1,23	0,78	0,55	0,43
2.	ϕ	-	0,65	0,46	0,13	0,03	0,008	0,0032
3.	$k_r = q_C / q_r$	-	1,40	1,28	1,07	1,01	1,00	0,99
4.	$k_R = 1 + \frac{r_2}{r_C} \cdot (k_r - 1)$	-	1,15	1,11	1,02	1,00	1,00	0,99
5.	$r'_{2\xi} = K_R \cdot r'_2$	Ом	0,107	0,102	0,095	0,093	0,092	0,092
6.	$k_Д$	-	0,850	0,900	0,940	0,98	0,99	0,99
7.	$K_x = \sum \lambda_{2\xi} / \sum \lambda_2$	-	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
8.	$x'_{2\xi} = K_x \cdot x'_2$	Ом	0,55	0,57	0,60	0,57	0,57	0,57
9.	$x'_{2\xi нас} = x'_2 \cdot \sum \lambda_{2\xi нас} / \sum \lambda_2$	Ом	0,48	0,50	0,54	0,51	0,52	0,54
10.	$x_{1нас} = \sum \lambda_{1нас} / \sum \lambda_1$	Ом	0,96	0,96	0,96	0,97	0,99	1,03
11.	$c_{1П,нас} = 1 + x_{1нас} / x_{12П}$	-	1,020	1,020	1,020	1,020	1,020	1,02
12.	$a_П = r_1 + c_{1П,нас} \cdot r'_{2\xi} / s$	Ом	0,35	0,38	0,44	0,72	1,19	1,77
13.	$b_П = x_{1нас} + c_{1П,нас} \cdot r'_{2\xi} / s'$	Ом	1,46	1,47	1,52	1,49	1,53	1,59
14.	$I'_2 = U_{1H} / \sqrt{a_П^2 + b_П^2}$	А	146,1	144,0	138,6	132,0	113,1	92,15
15.	$I_1 = I'_2 \cdot \frac{\sqrt{a_n^2 + (b_n + x_{12n})}}{c_{1n} \cdot x_{12n}}$	А	147,6	145,5	140,2	133,5	114,4	91,27
16.	$I_{1*¿} = I_1 / I_{1H}$ ¿	-	3,987	3,931	3,787	3,605	3,089	2,5
17.	$M_¿ = \left(\frac{I'_2}{I'_{2н}} \right)^2 \cdot K_R \cdot \frac{s_H}{s'}$	-	0,35	0,41	0,57	1,264	1,84	1,97



Рис

2.9 Тепловой расчёт

Избыточная температура внутренней поверхности сердечника статора над температурой воздуха внутри двигателя находим по выражению:

$$\Delta\vartheta_{пов1} = K\frac{P'_{э.п1} + P_{ст.осн}}{\pi \cdot D \cdot l_1 \cdot \alpha_1} = 0,2 \cdot \frac{143,5 + 500,51}{3,14 \cdot 0,278 \cdot 0,063 \cdot 138} = 31,02\ ^oC,$$

где K=0,18 – коэффициент, учитывающий часть потерь в сердечнике статора и в пазовой части обмотки передается через станину непосредственно в окружающую среду.

Электрические потери в обмотке статора в пазовой части катушек находим по формуле:

$$P'_{э.п1} = k_\rho \cdot P_{Э1} \cdot \frac{2 \cdot l_1}{l_{ср1}} = 1,07 \cdot 953,5 \cdot \frac{2 \cdot 0,063}{0,89} = 143,5\ Вт;$$

Средняя величина коэффициентов теплоотдачи с поверхности $\alpha_1 = 138\frac{Вт}{м^2 \cdot ^\circ C}$; коэффициент возрастания потерь для обмоток с изоляцией класса нагревостойкости класса F: $k_p = \rho_{140} / \rho_{115} = 1,07$.

Перепады температур в изоляции пазовой части обмотки статора можно вычислить по формуле:

$$\Delta\vartheta_{из.п1} = \frac{P'_{э.п1}}{Z_1 \cdot П_{п1} \cdot l_1}\left(\frac{b_{изп1}}{\lambda_{экв}} + \frac{b_1 + b_2}{16 \cdot \lambda'_{экв}}\right) =$$

$$= \frac{143,5}{30 \cdot 0,0789 \cdot 0,063} \cdot \left(\frac{0,4 \cdot 10^{-3}}{0,16} + \frac{0,00151 + 0,00104}{16 \cdot 1,15}\right) = 3,08^{o}C,$$

где $П_{П1}$ – расчётный периметр поперечного сечения паза статора, который находится:

$$П_{П1} = 2h_{П} + b_1 + b_2 = 2 \cdot 26,7 + 15,1 + 10,4 = 75,76мм = 0,0789м;$$

$\lambda_{экв} = 0,16 \frac{Вт}{м \cdot {}^{\circ}C}$ - для класса нагревостояйкости F;

$\lambda'_{экв} = 1,15$ - средняя величина коэффициента теплопроводности внутренней изоляции катушек всыпной обмотки из эмалированного провода (для $d / d_{из} = 0,93$).

Находим перепады температуры по толщине изоляции лобовых частей:

$$\Delta\vartheta_{из.л1} = \frac{P'_{э.л1}}{2Z_1 П_{л1} l_1}\left(\frac{b_{изл1}}{\lambda_{экв}} + \frac{h_{п1}}{12\lambda'_{экв}}\right) =$$

$$= \frac{876,75}{2 \cdot 30 \cdot 0,0789 \cdot 0,063}\left(0 + \frac{26,7 \cdot 10^{-3}}{12 \cdot 1,1}\right) = 0,97^{o}C.$$

где $P'_{э.л1}$ – электрические потери в обмотке статора в лобовых частях катушек:

$$P'_{э.л1} = k_p \cdot P_{э1} \cdot \frac{2 \cdot l_{л1}}{l_{ср}} = 1,07 \cdot 953,5 \cdot \frac{2 \cdot 0,384}{0,89} = 876,75Вт;$$

$П_{л1}$ – периметр условной поверхности охлаждения лобовой части одной катушки равный $П_{л1} \approx П_{п1} = 78,9$ мм.

Превышение температуры наружной поверхностей лобовых частей над температурой воздуха внутри машины:

$$\Delta\vartheta_{повл1} = \frac{КР'_{эл1}}{2 \cdot \pi \cdot D \cdot l_{выл1} \cdot \alpha_1} = \frac{0,19 \cdot 876,75}{2 \cdot \pi \cdot 0,150 \cdot 122,28 \cdot 10^{-3} \cdot 138} = 10,88^{o}C .$$

Средняя величина превышения температуры обмотки статора над температурой воздуха внутри машины рассчитаем по формуле:

$$\Delta\vartheta'_1 = \frac{\left(\Delta\vartheta_{пов} + \Delta\vartheta_{изп1}\right) \cdot 2 \cdot l_1}{l_{ср1}} + \frac{\left(\Delta\vartheta_{изл1} + \Delta\vartheta_{повл1}\right) \cdot 2 \cdot l_{л1}}{l_{ср1}} =$$

$$= \frac{(31,02 + 3,8) \cdot 2 \cdot 0,063}{0,89} + \frac{(3,8 + 10,88) \cdot 2 \cdot 0,38}{0,89} = 17,51^{o}C;$$

Превышение температуры воздуха внутри машины над температурой окружающей среды находим по формуле:

$$\Delta\vartheta_в = \frac{\sum P'_в}{S_{кор} \cdot \alpha_в} = \frac{3092,98}{1,72 \cdot 21} = 129,9^{o}C ,$$

где $\sum P'_в$ – суммарные потери, которые отводятся в воздух внутри двигателя и рассчитываются по формуле:

$$\sum P'_{в} = \sum P' - (1 - K) \cdot \left(P'_{э.п1} + P_{ст.осп}\right) - 0,9 \cdot P_{мех} =$$
$$= 4321,79 - (1 - 0,19) \cdot (143,5 + 500,51) - 0,9 \cdot 29,14 = 3806,58 Вт,$$

где

$$\sum P' = \sum P + (k_{\rho} - 1) \cdot \left(P_{Э1} + P_{Э2}\right) =$$
$$= 4233,99 + (1,07 - 1) \cdot (953,5 + 300,66) = 4321,79 Вт,$$

где $\sum P$ – сумма всех потерь в двигателе при номинальном режиме работы и расчётной температуре;

Эквивалентная поверхность охлаждения корпуса:

$$S_{кор} = \left(\pi D_{а} + 8П_{Р}\right) \cdot \left(l_{1} + 2l_{выл1}\right) =$$
$$= (\pi \cdot 0,278 + 8 \cdot 0,42) \cdot (0,063 + 2 \cdot 0,122) = 1,30 \ м^{2},$$

где $П_{Р} = 0,42 \ м$ – среднее значение периметра поперечного сечения рёбер АД;

$\alpha_{в} = 21 \ Вт/м^{2} \cdot с$ - среднее значение коэффициента подогрева воздуха.

Среднее превышение температуры обмотки статора над температурой окружающей среды :

$$\Delta\vartheta_{1} = \Delta\vartheta'_{1} + \Delta\vartheta_{d} = 17,51 + 139,21 = 156,73^{o} C.$$

Полученная величина температуры допускается ГОСТом 183 -74

2.9.1 Расчет вентиляции

Требуемый поток охлаждающего воздуха:

$$Q_в = \frac{k_m \cdot \sum P'_в}{1100 \cdot \Delta \vartheta_в} = \frac{7,35 \cdot 3806,58}{1100 \cdot 139,22} = 0,182 м^3 / с,$$

где k_m – коэффициент, который учитывает изменения условий охлаждения по длине поверхности корпуса, обдуваемого наружным вентилятором, коэффициент $m = 2,5$ – для двигателей с $2p = 8$ и $h = 160$ *мм*.

$$k_m = m \cdot \sqrt{\frac{n}{100} \cdot D_a} = 1,8 \cdot \sqrt{\frac{6000}{100} \cdot 0,278} = 7,35$$

Расход воздуха, обеспечиваемый наружным вентилятором находим из выражения:

$$Q'_B = 0,6 D_a^3 \cdot \frac{n}{100} = 0,6 \cdot 0,278^3 \cdot \frac{6000}{100} = 0,77 м^3 / с.$$

Расход воздуха Q'_B больше требуемого для охлаждения машины $Q_в$:

$$Q'_B > Q_B.$$

3 Электромагнитный расчет асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Для проверки правильности определения соотношений и размеров асинхронной машины с короткозамкнутым ротором был выполнен расчет распределения электромагнитного поля в активной области методом конечных элементов. Расчеты проводились в программном комплексе FEMM v 4.2 (© David Meeker).

3.1 Программа FEMM

Программа Finite Element Method Magnetics (магнитные расчеты способом конечных элементов, сокращенно FEMM) позволяет проводить на персональных компьютерах расчет плоскомеридианных (осесимметричных) и плоскопараллельных стационарных/квазистационарных магнитных, а также стационарных электростатических полей. Пакет позволяет определять их цепные и полевые параметры и строить картины.

3.1.1 Дифференциальные уравнения с частными производными применяемые в FEMM

FEMM обращается к некоторым предельным случаям уравнений Максвелла. Рассматриваются проблемы магнетизма, которые можно рассматривать как «низкочастотные проблемы», в которых токами смещения можно пренебречь. Токи смещения обычно имеют отношение к проблемам магнетизма только на радиочастотах. Аналогичным образом решатель электростатики рассматривает обратный случай, когда учитывается только электрическое поле, а магнитное поле не учитывается. FEMM также решает двумерные / осесимметричные задачи стационарной теплопроводности. Эта проблема теплопроводности математически очень похожа на решение электростатических задач.

3.1.2 Текущие проблемы с потоком

Задачи протекания тока, решаемые с помощью FEMM, по существу являются квазиэлектростатическими задачами, в которых членами магнитного поля в уравнениях Максвелла можно пренебречь, но в которых члены тока смещения (которыми пренебрегают в задачах магнитостатики и вихревых токов) имеют значение.

Снова повторяя уравнения Максвелла, электрическое и магнитное поля должны подчиняться:

$$\nabla \cdot H = J + \dot{D} \tag{3.1}$$

$$\nabla \cdot B = 0 \tag{3.2}$$

$$\nabla \cdot E = -\dot{B} \tag{3.3}$$

$$\nabla \cdot D = \rho \tag{3.4}$$

при условии соблюдения соотношений:

$$J = \sigma E \tag{3.5}$$

$$D = \varepsilon E \tag{3.6}$$

Из расходимости (3.1) можно получить:

$$\nabla \cdot (\nabla \cdot H) = \nabla \cdot J + \nabla \cdot \dot{D} \tag{3.7}$$

Применяя стандартное векторное тождество, левая часть (3.7) равна нулю, что приводит к:

$$\nabla \cdot J + \nabla \cdot \dot{D} = 0 \tag{3.8}$$

Электрический потенциал V связан с напряженностью поля E следующим образом:

$$E = -\nabla V \tag{3.9}$$

Поскольку предполагается, что плотность потока B пренебрежимо мала, при таком выборе потенциала удовлетворяю (3.2) и (3.3).

Если снова предполагается преобразование вектора, в котором дифференцирование по времени заменяется умножением на $j\omega$, определение напряжения можно подставить в (3.8), чтобы получить:

$$-\nabla \cdot ((\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla V) = 0 \tag{3.10}$$

Если предположить, что свойства материала цельные, то все можно упростить до:

$$-(\sigma + j\omega\varepsilon)\cdot \nabla 2V = 0 \tag{3.11}$$

FEMM решает (3.11) для анализа текущих проблем потока.

Уравнение (3.11) также применимо для решения задач протекания постоянного тока. При нулевой частоте, диэлектрическая проницаемость, исчезает, оставляя:

$$-\sigma \nabla 2V = 0 \tag{3.12}$$

Просто задавая нулевую частоту, эта формулировка последовательно решает проблемы протекания постоянного тока.

$$\nabla \cdot H = J + \dot{D} \tag{3.13}$$

$$\nabla \cdot B = 0 \tag{3.14}$$

$$\nabla \cdot E = -\dot{B} \tag{3.15}$$

3.1.3 Граничные условия

Некоторое обсуждение граничных условий необходимо, для того что бы определить достаточное количество граничных условий, чтобы гарантировать уникальное решение.

Магнитные и электростатические граничные условия

Граничные условия для магнитных и электростатических задач бывают пяти разновидностей:

• Дирихле. В этом типе граничных условий значение потенциала A или V явно определяется на границе, например A = 0. Наиболее распространенное использование граничных условий типа Дирихле в магнитных задачах - определение A = 0 вдоль границы, чтобы магнитный поток не пересекал границу. В электростатических задачах условия Дирихле используются для фиксации напряжения на поверхности в проблемной области.

• Нойман. Это граничное условие задает нормальную производную потенциала вдоль границы. В магнитных задачах однородное граничное условие Неймана, $\partial A / \partial n = 0$, определяется вдоль границы, чтобы заставить поток проходить границу точно под углом 90о к границе. Такое граничное условие соответствует границе раздела с очень проницаемым металлом.

• Робин. Граничное условие Робина представляет собой своего рода смесь между Дирихле и Нейманом, предписывающую взаимосвязь между значением A и его нормальной производной на границе.

Пример этого граничного условия:

$$\frac{\partial A}{\partial n} + cA = 0$$

Это граничное условие чаще всего используется в FEMM для определения «граничных условий импеданса», которые позволяют ограниченной области имитировать поведение неограниченной области. В

контексте задач теплового потока это граничное условие можно интерпретировать как граничное условие конвекции. В задачах теплового потока граничные условия излучения линеаризуются относительно решения с последней итерации. Линеаризованная форма граничного условия излучения также является граничным условием Робена.

• Периодические. Периодические граничные условия соединяют две границы вместе. В этом типе граничных условий граничные значения в соответствующих точках двух границ устанавливаются равными друг другу.

• Антипериодическое. Антипериодическое граничное условие также объединяет две границы. Однако граничные значения делаются равными по величине, но противоположного знака.

Конечно-элементный анализ

Хотя интересующие нас дифференциальные уравнения кажутся относительно компактными, обычно очень трудно получить решения в замкнутой форме для всех геометрий, кроме простейших. Именно здесь на помощь приходит анализ методом конечных элементов. Идея конечных элементов состоит в том, чтобы разбить проблему на большое количество областей, каждая из которых имеет простую геометрию (например, треугольники). Например, на рисунке 3.1 показан проектируемый асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором, разбитый на треугольники.

В этих простых областях «истинное» решение для желаемого потенциала аппроксимируется очень простой функцией. Если используются достаточно маленькие области, приблизительный потенциал близко соответствует точному решению.

Преимущество разделения предметной области на несколько мелких элементов состоит в том, что проблема превращается из небольшой, но трудной для решения проблемы в большую, но относительно легко решаемую. В процессе дискретизации формируется задача линейной алгебры, возможно, с десятками тысяч неизвестных. Однако существуют алгоритмы, которые

позволяют решить полученную задачу линейной алгебры, как правило, за короткий промежуток времени. На рисунке 3.2 показан увеличенный эскиз проектируемого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, с пазами статора и ротора, разбитых на треугольники.

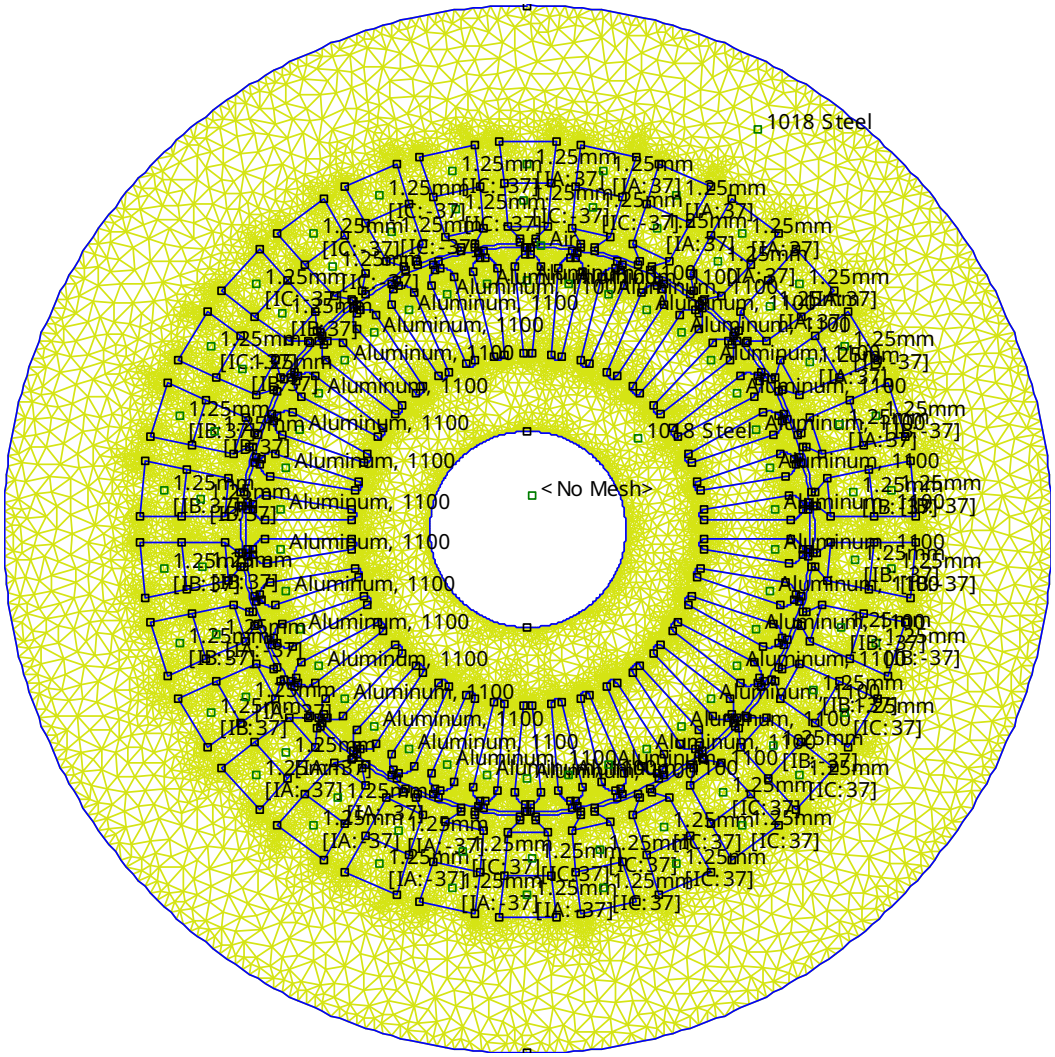


Рисунок 3.1 – Триангуляция асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

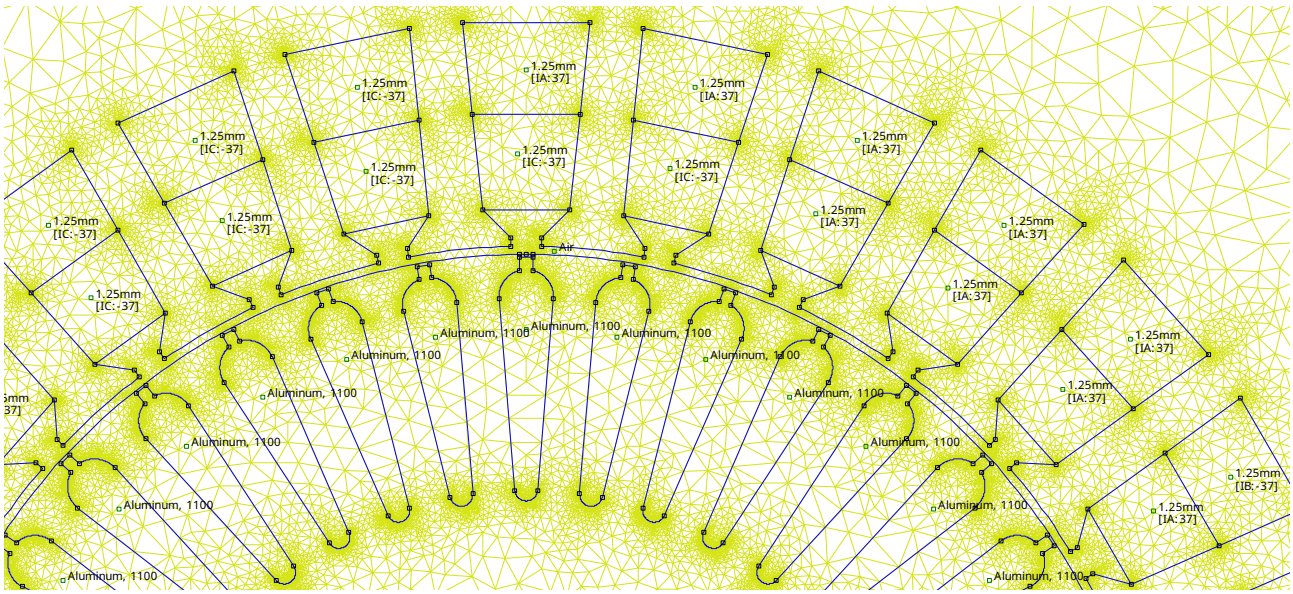


Рисунок 3.2 – Увеличенная триангуляция пазов статора и ротора асинхронного двигателя

В частности, FEMM дискретизирует расчетную область, используя треугольные элементы. По каждому элементу решение аппроксимируется линейной интерполяцией значений потенциала в трех вершинах треугольника. Задача линейной алгебры формируется путем минимизации меры погрешности между точным дифференциальным уравнением и приближенным дифференциальным уравнением, записанным в терминах линейных пробных функций.

3.1.4 Численные методы

В этом разделе будет расписано краткое описание методов и приемов, используемых FEMM, которые происходят внутри программы.

Формулировка задачи методом конечных элементов

Все элементы были получены с использованием вариационных формулировок (основанных на минимизации энергии, в отличие от метода Галеркина, остатка по методу наименьших квадратов и т.д.). Объяснения вариационного подхода для двумерных плоских задач с треугольными элементами первого порядка широко доступны в литературе [11].

Осесимметричный решатель электростатики также использует подход, изложенный в [11].

Однако осесимметричный случай для магнетизма менее изучен. Хул [12] и Сильвестр [13] продвигают решение осесимметричных задач в терминах модифицированного векторного потенциала.

Преимущество модифицированного векторного потенциала состоит в том, что можно формировать выражения в замкнутой форме для каждого члена в матрицах элементов. Ранняя версия FEMM использовала этот метод, но наблюдается относительно большие ошибки около $r = 0$. С модифицированной формулировкой потенциала также нетривиально вычислить среднюю плотность потока, связанную с каждым элементом. Однако формулировка, предложенная Хенроттом в [14], дает хорошие характеристики, близкие к $r = 0$. FEMM использует формулировку, которая очень похожа на формулировку Хенротта для осесимметричных магнитных задач.

Формулировка задачи линейными решениями

Для всех задач используются варианты итеративного решателя сопряженных градиентов. Этот метод подходит для задач, которые решает FEMM, поскольку матрицы симметричны и очень разрежены. Используется строчная схема хранения, в которой решаются только ненулевые элементы диагональной и верхней треугольной части матрицы.

Для задач магнитостатики и электростатики код с предварительно обусловленным сопряженным градиентом (PCG) основан на обсуждении в [13]. В этот алгоритм внесены незначительные изменения, чтобы избежать вычисления определенных величин более одного раза за итерацию. Хотя в [13] рекомендуется использование декомпозиции матрицы типа «Incomplete Cholesky», он не используется в FEMM, потому что он почти вдвое увеличивает требования к хранению - для каждого элемента хранимой матрицы также должен храниться соответствующий элемент декмпозиции. Вместо этого

используется декомпозиция с симметричной последовательной избыточной релаксацией (SSOR), как описано в [15]. Преимущество этого предобуславливателя заключается в том, что он строится на лету простым способом с использованием только тех матричных элементов, которые уже находятся в хранилище.

Для гармонических задач нельзя использовать обычный алгоритм PCG; матрица, возникающая при постановке гармонических задач, является комплексно-симметричной (т.е. $A = A^T$), а не эрмитовой (т.е. $A = A^*$). Любопытно, что существует не так много литературы по итерационным решателям для сложных симметричных задач, учитывая количество разнообразных приложений, в которых возникают эти проблемы.

Однако есть очень хорошая статья о решении линейных задач со сложными симметричными матрицами с помощью различных разновидностей сопряженного градиента Фрейнда [16]. Методы, обсуждаемые в [16], позволяют работать непосредственно со сложной симметричной матрицей и использовать преимущества симметричной структуры, чтобы минимизировать количество вычислений, которые должны выполняться за итерацию. Хотя в [16] рекомендуется подход квазиминимального остатка, FEMM использует сложную симметричную версию двусопряженного градиента, также описанную в [16]. После кодирования и сравнения скорости как BCG, так и QMR было обнаружено, что BCG несколько быстрее из-за относительно меньшего количества вычислений, которые необходимо выполнять за итерацию (хотя QMR имеет лучшие свойства сходимости, чем BCG).

Однако при использовании алгоритмов, описанных в [16], время решения было неприемлемо большим.

Чтобы сократить время решения, сложный симметричный алгоритм BCG был модифицирован, чтобы включить в него предварительную декопозицию SSOR (построенный точно так же, как и для задач магнитостатики). Включение предобуславливателя SSOR в сложные симметричные задачи BCG обычно дает

улучшение скорости на порядок по сравнению с отсутствием предобуславливателя.

Во всех задачах используется схема перенумерации узлов. Хотя схемы сопряженных градиентов хорошо работают без перенумерации, эта операция, в среднем, сокращает время решения вдвое. Использование перенумерации дает общее преимущество, поскольку время, необходимое для выполнения перенумерации, мало по сравнению со временем, необходимым для запуска CG или BCG. Хотя существует множество возможных подходов к перенумерации, FEMM использует метод Катхилла-Макки, как описано в [12].

Несмотря на то, что существуют более новые схемы, которые дают более жесткий профиль, метод Катхилла-Макки хорошо работает и требует мало времени для выполнения. Код перенумерации использовался в ранней версии FEMM, в которой использовался решатель на основе полосового метода исключения Гаусса, в котором хорошая нумерация узлов важна для хорошей производительности. Перенумерация ускоряет CG и BCG за счет уменьшения ошибки между приближением SSOR A^{-1} и точным A^{-1}.

Сглаживание поля

Поскольку в FEMM используются треугольники первого порядка, результирующее решение для *B* и *H*, полученное дифференцированием *A*, является постоянным для каждого элемента. Если необработанные *B* и *H* используются постпроцессором, графики плотности B и двухмерные графики величин полей вдоль заданных пользователем контуров имеют значительные колебания. Значения *B* и *H* также не так точны в точках элемента, удаленных от его центра.

Использование сглаживания для восстановления точности, потерянной при дифференцировании *A*, известно как сверхсходимость. Наибольший интерес для FEMM представляют методы так называемого «исправления ошибок». Основная идея состоит в том, что решения для *B* наиболее точны в

центре тяжести треугольного элемента (известного как его точка Гаусса). Требуется непрерывный профиль *B*, который можно интерполировать по узловым значениям, так же, как можно представить векторный потенциал *A*. Проблема в том, что «сырое» решение *B* является многозначным в любой узловой точке, причем эти значения являются различными постоянными значениями *B* в каждом элементе, окружающем узловую точку. Общий подход к оценке «истинного» значения *B* в любой узловой точке состоит в том, чтобы подобрать плоскость наименьших квадратов через значения *B* в точках Гаусса всех элементов, которые окружают интересующий узел, и взять значение плоскость в местоположении узловой точки как ее сглаженное значение *B*.

Однако такой подход к сглаживанию имеет ряд недостатков. Для довольно нерегулярных сеток, которые могут возникать в конечных элементах, задача аппроксимации методом наименьших квадратов может быть некорректной или даже сингулярной в некоторых узлах сетки конечных элементов. Более того, решение сверхсходимости может быть менее точным, чем решение кусочно-постоянной в окрестности границ и интерфейсов.

Можно отметить, что метод восстановления исправления представляет собой просто средневзвешенное значение плотностей потока во всех элементах, окружающих данный узел. Вместо аппроксимации методом наименьших квадратов FEMM просто взвешивает значения плотности потока в точке Гаусса каждого соседнего элемента со значением, обратно пропорциональным расстоянию от точки Гаусса до интересующей узловой точки. Вдали от границ результаты кажутся почти такими же хорошими, как подгонка методом наименьших квадратов. На границах и границах раздела сглаженное решение не хуже несглаженного.

Родственный подход используется для сглаживания *D* и *E* в задачах электростатики. Однако в задачах электростатики узловые значения *D* находятся путем взятия градиента плоскости наилучшего соответствия через напряжение соседних узлов. Необходимо уловить ряд частных случаев, чтобы получить разумные результаты на различных границах и поверхностях.

3.2 Результаты расчета распределения магнитного поля проектируемого асинхронного двигателя

На рисунке 3.3 показан увеличенный фрагмент активного слоя ЭМ. На рисунке 3.4 показана расчетная область ЭМ. Геометрические размеры ротора, магнитопровода и пазов статора, распределение тока по пазам соответствуют приведенным выше данным. В номинальном режиме в расчетах использовалось значение тока статора 30 А (амплитудное значение), абсолютное скольжение (частота токов ротора) 1.0 Гц.

На параметры контура намагничивания в схеме замещения асинхронной ЭМ значительное влияние оказывает насыщение магнитной системы. Поэтому амплитуда токов статора изменялась в зависимости от частоты таким образом, чтобы амплитуда основной гармоники индукции магнитного поля в зазоре была одинаковой, соответствующей значению в номинальном режиме. На этом рисунке также показано распределение обмотки статора по пазам. На рисунке 3.5 показаны результаты проектирования асинхронного двигателя в программе FEMM.

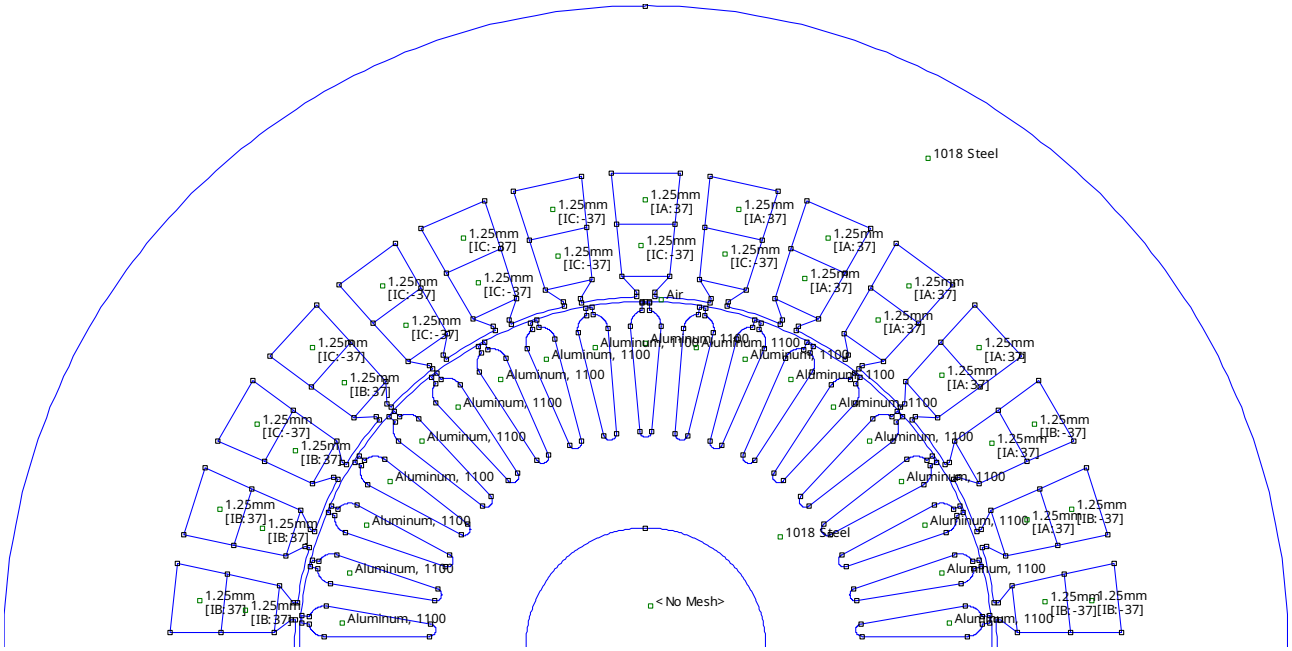


Рисунок 3.3 – Увеличенный эскиз активного слоя асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

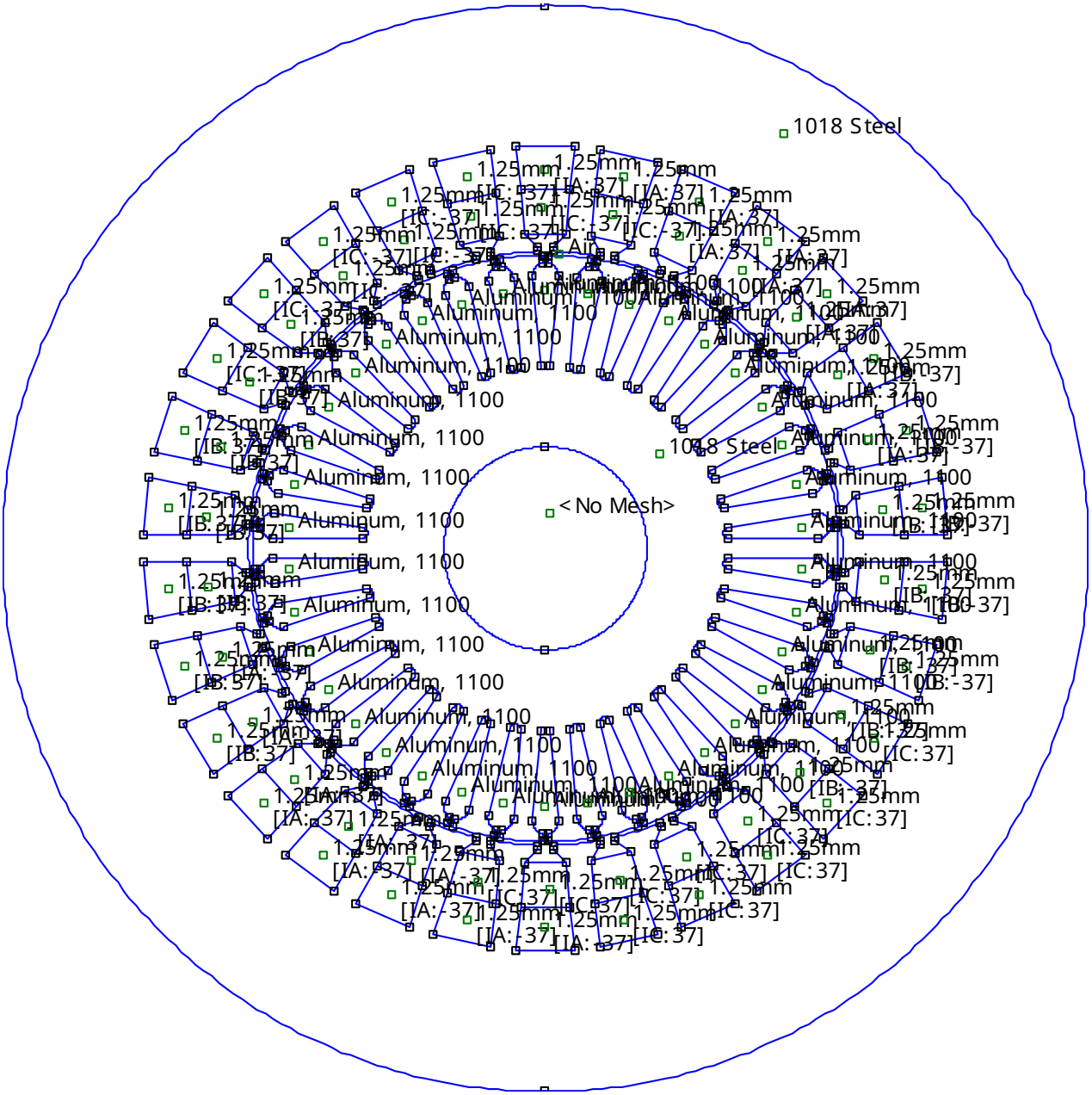


Рисунок 3.4 – Эскиз активного слоя асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

На рисунке 3.5 показаны результаты расчетов в номинальном режиме.

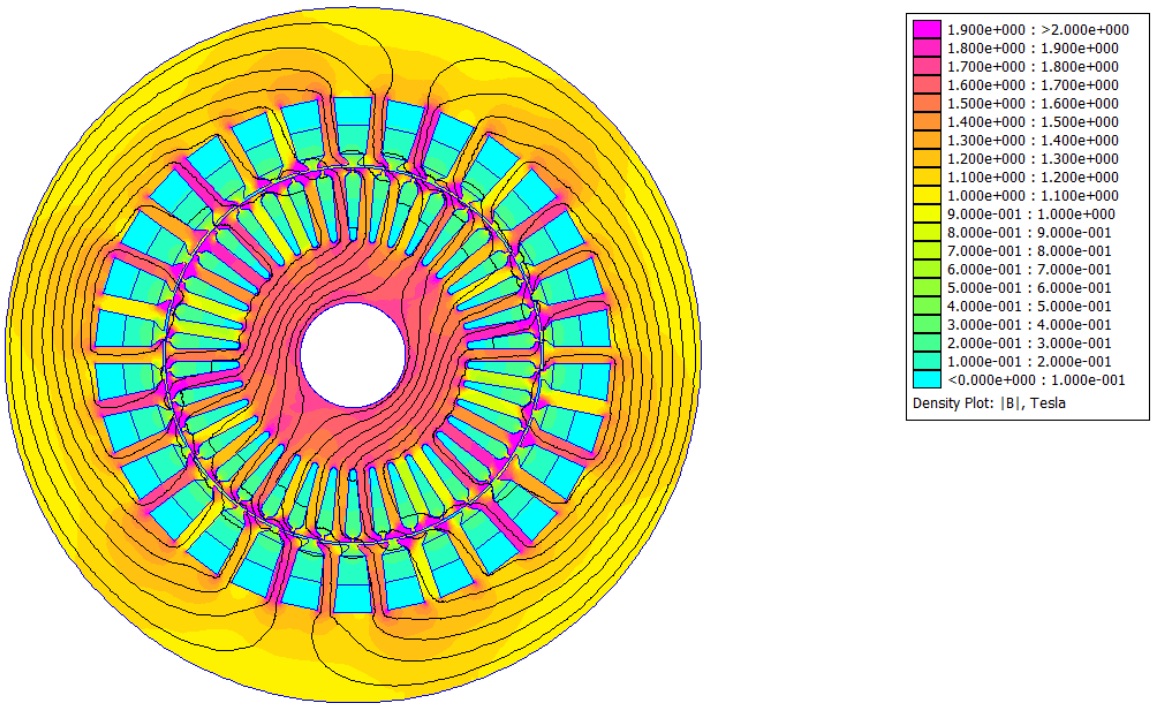


Рисунок 3.5 – Распределение магнитного поля в асинхронной машине с короткозамкнутым ротором в номинальном режиме

3.3 Определение параметров асинхронного двигателя по результатам расчета распределения магнитного поля

Параметры схемы замещения асинхронной электрической машины определяются путем аппроксимации методом наименьших квадратов зависимость мнимой части индуктивности фазы статора от частоты тока статора при неподвижном роторе. Эта зависимость получается в результате серии расчетов магнитного поля в электрической машине при изменяющихся значениях частоты токов статора [18].

Для аппроксимации используется схема замещения асинхронной электрической машине приведенная в разделе 2 (см. рисунок 2.9).

При неподвижном роторе скольжение ротора равно единице. В этом случае комплексное сопротивление фазы асинхронной электрической машины равно

$$Y_f(2\pi f) = r_s + j2\pi f L_f(2\pi f),$$

где f – частота токов статора.

Индуктивность фазы, в соответствии со схемой замещения равна:

$$L_f(2\pi f) = L_{\sigma s} + \frac{1}{\frac{1}{j2\pi f L_m} + \frac{1}{j2\pi f L'_{\sigma r} + r'_r}} \cdot \frac{1}{j2\pi f}.$$

В качестве определяемых параметров выступают индуктивность контура намагничивания, активные сопротивления и индуктивности рассеяния контуров ротора. Аппроксимирующая функция, в соответствии с описанным выше подходом, является зависимостью мнимой части индуктивности фазы от частоты тока статора:

$$X(f,b) = L_m\left(L_f(f,b)\right),$$

где $b = \left(L_m, L'_{\sigma r}, r'_r\right)^T$ – вектор параметров аппроксимации, имеющий размерность 3.

Индуктивность рассеяния статора определяется по вещественной части индуктивности фазы.

Для определения параметров аппроксимации необходимо минимизировать функционал:

$$\sum_{k=1}^{m}\left(X(f_k,b) - X_k^*\right)^2 \to \min, \qquad (3.16)$$

где m – количество точек, по которым выполняется аппроксимация;

$\left(f_1, X_1^*\right), \left(f_2, X_2^*\right), \ldots, \left(f_m, X_m^*\right)$ – зависимость мнимой части индуктивности фазы полученная в результате серии расчетов распределения поля.

Для отыскания параметров аппроксимации необходимо решить систему нелинейных алгебраических уравнений:

$$\sum_{k=1}^{m} \left(X_k^* - X\left(f_k, b\right)\right) \frac{\partial X\left(f_k, b\right)}{\partial b} = 0, \qquad (3.17)$$

Система уравнений (3.17) является нелинейной. Ее решение может быть выполнено с использованием численных методов, например, метода Ньютона. Для нахождения решения по известному начальному приближению параметров аппроксимации необходимо выполнить последовательность итераций вида:

$$b_l = b_{l-1} - \left[Y\left(b_{l-1}, f^*\right) Y\left(b_{l-1}, f^*\right)^T\right]^{-1} Y\left(b_{l-1}, f^*\right)^T \left[X^* - F\left(b_{l-1}, f^*\right)\right], \qquad (3.18)$$

В (3.3) f^* и X^* – вектора, составленные из значений частоты тока статора и мнимой части индуктивности фазы, полученные в результате расчета:

$$f^* = \left(f_1, f_2, \ldots, f_m\right); \quad X^* = \left(X_1^*, X_2^*, \ldots, X_m^*\right)^T.$$

Матрица $Y(b, x)$ составляется из значений частных производных аппроксимирующей функции в точках аппроксимации и имеет число строк,

равное количеству точек, по которому выполняется аппроксимация и число столбцов, равное количеству элементов вектора параметров аппроксимации:

$$Y_{k,i} = \frac{\partial X\left(f_k, b\right)}{\partial b_i}, k = 1, 2, \ldots, m; i = 1, 2, \ldots, 2n+1$$

Поскольку система уравнений (3.17) является нелинейной, матрицу Y необходимо пересчитываться на каждой итерации.

Выбор начального приближения для решения уравнения (3.17) во многом определяет сходимость решения итерационным методом. В результате предварительных исследований было установлено, что хорошие результаты дает использование в качестве начального приближения параметров упрощенной схемы замещения асинхронной электрической машины, с одним контуром на роторе. В случае, когда не учитывается индуктивность рассеяния ротора, задача вывода уравнений для аппроксимации может быть решаться аналитически [19].

С помощью программы Mathcad и Femm посчитаем приближенные значения мнимой части без учета индуктивности ротора. Данные для расчета равны:

Индуктивность контура намагничивания, Гн: $M = 0{,}035428$;

Индуктивность статора (Гн): $L_{10} = 0{,}001841$;

Активное сопротивление статора (Ом): $R_{10} = 0{,}26$;

Индуктивность ротора (Гн): $L_{210} = 0{,}000875$;

Активное сопротивление ротора (Ом): $R_{210} = 0{,}107$.

Результаты аппроксимации показаны в таблице 3.1 и на рисунке 3.6.

Таблица 3.1 – Результаты расчета индуктивности фазы асинхронной машины

№	Частота	Действительная часть	Мнимая часть
1	0.05	0.036703	-0.004401

2	0.1	0.035109	-0.008392
3	0.15	0.03276	-0.011681
4	0.2	0.029987	-0.014148
5	0.25	0.027091	-0.015821
6	0.3	0.024285	-0.016818
7	0.35	0.021696	-0.01729
8	0.4	0.019381	-0.017377
9	0.45	0.017352	-0.017199
10	0.5	0.015593	-0.016846
11	0.55	0.014077	-0.016386
12	0.6	0.012774	-0.015864
13	0.65	0.011655	-0.015313
14	0.7	0.010691	-0.014755
15	0.75	0.009858	-0.014202
16	0.8	0.009138	-0.013665
17	0.85	0.008511	-0.013148
18	0.9	0.007963	-0.012654
19	0.95	0.007484	-0.012184
20	1	0.007062	-0.011739
21	1.05	0.006689	-0.011318
22	1.1	0.006358	-0.01092
23	1.15	0.006063	-0.010545
24	1.2	0.0058	-0.010191
25	1.25	0.005564	-0.009857

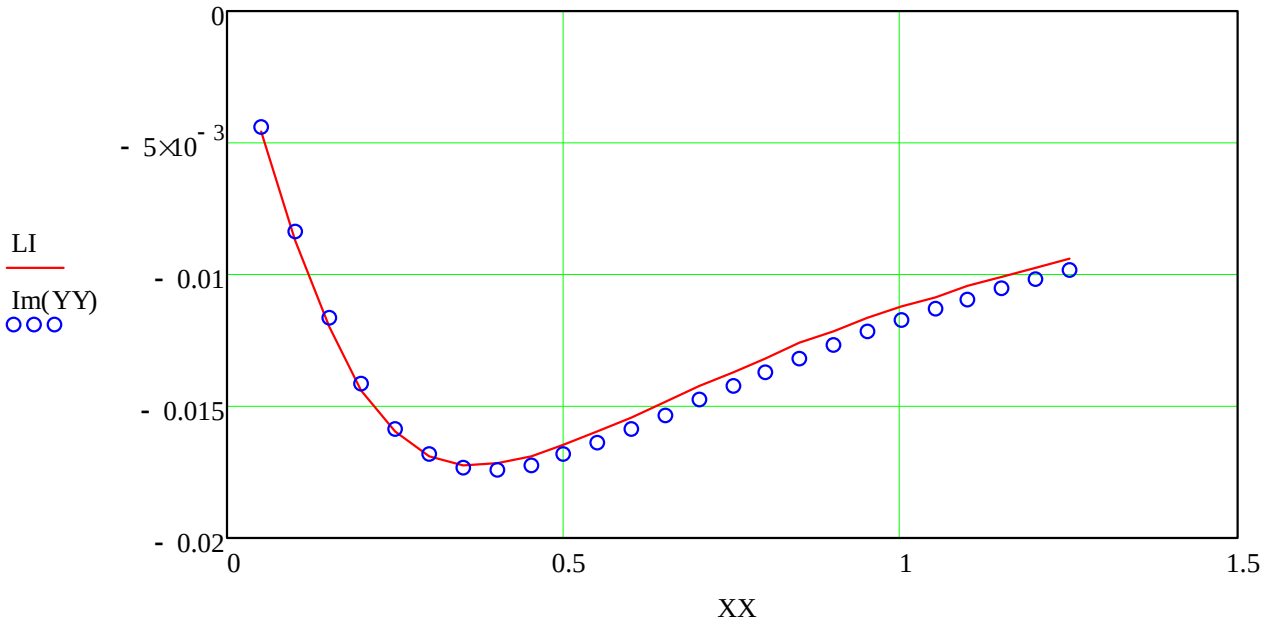


Рисунок 3.6 – Результаты аппроксимации мнимой части индуктивности без учета индуктивности рассеивания на роторе

Уточним приближенные значения нелинейными уравнениями методом Левенберга-Марквардта с учетом индуктивности рассеивания на роторе. Результаты аппроксимации мнимой части индуктивности с учетом индуктивности рассеивания на роторе показан на рисунке 3.7. Данные расчета с учетом индуктивности рассеивания на роторе приведены ниже:

Индуктивность контура намагничивания, Гн: $M = 0{,}035969$;

Индуктивность статора (Гн): $L_{10} = 0{,}00155$;

Индуктивность ротора (Гн): $L_{210} = 0{,}001021$;

Активное сопротивление ротора (Ом): $R_{210} = 0{,}0877$.

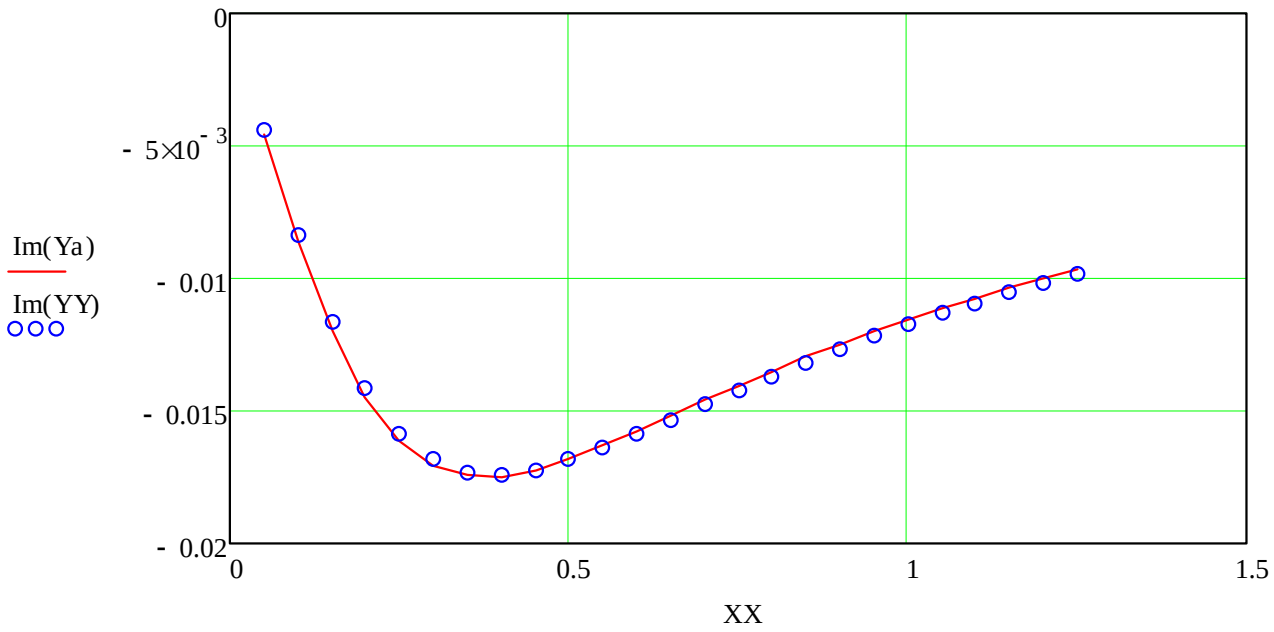


Рисунок 3.7 – Результаты аппроксимации мнимой части индуктивности с учетом индуктивности рассеивания на роторе

По результатам аппроксимации были получены уточненные параметры схемы замещения. Исходя из этого, рассчитанные данные в главе 2 и аппроксимация практически не отличается. Отсюда можно сделать вывод, что расчет асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором произведен правильно.

Заключение

В данной работе был спроектирован трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором мощностью P=18.5 *кВт*. В ходе расчета были рассчитаны основные размеры машины, выбрано количество пазов статора и выбрано количество пазов ротора Число пазов статора принято стандартному и равно Z1=30 и число пазов ротора составляет Z2=38. Произведен расчет основных размеров пазов статора и ротора. В качестве пазов ротора были выбраны грушевидные закрытые пазы. В работе были произведены расчеты намагничивающего тока, параметры рабочего режима, расчет пусковых характеристик.

При расчете рабочих характеристик получили уточненные значения номинального тока обмотки статора и мощности, потребляемой двигателем, которые меньше, чем принятые вначале работы предварительно. В работе построены рабочие характеристики при номинальном режиме работы двигателя и построена механическая характеристика.

Для проверки правильности определения соотношений и размеров асинхронной машины с короткозамкнутым ротором был выполнен расчет распределения электромагнитного поля в активной области методом конечных элементов программой FEMM. Из результатов спроектируемого в FEMM асинхронного двигателя видно, что размеры проектируемого двигателя расчитаны верно. Для проверки правильности расчета схемы замещения, производились расчеты мнимой части в Femm и Mathcad. По результатам аппроксимации были получены уточненные параметры схемы замещения. Исходя из этого, рассчитанные данные в главе 2 и аппроксимация практически не отличается. Отсюда можно сделать вывод, что расчет асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором произведен правильно.

Список использованной литературы

1. “Проектирование электрических машин “; под редакцией И.П.Копылова. – М.: Энергия, 1980.
2. “Проектирование электрических машин “; П.С.Сергеев, Н.В.Виноградов. – М.: Энергия, 1969.
3. Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины, ч.1,2 – М.: Высшая школа, 1987.
4. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А90 А.Э.Кравчик, М.М.Шлаф, В.И.Афонин, Е.А.Соболевская. – М.:Энергоиздат, 1982.
5. ГОСТ 2582-2013 Машины электрические вращающиеся тяговые.
6. ГОСТ 10159-79 Машины электрические вращающиеся коллекторные.
7. Сечин, В.И. Обмотки электрических машин и трансформаторов : учеб. пособие / В.И. Сечин, О.В. Моисеева. – Хабаровск : Изд-во ДВГУПС, 2012. – 166 с.
8. Иванов, В.В. Технология и оборудование производства электрических машин [Электронный ресурс].
9. ГОСТ 16264.1-2016 Двигатели асинхронные.
10. Алиев И.И. Асинхронные двигатели в трехфазном и однофазном режимах, 2004.
11. P. E. Allaire, Basics of the finite element method, 1985.
12. S. R. Hoole, Computer-aided analysis and design of electromagnetic devices, Elsevier, 1989.
13. P. P. Silvester, Finite elements for electrical engineers, Cambridge University Press, 1990.
14. F. Henrotte et al, “A new method for axisymmetric linear and nonlinear problems,” IEEE Transactions on Magnetics, MAG-29(2):1352-1355, March 1993.
15. C. A. Fletcher, Computational techniques for fluid dynamics, Springer-Verlag, 1988.

16. R. W. Freund, “Conjugate gradient-type methods for linear systems with complex symmetric coefficient matrices,” SIAM Journal of Scientific and Statistical Computing, 13(1):425-448, January 1992.

17. E. F. D’Azevedo, P. A. Forsyth, and W. Tang, “Ordering methods for preconditioned conjugate gradient methods applied to unstructured grid problems,” SIAM J. Matrix Anal. Appl., 12(4), July 1992.

18. Колпахчьян, П. Г. Определение параметров схемы замещения асинхронной электрической машины с массивным ротором / П. Г. Колпахчьян, М. С. Подберезная, Д. В. Ольховатов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2019. – Т. 62. – № 5. – С. 31-36. – DOI 10.17213/0136-3360-2019-5-31-36.

19. Wilow, V.: Electromagnetical model of an induction motor in COMSOL Multiphysics. Master’s thesis, KTH, Electrical Energy Conversion (2014).