

Математические модели насыщенной асинхронной машины в полярных координатах

ПАНТЕЛЕЕВ В. И., ПАХОМОВ А. Н., ФЕДОРЕНКО А. А.

Цель представленной работы – восполнить наметившийся пробел в области математического моделирования установившихся и переходных процессов в асинхронных электрических машинах. Предложен набор математических моделей в полярных координатах, учитывающих насыщение главной магнитной цепи машины. Для решения поставленных задач использовались методы теории функций комплексных переменных. Программные реализации предлагаемых математических моделей и численные исследования воспроизводимых ими процессов выполнены в вычислительной среде MATLAB (пакет прикладных программ SIMULINK). Представлены два варианта математических моделей асинхронной машины в полярных координатах, учитывающих насыщение главной магнитной цепи и отличающихся набором переменных состояния машин. Определены особенности программной реализации таких моделей. Установлено, что они достаточно точно описывают процессы в асинхронной машине на рабочем участке ее механической характеристики. Показано, что математические модели в полярных координатах воспроизводят процессы в асинхронной машине в целом с той же точностью, что и получившие широкое распространение подобные модели в декартовых координатах, однако позволяют наблюдать те переменные состояния асинхронных машин, которые невозможно наблюдать в математических моделях в декартовых координатах.

К л ю ч е в ы е с л о в а: асинхронная машина, установившиеся и переходные процессы, математические модели, полярные координаты, насыщение

В основе построения современных автоматизированных асинхронных электроприводов лежат математические модели асинхронных машин (АМ), представленные, как правило, в декартовой системе координат [1–5]. Известны примеры использования фрагментов моделей АМ в полярных координатах – уравнения роторной цепи и электромагнитного момента [6, 7]. Однако в целом математические модели АМ в полярных координатах изучены недостаточно, что ограничивает их применение в инженерной практике.

С целью восполнения указанного пробела в области математического моделирования установившихся и переходных процессов в АМ в [8, 9] рассмотрены математические модели АМ в полярных координатах при условии постоянства ее параметров. В статье представлены модели, учитывающие изменение параметров АМ вследствие насыщения главной магнитной цепи. Кривая намагничивания при этом аппроксимирована полиномом седьмого порядка, вид и параметры которого определены в [5]. Приведены математическая модель АМ на основе полной системы уравнений электромагнитных контуров (дифференциальные уравнения и уравнения связи) и модель АМ на основе системы дифференциальных уравнений, в которых часть промежуточных переменных исключена (уравнения в переменных $\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r$).

Для модели в полярных координатах в полных переменных уравнения электромагнитных конту-

ров АМ и уравнения связи между переменными имеют вид [10]:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_s}{dt} &= u_s \cos(\varphi_{u_s} - \varphi_{\psi_s}) - r_s i_s \cos(\varphi_{i_s} - \varphi_{\psi_s}); \\ \frac{d\varphi_{\psi_s}}{dt} &= \frac{u_s \sin(\varphi_{u_s} - \varphi_{\psi_s})}{\psi_s} - \frac{r_s i_s \sin(\varphi_{i_s} - \varphi_{\psi_s})}{\psi_s} - \omega_k; \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= -r_r i_r \cos(\varphi_{i_r} - \varphi_{\psi_r}); \\ \frac{d\varphi_{\psi_r}}{dt} &= -\frac{r_r i_r \sin(\varphi_{i_r} - \varphi_{\psi_r})}{\psi_r} - (\omega_k - \omega) \end{aligned} \tag{1}$$

и

$$\begin{aligned} i_s \cos \varphi_{i_s} &= \left(\frac{l'_r + k_s l_m}{l_s l'_r} \right) \psi_s \cos \varphi_{i_s} - \frac{k_s}{l'_r} \psi_r \cos \varphi_{\psi_r}; \\ i_s \sin \varphi_{i_s} &= \left(\frac{l'_r + k_s l_m}{l_s l'_r} \right) \psi_s \sin \varphi_{i_s} - \frac{k_s}{l'_r} \psi_r \sin \varphi_{\psi_r}; \\ i_r \cos \varphi_{i_r} &= \frac{1}{l'_r} \psi_r \cos \varphi_{\psi_r} - \frac{k_s}{l'_r} \psi_s \cos \varphi_{i_s}; \\ i_r \sin \varphi_{i_r} &= \frac{1}{l'_r} \psi_r \sin \varphi_{\psi_r} - \frac{k_s}{l'_r} \psi_s \sin \varphi_{i_s}, \end{aligned} \tag{2}$$

где $\psi_s, i_s, \varphi_{\psi_s}, \varphi_{i_s}$ – модули и аргументы результирующих векторов потокосцепления и тока статора; $\psi_r, i_r, \varphi_{\psi_r}, \varphi_{i_r}$ – модули и аргументы резуль-

тирующих векторов потокосцепления и тока ротора; ω_k, ω – значения частоты вращения полярной оси системы координат и вала электрической машины; r_r, r_s – приведенные к статору активные сопротивления фазы обмотки ротора и статора; l_m, l_s, l_r' – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора, полная индуктивность обмотки статора и эквивалентная индуктивность обмотки ротора;

$k_s = \frac{l_m}{l_m + l_{\sigma s}}$ – коэффициент связи статора.

Уравнения (1), (2) совместно с формулой электромагнитного момента

$$m_{\text{э}} = k_r i_s \psi_r \sin(\varphi_{i_s} - \varphi_{\psi_r}) \quad (3)$$

и уравнением движения электропривода

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_{\text{э}} - m_{\text{с}} \quad (4)$$

дают полную математическую модель АМ в полярных координатах в полных переменных. Если все коэффициенты в (1)–(4) принять постоянными, то получим модель с постоянными параметрами.

Учет насыщения главной магнитной цепи вызывает необходимость рассматривать коэффициенты

$$\frac{1}{l_r'} = f_1(l_m) = \frac{l_{\sigma s} + l_m}{l_{\sigma s} l_{r\sigma} + (l_{\sigma s} + l_{r\sigma}) l_m}; \quad (5)$$

$$\frac{k_s}{l_r'} = f_2(l_m) = \frac{l_m}{l_{\sigma s} l_{r\sigma} + (l_{\sigma s} + l_{r\sigma}) l_m}; \quad (6)$$

$$\frac{l_r' + k_s l_m}{l_s l_r'} = f_3(l_m) = \frac{l_{r\sigma} + l_m}{l_{\sigma s} l_{r\sigma} + (l_{\sigma s} + l_{r\sigma}) l_m} \quad (7)$$

в качестве переменных величин, определяемых магнитным состоянием электрической машины по главному контуру намагничивания

$$l_m = \frac{\psi_m(i_m)}{i_m} = \frac{\psi_m}{i_m(\psi_m)}, \quad (8)$$

где $l_{\sigma s}, l_{r\sigma}$ – индуктивность рассеяния обмоток статора и ротора; l_m – тангенциальная динамическая индуктивность главной магнитной цепи; ψ_m, i_m – модули результирующих векторов потокосцепления и тока контура намагничивания.

Для вычисления ψ_m и i_m воспользуемся соотношениями в [5], преобразовав их к полярным координатам:

$$\psi_m \cos \varphi_{\psi_m} = \psi_s \cos \varphi_{\psi_s} - l_{\sigma s} i_s \cos \varphi_{i_s}; \quad (9)$$

$$\psi_m \sin \varphi_{\psi_m} = \psi_s \sin \varphi_{\psi_s} - l_{\sigma s} i_s \sin \varphi_{i_s}; \quad (10)$$

$$\psi_m = \sqrt{(\psi_m \cos \varphi_{\psi_m})^2 + (\psi_m \sin \varphi_{\psi_m})^2}; \quad (11)$$

$$i_m(\psi_m) = g_1 \psi_m + g_2 \psi_m^3 + g_3 \psi_m^5 + g_4 \psi_m^7, \quad (12)$$

где $g_1 = 0,14845; g_2 = 0,27737; g_3 = -0,5464; g_4 = 0,41725$ – аппроксимирующие коэффициенты, определённые для усреднённой, представленной в относительных единицах, кривой намагничивания АМ [5].

Уравнения (1)–(12) в совокупности представляют собой математическую модель АМ в полярных координатах в полных переменных, учитывающую насыщение главной магнитной цепи. Соответствующая структурная схема АМ представлена на рис. 1. При построении развернутой схемы блока формирования переменных коэффициентов (рис. 2) использованы уравнения (5)–(12).

Математическая модель АМ в полярных координатах в переменных $\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r$ имеет вид [8, 9]:

$$\begin{aligned} p\psi_s &= -\alpha_{\sigma s} \psi_s + \alpha_{\sigma s} k_r \psi_r \cos(\varphi_{\psi_s} - \varphi_{\psi_r}) + \\ &+ u_s \cos(\varphi_{u_s} - \varphi_{\psi_s}); \\ p\varphi_{\psi_s} &= -k_r \alpha_{\sigma s} \frac{\psi_r}{\psi_s} \sin(\varphi_{\psi_s} - \varphi_{\psi_r}) - \omega_k + \\ &+ \frac{u_s}{\psi_s} \sin(\varphi_{u_s} - \varphi_{\psi_s}); \\ p\psi_r &= -\alpha_{r\sigma} \psi_r + k_s \alpha_{r\sigma} \psi_s \cos(\varphi_{\psi_s} - \varphi_{\psi_r}); \\ p\varphi_{\psi_r} &= -k_s \alpha_{r\sigma} \frac{\psi_s}{\psi_r} \sin(\varphi_{\psi_s} - \varphi_{\psi_r}) - \omega_k + \omega; \\ m_{\text{э}} &= \frac{1}{l_{\sigma \text{э}}} \psi_s \psi_r \sin(\varphi_{\psi_s} - \varphi_{\psi_r}); \\ Jp\omega &= m_{\text{э}} - m_{\text{с}}, \end{aligned} \quad (13)$$

где переменные коэффициенты, зависящие от степени насыщения главной магнитной цепи электрической машины, определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} \alpha_{\sigma s} &= \frac{r_s}{l_{\sigma s} + k_r l_{r\sigma}}; \quad \alpha_{r\sigma} = \frac{r_r}{l_{r\sigma} + k_s l_{\sigma s}}; \\ l_{\sigma \text{э}} &= l_{\sigma s} + \frac{l_{r\sigma}}{k_s}; \quad k_s = \frac{l_m}{l_m + l_{\sigma s}} = \frac{\psi_m(i_m)}{\psi_m(i_m) + l_{\sigma s} i_m}; \\ k_r &= \frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} = \frac{\psi_m(i_m)}{\psi_m(i_m) + l_{r\sigma} i_m}. \end{aligned} \quad (14)$$

Для вычисления $\psi_m(i_m)$ и i_m в (14) целесообразно воспользоваться формулой (12) и соотношением, взятым из [5] и преобразованным к полярным координатам:

$$\begin{aligned} \psi_m &= \sqrt{\left(\frac{l_{\sigma s} \psi_s}{l_{\sigma s}} \cos \varphi_{\psi_s} + \frac{l_{\sigma r} \psi_r}{l_{r\sigma}} \cos \varphi_{\psi_r} \right)^2 +} \\ &\rightarrow \frac{\left(\frac{l_{\sigma s} \psi_s}{l_{\sigma s}} \sin \varphi_{\psi_s} + \frac{l_{\sigma r} \psi_r}{l_{r\sigma}} \sin \varphi_{\psi_r} \right)^2}{- l_{\sigma} i_m}. \end{aligned} \quad (15)$$

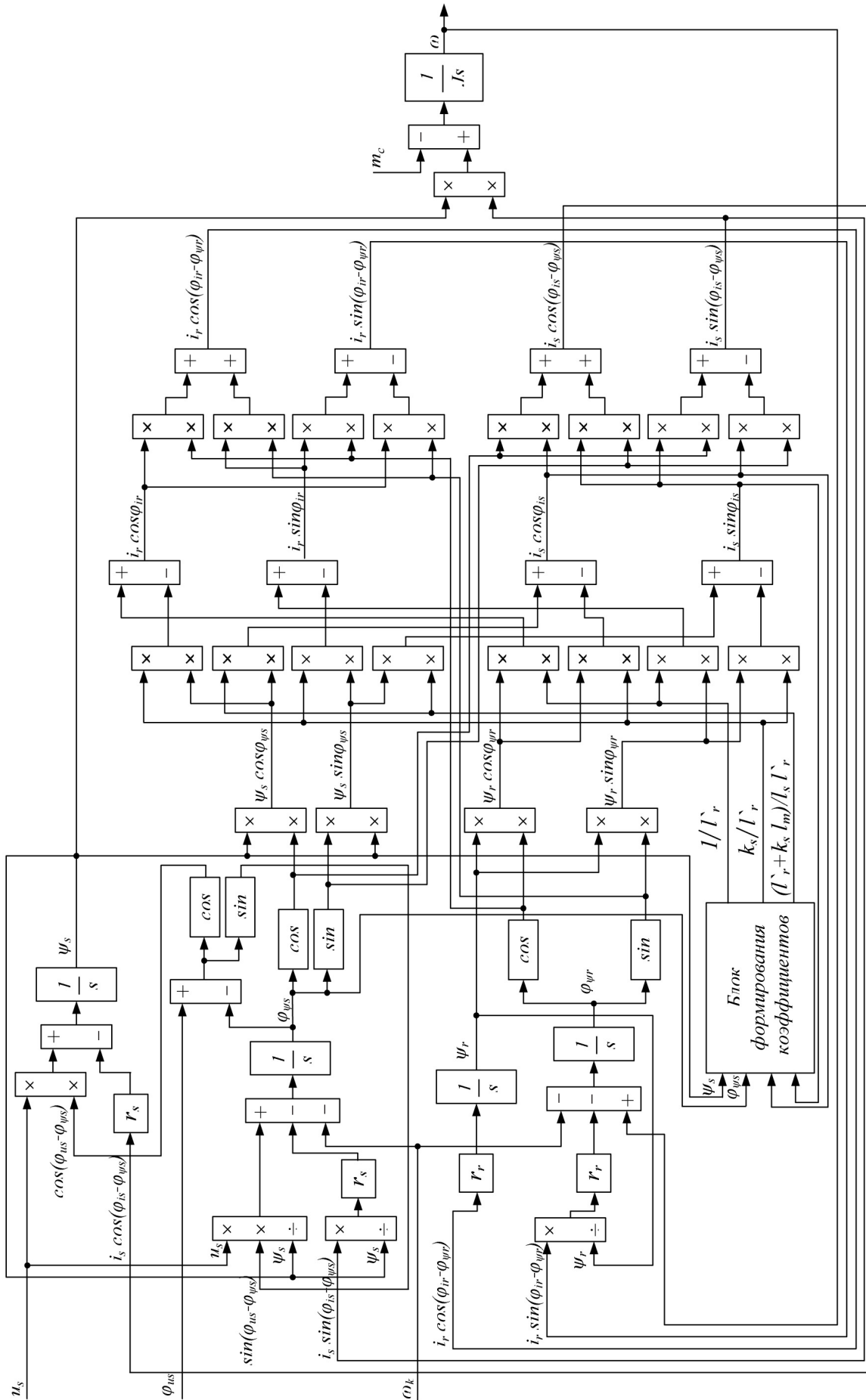


Рис. 1. Структурная схема математической модели АМ с учетом насыщения главной магнитной цепи в полных переменных

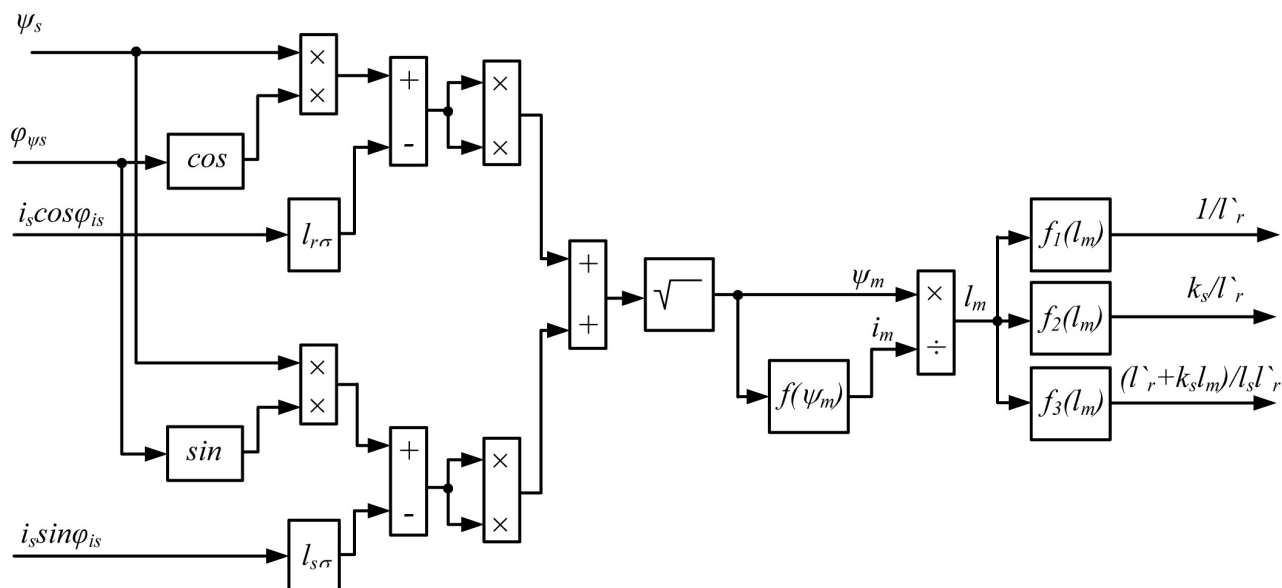


Рис. 2. Схема блока формирования переменных коэффициентов для модели в полных переменных

Уравнения (13)–(15) представляют учитывающую насыщение главной магнитной цепи математическую модель АМ в полярных координатах в переменных $\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r$. Соответствующая структурная схема АМ представлена на рисунках 3 и 4.

Легко заметить, что структурные схемы моделей, учитывающих насыщение главной магнитной цепи, в значительной мере совпадают со структурами моделей с постоянными параметрами [8, 9]. Отличие в том, что модели, учитывающие насыщение, дополнены блоком формирования переменных коэффициентов. Вследствие чего линейные апериодические звенья моделей с постоянными параметрами здесь заменены структурами, состоящими из интегрирующего звена, охваченного нелинейной отрицательной обратной связью, а линейные безынерционные звенья, характеризующие постоянные параметры, — поступающими на входы соответствующих блоков перемножения переменными множителями, вычисляемыми блоком формирования переменных коэффициентов.

Математические модели в полярных координатах содержат операции деления модулей и тригонометрические функции аргументов результирующих векторов. Это вызывает необходимость при численном интегрировании уравнений исключить возможность возникновения режима деления на нуль. Кроме того, требуется синхронизация полярной оси системы координат с векторными переменными АМ, иначе аргументы последних при моделировании переходных процессов могут неограниченно возрастать. Первое условие достигается заданием пренебрежимо малых не нулевых начальных значений на выходах интеграторов (равных 0,00001% базового значения соответствующей переменной), формирующих модули соответствующих векторных переменных [8, 9]. Второе — заменой в моделях

переменных, характеризующих аргументы результирующих векторов, переменными, представляющими собой разность аргументов соответствующих векторов. Такая замена делает модели инвариантными к частоте вращения системы координат [8, 9].

Моделирование процессов в АМ в приложении Simulink пакета MatLab с помощью предложенных математических моделей, а также построенных при тех же допущениях моделей в декартовых координатах даёт одинаковый по точности результат. Иллюстрируют это приведённые на рис. 5 и 6 графики изменения частоты вращения ротора и электромагнитного момента при прямом пуске вхолостую асинхронного двигателя 4A160M4У3 на номинальные параметры сети, которые одновременно соответствуют полученным с помощью всех вышеуказанных вариантов моделей. Это свидетельствует о том, что при их разработке и реализации не было допущено ошибок и модели в полярных координатах, учитывающие насыщение главной магнитной цепи, воспроизводят процессы в АМ с точностью принятых допущений. Значения базовых величин при необходимости можно найти в [5, 6]. Параметры двигателя взяты из [10].

Если в дифференциальных уравнениях предлагаемых моделей производные положить равными нулю, то получим систему алгебраических уравнений, характеризующих статические режимы работы двигателя. Они позволяют рассчитать статическую механическую характеристику АМ (рис. 7,а) в любом диапазоне изменения частоты вращения. Сопоставление графиков на рис. 5, 6 и 7,а с соответствующими графиками из [11], полученными на моделях с постоянными параметрами и моделях, учитывающих вытеснение тока, а также с графиком на рис. 7,б механической характеристики, построенной с учётом вытеснения тока, позволяют

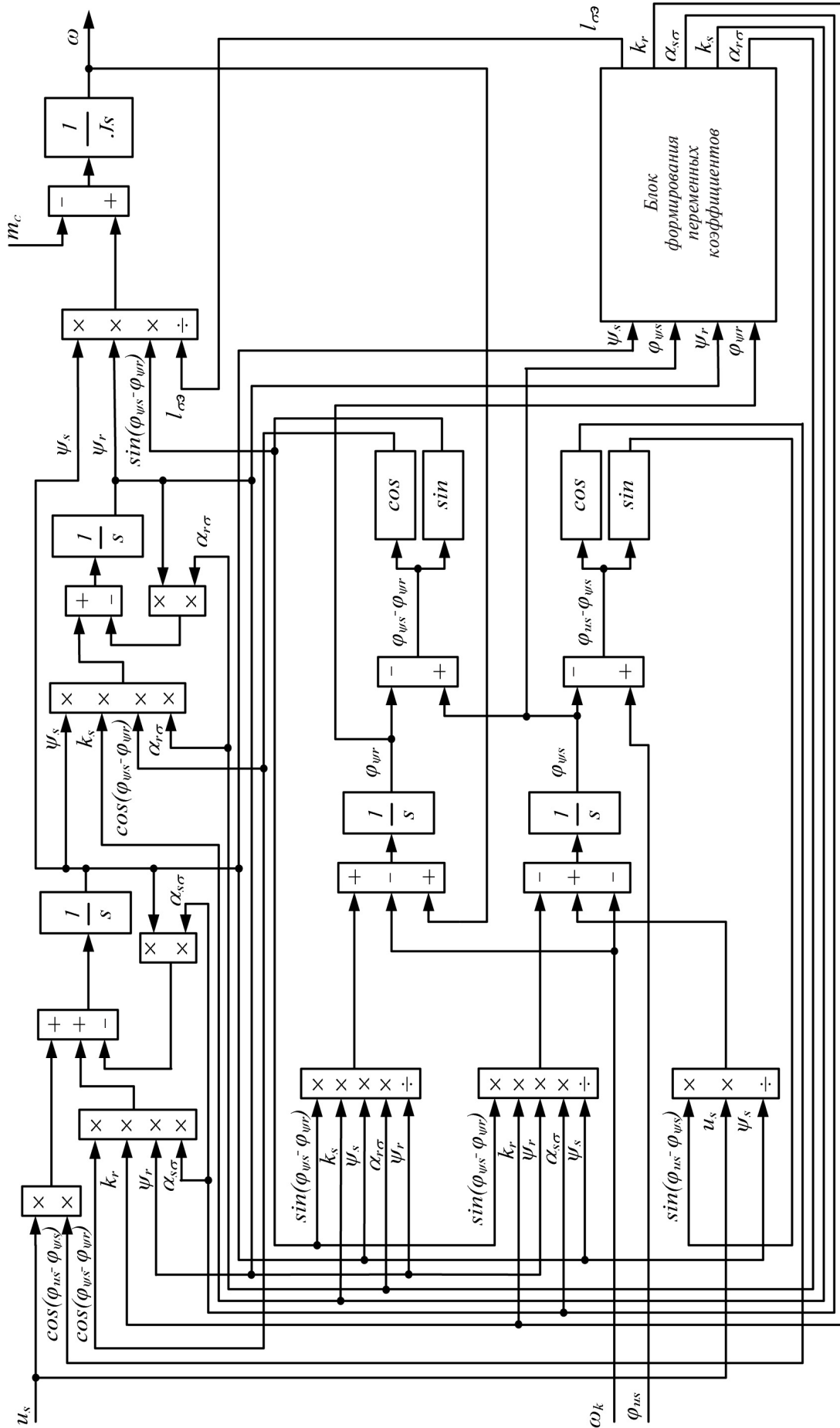


Рис. 3. Структурная схема модели АМ в переменных $\psi_s - \psi_r$ с учетом насыщения главной магнитной цепи

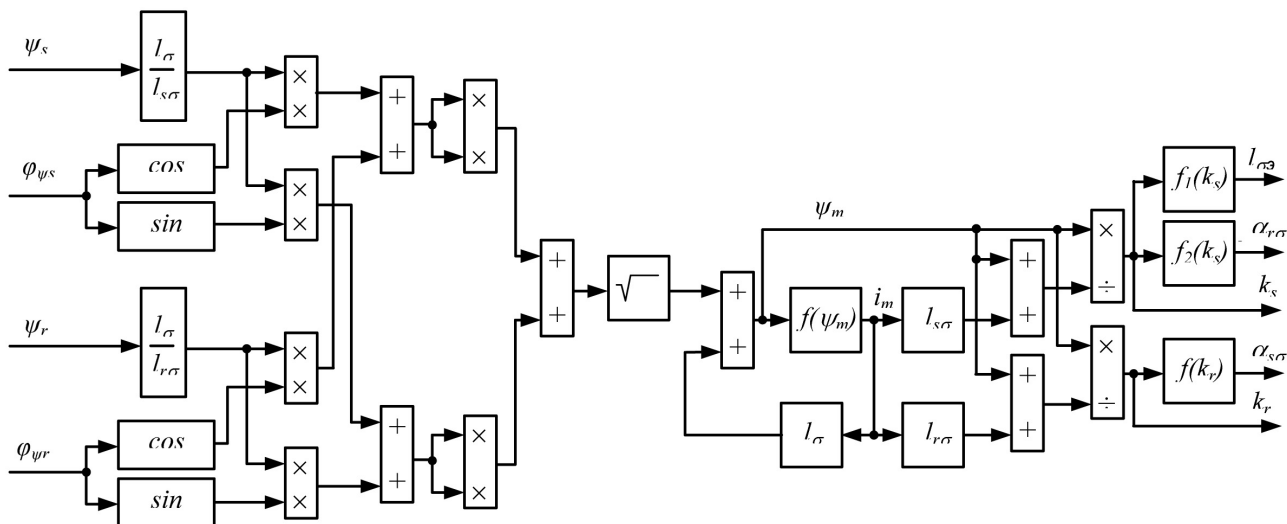


Рис. 4. Схема блока формирования переменных коэффициентов для модели в переменных $\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r$

увидеть влияние выбора варианта модели на результаты расчёта. Полученные при моделировании механические характеристики на рабочем участке (при малых скольжениях) в характерных точках весьма близки к справочным [10].

Так, для рассматриваемого двигателя 4А160М4УЗ, паспортное значение кратности критического момента которого равно $M_K / M_H = 2,3$, рассчитанные с помощью вышеперечисленных моделей кратности критического момента имеют следующие значения:

- модели с постоянными параметрами $M_K / M_H = 2,33$;
- модели с учетом насыщения $M_K / M_H = 2,31$;
- модели с учетом вытеснения тока ротора $M_K / M_H = 2,306$.

Для общности приведены полученные таким же образом результаты с помощью моделей с постоянными

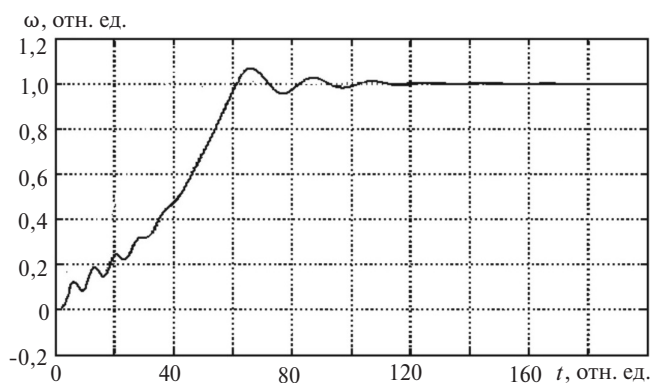


Рис. 5. График изменения частоты вращения ротора

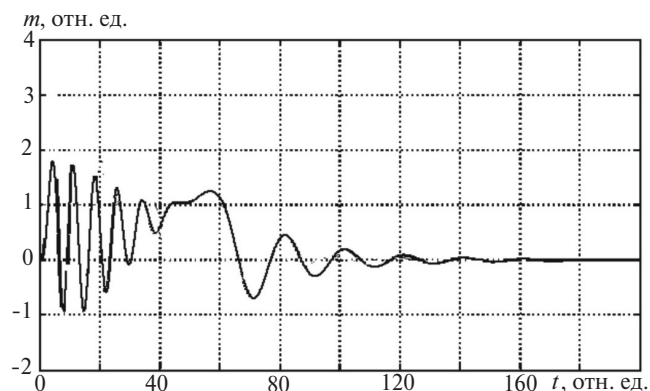


Рис. 6. График изменения электромагнитного момента

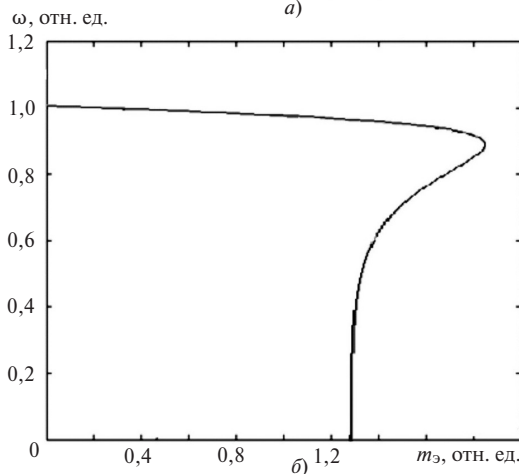
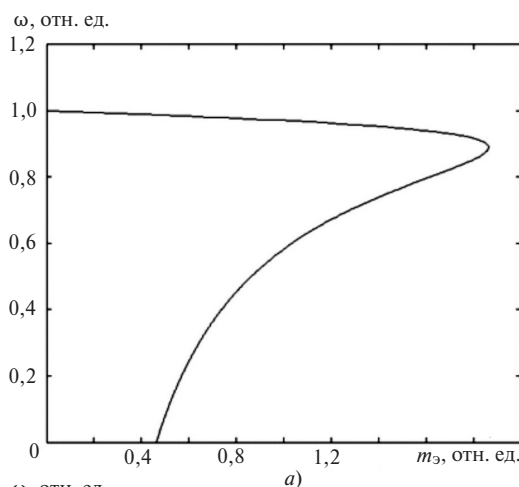


Рис. 7. Механические характеристики АД: а – с учетом насыщения главной магнитной цепи; б – с учетом эффекта вытеснения тока ротора

ными параметрами [5] и моделей, учитывающих вытеснение тока ротора [11]. Максимальное отличие значений моментов при одинаковых скольжениях в этой зоне не превышает 4%.

Погрешность воспроизведения механических характеристик моделями с постоянными параметрами и моделями с насыщением при больших скольжениях велика. Так, при моделировании статический пусковой момент меньше каталожного значения более чем в 2 раза. Это обусловлено тем, что рассматриваемые модели не учитывают эффект вытеснения тока ротора.

Учёт влияния вытеснения тока ротора [11] существенно приближает результаты расчета механической характеристики (рис. 7,б) при больших значениях скольжения к реальным значениям. Для сравнения кратность пускового момента, рассчитанного с учетом вытеснения тока ротора, равна $m_{II} M_{Г} / M_{Н} = 1,28 \cdot 149,5 / 120,5 = 1,59$ и отличается от каталожного значения всего на 14%.

Выводы. 1. Разработанные математические модели АМ в полярных координатах, учитывающие насыщение главной магнитной цепи, воспроизводят установившиеся и динамические режимы АМ с той же точностью, что и аналогичные математические модели в декартовых координатах.

2. Математические модели с учетом насыщения главной магнитной цепи, как и с постоянными параметрами, справедливы для описания переходных режимов в широком диапазоне изменения значений частоты вращения только для асинхронных машин малой мощности ($P_2 \leq 4$ кВт), поскольку глубина паза ротора у них меньше критической и эффект вытеснения тока можно не учитывать. Для больших значений мощности они достаточно точно описывают режимы работы АМ при малых значениях скольжения ротора (меньших критического) и весьма грубо при больших значениях. Поэтому с учётом их большей сложности по сравнению с моделями с постоянными параметрами область рационального применения моделей, учитывающих насыщение главной магнитной цепи, — это точное исследование энергетических режимов АМ при малых (рабочих) скольжениях.

3. Математические модели в полярных координатах характеризуют АМ совокупностью переменных состояния, некоторые из которых в математических моделях в декартовых координатах не наблюдаемы. В частности, вычисление полярных координат результирующих векторов по декартовым даёт главное значение их аргументов. Модели в полярных координатах воспроизводят полные значения аргументов, добавляя к главному значению

углы, соответствующие числу полных оборотов результирующих векторов вокруг начала координат.

Изложенное позволяет рекомендовать модели в полярных координатах для использования в инженерной практике наряду с моделями в декартовых координатах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Усолицев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: Учебное пос. для вузов. СПб.: СПбГУИТМО, 2006, 94 с.
2. Okoro O. Dynamic modelling and simulation of squirrel-cage asynchronous machine with non-linear effects. — Journal of ASTM International, 2005, vol. 2, No. 6, pp. 1–16.
3. Ansari A.A., Deshpande D.M. Mathematical Model of Asynchronous Machine in MATLAB Simulink. — International Journal of Engineering Science and Technology, 2010, vol. 2(5), pp. 1260–1267.
4. Boora1 Shakuntla, Agarwal S.K., Sandhu K.S. Dynamic d-q axis modeling of three-phase asynchronous machine using Matlab. — International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 2013, vol. 2, iss. 8, pp. 3942–3951.
5. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000, 654 с.
6. Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами/Под ред. Н.Н. Мурашовой, Е.Б. Татариневой. Кишинев: Штиница, 1982, 224 с.
7. Panasjuk A.I., Panasjuk V.I., Jakubovich L.O. Differential equations of asynchronous machine, «22 Int. Wis. Kolloq. Techn. Hochsch. Ilmenau, 1977. Ht2», pp. 111–114.
8. Федоренко А.А., Лазовский Э.Н. Математические модели асинхронной машины с короткозамкнутым ротором в цилиндрической (полярной) системе координат. — Изв. вузов. Электромеханика, 2012, № 5, с. 29–35.
9. Федоренко А.А., Лазовский Э.Н., Печатнов М.А. Уравнения динамики асинхронной машины, инвариантные к скорости вращения системы координат. — Изв. Томского политехнического университета, 2012, т. 320, № 4, с. 142–146.
10. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник/А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин и др. М.: Энергоиздат, 1982, 504 с.
11. Лазовский Э.Н., Пантелеев В.И., Пахомов А.Н., Федоренко А.А. Математическая модель асинхронной машины в полярных координатах с учетом вытеснения тока ротора. — Электричество, 2017, № 5, с. 28–33.

[21.01.2019]

А в т о р ы: **Пантелеев Василий Иванович** — доктор техн. наук, зав. кафедрой Сибирского федерального университета, диссертацию защитил в 1993 г.

Пахомов Александр Николаевич — кандидат техн. наук, доцент Сибирского федерального университета, диссертацию защитил в 2004 г.

Федоренко Александр Александрович — кандидат техн. наук, доцент Сибирского федерального университета, диссертацию защитил в 1978 г.

The Mathematical Models of a Saturated Induction Machine in Polar Coordinates

PANTELEYEV Vasily I. (Siberia Federal University (SFU), Krasnoyarsk, Russia) – Head of the Department, Dr. Sci. (Eng.)

PAKHOMOV Uasily I. (SFU, Krasnoyarsk, Russia) – Associate Professor, Cand. Sci. (Eng.)

FEDORENKO Alexander A. (SFU, Krasnoyarsk, Russia) – Associate Professor, Cand. Sci. (Eng.)

This study is aimed at filling a certain gap in the mathematical modeling of steady-state and transient processes in induction machines. A set of mathematical models written in polar coordinates that take into account the machine main magnetic circuit saturation is proposed. For solving the formulated problems, methods of the complex variable theory were used. The proposed mathematical models were implemented by means of software, and the processes simulated using them were investigated in the MATLAB computation environment (using the SIMULINK package of application computer programs). Two versions of induction machine mathematical models written in polar coordinates are presented, which take into account saturation of the main magnetic circuit and differ from each other in the set of machine state variables. The specific features of implementing such models by means of software are determined. It has been found that these models describe the processes in an induction machine in the working part of its mechanical characteristic with sufficient accuracy. It is shown that the mathematical models written in polar coordinates simulate the processes in an induction machine on the whole with the same accuracy as the widely used similar models written in the Cartesian coordinates. At the same time, by using the models written in polar coordinates, it is possible to observe induction machine state variables that cannot be observed in the case of using the mathematical models written in the Cartesian coordinates.

Key words: induction machine, steady-state and transient processes, mathematical models, polar coordinates, saturation

REFERENCES

1. **Usol'tsev A.A.** *Chastotnoye upravleniye asinkhronnymi dvigatelyami: Uchebnoye pos. dlya vuzov* (Frequency control of induction motors: Educational pos. for universities). St. Petersburg, SPbGUITMO, 2006, 94 p.
2. **Okoro O.** Dynamic modelling and simulation of squirrel-cage asynchronous machine with non-linear effects. – *Journal of ASTM International*, 2005, vol. 2, No. 6, pp. 1–16.
3. **Ansari A.A., Deshpande D.M.** Mathematical Model of Asynchronous Machine in MATLAB Simulink. – *International Journal of Engineering Science and Technology*, 2010, vol. 2(5), pp. 1260–1267.
4. **Boora I Shakuntla, Agarwal S.K., Sandhu K.S.** Dynamic d-q axis modeling of three-phase asynchronous machine using Matlab. – *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2013, vol. 2, iss. 8, pp. 3942–3951.
5. **Shreyner R.T.** *Matematicheskoye modelirovaniye elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami chastoty* (Mathematical modeling of AC drives equipped with semiconductor frequency converters). Yekaterinburg: Ural Branch of the Russian Academy of Sciences), 2000, 654 p.
6. **Shreyner R.T., Dmitrenko Yu.A.** *Optimal'noye chastotnoye upravleniye asinkhronnymi elektroprivodami/Pod red. N.N. Murashovoi, Ye.B. Tatarinovoi* (Optimal frequency control of induction electric drives/Ed. N.N. Murashova, Ye.B. Tatarinova). Kishinev, Shtinitsa, 1982, 224 p.
7. **Panasjuk A.I., Panasjuk V.I., Jakubovich L.O.** Differential equations of asynchronous machine, «22 Int. Wis. Kollog. Techn. Hochsch. Ilmenau, 1977. Ht2», pp. 111–114.
8. **Fedorenko A.A., Lazovskiy E.N.** *Izv. vuzov. Elektromekhanika – in Russ. (News of higher educational establishments. Electromechanics)*, 2012, No. 5, pp. 29–35.
9. **Fedorenko A.A., Lazovskiy E.N., Pechatnov M.A.** *Izv. Tomskogo politekhnicheskogo universiteta – in Russ. (News of Tomsk Polytechnic University)*, 2012, vol. 320, No. 4, pp. 142–146.
10. **Asinkhronnye dvigateli serii 4A. Spravochnik/A.E. Kravchik, M.M. Shlaf, V.I. Afonin i dr.** (4A series induction motors. Reference book / A.E. Kravchik, M.M. Shlaf, V.I. Afonin et al.). Moscow, Energoizdat, 1982, 504 p.
11. **Lazovskiy Ye.N., Panteleyev V.I., Pakhomov A.N., Fedorenko A.A.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2017, No. 5, pp. 28–33.

[21.01.2019]