

ISSN 1817-7204(Print)

ISSN 1817-7239(Online)

УДК 621.313.333.2:62-83-52

<https://doi.org/10.29235/1817-7204-2019-57-4-481-493>

Поступила в редакцию 10.07.2019

Received 10.07.2019

М. А. Прищепов, В. А. Дайнеко, Е. М. Прищепова*Белорусский государственный аграрный технический университет, Минск, Беларусь***СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ ДЛЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА СО СКАЛЯРНЫМ И ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

Аннотация: Современные системы управления частотно-регулируемых асинхронных электроприводах (ЭП) базируются на представлении трехфазного асинхронного двигателя (АД) двухфазной обобщенной электрической машиной. Это упрощает математическое описание АД и практическую реализацию систем управления частотно-регулируемых асинхронных ЭП, при этом математическое описание АД может проводиться в различных системах координат. На практике при исследовании процессов в АД наиболее часто используется математическое описание и их структурные схемы в неподвижной системе координат α, β жестко связанной со статором и вращающейся синхронно с магнитным полем статора системе координат d, g осью d , ориентированной по вектору потокоцепления ротора ψ_2 , что значительно упрощает исследование их математических моделей. Полученные структурные схемы содержат внутренние обратные связи, в том числе и нелинейные, вытекающие из уравнений проекций напряжений статора. Для компенсации внутренних ЭДС двигателя, наводимых в его статоре, используются обратные связи на входе преобразователей, что позволяет упростить структурные схемы двигателей, а соответственно, и анализ систем управления. Полученные математические модели и структурные схемы АД в неподвижной системе координат α, β и синхронно вращающейся d, g осью d , ориентированной по вектору потокоцепления ротора ψ_2 , целесообразно использовать в системах частотно-регулируемых асинхронных ЭП, соответственно, со скалярным и векторным управлением. Введение в систему указанных ЭП напряжений обратных связей на входе преобразователя, компенсирующих ЭДС вращения АД, по аналогии с двигателями постоянного тока обеспечивает возможность независимого регулирования их магнитного потока и электромагнитного момента. Полученные математические модели и структурные схемы АД возможно использовать при разработке бездатчиковых систем частотно-регулируемых асинхронных ЭП, где по измеряемым значениям фазных токов и напряжений статора электродвигателя проводится расчет таких параметров двигателя, как потокоцепление, угловая скорость, электромагнитный момент и др.

Ключевые слова: электропривод, частотно-регулируемый, асинхронный, математические модели, структурные схемы, скалярное управление, векторное управление, бездатчиковые системы, потокоцепление, электромагнитный момент, угловая скорость

Для цитирования: Прищепов, М. А. Структурные схемы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором для частотно-регулируемого электропривода со скалярным и векторным управлением / А. М. Прищепов, В. А. Дайнеко, Е. М. Прищепова // Вест. Нац. акад. наук Беларусі. Сер. аграр. навук. – 2019. Т. 57, № 4. – С. 481–493. <https://doi.org/10.29235/1817-7204-2019-57-4-481-493>

М. А. Pryshchepau, V. A. Daineka, E. M. Pryshchepava*Belarusian State Agrarian Technical University, Minsk, Belarus***BLOCK DIAGRAM OF ASYNCHRONOUS MOTOR WITH SHORT-CIRCUIT ROTOR FOR A VARIABLE FREQUENCY DRIVE WITH SCALAR AND VECTOR CONTROL**

Abstract: Modern control systems for variable-frequency asynchronous electric drives (ED) are based on three-phase asynchronous motor (AM) represented by two-phase general electric machine. This simplifies mathematical description of AM and practical implementation of control systems of frequency-controlled asynchronous EDs, while the mathematical description of AM can be carried out in various coordinate systems. In practice, when studying processes in AM, mathematical description and their structural schemes are most often used in fixed coordinate system α, β rigidly connected to the stator and axis d synchronously rotating with the stator magnetic field coordinate system d, g , oriented on rotor interlinkage vector ψ_2 , which greatly simplifies the study of their mathematical models. The obtained structural layouts contain internal back couplings, including nonlinear ones, resulting from the equations of the stator voltage projections. To compensate for the internal EMF of the motor induced in its stator, back couplings are used at the input of the converters, allowing to simplify the block diagrams of motors and, accordingly, the analysis of control systems. The resulting mathematical models and block

diagrams of AM in a fixed coordinate system α, β and axis d synchronously rotating d, g , oriented on rotor interlinkage vector ψ_2 , it is feasible to use in systems of frequency-controlled asynchronous EDs, respectively, with scalar and vector control. The introduction of back couplings voltages at the inlet of the converter into the system of the mentioned ED, compensating the EMF of the AM rotation, by analogy with DC motors, ensures independent control of their magnetic flux and electromagnetic moment. The obtained mathematical models and AM block diagrams can be used for development of sensorless systems of frequency-controlled asynchronous EDs, where the motor parameters such as interlinkage, angular velocity, electromagnetic moment, etc. are calculated from the measured values of phase current and stator voltage of electric motor.

Keywords: electric drive, frequency-controlled, asynchronous, mathematical models, block diagrams, scalar control, vector control, sensorless systems, interlinkage, electromagnetic moment, angular velocity

For citation: Pryshchepau M. A., Daineka V. A., Pryshchepava E. M. Block diagram of asynchronous motor with short-circuit rotor for a variable frequency drive with scalar and vector control. *Vestsi Natsyonal'най akademii navuk Belarusi. Seryya agrarnykh navuk* = *Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Agrarian series*, 2019, vol. 57, no 4, pp. 481–493 (in Russian). <https://doi.org/10.29235/1817-7204-2019-57-4-481-493>

Введение. Современные системы управления частотно-регулируемых асинхронных ЭП базируются на представлении трехфазного АД эквивалентной двухфазной электрической машиной, которая получила название обобщенной электрической машины (ОЭМ) [1–16]. Это упрощает математическое описание АД и практическую реализацию систем управления частотно-регулируемых асинхронных ЭП. При этом математическое описание проводится с помощью уравнений в определенной системе координат. Но может оказаться, что уравнения в другой системе координат будут проще, чем в исходной системе. С этой целью и проводят координатные преобразования уравнений. При координатных преобразованиях необходимо соблюдать закон преобразования энергии, т.е. применительно к уравнениям ОЭМ необходимо соблюдать постоянство (инвариантность) мощности при преобразованиях. Системы уравнений, описывающие процессы преобразования энергии в ОЭМ, в своем большинстве являются нелинейными дифференциальными с периодически изменяющимися коэффициентами и представляют значительные трудности для ее решения, что и обуславливает целесообразность преобразования ее в другую систему координат, где коэффициенты при переменных не меняются, а остаются постоянными. Это значительно упрощает решение этих систем уравнений, хотя и требует громоздких, многократных относительно несложных прямых преобразований переменных из реальной трехфазной машины в переменные двухфазной ОЭМ и обратных преобразований из двухфазной ОЭМ в переменные трехфазной машины. Кроме того, при настройке контуров потокосцепления, скорости вращения, тока статора и анализе функционирования систем управления частотно-регулируемыми асинхронными ЭП пользуются упрощенными структурными схемами АД, как правило, без пояснения сути упрощения и оценки уровня вносимых при этом погрешностей, что не всегда позволяет достигнуть желаемых результатов по качеству переходного процесса в разрабатываемом ЭП.

Цель исследования – получить динамические модели и структурные схемы АД в наиболее часто используемых системах координат для анализа функционирования систем частотно-регулируемых асинхронных ЭП при скалярном и векторном управлении, выделив при этом внутренние обратные связи АД, компенсация или отбрасывание которых и является упрощением их динамических моделей и структурных схем.

Основная часть. Исследования проводили на кафедре электрооборудования Белорусского государственного аграрного технического университета в 2017–2019 гг.

На практике при исследовании процессов в асинхронных машинах наиболее часто используется математическое описание и структурные схемы АД в следующих системах координат [1, 5–10, 12–20]:

- 1) неподвижной системе координат α, β , жестко связанной со статором (угловая скорость координатной системы $\omega_{\text{кк}}=0$);
- 2) вращающейся синхронно с магнитным полем статора система координат d, g и осью d , ориентированной по вектору потокосцепления ротора ψ_2 .

При реализации бездатчиковых систем управления частотно-регулируемых асинхронных ЭП практически доступным оказывается только измерение напряжений и токов обмоток фаз статора, магнитного потока в воздушном зазоре машины и угловой скорости ротора АД. Остальные переменные рассчитываются по эталонным моделям двигателя.

Для математического описания происходящих в АД электромагнитных процессов обычно используются дифференциальные уравнения двухфазной ОЭМ переменного тока [4, 7–9], полученные без учета потерь в стали и насыщения магнитной цепи, при равномерном воздушном зазоре и питании двигателя от источника с симметричным синусоидальным напряжением.

Тогда для получения математической модели такой электрической машины в неподвижной системе координат α, β , жестко связанной с его статором, запишем уравнения напряжений в векторной форме:

$$\begin{aligned}\vec{U}_{1\alpha\beta} &= r_1 \vec{I}_{1\alpha\beta} + \frac{d\vec{\Psi}_{1\alpha\beta}}{dt} = r_1 \vec{I}_{1\alpha\beta} + p\vec{\Psi}_{1\alpha\beta}; \\ \vec{U}_{2uv} &= r_2 \vec{I}_{2uv} + \frac{d\vec{\Psi}_{2uv}}{dt} = r_2 \vec{I}_{2uv} + p\vec{\Psi}_{2uv},\end{aligned}\quad (1)$$

где $\vec{U}_{1\alpha\beta}$, $\vec{I}_{1\alpha\beta}$, $\vec{\Psi}_{1\alpha\beta}$ – векторы напряжения, тока и потокосцепления статора в неподвижной, жестко связанной со статором системе координат α, β ; $\vec{U}_{2uv}$, $\vec{I}_{2uv}$, $\vec{\Psi}_{2uv}$ – векторы напряжения, тока и потокосцепления ротора в неподвижной, жестко связанной с ротором системе координат

u, v ; r_1, r_2 – активные сопротивления обмоток статора и ротора, Ом; $p \equiv \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования.

Так как обмотки ротора АД с короткозамкнутым ротором замкнуты накоротко, то можно принять напряжения $\vec{U}_{2uv} = 0$.

После приведения роторных переменных к неподвижной статорной системе координат α, β уравнения напряжений статора и ротора примут следующий вид:

$$\begin{aligned}\vec{U}_{1\alpha\beta} &= r_1 \vec{I}_{1\alpha\beta} + p\vec{\Psi}_{1\alpha\beta}; \\ 0 &= r'_2 \vec{I}_{2\alpha\beta} + p\vec{\Psi}_{2\alpha\beta} - j\omega_r \vec{\Psi}_{2\alpha\beta},\end{aligned}\quad (2)$$

где r'_2 – приведенное к статору активное сопротивление обмотки ротора, Ом; p – количество пар полюсов обмотки статора, шт.

Векторы результирующего потокосцепления статора и ротора в любой системе координат описываются такими уравнениями:

$$\vec{\Psi}_1 = L_1 \vec{I}_1 + L_m \vec{I}_2; \quad (3)$$

$$\vec{\Psi}_2 = L_2 \vec{I}_2 + L_m \vec{I}_1; \quad (4)$$

где $L_1 = L_{1\sigma} + L_m$ – эквивалентная индуктивность обмотки статора, Гн; $L_2 = L'_{2\sigma} + L_m$ – эквивалентная индуктивность обмотки ротора, Гн; $L_{1\sigma}$ – индуктивность рассеяния обмотки статора, Гн; $L'_{2\sigma}$ – приведенная к статору индуктивность рассеяния обмотки ротора, Гн; L_m – результирующая индуктивность, обусловленная магнитным потоком в воздушном зазоре, Гн.

Далее переходим от векторного представления уравнений (2), (3) и (4) к их представлению через проекции на соответствующие оси α и β ортогональной системы координат. Тогда уравнения напряжений запишем так:

$$\begin{aligned}U_{1\alpha} &= r_1 I_{1\alpha} + p\psi_{1\alpha}; \\ U_{1\beta} &= r_1 I_{1\beta} + p\psi_{1\beta}; \\ 0 &= r'_2 I'_{2\alpha} + p\psi_{2\alpha} + \omega_r \psi_{2\beta}; \\ 0 &= r'_2 I'_{2\beta} + p\psi_{2\beta} - \omega_r \psi_{2\alpha},\end{aligned}\quad (5)$$

где $U_{1\alpha} = U_{1m} \sin(2\pi f_1) = \sqrt{2} U_1 \cdot \sin(2\pi f_1)$ – синусоидальная по форме составляющая напряжения статора по оси α в ортогональной неподвижной системе координат α, β , В; $U_{1\beta} = U_{1m} \cos(2\pi f_1) = \sqrt{2} U_1 \cdot \cos(2\pi f_1)$ – косинусоидальная по форме составляющая напряжения статора по оси β в системе координат α, β , В; $U_{1m} = \sqrt{2} U_1$ – амплитудное значение фазного напряжения статорной обмотки, В; U_1 – действующее значение фазного напряжения статорной обмотки, В; f_1 – частота напряжения статора, Гц; $I_{1\alpha}, I_{1\beta}$ – составляющие тока статора в системе координат α, β , А; $\psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}$ – составляющие потокосцепления ротора в системе координат α, β , Вб.

Уравнения потокосцеплений, соответственно, статора и ротора:

$$\begin{aligned}\psi_{1\alpha} &= L_1 I_{1\alpha} + L_m I'_{2\alpha}; \\ \psi_{1\beta} &= L_1 I_{1\beta} + L_m I'_{2\beta}; \\ \psi_{2\alpha} &= L_2 I'_{2\alpha} + L_m I_{1\alpha}; \\ \psi_{2\beta} &= L_2 I'_{2\beta} + L_m I_{1\beta}.\end{aligned}\quad (6)$$

Тогда с учетом системы уравнений (6) запишем систему уравнений (5) в следующем виде:

$$\begin{aligned}U_{1\alpha} &= r_1 I_{1\alpha} + L_1 p I_{1\alpha} + L_m p I'_{2\alpha}; \\ U_{1\beta} &= r_1 I_{1\beta} + L_1 p I_{1\beta} + L_m p I'_{2\beta}; \\ 0 &= r'_2 I'_{2\alpha} + L_2 p I'_{2\alpha} + L_m p I_{1\alpha} + \omega p \psi_{2\beta}; \\ 0 &= r'_2 I'_{2\beta} + L_2 p I'_{2\beta} + L_m p I_{1\beta} - \omega p \psi_{2\alpha}.\end{aligned}\quad (7)$$

Из третьего уравнения системы (7), выразив $p I_{2\alpha}$ и подставив его в первое уравнение этой же системы, получим

$$U_{1\alpha} = p I_{1\alpha} \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) + r_1 I_{1\alpha} - \frac{L_m r'_2}{L_2} I'_{2\alpha} - \frac{L_m}{L_2} \omega p \psi_{2\beta}. \quad (8)$$

Разделив уравнение (8) на L_1 , получим

$$\frac{U_{1\alpha}}{L_1} = p I_{1\alpha} \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right) + \frac{r_1}{L_1} I_{1\alpha} - \frac{L_m r'_2}{L_1 L_2} I'_{2\alpha} - \frac{L_m}{L_1 L_2} \omega p \psi_{2\beta}. \quad (9)$$

Выразив из третьего уравнения системы (6) $I'_{2\alpha} = \frac{\psi_{2\alpha}}{L_2} - \frac{L_m}{L_2} I_{1\alpha}$ и подставив его в уравнение (9), после преобразования получим

$$p I_{1\alpha} = \frac{1}{\sigma L_1} U_{1\alpha} - \frac{r_3}{\sigma L_1} I_{1\alpha} + \frac{L_m r'_2}{\sigma L_1 L_2} \psi_{2\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \omega p \psi_{2\beta}, \quad (10)$$

где $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}$ – коэффициент рассеяния; $r_3 = r_1 + r'_2 \frac{L_m}{L_2}$ – эквивалентное сопротивление, Ом.

Далее из уравнения (10) выразим

$$U_{1\alpha} = r_3 (T_3 p + 1) I_{1\alpha} - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\alpha} - k_2 \omega p \psi_{2\beta}, \quad (11)$$

где $T_3 = \frac{\sigma L_1}{r_3}$ – эквивалентная электромагнитная постоянная времени, с; $T_2 = \frac{L_2}{r'_2}$ – электромагнитная постоянная времени цепи ротора, с; $k_2 = \frac{L_m}{L_2}$ – коэффициент электромагнитной связи ротора.

Используя второе и четвертое уравнения системы (7) аналогичным образом, получим

$$p I_{1\beta} = \frac{1}{\sigma L_1} U_{1\beta} - \frac{r_3}{\sigma L_1} I_{1\beta} + \frac{L_m r'_2}{\sigma L_1 L_2} \psi_{2\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \omega p \psi_{2\alpha}, \quad (12)$$

$$U_{1\beta} = r_3 (T_3 p + 1) I_{1\beta} - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\beta} + k_2 \omega p \psi_{2\alpha}. \quad (13)$$

Производную проекции потокосцепления ротора на ось α получим, используя третье уравнение системы (5) и третье уравнение системы (6).

После преобразований получим следующее выражение:

$$p \psi_{2\alpha} = -\frac{r'_2}{L_2} \psi_{2\alpha} + \frac{r'_2 L_m}{L_2} I_{1\alpha} - \omega p \psi_{2\beta}, \quad (14)$$

или в операторной форме записи

$$0 = (T_2 p + 1) \psi_{2\alpha} - L_m I_{1\alpha} + T_2 \omega p \psi_{2\beta}. \quad (15)$$

Используя четвертое уравнение системы (5) и четвертое уравнение системы (6) аналогично получим производную потокоцепления ротора на ось β .

$$p\psi_{2\beta} = -\frac{r'_2}{L_2}\psi_{2\beta} + \frac{r'_2 L_m}{L_2}I_{1\beta} + \omega p\psi_{2\alpha}, \quad (16)$$

в операторной форме записи

$$0 = (T_2 p + 1)\psi_{2\beta} - L_m I_{1\beta} - T_2 \omega p\psi_{2\alpha}. \quad (17)$$

Так как электромагнитный момент АД определяется взаимодействием ортогональных составляющих потокоцеплений и токов АД, модуль вектора момента численно равен площади параллелограмма, построенного на векторах, его образующих, и не зависит от вектора системы координат. При этом, если электромагнитный момент рассматривать относительно оси вращения АД, то он становится скалярной величиной [21]. Тогда, используя проекции векторов токов и потокоцеплений АД на координатные оси α , β , электромагнитный момент АД, согласно [1, 5–9, 13, 14], можно определить из выражения:

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p(\psi_{2\alpha} I_{1\beta} - \psi_{2\beta} I_{1\alpha}). \quad (18)$$

Тогда, с учетом основного уравнения движения ЭП

$$M = M_c + J_\omega p\omega \quad (19)$$

(J_ω – эквивалентный момент инерции ЭП, кг·м²), запишем систему обыкновенных дифференциальных уравнений в каноническом виде, описывающих работу АД с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат α и β жестко связанной с его статором:

$$\left. \begin{aligned} pI_{1\alpha} &= \frac{1}{\sigma L_1} U_{1\alpha} - \frac{r_s}{\sigma L_1} I_{1\alpha} + \frac{L_m r'_2}{\sigma L_1 L_2^2} \psi_{2\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \omega p\psi_{2\beta}, \\ pI_{1\beta} &= \frac{1}{\sigma L_1} U_{1\beta} - \frac{r_s}{\sigma L_1} I_{1\beta} + \frac{L_m r'_2}{\sigma L_1 L_2^2} \psi_{2\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2} \omega p\psi_{2\alpha}, \\ p\psi_{2\alpha} &= -\frac{r'_2}{L_2} \psi_{2\alpha} + \frac{r'_2 L_m}{L_2} I_{1\alpha} - \omega p\psi_{2\beta}, \\ p\psi_{2\beta} &= -\frac{r'_2}{L_2} \psi_{2\beta} + \frac{r'_2 L_m}{L_2} I_{1\beta} + \omega p\psi_{2\alpha}, \\ M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p(\psi_{2\alpha} I_{1\beta} - \psi_{2\beta} I_{1\alpha}); \\ p\omega &= \frac{1}{J_\omega} (M - M_c). \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

В операторной форме записи система уравнений (20) примет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{1\alpha} &= r_s (T_s p + 1) I_{1\alpha} - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\alpha} - k_2 \omega p\psi_{2\beta}, \\ U_{1\beta} &= r_s (T_s p + 1) I_{1\beta} - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\beta} + k_2 \omega p\psi_{2\alpha}, \\ 0 &= (T_2 p + 1) \psi_{2\alpha} - L_m I_{1\alpha} + T_2 \omega p\psi_{2\beta}, \\ 0 &= (T_2 p + 1) \psi_{2\beta} - L_m I_{1\beta} - T_2 \omega p\psi_{2\alpha}, \\ M &= \frac{3}{2} k_2 p(\psi_{2\alpha} I_{1\beta} - \psi_{2\beta} I_{1\alpha}); \\ \omega &= \frac{1}{J_\omega p} (M - M_c). \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Уравнениям системы (21) соответствует структурная схема АД с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат статора α и β (рис. 1).

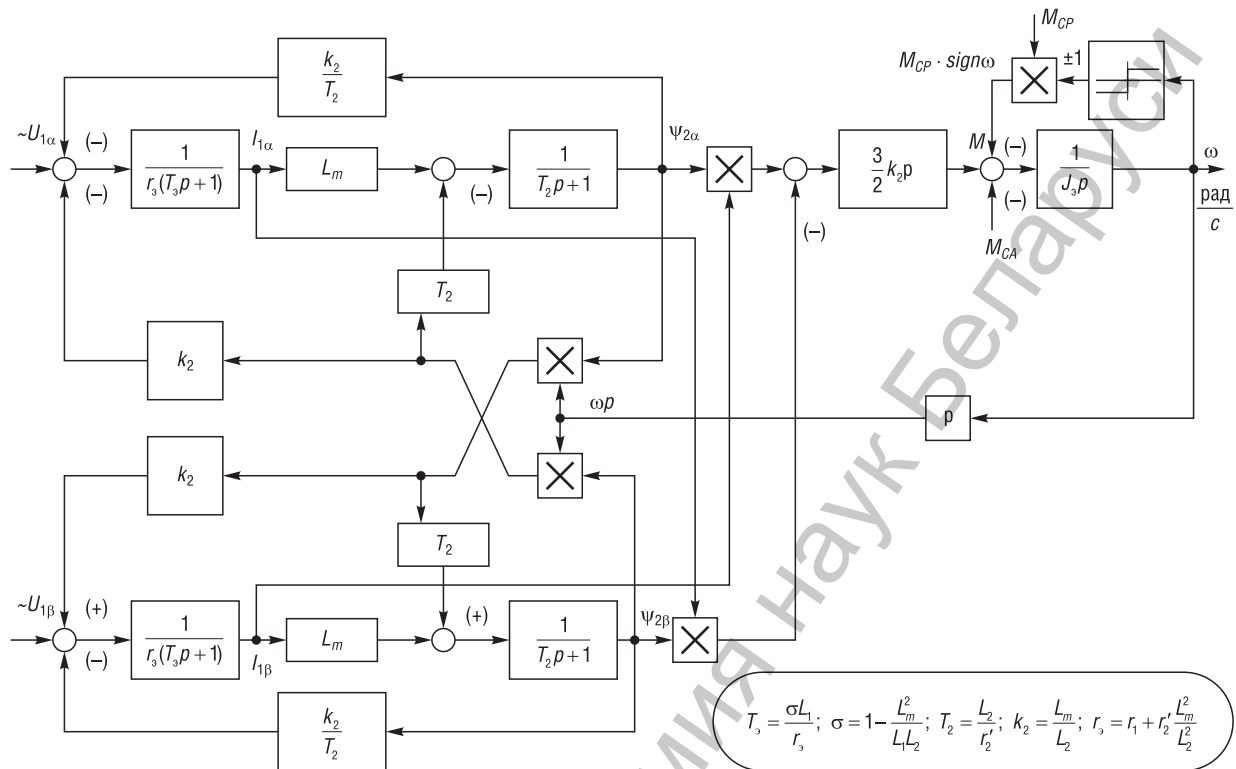


Рис. 1. Структурная схема асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат статора α и β : M_{CP} , M_{CA} – реактивный и активный моменты статического сопротивления на валу АД соответственно

Fig. 1. Block diagram of asynchronous motor with short-circuit rotor in stator fixed coordinate system α and β : M_{CP} , M_{CA} – reactive and active moments of static resistance on the AD shaft, respectively

Структурная схема рис. 1 содержит внутренние обратные связи, в том числе нелинейные перекрестные. Эти связи вытекают из уравнений проекций напряжения статора, т. е. системы (21):

$$U_{1\alpha} = r_s(T_s p + 1)I_{1\alpha} - e_{1\alpha};$$

$$U_{1\beta} = r_s(T_s p + 1)I_{1\beta} - e_{1\beta};$$

где $e_{1\alpha} = \frac{k_2}{T_2}\psi_{2\alpha} + k_2\omega p\psi_{2\beta}$, $e_{1\beta} = \frac{k_2}{T_2}\psi_{2\beta} - k_2\omega p\psi_{2\alpha}$ – составляющие внутренней ЭДС двигателя, наводимые в статоре, В.

Здесь $\frac{k_2}{T_2}\psi_{2\alpha} = \frac{k_2}{T_2}(L_2 I'_{2\alpha} + L_m I_{1\alpha}) = r_2'(k_2 I'_{2\alpha} + k_2^2 I_{1\alpha})$ – падение напряжения в роторной цепи на оси α , В;

$\frac{k_2}{T_2}\psi_{2\beta} = \frac{k_2}{T_2}(L_2 I'_{2\beta} + L_m I_{1\beta}) = r_2'(k_2 I'_{2\beta} + k_2^2 I_{1\beta})$ – падение напряжения в роторной цепи на оси β , В;

$k_2\omega p\psi_{2\beta}$, $k_2\omega p\psi_{2\alpha}$ – ЭДС вращения по соответствующим осям координат, наводимые в статоре потоком сцеплением ротора, В.

Если в системе «преобразователь–двигатель» с помощью обратных связей на входе преобразователя выполнить компенсацию составляющих ЭДС $e_{1\alpha}$ и $e_{1\beta}$ или их не учитывать, то структурную схему АД с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат α и β можно представить в следующем виде (рис. 2).

Приведенные на рис. 1, 2 структурные схемы описывают процессы, происходящие в двухфазной ОЭМ переменного тока, в которой действуют переменные величины напряжений, токов, потоков сцеплений синусоидальной формы и используются для анализа систем скалярного управления.

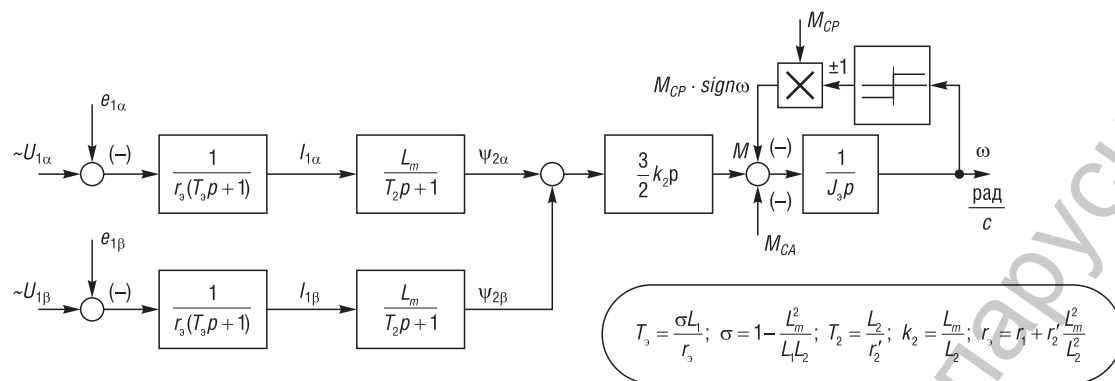


Рис. 2. Структурная схема асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат статора α и β и компенсацией внутренних обратных связей двигателя: M_{CP} , M_{CA} – реактивный и активный моменты статического сопротивления на валу АД соответственно

Fig. 2. Block diagram of asynchronous motor with short-circuit rotor in stator fixed coordinate system α and β and compensation of internal back coupling of the motor: M_{CP} , M_{CA} – reactive and active moments of static resistance on the AD shaft, respectively

Для получения математической модели двухфазной ОЭМ переменного тока во вращающейся синхронно с магнитным полем статора ($\omega_{\text{к}} = \omega_0 = 2\pi f_1$) системе координат d, g и осью d , ориентированной по вектору потокосцепления ротора ψ_2 , запишем сначала уравнения напряжений в векторной форме записи для произвольно ориентированной системы координат d, g вращающейся со скоростью $\omega_{\text{к}}$:

$$\begin{aligned}\vec{U}_{1dg} &= r_1 \vec{I}_{1dg} + p \vec{\psi}_{1dg} + j \omega_{\text{к}} \vec{\psi}_{1dg}; \\ 0 &= r_2' \vec{I}_{2dg} + p \vec{\psi}_{2dg} + j(\omega_{\text{к}} - \omega_r) \vec{\psi}_{2dg}.\end{aligned}\quad (22)$$

Составляющие $j \omega_{\text{к}} \vec{\psi}_{1dg}$ и $j(\omega_{\text{к}} - \omega_r) \vec{\psi}_{2dg}$ в уравнениях системы (22) представляют собой ЭДС вращения статора и ротора соответственно.

Наличие этих ЭДС, зависящих от скорости системы координат и ротора, делает уравнения (22) при $\omega_r = \text{var}$ существенно нелинейными. При постоянной скорости вращения ротора АД $\omega = \text{const}$ система уравнений (22) становится линейной. В системе координат d, g , вращающейся синхронно с электромагнитным полем статора ($\omega_{\text{к}} = \omega_0 = 2\pi f_1$), векторы напряжений, токов и потокосцеплений в установившемся режиме будут неподвижными и неизменными по амплитуде, их проекции на оси координат d, g будут постоянными по величине, а производные потокосцеплений и токов в уравнениях системы (22) равны нулю, что упрощает их решение.

Если при $\omega_{\text{к}} = \omega_0 = 2\pi f_1$ совместить ось d вращающейся координатной системы d, g с вектором потокосцепления ротора $\vec{\psi}_2$, то проекции вектора $\vec{\psi}_2$ на оси вращающейся системы координат d, g будут выглядеть так:

$$\psi_{2d} = |\vec{\psi}_2|; \quad \psi_{2g} = 0. \quad (23)$$

Далее из векторных уравнений потокосцеплений статора (3) и ротора (4) выразим векторы тока ротора $\vec{I}'_{2dg}$ и потокосцепление статора $\vec{\psi}_{1dg}$ в системе координат d, g :

$$\begin{aligned}I'_{2dg} &= \frac{1}{L_2} (\vec{\psi}_{2dg} - L_m \vec{I}_{1dg}); \\ \vec{\psi}_{1dg} &= \sigma L_1 \vec{I}_{1dg} + \frac{L_m}{L_2} \vec{\psi}_{2dg}.\end{aligned}\quad (24)$$

Подставив выражения векторов $\vec{I}'_{2dg}$ и в $\vec{\psi}_{1dg}$ систему уравнений (22), получим

$$\begin{aligned}\vec{U}_{1dg} &= r_1 \vec{I}_{1dg} + \sigma L_1 p \vec{I}_{1dg} + \frac{L_m}{L_2} p \vec{\psi}_{2dg} + j \omega_{\text{к}} (\sigma L_1 \vec{I}_{1dg} + \frac{L_m}{L_2} \vec{\psi}_{2dg}); \\ 0 &= \frac{r_2'}{L_2} (\vec{\psi}_{2dg} - L_m \vec{I}_{1dg}) + p \vec{\psi}_{2dg} + j(\omega_{\text{к}} - \omega_r) \vec{\psi}_{2dg}.\end{aligned}\quad (25)$$

Из второго уравнения системы (25) выразим

$$p\bar{\psi}_{2dg} = -\frac{r'_2}{L_2}\bar{\psi}_{2dg} + \frac{r'_2 L_m}{L_2}\bar{I}_{1dg} - j(\omega_{\text{кк}} - \omega p)\bar{\psi}_{2dg}. \quad (26)$$

Далее из первого уравнения системы (25) выразим $p\bar{I}_{1dg}$, предварительно подставив в него полученное выражение $p\bar{\psi}_{2dg}$:

$$p\bar{I}_{1dg} = \frac{1}{\sigma L_1}\bar{U}_{1dg} - \frac{r_3}{\sigma L_1}\bar{I}_{1dg} + \frac{r'_2 L_m}{\sigma L_1 L_2^2}\bar{\psi}_{2dg} - j\omega_{\text{кк}}\bar{I}_{1dg} - j\frac{L_m}{\sigma L_1 L_2}\omega p\bar{\psi}_{2dg}. \quad (27)$$

Переходя от векторного уравнения производной тока статора (27) к проекциям в системе координат d, g и учитывая, что $\psi_{2g} = 0$, получим

$$\begin{aligned} pI_{1d} &= \frac{1}{\sigma L_1}U_{1d} - \frac{r_3}{\sigma L_1}I_{1d} + \frac{r'_2 L_m}{\sigma L_1 L_2^2}\psi_{2d} + \omega_{\text{кк}}I_{1g}; \\ pI_{1g} &= \frac{1}{\sigma L_1}U_{1g} - \frac{r_3}{\sigma L_1}I_{1g} - \omega_{\text{кк}}I_{1d} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2}\omega p\psi_{2d}. \end{aligned} \quad (28)$$

Аналогично, от векторного уравнения производной потокосцепления ротора (26) перейдем также к его проекциям:

$$\begin{aligned} p\psi_{2d} &= -\frac{r'_2}{L_2}\psi_{2d} + \frac{r'_2 L_m}{L_2}I_{1d}; \\ 0 &= \frac{r'_2 L_m}{L_2}I_{1g} - (\omega_{\text{кк}} - \omega p)\psi_{2d}. \end{aligned} \quad (29)$$

Электромагнитный момент АД в системе координат d, g через проекции векторов тока и потокосцеплений определим из выражения

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p(\psi_{2d}I_{1g} - \psi_{2g}I_{1d}) = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p\psi_{2d}I_{1g}, \quad (30)$$

так как $\psi_{2g} = 0$.

Тогда с учетом уравнения движения электропривода математическая модель АД с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат d, g и осью d , ориентированной по вектору потокосцепления ротора, примет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} pI_{1d} &= \frac{1}{\sigma L_1}U_{1d} - \frac{r_3}{\sigma L_1}I_{1d} + \frac{r'_2 L_m}{\sigma L_1 L_2^2}\psi_{2d} + \omega_{\text{кк}}I_{1g}; \\ pI_{1g} &= \frac{1}{\sigma L_1}U_{1g} - \frac{r_3}{\sigma L_1}I_{1g} - \omega_{\text{кк}}I_{1d} - \frac{L_m}{\sigma L_1 L_2}\omega p\psi_{2d}; \\ p\psi_{2d} &= -\frac{r'_2}{L_2}\psi_{2d} + \frac{r'_2 L_m}{L_2}I_{1d}; \\ 0 &= \frac{r'_2 L_m}{L_2}I_{1g} - (\omega_{\text{кк}} - \omega p)\psi_{2d}; \\ M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p\psi_{2d}I_{1g}; \\ p\omega &= \frac{1}{J_3}(M - M_c), \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

где $U_{1d} = U_{1g} = U_1$ – постоянные составляющие напряжения статора во вращающейся синхронно с полем статора системе координат d с осью d , ориентированной по вектору потокосцепления ротора $\bar{\psi}_2$, В; I_{1d}, I_{1g} – составляющие тока статора в системе координат d, g , А; $\psi_{2d} = |\bar{\psi}_2|$ – составляющая потокосцепления ротора в системе координат d, g , Вб.

Тогда в операторной форме записи:

$$\left. \begin{aligned} U_{1d} &= r_3(T_3 p + 1)I_{1d} - \frac{k_2}{T_2}\psi_{2d} - \sigma L_1 \omega_{\text{кк}} I_{1g}; \\ U_{1g} &= r_3(T_3 p + 1)I_{1g} + \sigma L_1 \omega_{\text{кк}} I_{1d} + k_2 \omega p \psi_{2d}; \\ 0 &= (T_2 p + 1)\psi_{2d} - L_m I_{1d}; \\ \omega_{\text{кк}} &= \omega p + \frac{L_m}{T_2} \frac{I_{1g}}{\psi_{2d}}; \\ M &= \frac{3}{2} k_2 p \psi_{2d} I_{1g}; \\ \omega &= \frac{1}{J_3 p} (M - M_c). \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Системе уравнений (32) соответствует приведенная на рис. 3 структурная схема АД с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат d, g осью d , ориентированной по результирующему вектору потокоцепления ротора.

Структурная схема содержит внутренние обратные связи, в том числе нелинейные перекрестные. Они следуют из уравнений проекций напряжения статора, т. е. системы (32):

$$U_{1d} = r_3(T_3 p + 1)I_{1d} - e_{1d};$$

$$U_{1g} = r_3(T_3 p + 1)I_{1g} - e_{1g}.$$

где $e_{1d} = \frac{k_2}{T_2}\psi_{2d} + \sigma L_1 \omega_{\text{кк}} I_{1g}$; $e_{1g} = \sigma L_1 \omega_{\text{кк}} I_{1d} + k_2 \omega p \psi_{2d}$ – составляющие внутренней ЭДС двигателя, наводимые в статоре, В; $\frac{k_2}{T_2}\psi_{2d} = \frac{k_2}{T_2}(L_2 I_{2d} + L_m I_{1d}) = \left(\frac{L_m}{T_2} I_{2d} + \frac{L_m k_2}{T_2} I_{1d} \right) = r'_2(k_2 I'_{2\alpha} + k_2^2 I_{1\alpha})$ – падение напряжения в роторной цепи, В; $\sigma L_1 \omega_{\text{кк}} I_{1g}$ и $\sigma L_1 \omega_{\text{кк}} I_{1d}$ – составляющие ЭДС самоиндукции (падения

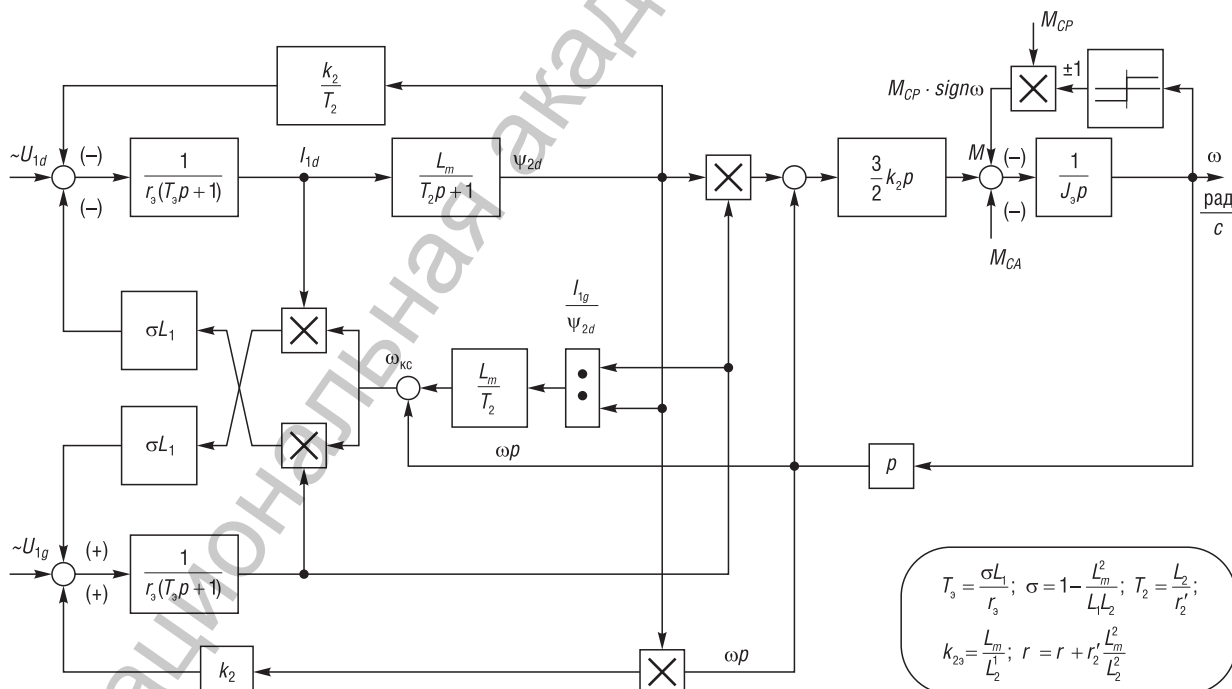


Рис. 3. Структурная схема асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат статора d и g , ориентированной по результирующему вектору потокоцепления ротора: M_{cp} , M_{ca} – реактивный и активный моменты статического сопротивления на валу АД соответственно

Fig. 3. Block diagram of asynchronous motor with short-circuit rotor in stator rotating coordinate system d and g , oriented according to the resulting rotor interlinkage vector: M_{cp} , M_{ca} – reactive and active moments of static resistance on the AD shaft, respectively

напряжения на индуктивном сопротивлении статора), В; $k_2\omega\psi_{2d}$ – ЭДС вращения, наводимая в статоре потокоцеплением ротора, В.

Если в системе «преобразователь–двигатель» с помощью обратных связей на входе преобразователя выполнить компенсацию составляющих ЭДС e_{1d} и e_{1g} , то структурную схему АД с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат d, g осью d , ориентированной по результирующему вектору потокоцепления ротора, можно представить в следующем виде (рис. 4).

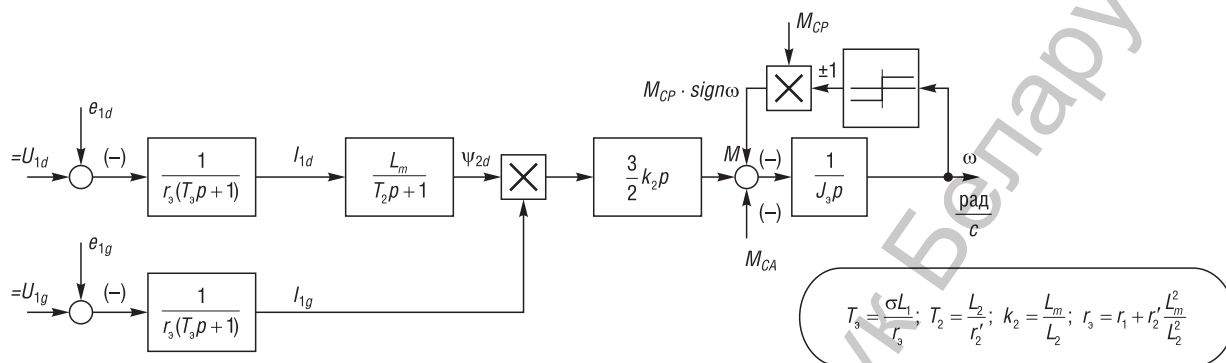


Рис. 4. Структурная схема асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором во вращающейся системе координат статора d и g , ориентированной по результирующему вектору потокоцепления ротора и компенсацией внутренних обратных связей двигателя: M_{CP} , M_{CA} – реактивный и активный моменты статического сопротивления на валу АД соответственно

Fig. 4. Block diagram of asynchronous motor with short-circuit rotor in stator rotating coordinate system d and g , oriented according to the resulting rotor interlinkage vector and compensation of internal back coupling of the motor: M_{CP} , M_{CA} – reactive and active moments of static resistance on the AD shaft, respectively

Представленные на рис. 3, 4 структурные схемы АД во вращающейся системе координат d, g , осью d , ориентированные по результирующему вектору потокоцепления ротора, соответственно, с наличием и компенсацией внутренних связей являются основой для реализации систем управления частотно-регулируемых асинхронных ЭП с векторным управлением.

В соответствии со структурными схемами при частотно-векторном управлении имеется два управляющих канала воздействия на АД:

1) напряжение управления постоянного тока преобразователем частоты U_{1d} , которое формирует ток I_{1d} , являющийся проекцией вектора тока статора I_1 на ось d , которая совпадает с напряжением вектора потокоцепления ротора $\bar{\psi}_2$;

2) напряжение управления постоянного тока преобразователем частоты U_{1g} , которое формирует ток I_{1g} , являющийся проекцией вектора тока статора I_1 на ось g в системе координат d, g .

Изменением напряжения U_{1d} управляют значением потокоцепления ротора, т.е. его либо стабилизируют, либо изменяют в соответствии с изменением угловой скорости ротора АД. Изменением напряжения U_{1g} управляют значением тока I_{1g} , который при постоянном потокоцеплении ротора однозначно определяет электромагнитный момент АД. Таким образом, при векторном управлении имеется два независимых канала управления двухскоростным асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. Это значит, что принципиально может быть реализована система управления АД, аналогичная системе двузонного управления электродвигателем постоянного тока и содержащая две взаимосвязанные, но независимо управляемые системы регулирования:

1) САР скорости с внешним контуром регулирования скорости АД и внутренним подчиненным контуром регулирования тока I_{1g} (электромагнитного момента АД);

2) САР потокоцепления ротора с внешним контуром регулирования потокоцепления ротора ψ_{2d} и внутренним подчиненным контуром регулирования тока I_{1d} , определяющим совместно с током I_{1g} действующее значение фазного тока статора I_1 :

$$I_1 = \sqrt{I_{1d}^2 + I_{1g}^2} / \sqrt{2}.$$

Следовательно, управление АД с короткозамкнутым ротором ведется с помощью одной статорной обмотки, ток которой формирует и магнитное поле и определяет вращающий момент АД.

Выводы

1. При реализации систем частотно-регулируемых асинхронных ЭП со скалярным управлением для анализа их функционирования используются структурные схемы двухфазных ОЭМ переменного тока в неподвижной системе координат α и β , жестко связанной с обмотками статора, в которой действуют переменные величины напряжений, токов, потокосцеплений синусоидальной формы (см. рис. 1).

2. При реализации систем частотно-регулируемых асинхронных ЭП с векторным управлением для анализа их функционирования используются структурные схемы двухфазных ОЭМ переменного тока во вращающейся синхронно с магнитным полем статора система координат d, g осью d , ориентированной по вектору потокосцепления ротора ψ_r , в которой векторы напряжений, токов и потокосцеплений в установившемся режиме будут неподвижными и неизменными по амплитуде, их проекции по осям координат d, g будут постоянными по величине, а производные потокосцеплений и токов равны нулю, что упрощает их решение (см. рис. 3).

3. Структурные схемы систем частотно-регулируемых асинхронных ЭП со скалярным и векторным управлением содержат внутренние обратные связи, в том числе нелинейные перекрестные, вытекающие из уравнений проекций напряжения статора, что усложняет их анализ. Если в системе преобразователь частоты – АД с помощью обратных связей на входе преобразователя выполнить компенсацию составляющих ЭДС, то структурные схемы асинхронных электродвигателей как в неподвижной системе координат α, β , так и в синхронно вращающейся системе координат d, g значительно упростятся, что облегчит их анализ (см. рис. 2, 4).

4. Полученные математические модели и структурные схемы АД в неподвижной системе координат α, β и синхронно вращающейся d, g как с компенсацией, так и без компенсации внутренних обратных связей АД целесообразно использовать в бездатчиковых системах частотно-регулируемых асинхронных ЭП, со скалярным и векторным управлением соответственно, где измеряются только значения токов и напряжений фаз статора АД.

5. Введение в систему управления преобразователь частоты – АД напряжений обратных связей на входе преобразователя, компенсирующих ЭДС вращения АД, обеспечивает возможность независимого регулирования магнитного потока и электромагнитного момента АД, что значительно упрощает систему управления и эффективность ее функционирования.

Список использованных источников

1. *Фираго, Б.И.* Векторные системы управления электроприводами / Б.И. Фираго, Д.С. Васильев. – Минск : Выш. шк., 2016. – 159 с.
2. Принцип ориентации по полю – основа системы регулирования асинхронных машин // Автоматизированный электропривод, электротехнология и электроснабжение промышленных предприятий. – М., 1972. – С. 1–10. – (Экспресс-информация / Всесоюз. ин-т науч. и техн. информ. ; №2).
3. *Boldea, I.* Electric drives / I. Boldea, S. A. Nasar. – Boca Raton : CRC Press, 1999. – 411 p.
4. *Vas, P.* Sensorless vector control and direct torque control / P. Vas. – Oxford : Oxford Univ. Press 1998. – 729 p.
5. *Шрейнер, Р.Т.* Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург : УРО РАН, 2000. – 654 с.
6. *Рудаков, В.В.* Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л. : Энергоатомиздат, 1987. – 134 с.
7. *Осипов, О.И.* Частотно-регулируемый асинхронный электропривод / О.И. Осипов. – М. : Изд-во МЭИ, 2004. – 80 с.
8. *Виноградов, А.Б.* Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново : Иванов. гос. энергет. ун-т им. В.И. Ленина, 2008. – 319 с.
9. *Фираго, Б.И.* Теория электропривода / Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик. – Минск : Техноперспектива, 2004. – 527 с.
10. *Мальцева, О.П.* Системы управления электроприводов / О.П. Мальцева, Л.С. Удут, Н.В. Кояин. – Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та, 2007. – 82 с.
11. *Иванов-Смоленский, А.В.* Электрические машины / А.В. Иванов-Смоленский. – М. : Энергия, 1980. – 927 с.
12. *Фираго, Б.И.* Регулируемые электроприводы переменного тока / Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик. – Минск : Техноперспектива, 2006. – 363 с.
13. *Удут, Л.С.* Проектирование и исследование автоматизированных электроприводов / Л.С. Удут, О.П. Мальцева, Н.В. Кояин. – Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та, 2009. – Ч. 8 : Асинхронный частотно-регулируемый электропривод. – 448 с.

14. Ключев, В. И. Теория электропривода / В. И. Ключев. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
15. Соколовский, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г. Г. Соколовский. – М. : Академия, 2006. – 265 с.
16. Чиликин, М. Г. Теория автоматизированного электропривода / М. Г. Чиликин, В. И. Ключев, А. С. Сандлер. – М. : Энергия, 1979. – 615 с.
17. Поздеев, А. Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А. Д. Поздеев. – Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
18. Структурная схема и динамика электропривода с энергосберегающим асинхронным двигателем при произвольной ориентации вращающейся системы координат / В. И. Косматов [и др.] // Электротехн. системы и комплексы. – 2014. – № 1 (22). – С. 50–55.
19. Николаев, А. А. Разработка усовершенствованной структурной схемы асинхронного двигателя в системе координат d-q относительно ротора без привязки к опорному вектору / А. А. Николаев, Ф. Ф. Муталлапова // Электротехника : сетевой электрон. науч. журн. – 2017. – Т. 4, № 2. – С. 3–12. – <https://doi.org/10.24892/RIJEE/20170201>
20. Мурашкин, С. И. Асинхронный частотный электропривод с векторным управлением / С. И. Мурашкин // Вестн. КрасГАУ. – 2012. – № 9 (72). – С. 189–196.
21. Simovert Masterdrives. Vector Control [Electronic resource] : operating instructions. – Siemens, 1998. – Mode of access: http://www.siemens.com.tr/i/assets/otomasyon/vc31_komp_acac_e.pdf. – Date of access: 10.06.2019

References

1. Firago B. I., Vasil'ev D. S. *Vector systems for electric drive control*. Minsk, Vysheishaya shkola Publ., 2016. 159 p. (in Russian).
2. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen. *Siemens-Z*, 1971, vol. 45, no. 10, pp. 757–760 (in German).
3. Boldea I., Nasar S. A. *Electric drives*. Boca Raton, CRC Press, 1999. 411 p.
4. Vas P. *Sensorless vector control and direct torque control*. Oxford, Oxford University Press 1998. 729 p.
5. Shreiner R. T. *Mathematical modeling of AC electric drives with semiconductor frequency converters*. Yekaterinburg, Ural Branch of the Russian Academy of Sciences, 2000. 654 p. (in Russian).
6. Rudakov V. V., Stolyarov I. M., Dartau V. A. *Asynchronous electric drives with vector control*. Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1987. 134 p. (in Russian).
7. Osipov O. I. *A frequency-regulated asynchronous electric drive*. Moscow, Publishing house of the Moscow Energy Institute, 2004. 80 p. (in Russian).
8. Vinogradov A. B. *Vector control of AC electric drives*. Ivanovo, Ivanovo State Power Engineering University named after V. I. Lenin, 2008. 319 p. (in Russian).
9. Firago B. I., Pavlyachik L. B. *Electric drive theory*. Minsk, Tekhnoperspektiva Publ., 2004. 527 p. (in Russian).
10. Mal'tseva O. P., Udu L. S., Koyain N. V. *Control systems for electric drives*. Tomsk, Publishing house of the Tomsk Polytechnic University, 2007. 82 p. (in Russian).
11. Ivanov-Smolenskii A. V. *Electric machinery*. Moscow, Energiya Publ., 1980. 927 p. (in Russian).
12. Firago B. I., Pavlyachik L. B. *Adjustable AC drives*. Minsk, Tekhnoperspektiva Publ., 2006. 363 p. (in Russian).
13. Udu L. S., Mal'tseva O. P., Koyain N. V. *Design and study of automated electric drives. Part 8. An asynchronous frequency-controlled electric drive*. Tomsk, Publishing house of the Tomsk Polytechnic University, 2009. 448 p. (in Russian).
14. Klyuchev V. I. *Electric drive theory*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1985. 560 p. (in Russian).
15. Sokolovskii G. G. *Electric drives of alternating current with frequency regulation: a textbook for university students*. Moscow, Akademiya Publ., 2006. 265 p. (in Russian).
16. Chilikin M. G., Klyuchev V. I., Sandler A. S. *Theory of an automated electric drive*. Moscow, Energiya Publ., 1979. 615 p. (in Russian).
17. Pozdееv A. D. *Electromagnetic and electromechanical processes in frequency-controlled asynchronous electric drives*. Cheboksary, Publishing house of the Chuvash University, 1998. 172 p. (in Russian).
18. Kosmatov V. I., Zinov'ev A. M., Kochergin G. G., Karpova U. V. The block diagram and dynamics of the electric drive with the energy saving induction motor at the arbitrariness of rotating coordinate system. *Elektrotehnicheskie sistemy i komplekсы = Electrotechnical Systems and Complexes*, 2014, no. 1 (22), pp. 50–55 (in Russian).
19. Nikolaev A. A., Mutallapova F. F. Development of improved block diagrams for an asynchronous motor in the coordinate system d-q relative to the rotor without reference to the reference vector. *Elektrotehnika: setevoy elektronnyi nauchnyi zhurnal = Russian Internet Journal of Electrical Engineering*, 2017, vol. 4, no. 2, pp. 3–12. <https://doi.org/10.24892/RIJEE/20170201>
20. Murashkin S. I. The asynchronous frequency electric drive with vector control. *Vestnik KrasGAU = The Bulletin of KrasGAU*, 2012, no. 9 (72), pp. 189–196 (in Russian).
21. Simovert Masterdrives. *Vector Control: operating instructions*. Siemens, 1998. Available at: http://www.siemens.com.tr/i/assets/otomasyon/vc31_komp_acac_e.pdf (accessed 10.06.2019).

Информация об авторах

Прищепов Михаил Александрович – доктор технических наук, доцент, профессор кафедры электрооборудования сельскохозяйственных предприятий, Белорусский государственный аграрный технический университет (пр. Независимости, 99, 220023, Минск, Республика Беларусь). E-mail: pma.eshp@gmail.com

Дайнеко Владимир Александрович – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедры электрооборудования сельскохозяйственных предприятий, Белорусский государственный аграрный технический университет (пр. Независимости, 99, 220023, Минск, Республика Беларусь). E-mail: daineka49@gmail.com

Прищепова Елена Михайловна – магистр технических наук, старший преподаватель кафедры электрооборудования сельскохозяйственных предприятий, Белорусский государственный аграрный технический университет (пр. Независимости, 99, 220023, Минск, Республика Беларусь). E-mail: pr.lena@tut.by

Information about authors

Pryshchepov Mikhail A. – D. Sc. (Engineering), Associate Professor. The Belarusian State Agrarian Technical University (99 Nezavisimosti Ave., Minsk 220023, Belarus). E-mail: pma.eshp@gmail.com

Daineko Vladimir A. – Ph.D. (Engineering). Associate Professor. The Belarusian State Agrarian Technical University (99 Nezavisimosti Ave., Minsk 220023, Belarus). E-mail: daineka49@gmail.com

Pryshchepova Elena M. – M. S. (Engineering). The Belarusian State Agrarian Technical University (99 Nezavisimosti Ave., Minsk 220023, Belarus). E-mail: pr.lena@tut.by