

УДК 621.3.07: 621.313.333

**МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВЫХ
ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ
АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

**MODEL OF ASYNCHRONOUS MACHINE FOR SENSORLESS INFORMATION
AND CONTROL SYSTEMS USED IN AUTOMATED ELECTRICAL DRIVE**

Островляничик Виктор Юрьевич,

доктор технических наук, профессор, e-mail: viktor.ostrovlyanchik@yandex.ru

Ostrovlyanchik Viktor Yu., Dr. Sc.in Engineering

Поползин Иван Юрьевич,

аспирант, старший преподаватель, e-mail: eidoline@yandex.ru

Popolzin Ivan Yu., postgraduate student

Сибирский государственный индустриальный университет, 654007, Россия, г. Новокузнецк, ул. Кирова, 42

Siberian State Industrial University, 42 Kirova st., Novokuznetsk, 654007, Russian Federation

Аннотация

Актуальность работы. В настоящее время широкое применение находит электропривод на основе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Идентификация параметров таких машин зачастую сопряжена со значительными трудностями. Кроме того, использование различных датчиков для измеряемых параметров может быть затруднено или нежелательно. В то же время для целей управления приводом необходимо наличие информации о состоянии машины, и особенно – о ее скорости и электромагнитном моменте. В этой связи необходимо использование модели, позволяющей определить данные параметры на основе набора априорно известных величин и минимально необходимого количества измеряемых.

Цель работы: разработка математической модели асинхронного двигателя, позволяющей идентифицировать механические параметры машины на основе паспортных параметров машины и измерения тока и напряжения фазы статора.

Методы исследования: метод двухфазной обобщенной электрической машины, метод схем замещения, компьютерная симуляция.

Результаты: получена математическая модель асинхронного двигателя; работоспособность модели проверена в ходе компьютерной симуляции.

Abstract

The urgency of the discussed issue. The electrical drives based on squirrel-cage induction motors are widespread now. Identification of current state of these motors is difficult because rotor parameters in these machines are unavailable for direct measurements. Moreover using of sensors may be difficult or undesirable. At the same time drive control system needs information about motor state, especially about rotor speed and electromagnetic torque. For these reasons we need to use the model of motor which computes current motor state using some a priori known parameters and the minimum of measurements.

The main aim of the study: design of model for induction motor using passport parameters and measurement RMS of stator phase voltage and current.

The methods used in the study: method of two-phase generalized electrical machine, method of equivalent circuits, computer simulation.

The results: mathematical model of asynchronous motor are obtained and tested using the computer simulation

Ключевые слова: математическая модель, асинхронный двигатель, схема замещения, обобщенная электрическая машина, электромагнитный момент.

Keywords: mathematical model, induction motor, equivalent circuit, generalized electrical machine, electromagnetic torque.

1. Выбор и обоснование системы координат для предлагаемой модели

Согласно [1], [2] и [3], задача построения математической модели асинхронного двигателя (АД) является сложной из-за нелинейности урав-

нений, описывающих процессы электромеханического преобразования энергии в машине. Для составления математической модели следует принять допущения [4]:

1) магнитная проницаемость сердечника ма-

шины равна бесконечности;

2) распределение полей самоиндукции и взаимной индукции обмоток синусоидально вдоль окружности машины;

3) обмотки статора и ротора симметричны;

4) система питающих напряжений на обмотках статора симметрична;

5) магнитная система машины не насыщена.

Для изучения и моделирования процессов электромеханического преобразования энергии в АД в наиболее общем виде будем рассматривать асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором и питанием со стороны статора. В качестве выходной координаты модели примем электромагнитный момент, развиваемый двигателем M , в качестве возмущающего – момент нагрузки на валу M_c , в качестве входного – фазное напряжение на обмотке статора U_s .

АД может быть описан в натуральной системе координат [3], связанной с векторами статорного напряжения, или в ортогональной системе, вращающейся с произвольной скоростью. Описание двигателя в ортогональной системе эквивалентно преобразованию трехфазной машины в двухфазную [3]. Для наших целей оптимальным видится выбор неподвижной ортогональной системы α - β (ОСК) с совмещением оси α с геометрической осью А машины и поворотом оси β на 90° относительно оси α (рис.1), поскольку такая система позволяет наиболее простым способом описать процессы электромеханического преобразования энергии в машине и динамические процессы.

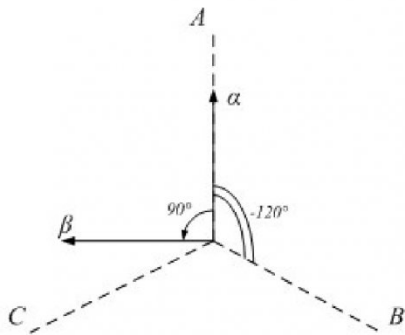


Рис. 1. Неподвижная ортогональная система координат, связанная с геометрической осью А статора

Предварительно запишем законы Кирхгофа для изображающих векторов в натуральной системе координат, приведенной к статору [5], с учетом того, что к ротору не подводится напряжение:

$$\begin{cases} \bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} = R_s \bar{I}_s + \bar{E}_s, \\ 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Psi}_r = R_r \bar{I}_r + \bar{E}_r - j\omega \bar{\Psi}_r \end{cases} \quad (1)$$

где \bar{U}_s - изображающий вектор напряжения ста-

тора; \bar{I}_s - изображающий вектор тока статора; \bar{I}_r - изображающий вектор тока ротора; R_s - активное сопротивление статора; R_r - активное сопротивление ротора; $\bar{\Psi}_s$ - изображающий вектор потокосцепления статора; $\bar{\Psi}_r$ - изображающий вектор потокосцепления ротора; \bar{E}_s - изображающий вектор ЭДС статора; \bar{E}_r - изображающий вектор ЭДС ротора; ω - угловая скорость вращения ротора машины.

Используя известные соотношения для потокосцеплений обмоток машины, запишем:

$$\begin{cases} \bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + L_{\sigma s} \frac{d\bar{I}_s}{dt} + L_{\mu} \frac{d\bar{I}_{\mu}}{dt} = \\ = R_s \bar{I}_s + L_{\sigma s} \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \bar{E}_{\mu} \\ 0 = R_r \bar{I}_r + L_{\sigma r} \frac{d\bar{I}_r}{dt} + L_{\mu} \frac{d\bar{I}_{\mu}}{dt} - j\omega \bar{\Psi}_r = \\ = R_r \bar{I}_r + L_{\sigma r} \frac{d\bar{I}_r}{dt} - j\omega \bar{\Psi}_r + \bar{E}_{\mu} \end{cases} \quad (2)$$

где \bar{E}_{μ} и $\bar{I}_{\mu} = \bar{I}_s + \bar{I}_r$ - изображающие векторы ЭДС и тока условного контура намагничивания соответственно; $L_{\sigma s}, L_{\sigma r}, L_{\mu}$ - собственные индуктивности рассеяния статора, ротора и эквивалентная взаимная индуктивность обмоток статора и ротора соответственно.

Соотношению (2) соответствует Т-образная схема замещения машины (рис. 2а), которая в большинстве случаев [6], [7] может быть преобразована в Г-образную схему замещения с приведением роторных величин к статорным через коэффициент трансформации машины k (рис. 2б).

Осуществим замену реальных переменных трехфазного АД эквивалентными им переменными двухфазной машины с использованием преобразования Кларка. Приведем ход преобразования для векторов фазных напряжений статора, поскольку для других векторов данное преобразование выполняется аналогично.

Для преобразования спроецируем векторы фазных напряжений статора на ортогональные оси (рис. 4) с учетом необходимого поправочного коэффициента k и условия $\bar{U}_A + \bar{U}_B + \bar{U}_C = 0$, получая:

$$u_{s\alpha} = k \frac{3}{2} u_A; u_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} k (u_B - u_C) \quad (3)$$

Поправочный коэффициент (коэффициент связи) может определяться различными путями [4]. Если поставлено условие инвариантности мощности, то:

$$U_A I_A + U_B I_B + U_C I_C = k^2 (U_{s\alpha} I_{s\alpha} + U_{s\beta} I_{s\beta}) \quad (4)$$

Опуская преобразования и учитывая соотношения (3) и обратные им, получим $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$.

Следует отметить, что существуют и другие формы записи выражений (3) [5], [8], имеющие тот же математический и физический смысл.

С учетом симметрии системы статорных напряжений машины и того, что изображающие векторы напряжения вращаются с круговой частотой напряжения, подводимого к статору, для определения мгновенных значений проекций реальных напряжений и токов статора на ортогональные оси α - β будем использовать систему

$$u_{s\alpha} = \sqrt{2} U_{sA} \sin(2\pi f t),$$

$$\begin{aligned} u_{s\beta} &= \sqrt{2} U_{sA} \sin\left(2\pi f t + \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= -\sqrt{2} U_s \cos(2\pi f t), \\ i_{s\alpha} &= -\sqrt{2} I_{sA} \cos(2\pi f t), \\ i_{s\beta} &= -\sqrt{2} I_{sA} \sin(2\pi f t). \end{aligned} \quad (5)$$

где I_s , U_s – действующее значение тока и напряжения фазы статора машины.

Это позволит в процессе моделирования использовать только действующие значения тока и напряжения фазы А статора.

2. Разработка модели машины

Запишем законы Кирхгофа для обмоток обобщенной машины, представленной на рис. 4, с учетом того, что взаимно ортогональные обмотки не оказывают взаимного влияния:

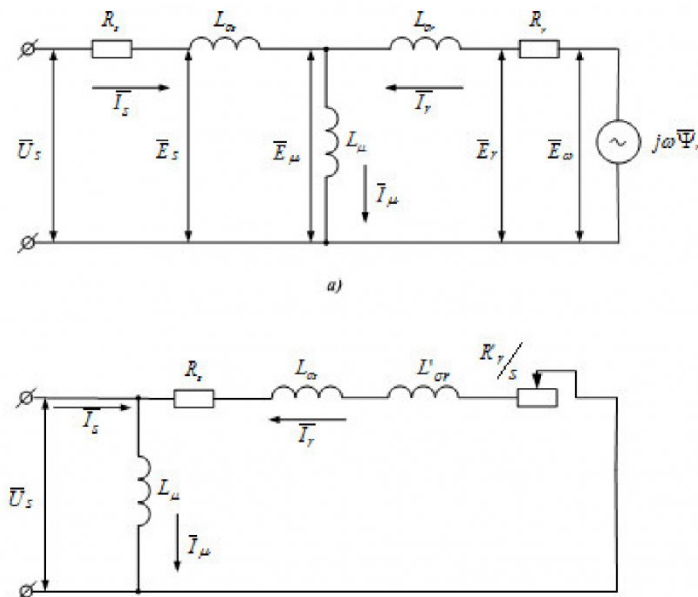


Рис. 2. Схемы замещения АД: а – Т-образная схема, б – Г-образная схема

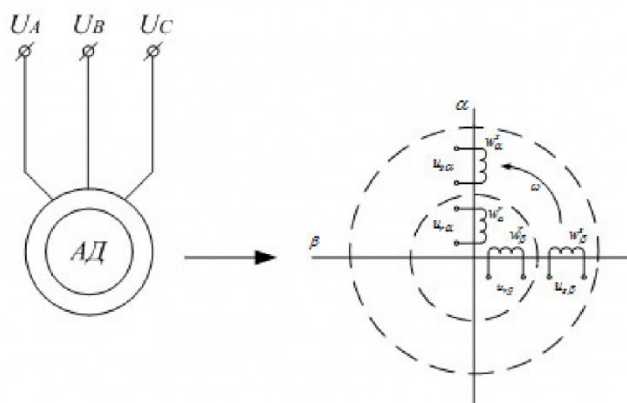


Рис. 3. Представление асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как двухфазной обобщенной электрической машины (система координат α - β)

$$\begin{aligned}
 u_{s\alpha} &= i_{s\alpha}R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{r\alpha}}{dt}, \\
 u_{s\beta} &= i_{s\beta}R_s + L_{\sigma s} \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{r\beta}}{dt}, \\
 0 &= i_{r\alpha}R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r\alpha}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - p_0\omega\psi_{r\beta}, \\
 0 &= i_{r\beta}R_r + L_{\sigma r} \frac{di_{r\beta}}{dt} + L_{\mu} \frac{di_{s\beta}}{dt} + p_0\omega\psi_{r\alpha}.
 \end{aligned} \quad (6)$$

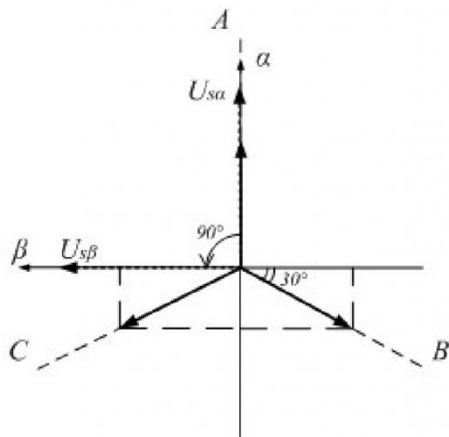


Рис. 4. Преобразование трехфазной системы статорных напряжений АД в эквивалентную двухфазную систему

Записав уравнения (6) относительно производных потокосцеплений и выражение для угловой скорости ротора машины, получим систему уравнений:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - \frac{R_s}{L_s'}\psi_{s\alpha} + \frac{R_s}{L_s'}k_r\psi_{r\alpha}, \\
 \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - \frac{R_s}{L_s'}\psi_{s\beta} + \frac{R_s}{L_s'}k_r\psi_{r\beta}, \\
 \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r'}\psi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r'}k_s\psi_{s\alpha} - p_0\omega\psi_{r\beta}, \\
 \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r'}\psi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r'}k_s\psi_{s\beta} + p_0\omega\psi_{r\alpha}, \\
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{\left[\frac{3}{2}p_0 \cdot \frac{k_r}{L_s} (\Psi_{r\alpha}\Psi_{s\beta} - \Psi_{s\alpha}\Psi_{r\beta}) \right] - M_c}{J_{\Sigma}}
 \end{aligned} \quad (7)$$

где $\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$ - проекции изображающего вектора потокосцепления статора на оси α и β соответственно;

$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$ - проекции изображающего вектора потокосцепления ротора на оси α и β соответственно;

$$k_s = \frac{L_{\mu}}{L_{s\sigma} + L_{\mu}} = \frac{L_{\mu}}{L_s}, \quad k_r = \frac{L_{\mu}}{L_{r\sigma} + L_{\mu}} = \frac{L_{\mu}}{L_r}$$

коэффициенты связи (коэффициенты приведения) статора и ротора;

$L_s' = L_{\sigma s} + k_r L_{\sigma r}, \quad L_r' = L_{\sigma r} + L_{\mu}$ - эквивалентные полные индуктивности обмоток статора и ротора; p_0 - число пар полюсов машины.

Система уравнений (7) полностью описывает процессы электрохимического преобразования энергии в проекциях реальных переменных машины на ортогональные оси, связанные с фазой А статора. Однако, уравнения данной системы не линейны.

Для использования (7) на практике необходимо определение потокосцеплений машины. В [9, 10, 11] предлагается прямое определение потокосцеплений машины с помощью датчиков Холла, установленных на статоре. Однако желательно разрабатывать модель таким образом, чтобы ее использование в информационно-управляющей системе не требовало конструктивных изменений в машине. Поэтому примем, что для измерения нам доступны две координаты машины - фазное напряжение на обмотках статора машины и ток фазы статора. Таким образом, задача состоит в том, чтобы косвенно определить параметры машины с использованием только ее статорных переменных (аналогичный подход изложен, например, в [12] и частично в [13]).

Для этой цели удобно рассмотреть схему замещения машины на рис. 2а. Спроецировав изображающие векторы системы (2) на выбранные оси координат и последовательно записав уравнения Кирхгофа для проекций с учетом связи потокосцепления и ЭДС соответствующих контуров на рисунке 2а, получим систему уравнений (8).

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= e_{s\alpha} = u_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s, \\
 \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= e_{s\beta} = u_{s\beta} - i_{s\beta}R_s, \\
 \frac{d\psi_{\mu\alpha}}{dt} &= e_{\mu\alpha} = u_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s - L_{\sigma s} \frac{di_{s\alpha}}{dt}, \\
 \frac{d\psi_{\mu\beta}}{dt} &= e_{\mu\beta} = u_{s\beta} - i_{s\beta}R_s - L_{\sigma s} \frac{di_{s\beta}}{dt}, \\
 \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= e_{r\alpha} = \frac{u_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s - (L_{\sigma s} + k_r L_{\sigma r}) \frac{di_{s\alpha}}{dt}}{k_r}, \\
 \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= e_{r\beta} = \frac{u_{s\beta} - i_{s\beta}R_s - (L_{\sigma s} + k_r L_{\sigma r}) \frac{di_{s\beta}}{dt}}{k_r}.
 \end{aligned} \right. \quad (8)$$

где $\psi_{\mu\alpha}, \psi_{\mu\beta}$ - проекции изображающего вектора потокосцепления в воздушном зазоре маши-

ны (главного потокосцепления).

С помощью интегрирования уравнений системы (8) могут быть идентифицированы потокосцепления всех контуров эквивалентной схемы замещения (рис. 2а). Такая идентификация требует априорного знания следующих параметров машины: активного сопротивления статора, индуктивностей рассеяния статора и ротора и взаимной индуктивности обмоток статора и ротора. При этом в соответствии с принятыми допущениями, активное сопротивление статора и индуктивность рассеяния ротора могут быть приняты постоянными.

Определим проекции тока статора на выбранную ОСК с учетом того, что ось α сонаправлена с геометрической осью А машины и проекции изображающего вектора на натуральные оси трехфазной системы координат в каждый момент времени равны их истинным значениям:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_A, \\ i_{s\beta} = \frac{(i_{sA} + 2i_{sB})}{\sqrt{3}}. \end{cases} \quad (9)$$

Проекция падения напряжения на активном сопротивлении ротора в соответствии с законами Кирхгофа могут быть определены как

$$\begin{cases} \Delta u_{r\alpha} = E_{r\alpha} - \frac{L_{\mu} i_{s\alpha}}{(L_{\sigma r} / R_r)}, \\ \Delta u_{r\beta} = E_{r\beta} - \frac{L_{\mu} i_{s\beta}}{(L_{\sigma r} / R_r)}. \end{cases} \quad (10)$$

где $\frac{L_{\sigma r}}{R_r} = T_r$ – электромагнитная постоянная времени ротора машины.

Скорость машины в случае, если известны проекции потокосцепления ротора и проекции падения напряжения на активном сопротивлении ротора, может быть определена в соответствии с выражением [14]:

$$\omega = \frac{\Psi_{r\alpha} \Delta u_{r\beta} - \Psi_{r\beta} \Delta u_{r\alpha}}{p_0 (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)} \quad (11)$$

Момент машины может быть определен в соответствии со следующим соотношением [15]:

$$M = \frac{3}{2} (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (12)$$

Используя вычисленное значение электромагнитного момента машины (12) и используя выражение для скорости (11) или непосредственно измеренное значение угловой скорости вращения ротора машины, можно определить динамический и статический моменты:

$$\begin{cases} M_{дин} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}, \\ M_c = M - M_{дин}. \end{cases} \quad (13)$$

Используя уравнения (5), (8), (10-13), получим

математическую модель АД в виде системы:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \sqrt{2} U_{sA} \sin(2\pi f t), \\ u_{s\beta} = -\sqrt{2} U_{sA} \cos(2\pi f t), \\ i_{s\alpha} = -\sqrt{2} I_{sA} \cos(2\pi f t), \\ i_{s\beta} = -\sqrt{2} I_{sA} \sin(2\pi f t), \\ \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = e_{s\alpha} = u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s, \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = e_{s\beta} = u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s, \\ \frac{d\psi_{\mu\alpha}}{dt} = e_{\mu\alpha} = u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s - L_{\sigma s} \frac{di_{s\alpha}}{dt}, \\ \frac{d\psi_{\mu\beta}}{dt} = e_{\mu\beta} = u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s - L_{\sigma s} \frac{di_{s\beta}}{dt}, \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = e_{r\alpha} = \frac{u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s - (L_{\sigma s} + k_r L_{\sigma r}) \frac{di_{s\alpha}}{dt}}{k_r}, \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = e_{r\beta} = \frac{u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s - (L_{\sigma s} + k_r L_{\sigma r}) \frac{di_{s\beta}}{dt}}{k_r}, \\ \Delta u_{r\alpha} = e_{r\alpha} - \frac{L_{\mu} i_{s\alpha}}{(L_{\sigma r} / R_r)}, \\ \Delta u_{r\beta} = e_{r\beta} - \frac{L_{\mu} i_{s\beta}}{(L_{\sigma r} / R_r)}, \\ \omega = \frac{\Psi_{r\alpha} \Delta u_{r\beta} - \Psi_{r\beta} \Delta u_{r\alpha}}{p_0 (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)}, \\ M = 3 \cdot \frac{3}{2} (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}), \\ M_{дин} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}, \\ M_c = M - M_{дин}. \end{cases} \quad (14)$$

Представленная модель обеспечивает удобную программную реализацию.

Преобразуем (14), опуская промежуточные преобразования и осуществляя преобразование Лапласа.

При этом примем, что скорость машины может быть измерена напрямую, т.е. опустим выражения (10) и (11). В итоге преобразования получим систему (15).

$$\begin{cases} U_{s\alpha}(p) = \frac{2\sqrt{2}\pi f}{(2\pi f)^2 + p^2} U_{sA}, \\ U_{s\beta}(p) = \frac{\sqrt{2}p}{(2\pi f)^2 + p^2} U_{sA}, \\ I_{s\alpha}(p) = \frac{\sqrt{2}p}{(2\pi f)^2 + p^2} I_{sA}, \\ I_{s\beta}(p) = -\frac{2\sqrt{2}\pi f}{(2\pi f)^2 + p^2} I_{sA}, \end{cases} \quad (15)$$

$$I_{s\beta}(p) = -\frac{2\sqrt{2}\pi f}{(2\pi f)^2 + p^2} I_{sA},$$

$$E_{s\alpha}(p) = U_{s\alpha}(p) - I_{s\alpha}(p)R_s,$$

$$E_{s\beta}(p) = U_{s\beta}(p) - I_{s\beta}(p)R_s,$$

$$\Psi_{s\alpha}(p) = \frac{E_{s\alpha}(p)}{p},$$

$$\Psi_{s\beta}(p) = \frac{E_{s\beta}(p)}{p},$$

$$M(p) = 3 \cdot \frac{3}{2} (\Psi_{s\alpha}(p) I_{s\beta}(p) - \Psi_{s\beta}(p) I_{s\alpha}(p)),$$

$$\omega = \frac{M(p) - M_c}{Jp}.$$

Системе (15) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 5.

3. Исследование полученной модели

Полученная модель была проверена в среде Simulink.

Предложенная модель сравнивалась с эталонной, в качестве которой была принята стандартная модель асинхронного двигателя из библиотеки SimPowerSystems.

Параметры моделей соответствуют параметрам асинхронного двигателя типа МТФ-111-6. Моделировались процессы прямого пуска двигателя и приложения номинальной нагрузки в виде ступенчатого скачка при постоянных частоте и амплитуде питающего напряжения.

Результаты моделирования представлены на рис. 6.

Видно, что предложенная модель не имеет погрешностей по сравнению с эталонной моделью при определении скорости, статического и электромагнитного моментов в режиме установившегося холостого хода.

В режиме работы под нагрузкой модель не имеет погрешностей в определении установившихся значений момента нагрузки и электромагнитного момента.

Небольшая погрешность в определении установившегося значения угловой скорости ротора (1,8%) приемлема и объясняется погрешностями вычислений и моделирования.

Отличия переходных процессов предложенной и эталонной моделей объясняются упрощениями, принятыми при разработке модели, а также вычислительными погрешностями при численном интегрировании в среде Simulink.

Таким образом, предложенная модель адекватно отражает процессы электрохимического преобразования энергии в асинхронном двигателе, обладает достаточной точностью в определении основных механических параметров машины в статике и динамике и может быть применена на практике в информационно-управляющих системах автоматизированного электропривода.

Несомненным достоинством данной модели является также простота дифференциальных уравнений (14), позволяющая легко перейти к разностным уравнениям и реализации алгоритма модели на цифровой вычислительной технике.

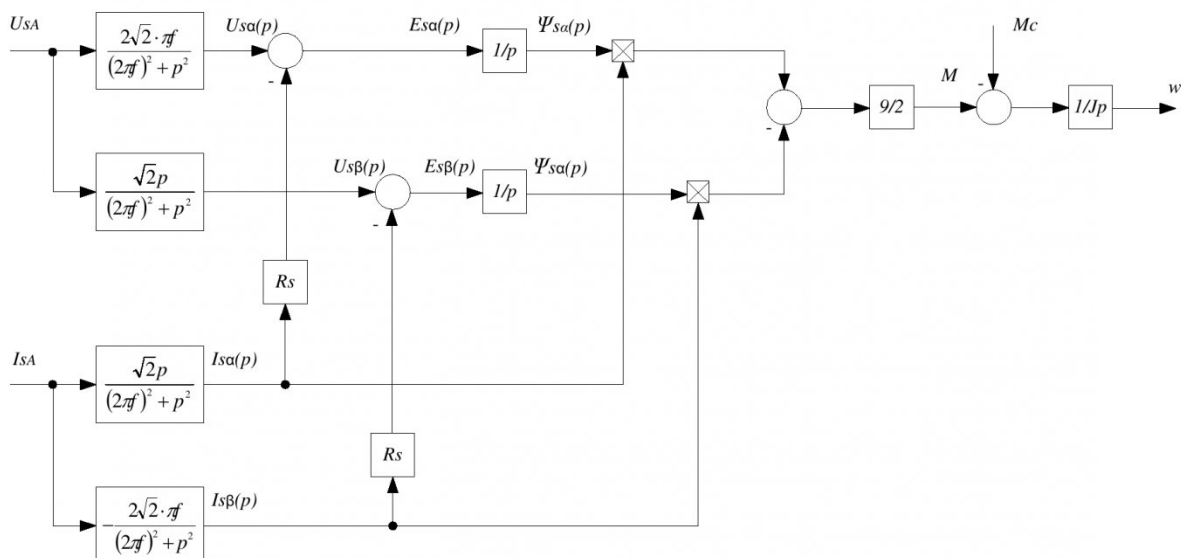
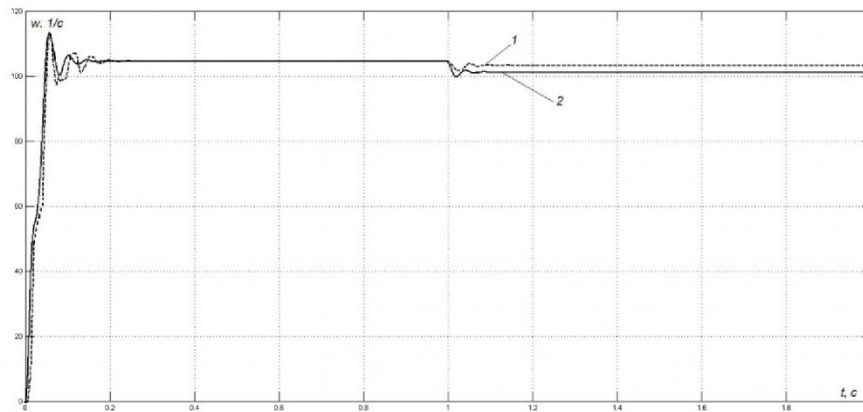
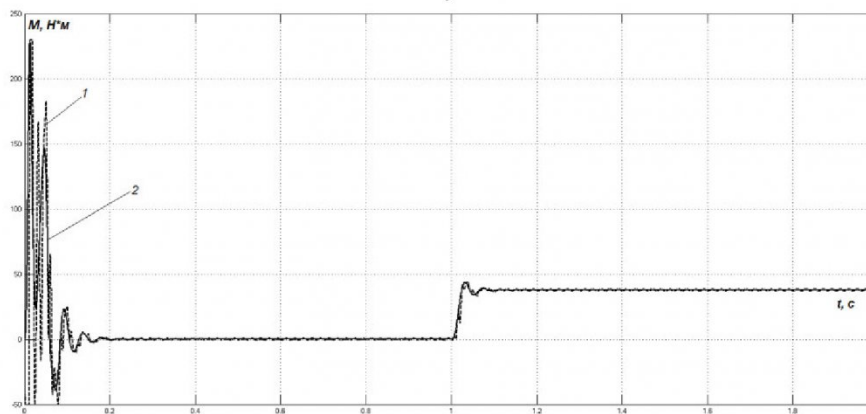


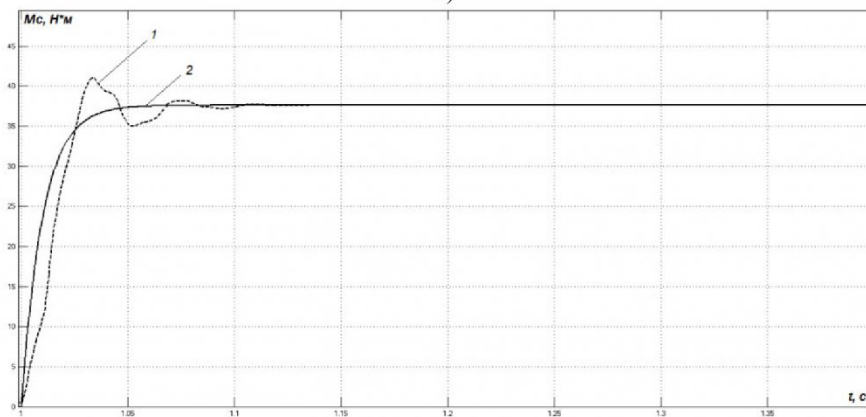
Рис. 5. Структурная схема предложенной модели



а)



б)



в)

Рис. 6. Переходные процессы для:
 а – угловой скорости ротора; б – электромагнитного момента; в – момента нагрузки
 1 – переходные процессы, полученные при помощи предложенной модели
 2 – переходные процессы, полученные при помощи эталонной модели;

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ключев, В. И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.
2. Чиликин, М. Г. Теория автоматического электропривода / М. Г. Чиликин, В. И. Ключев, А. С. Сандлер. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
3. Пивняк, Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. – Днепропетровск: Национальный горный университет, 2006. – 470 с.

4. Каширских В.Г. Динамическая идентификация асинхронных электродвигателей / В. Г. Каширских. – Кемерово: КузГТУ, 2005. – 140 с.
5. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УрО РАН, 2000. – 654 с.
6. Бешта, А. С. Особенность применения Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя для задач идентификации параметров / А. С. Бешта, А. А. Семин // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2012. Выпуск 3 (19). С. 553 – 555.
7. Денисов, В. А. Механические характеристики электропривода с частотным управлением / В. А. Денисов, М. Н. Третьякова // *Вектор науки Тольяттинского государственного университета*. 2015. №1 (31). С. 19-24.
8. Копылов, И. П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: ВШ, 2001. – 327 с.
9. Шатков, А. П. Экспериментальное исследование асинхронного электропривода с релейно-векторным принципом управления при непосредственном измерении параметров магнитного поля // *Вестник ИГЭУ*. 2013. Выпуск 1. С. 56-62
10. Schnauder, C. Adaptive speed identification for vector control of inductional motors without rotational transducers // *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1992. Vol. 28. №5. P. 1054-1061.
11. Holtz, J. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification / J. Holtz, J. Quan // *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2002. Vol. 38. №4. P. 1087-1095.
12. Shaw, S. R. Identification of induction motor parameters from transient stator current measurements / S. R. Shaw, S. B. Leeb // *IEEE Transactions on Industry Electronics*. 1999. Vol. 46. №1. P. 139-149.
13. Hisao Kubota. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation / Hisao Kubota, Kouki Matsuse // *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1994. Vol. 30. №5. P. 1219-1224.
14. Волков, А. В. Идентификация потокосцепления ротора и скорости частотно-регулируемого асинхронного двигателя / А. В. Волков, Ю. С. Скалько // *Вестник КДПУ имени Михаила Остроградского*. 2009. Выпуск 3 (56). Часть 2. С. 93 – 96.
15. Островляничик, В. Ю. К вопросу об измерении электромагнитного момента асинхронного двигателя / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин, Т. В. Богдановская // *Автоматизированный электропривод и промышленная электроника: труды шестой всероссийской научно-практической конференции*. – Новокузнецк: СИБГИУ, 2014. – 340 с., с. 86-96.

REFERENCES

1. Klyuchev V. I. *Teoriya elektroprivoda [Theory of Electrical Drive]*. Moscow, Energoatomizdat, 2001. 704 P.
2. Chilikin M. G., Klyuchev V. I., Sandler A. S. *Teoriya avtomaticheskogo elektroprivoda [Theory of Automated Electrical Drive]*. Moscow, Energiya, 1979. 616 P.
3. Pivnyak G. G., Volkov A. V. *Sovremennyye chastotno-reguliruyemye asinkhronnyye elektroprivody s shirotno-impul'snoy modulyatsiyey [Modern frequency-controlled asynchronous electrical drives with PWM]*. Dnepropetrovsk, Publishing of The National Mining University of Ukraine. 470 P.
4. Kashirskikh V.G. *Dinamicheskaya identifikatsiya asinkhronnykh elektrodvigatelay [Dynamic identification of induction motors]*. Kemerovo. Publishing of Kuzbass State Technical University. 2005. 140 P.
5. Shreyner R. T. *Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami chastoty [Mathematical modeling of alternating-current electrical drives with semiconductor frequency transformers]*. Ekaterinburg, Publishing of the Ural Division of the Russian Academy of Sciences, 2000. 654 P.
6. Beshta A. S., Semin A. A. *Osobennost' primeneniya T-obraznoy skhemy zameshcheniya asinkhronnogo dvigatelya dlya zadach identifikatsii parametrov [Features of application of T-shaped induction motor equivalent circuit for the task of identification]* // *Electromechanical and energy saving systems*. 2012. Vol. 3 (19). P. 553-555
7. Denisov V. A., Tret'yakova M. N. *Mekhanicheskie kharakteristiki elektroprivoda s chastotnym upravleniem [Mechanical characteristics of frequency-controlled electrical drive]*. *Vektor nauki Tol'yattinskogo gosudarstvennogo universiteta [Togliatti State University's Vector of Science]*. 2015. No1 (31). P. 19-24.
8. Kopylov I. P. *Matematicheskoe modelirovanie elektricheskikh mashin [Mathematical modeling of electrical machines]*. Moscow, Vysshaya shkola, 2001. 327 P.
9. Shatkov A. P. *Experimental research of asynchronous electric drive with relay-vector control principle at immediate parameters measurement of magnetic field* // *Vestnik of Ivanovo State Power Engineering University*. 2013. Issue 1. P. 56-62.

10. Schnauder, C. Adaptive speed identification for vector control of inductional motors without rotational transducers // IEEE Transactions on Industry Applications. 1992. Vol. 28. №5. P. 1054-1061.
11. Holtz, J., Quan, J. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification // IEEE Transactions on Industry Applications. 2002. Vol. 38. №4. P. 1087-1095.
12. Shaw, S. R., Leeb S. B. Identification of induction motor parameters from transient stator current measurements // IEEE Transactions on Industry Electronics. 1999. Vol. 46. №1. P. 139-149.
13. Hisao Kubota, Kouki Matsuse. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation // IEEE Transactions on Industry Applications. 1994. Vol. 30. №5. P. 1219-1224.
14. Volkov, A. V., Skal'ko Yu. S. Identifikatsiya potokostsepleniya rotora i skorosti chastotno-reguliruemogo asinkhronnogo dvigatelya [Identification of rotor flux linkage and speed for frequency-controlled induction motor] // Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskiy National University. 2009. Issue 3 (56). Part 2. P. 93 – 96.
15. Ostrovlyanchik, V. Yu., Popolzin I. Yu., Bogdanovskaya T. V. K voprosu ob izmerenii elektromagnitnogo momenta asinkhronnogo dvigatelya [On the issue of measurement the electromagnetical torque of induction motor] // Avtomatizirovannyy elektroprivod i promyshlennaya elektronika: trudy shestoy vserossiyskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii [Automated electrical drive and industrial electronics: transactions of the Sixth All-Russian Scientific and Practical Conference]. Publishing of Siberian State Industrial University, 2014. 340 P. P. 86-96

Поступило в редакцию 25.10.2015

Received 21 Oktober 2015