

РАСЧЁТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

В статье проведён краткий анализ существующих методов расчёта асинхронных двигателей малой мощности. Рассмотрены особенности уточненной модели асинхронного двигателя и расчёта магнитной цепи магнитопровода с учётом влияния технологических факторов.

Электрические машины относятся к категории сложных систем, объединяющих в себе электромагнитные, электрические, волновые, тепловые и механические явления. Построение полной адекватной математической модели электрической машины представляет собой нереальную техническую задачу. Известные в настоящее время методики расчета асинхронных машин отличаются многообразием применяемых упрощающих допущений, математических методов и используемых теорий, основу которых составляют метод симметричных составляющих, теория вращающихся полей и принцип суперпозиции полей. Наиболее прогрессивным подходом к решению задач электромеханики является сочетание в одной модели уравнений магнитного поля и уравнений теории цепей [1]. Теория поля позволяет с необходимой точностью определить параметры электрической машины, а на основании уравнений теории цепей рассчитать характеристики машины. Совокупность взаимно-перемещающихся электрических цепей может быть заменена эквивалентными статическими цепями, к анализу которых применимы известные методы теоретической электротехники [2].

При составлении уравнений и исследовании асинхронных машин используются общепринятые допущения и ограничения, связанные с понятием «идеализированная машина»: материал магнитопровода ненасыщен, потерь в стали нет, фазные обмотки симметричны и сдвинуты на угол 120 электрических градусов для трехфазных асинхронных машин, магнитодвижущие силы обмоток и магнитные поля распределены синусоидально вдоль окружности воздушного зазора, воздушный зазор равномерен, ротор симметричен [1].

Из проведенного анализа теоретических методов исследования и описания асинхронных машин можно сделать вывод, что в настоящее время не существует единой общепризнанной, простой и достаточно точной методики моделирования. Поэтому из большого разнообразия аналитических и численных методов расчета целесообразно выбрать тот, возможности которого наиболее соответствуют решению поставленной задачи. В нашем случае целесообразно использовать методику ВНИИЭМ для расчета трехфазных короткозамкнутых асинхронных двигателей [3], основанную на модели с сосредоточенными параметрами. В данную методику внесены уточнения [4-6], учитывающие особенности асинхронных двигателей малой мощности.

Модель удовлетворяет всем основным требованиям, предъявляемым к математическим моделям, обес-

печивает достаточную точность и адекватность при минимальных вычислительных ресурсах.

Предлагаемая методика применима при следующих допущениях: зубцы статора – с параллельными стенками; дно паза статора – плоское, верх – круглый; зубцы ротора – с параллельными стенками; дно паза ротора – круглое, верх – круглый; обмотка статора – однослойная шаблонная; число параллельных ветвей обмотки статора $a=1$; обмотка ротора – короткозамкнутая, в виде беличьей клетки.

В предлагаемой уточненной методике в отличие от методики ВНИИЭМ сначала определяется индуктивное сопротивление взаимной индукции x_μ при холостом ходе, а затем коэффициент рассеяния статора τ_1 . Из схемы замещения при холостом ходе (рисунок 1) относительное значения тока:

$$I_\mu = \frac{1}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_\mu)^2}} \quad (1)$$

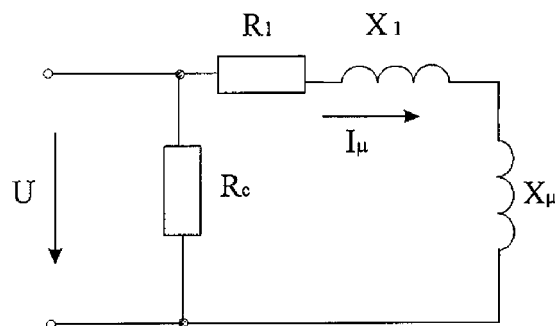


Рисунок 1. Схема замещения асинхронного двигателя холостого хода

Коэффициент рассеяния статора

$$\tau_1 = \frac{x_1}{x_\mu} \quad (2)$$

Длина лобовых частей обмотки статора $l_{л1}$ определяется по уточненной формуле

$$l_{л1} = (1 + 0,07 \cdot p) \cdot \tau_y + 15, \quad (3)$$

где p – число пар полюсов;

τ_y – шаг обмотки по середине высоты паза статора.

Для исследования магнитной цепи была использована аппроксимация кривой намагничивания стали аналитическим выражением вида [4]

$$H = b \cdot B + a \cdot sh(k \cdot B) \quad (4)$$

где H – напряженность магнитного поля в стали;
 B – магнитная индукция;
 a, b, k – численные коэффициенты аппроксимации, которые были получены для сталей 2013, 2214 и конструкционной стали ст. 45 путем решения систем нелинейных уравнений в системе Mathcad итерационным методом Левенберга – Маркардта.

На рисунке 2 представлены основные кривые намагничивания и кривые намагничивания, полученные в результате аппроксимации.

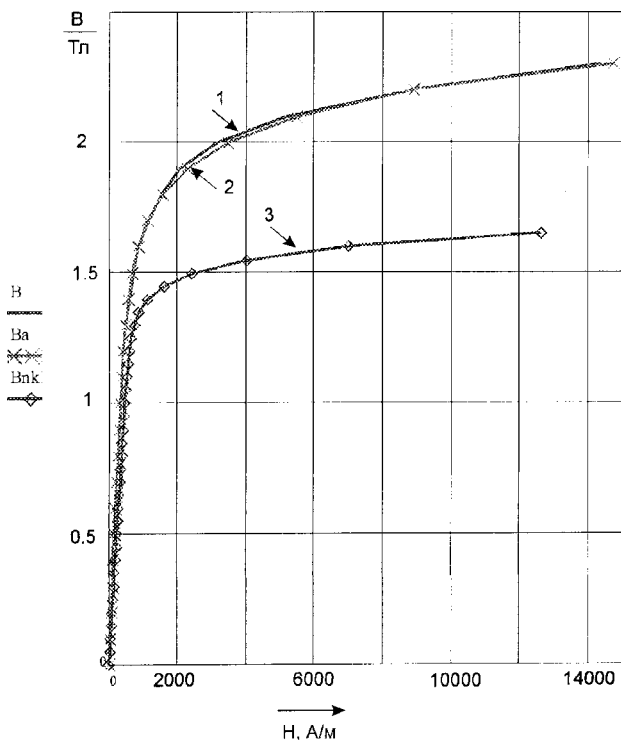


Рисунок 2. Кривые намагничивания стали 2013

В данной работе применён метод расчёта магнитной цепи по [5]. Особенность заключается в следующем:
 1) использовании аппроксимации кривой $B(H)$ в виде выражения (4);

2) приведении ротора к статору по числу зубцов и представлении обмотки фазы статора, распределенной по всем пазам, с числом проводников фазы в пазу номер i :

$$W_i = \frac{4 \cdot W \cdot f_w}{Z_1} \cdot \cos \left[2 \cdot \pi \cdot p \cdot \frac{i}{Z_1} - \frac{\pi \cdot p}{Z_1} \right], \quad (5)$$

где Z_1 – число пазов статора;
 W – число последовательных витков фазы;
 f_w – обмоточный коэффициент первой гармоники;
 3) учёте влияния технологических факторов.

Согласно [4] ротор с числом пазов Z_2 заменяется ротором с числом пазов Z_1 . При этом коэффициент Картера и проводимости дифференциального рассеивания рассчитываются, исходя из числа пазов ротора Z_2 , при сохранении общего объема алюминия в обмотке ротора и суммарной ширины зубцов. Такая за-

мена допустима, если не учитывать потоки зубцовых порядков, то есть допустима для расчета магнитной цепи. Рассмотрим сектор магнитной цепи, состоящий из двух пар зубцов статора и ротора и соответствующих участков спинок (рисунок 3).

Ротор будем считать неподвижным, с активным сопротивлением $\frac{r_2}{S}$ и индуктивным сопротивлением x_2 . Магнитная схема замещения такого участка представлена на рисунке 4.

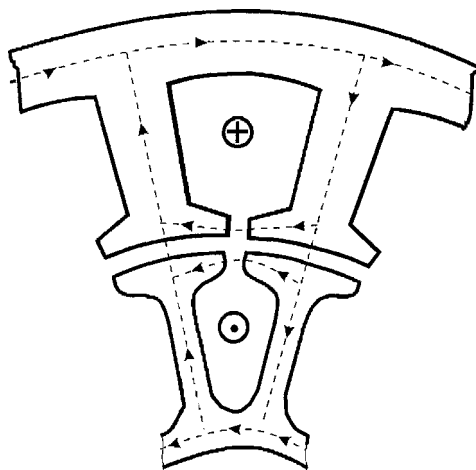


Рисунок 3. Участок магнитопровода асинхронного двигателя $Z_1 = Z_2$; $t_1 = t_2$

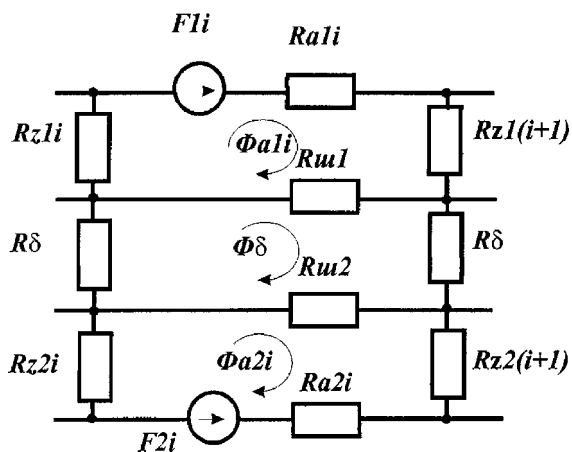


Рисунок 4. Магнитная схема замещения участка магнитопровода.

Φ_{a1i} – магнитный поток в спинке статора;
 Φ_{a2i} – магнитный поток в спинке ротора;
 Φ_{δ} – поток в контуре воздушного зазора.

На схеме обозначено: $F1i$ – МДС проводников всех фаз, находящихся в пазу i ; $F2i$ – МДС паза i ротора; $Ra1i, Ra2i$ – магнитные сопротивления спинки статора и ротора соответственно; $Rz1i, Rz2i$ – магнитные сопротивления зубцов статора и ротора соответственно; $Ru1, Ru2$ – магнитные сопротивления шлица паза статора и ротора соответственно; $R\delta$ – магнитное сопротивление воздушного зазора на дуге в одно зубцовое деление статора.

На форму кривой магнитной индукции в зубцах большое влияние оказывает насыщение стали. Измерения показывают, что в насыщенных двигателях амплитуда третьей гармоники магнитной индукции в зубцах может достигать 30% от амплитуды первой гармоники [4], пятая гармоника выражена значительно меньше. Из остальных высших гармоник заметно выражены только зубцовые. Поэтому при расчетах ограничиваемся первой и третьей гармониками магнитной индукции.

При расчете магнитной цепи учитывается влияние технологии изготовления асинхронных двигателей на магнитное напряжение стальных участков магнитной цепи. Для изготовления сердечников статора и ротора применяется холоднокатаная электротехническая сталь марок 2013 и 2214. Эти стали очень чувствительны к механическим воздействиям. С физической точки зрения это объясняется измельчением зерен и нарушением ориентации кристаллов – «наклёпом», вследствие чего увеличивается магнитное сопротивление и удельные потери. Глубина наклепанного слоя зависит от степени заточки штампа и может находиться в пределах 0.5÷1 мм. Влияние «наклёпа» особенно сильно сказывается в машинах с узкими зубцами. При резке и штамповке по контуру вырубki образуются заусенцы. Высота заусенцев после 75 тысяч ударов штампа достигает 0.03 мм, а после 100 тысяч ударов возрастает до 0.06 мм. Ухудшение магнитных свойств, связанное с технологическими операциями, может быть частично или почти полностью устранено повторным отжигом, однако, если при производстве используется сталь с уже нанесенным изоляционным покрытием, то проведение отжига становится либо невозможным, либо нецелесообразным. В результате магнитопровод изготовленного двигателя имеет ухудшенные магнитные характеристики.

В предлагаемой модели [4] введен коэффициент, учитывающий влияние технологических факторов

$$K_{mf} = \frac{\sum F_{cm}}{\sum F_c} \quad (6)$$

где $\sum F_{cm}$ – намагничивающая сила стальных участков магнитной цепи с учетом ухудшения магнитной характеристики под влиянием технологических факторов;

$\sum F_c$ – намагничивающая сила без учета влияния этих факторов.

В данной работе предлагается аналитическое выражение, позволяющее определить значение K_{mf} при известных геометрических размерах, индукции в воздушном зазоре и магнитных свойствах электротехнической стали.

После проведения рекристаллизационного отжига остается «наклёп» только по наружным поверхностям сердечников статора и ротора, вызванный механической обработкой, который не увеличивает магнитного напряжения. Таким образом, для сердечников, собранных из отожженных листов, можно принять $K_{mf} = 1$. Если же рекристаллизационный отжиг не проводится и так как ширина зон «наклёпа» в АДММ соизмерима с

шириной зубцов, то необходимо учесть влияние «наклёпа» при расчете магнитного напряжения сердечников. Зона «наклёпа» имеет пониженную магнитную проницаемость и более высокие удельные потери по сравнению с зоной нормальной структуры. Износ штампа по контуру вырубki происходит неравномерно, поэтому также будет неодинаковой ширина зоны «наклёпа», но для упрощения расчета будем считать, что зона «наклёпа» имеет одинаковую ширину по всему контуру вырубki, рисунок 5. Определение магнитных характеристик наклепанной зоны производится экспериментально.

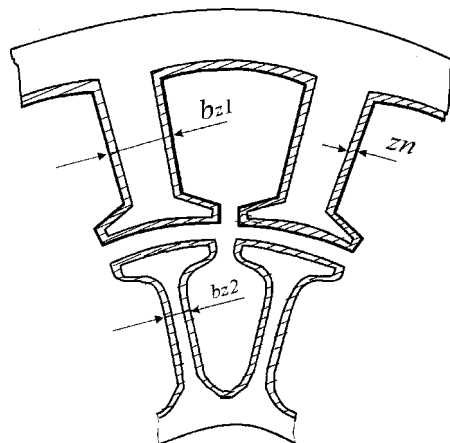


Рисунок 5. Участок магнитопровода асинхронного двигателя. $Z_1 = Z_2$; $t_1 = t_2$; zn – ширина зоны «наклёпа»

На рисунке 2 показаны кривая намагничивания для стали 2013 и кривая намагничивания наклепанной зоны. Магнитный поток на единицу длины сердечника в зубце [6] равен

$$\Phi_z = \Phi_{z1} + \Phi_{z2}, \quad (7)$$

$$\Phi_{z1} = B_{z1} \cdot (b_z - 2 \cdot zn) \cdot K_c, \quad (8)$$

$$\Phi_{z2} = B_{z2} \cdot 2 \cdot zn \cdot K_c, \quad (9)$$

где B_{z1} , B_{z2} – индукции в нормальной и наклепанной зоне соответственно, Тл;

b_z – ширина зубца, м;

K_c – коэффициент заполнения пакета сталью;

zn – ширина зоны «наклёпа», для штампа средней изношенности $zn = 0,0008$ м.

Тогда эквивалентная индукция в зубце, Тл [6]:

$$B_{z3} = B_{z1} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{zn}{b_z}\right) + B_{z2} \cdot 2 \cdot \frac{zn}{b_z}. \quad (10)$$

Согласно [6] значениям B_{z1} и B_{z2} соответствует одно и то же значение напряженности H_z . В других методиках расчета асинхронных машин принято, что стальные участки во всех зонах имеют нормальную структуру и индукция в зубце определяется по формуле:

$$B_z = B_\delta \cdot \frac{t}{b_z \cdot K_c}, \quad (11)$$

где t – зубцовое деление, м;

B_δ – индукция в воздушном зазоре, Тл.

$$\left\{ \begin{aligned} \left(1 - \frac{2 \cdot zn}{b_z} \right) \cdot B_{z1} + \frac{2 \cdot zn}{b_z} \cdot B_{z2} &= B_\delta \cdot \frac{t}{b_z \cdot K_c} \\ b \cdot B_{z1} + a \cdot sh(k \cdot B_{z1}) &= b_H \cdot B_{z2} + a_H \cdot sh(k_H \cdot B_{z2}) \end{aligned} \right. \quad (12)$$

Значение магнитного потока не должно зависеть от способа расчета, поэтому приравняем значения индукции (10) и (11) и для определения значения индукции в зубце и индукции в наклепанном слое решаем систему трансцендентных уравнений (12). Известно, что трансцендентные уравнения не имеют точного решения, поэтому для решения системы (12) используем систему Mathcad. Определив значения B_{z1} и B_{z2} , рассчитываем эквивалентную индукцию в зубце B_{z3} и магнитное напряжение зубцового слоя

$$F_{ZH} = H_{ZH} \cdot zn + (h_z - zn) \cdot H_{z3}, \quad (13)$$

где H_{ZH} – напряженность наклепанного слоя, определяется по кривой намагничивания наклепанного слоя для магнитной индукции в наклепанном слое зубца B_{z2} ;

H_{z3} – магнитное напряжение для зубцов статора и ротора, определяемое по основной кривой намагничивания для эквивалентной индукции в зубце B_{z3} .

На основании вышеизложенного делаем вывод – коэффициент учета влияния технологических факторов можно определить по формуле

$$K_{m\phi} = \frac{\sum F_{ZH}}{\sum F_z}, \quad (14)$$

где $\sum F_{ZH}$ – магнитное напряжение зубцового слоя с учетом «наклёпа»;

$\sum F_z$ – магнитное напряжение зубцового слоя без учета «наклёпа».

Отсюда

$$K_{m\phi} = \frac{H_{ZH1} \cdot zn + (h_{z1} - zn) \cdot H_{z31} + H_{ZH2} \cdot zn + (h_{z2} - zn) \cdot H_{z32}}{h_{z1} \cdot H_{z31} + h_{z2} \cdot H_{z32}}, \quad (15)$$

где индексы 1 и 2 принадлежат соответственно статору и ротору.

Согласно проведенным исследованиям, а также статистическим данным в зависимости от условий про-

изводства и марки стали этот коэффициент изменяется в пределах от 1,0 до 2,5. Для двигателя АИС80 согласно (15) $K_{m\phi} = 1,097$. Без учета влияния технологических факторов коэффициент насыщения магнитной цепи [6] равен:

$$K'_\mu = 1 + \frac{\sum F_c}{F_\delta}, \quad (16)$$

где F_δ – магнитное напряжение воздушного зазора.

С учетом влияния технологических факторов

$$K_\mu = 1 + K_{m\phi} \cdot \frac{\sum F_c}{F_\delta}. \quad (17)$$

Отсюда следует

$$K_\mu = 1 + K_{m\phi} \cdot (K'_\mu - 1). \quad (18)$$

Величина намагничивающего тока без учета влияния технологических факторов

$$I'_\mu = n \cdot (F_\delta + \sum F_c), \quad (19)$$

где n – коэффициент пропорциональности.

С учетом влияния технологических факторов при одном и том же магнитном потоке намагничивающий ток будет равен

$$I_\mu = n \cdot (F_\delta + K_{m\phi} \cdot \sum F_c). \quad (20)$$

Следовательно,

$$I_\mu = I'_\mu \cdot \frac{K_\mu}{K'_\mu}. \quad (21)$$

Коэффициент Ктф зависит не только от условий производства, но и от уровня насыщения магнитной цепи. С увеличением насыщения влияние технологических факторов на намагничивающую силу стальных участков уменьшается. При уменьшении магнитного потока и, следовательно, насыщения Ктф сначала возрастает, а затем начинает убывать по мере перехода в область слабых насыщений [6].

Используя описанную выше модель, определяем энергомеханические показатели качества: КПД, $\cos \varphi$, S_n , $K_{пт}$, $K_{пм}$, $K_{мм}$. Программа, составленная по предложенной методике, позволяет производить поверочные расчеты асинхронных двигателей малой мощности.

Список использованной литературы:

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 1987. – 248 с.
2. Копылов И.П., Мамедов Ф.А., Беспалов В.Я. Математическое моделирование асинхронных машин. – М.: Энергия, 1969. – 96 с.
3. ВНИИЭМ. Методика расчёта трёхфазных короткозамкнутых асинхронных двигателей (для поверочных расчётов на ЭЦВМ), 1971.
4. Дадиваян Ф.П. Анализ магнитной цепи асинхронного двигателя // Электротехника, 1976, №10, с. 26-30.
5. Никиян Н.Г. Влияние технологии обработки сердечников асинхронных двигателей на их магнитные свойства // Известия вузов, Электромеханика, 1987, № 8, с.27-30.
6. Никиян Н.Г., Йондем М.Е. Влияние технологических факторов на магнитное напряжение сердечников асинхронных машин // Электротехника, 1988, №8, с.19-21.