

УДК 621.31-83-52

## К ВОПРОСУ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Докт. техн. наук, проф. ФИРАГО Б. И.,  
канд. техн. наук ВАСИЛЬЕВ Д. С.

*Белорусский национальный технический университет*

E-mail: dmy1983@mail.ru

Рассмотрен вопрос реализации одного из распространенных видов векторного управления асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором. Из известных в настоящее время более 20 видов векторного управления чаще всего применяются: прямое векторное управление с датчиком скорости, прямое бездатчиковое векторное управление, косвенное векторное управление с датчиком и бездатчиковое косвенное векторное управление. Наиболее простое и распространенное – бездатчиковое косвенное векторное управление асинхронными двигателями. Однако бездатчиковые системы векторного управления не позволяют управлять электромагнитным моментом двигателя при нулевой скорости. Поэтому для электроприводов с такими требованиями применяют векторное управление с датчиком скорости. Самое широкое распространение получили системы прямого и косвенного векторных управлений с ориентированием оси  $x$  синхронно вращающейся системы координат  $x$ - $y$  вдоль вектора потокосцепления ротора, поскольку в этом случае получаются простые соотношения для управляющих величин. Хотя эти два вида векторного управления хорошо отражены в литературе, ряд вопросов, касающихся их реализации и практического применения, требует уточнения: адекватное представление структурных схем в соответствии с современной реализацией векторного управления и уточнение аналитических выражений для расчета параметров регуляторов.

Приведена методика расчета динамики асинхронного электропривода с прямым векторным управлением при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора. Предложена обобщенная структура этого вида векторного управления с подробным описанием ее основных блоков: системы управления, преобразователя частоты, а также асинхронного двигателя.

Представлена разработанная на основе этой структуры имитационная модель прямого векторного управления в среде MatLab. Описанная методика иллюстрируется результатами компьютерного моделирования конкретного электропривода на основе асинхронного двигателя типа 4A132S4Y3 (7,5 кВт) с прямым векторным управлением при номинальной нагрузке, которые подтверждают правильность предложенной методики к исследованию динамики асинхронного электропривода.

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, преобразователь частоты, векторное управление, потокосцепление ротора.

Ил. 6. Библиогр.: 10 назв.

# ON THE ISSUE OF VECTOR CONTROL OF THE ASYNCHRONOUS MOTORS

FIRAGO B. I., VASILYEV D. S.

*Belarusian National Technical University*

The paper considers the issue of one of the widespread types of vector control realization for the asynchronous motors with a short-circuited rotor. Of all more than 20 vector control types known presently, the following are applied most frequently: direct vector control with velocity pickup (VP), direct vector control without VP, indirect vector control with VP and indirect vector control without VP. Despite the fact that the asynchronous-motor indirect vector control without VP is the easiest and most spread, the absence of VP does not allow controlling the motor electromagnetic torque at zero velocity. This is the reason why for electric motor drives of such requirements they utilize the vector control with a velocity transducer. The systems of widest dissemination became the direct and indirect vector control systems with X-axis alignment of the synchronously rotating  $x$ - $y$ -coordinate frame along the rotor flux-linkage vector inasmuch as this provides the simplest correlations for controlling variables. Although these two types of vector control are well presented in literature, a number of issues concerning their realization and practical application require further elaboration. These include: the block schemes adequate representation as consisted with the modern realization of vector control and clarification of the analytical expressions for evaluating the regulator parameters.

The authors present a technique for evaluating the dynamics of an asynchronous electric motor drive with direct vector control and  $x$ -axis alignment along the vector of rotor flux linkage. The article offers a generalized structure of this vector control type with detailed description of its principal blocks: controlling system, frequency converter, and the asynchronous motor.

The paper presents a direct vector control simulating model developed in the MatLab environment on the grounds of this structure. The authors illustrate the described technique with the results of the computer based simulation of a specific electric drive on the basis of an asynchronous motor 4A132S4Y3 (7,5 kW) with direct vector control at the rated loading. The results confirm validity of the presented technique to investigation of the asynchronous electric drive dynamics.

**Keywords:** asynchronous motor, frequency converter, vector control, rotor flux linkage.

Fig. 6. Ref.: 10 titles.

**Введение.** Целью векторного управления асинхронными двигателями (АД) является создание условий, подобных условиям, имеющимся в двигателе постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ):

- 1) перпендикулярность векторов, формирующих электромагнитный момент;
- 2) возможность независимого регулирования магнитного потокосцепления и электромагнитного момента.

Для возможности независимого регулирования потокосцепления и электромагнитного момента АД, который имеет только один канал управления по напряжению (или току) статора, в систему управления «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ – АД) вводят компенсирующие напряжения. Это позволяет выделить две составляющие вектора тока статора: «намагничивающую», которая определяет требуемое потокосцепление, и «моментную», регулирующую величину электромагнитного момента двигателя [1, 2]. Эти составляющие вектора тока статора аналогичны току возбуждения и току якоря ДПТ НВ.

Ф. Блашке в 70-е гг. прошлого столетия создал первую систему асинхронного частотно-регулируемого электропривода с векторным управле-

нием, показав пути ее технической реализации [3]. В настоящее время насчитывается более 20 видов векторного управления АД [4]. Из этого разнообразия видов более всего применяются:

- прямое векторное управление с вычислителем потокосцепления и датчиком скорости;
- прямое бездатчиковое векторное управление, где потокосцепление и скорость двигателя вычисляются по моделям;
- косвенное векторное управление с датчиком;
- бездатчиковое косвенное векторное управление.

Наиболее простое и распространенное – бездатчиковое косвенное векторное управление АД. Недосток данного вида векторного управления состоит в зависимости точности его реализации от точности определения параметров, которые изменяются с изменением температуры, частоты, величины тока и магнитного насыщения. Из-за неточности определения параметров и их зависимости от условий работы характеристики АД при косвенном бездатчиковом векторном управлении существенно отличаются от задаваемых, что ограничивает диапазон регулирования примерно до 100:1. С целью улучшения показателей регулирования в бездатчиковых косвенных системах векторного управления вводятся устройства идентификации параметров на основе паспортных данных электродвигателя и автоматическая подстройка параметров в процессе работы. Тем не менее бездатчиковые системы векторного управления АД не позволяют управлять электромагнитным моментом двигателя при нулевой скорости. В связи с этим для электроприводов грузоподъемных механизмов, где необходимо управлять электромагнитным моментом при нулевой скорости, применяют векторное управление с машинным датчиком скорости. Из названных выше четырех систем векторного управления самое широкое распространение получили системы прямого и косвенного векторных управлений с ориентированием оси  $x$  синхронно вращающейся системы координат  $x$ – $y$  вдоль вектора потокосцепления ротора, поскольку в этом случае получаются простые соотношения для управляющих величин.

Хотя эти два вида векторного управления достаточно хорошо отражены в [5–10], все же остается ряд вопросов, которые требуют уточнения для практического применения: адекватное представление структурных схем, соответствующих современной реализации векторного управления, и уточнение аналитических выражений для расчета параметров регуляторов, так как в некоторых источниках, например в [6], имеются неопределенности и неточности в приводимых формулах.

В данной статье изложена методика расчета динамики асинхронного электропривода с векторным управлением при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора. Результаты моделирования конкретного электропривода с прямым векторным управлением показывают правильность предлагаемой методики.

**Математическая модель и структурная схема эквивалентного двухфазного асинхронного двигателя в синхронно вращающейся системе координат  $x$ – $y$ .** В проекциях на оси координат  $x$ – $y$  в [2] получена следующая математическая модель эквивалентного двухфазного АД:

$$\left. \begin{aligned}
u_{1x} &= i_{1x}R_1 + \frac{d\Psi_{1x}}{dt} - \omega_1\Psi_{1y}; \\
u_{1y} &= i_{1y}R_1 + \frac{d\Psi_{1y}}{dt} + \omega_1\Psi_{1x}; \\
0 &= i'_{2x}R'_2 + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - (\omega_1 - \omega_{эл})\Psi_{2y}; \\
0 &= i'_{2y}R'_2 + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + (\omega_1 - \omega_{эл})\Psi_{2x}; \\
\Psi_{1x} &= L_1i_{1x} + L_{12}i'_{2x}; \quad \Psi_{1y} = L_1i_{1y} + L_{12}i'_{2y}; \\
\Psi_{2x} &= L_2i'_{2x} + L_{12}i_{1x}; \quad \Psi_{2y} = L_2i'_{2y} + L_{12}i_{1y}; \\
M &= \frac{3}{2}p_n L_{12}(i_{1y}i'_{2x} - i_{1x}i'_{2y}),
\end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$L_1 = L_{12} + L_{1\sigma}; \quad L_2 = L_{12} + L_{2\sigma}; \quad (2)$$

где  $L_{12} = L_m$  – наибольшее значение взаимной индуктивности для трехфазной обмотки;  $L_{1\sigma}$ ,  $L_{2\sigma}$  – индуктивность рассеяния статора и ротора;  $R_1$ ,  $R'_2$  – активное сопротивление фаз обмотки статора и ротора (приведенное сопротивление);  $u_{1x}$ ,  $u_{1y}$  – напряжение статора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $i_{1x}$ ,  $i_{1y}$  – ток статора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $\Psi_{1x}$ ,  $\Psi_{1y}$  – потокосцепление статора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $\Psi_{2x}$ ,  $\Psi_{2y}$  – потокосцепление ротора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $i'_{2x}$ ,  $i'_{2y}$  – приведенный ток ротора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $M$  – электромагнитный момент двигателя;  $p_n$  – число пар полюсов обмотки статора;  $\omega_{эл} = p_n\omega$  – электрическая угловая скорость ротора;  $\omega$  – механическая угловая скорость ротора;  $\omega_1 = 2\pi f_1$  – угловая частота;  $f_1$  – частота изменения первой гармоники напряжения статора.

При ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора имеем [1]:

$$i'_{2x} = 0; \quad \Psi_{2y} = 0, \quad (3)$$

что позволяет систему уравнений (1) преобразовать к виду:

$$\left. \begin{aligned}
u_{1x} &= i_{1x}R_1 + L_{1\sigma} \frac{di_{1x}}{dt} - \omega_1\sigma L_1 i_{1y}; \\
u_{1y} &= i_{1y}R_1 + \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} + \omega_1(\Psi_{2x} + L_{1\sigma}i_{1x}); \\
\Psi_{2x} + T_2 \frac{d\Psi_{2x}}{dt} &= L_{12}i_{1x}; \\
M &= \frac{3}{2}p_n K_r i_{1y} \Psi_{2x}; \\
\Delta\omega_{эл} &= \omega_1 - \omega_{эл} = \frac{1}{T_2} \frac{i_{1y}}{i_{1x}},
\end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где  $\sigma = 1 - \frac{L_{12}}{L_1 L_2}$  – коэффициент рассеяния;  $T_2 = \frac{L_2}{R_2'}$  – электромагнитная постоянная времени цепи ротора;  $K_r = \frac{L_{12}}{L_2}$  – коэффициент магнитной связи ротора.

В математической модели (4) имеем ЭДС вращения:

$$\left. \begin{aligned} e_{1x} &= -\omega_1 \sigma L_1 i_{1y}; \\ e_{1y} &= \omega_1 (\Psi_{2x} + L_{1\sigma} i_{1x}), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

обусловленные вращением системы координат  $x$ – $y$  относительно неподвижной системы координат  $\alpha$ – $\beta$ .

Угловая частота  $\omega_1$  изменения напряжения статора АД может быть получена из равенства

$$\omega_1 = \omega_{\text{эл}} + \Delta\omega_{\text{эл}}. \quad (6)$$

Для независимого задания токов  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$ , которые определяют потокосцепление и электромагнитный момент, вводят компенсирующие напряжения:

$$u_{кx} = -e_{1x}; \quad u_{кy} = -e_{1y}. \quad (7)$$

После их введения получаем «развязанные» составляющие напряжения статора:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x}^* &= u_{1x} + u_{кx} = R_1 \left( i_{1x} + T_{1x} \frac{di_{1x}}{dt} \right); \\ u_{1y}^* &= u_{1y} + u_{кy} = R_1 \left( i_{1y} + T_{1y} \frac{di_{1y}}{dt} \right), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

$$T_{1x} = \frac{L_{1\sigma}}{R_1}; \quad T_{1y} = \frac{\sigma L_1}{R_1}. \quad (9)$$

Теперь с помощью напряжений  $u_{1x}^*$ ,  $u_{1y}^*$  можно независимо задавать «намагничивающую»  $i_{1x}$  и «моментную»  $i_{1y}$  составляющие вектора  $\vec{i}_1$  тока статора, которые определяют потокосцепление ротора и электромагнитный момент АД.

Заданные значения токов  $i_{1x,\text{задан}}$ ,  $i_{1y,\text{задан}}$ , исходя из заданного значения амплитуды потокосцепления ротора  $\Psi_{2x,\text{задан}}$  и заданной величины электромагнитного момента  $M_{\text{задан}}$ , в переходных процессах рассчитываются по выражениям:

$$i_{1x,\text{задан}} = \frac{\Psi_{2x,\text{задан}}}{L_{12}}; \quad (10)$$

$$i_{1y,\text{задан}} = \frac{2M_{\text{задан}}}{3p_{\text{п}} K_r \Psi_{2x}}. \quad (11)$$

На основании (4) можно получить формулу для вычисления амплитуды потокосцепления ротора в номинальном режиме

$$\Psi_{2m,ном} = \frac{1}{p_{п}} \sqrt{\frac{2M_{э,ном}R'_2}{3\omega_{0ном}s_{ном}}}, \quad (12)$$

где  $M_{э,ном}$  – номинальный электромагнитный момент двигателя;  $\omega_{0ном}$  – синхронная угловая скорость при номинальной частоте  $f_{1ном}$ ;  $s_{ном}$  – номинальное скольжение АД.

После определения заданных значений токов  $i_{1x,задан}$  и  $i_{1y,задан}$  необходимо вернуться к уравнениям статора АД с ЭДС вращения, приведенным в математической модели (4):

$$\left. \begin{aligned} u_{1x,задан} &= i_{1x,задан} R_1 + L_{1\sigma} \frac{di_{1x,задан}}{dt} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1y,задан}; \\ u_{1y,задан} &= i_{1y,задан} R_1 + \sigma L_1 \frac{di_{1y,задан}}{dt} + \omega_1 (\Psi_{2x,задан} + L_{1\sigma} i_{1x,задан}), \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

по которым вычисляется амплитуда первой гармоники фазного выходного напряжения преобразователя частоты (ПЧ)

$$U_{1m,задан} = \sqrt{u_{1x,задан}^2 + u_{1y,задан}^2}. \quad (14)$$

На основании математической модели (4) с добавлением уравнения движения электропривода

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \quad (15)$$

составляем структурную схему эквивалентного двухфазного АД при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора (рис. 1).

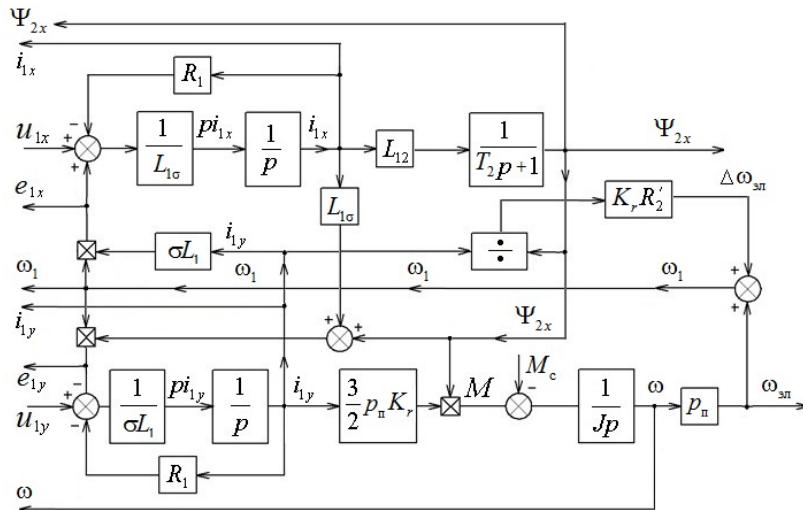


Рис. 1. Структурная схема эквивалентного двухфазного АД в осях  $x$ - $y$  при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора  $\Psi_2$

Эта структурная схема имеет по оси  $x$  входную величину в виде напряжения  $u_{1x}$ . Выходными величинами являются: ЭДС вращения  $e_{1x}$ , намагничивающий ток  $i_{1x}$  и потокосцепление ротора  $\Psi_{2x}$ . Соответственно для оси  $y$  входная величина – это напряжение  $u_{1y}$ , а выходные величины – ЭДС вращения  $e_{1y}$ , моментный ток  $i_{1y}$ , угловая скорость ротора  $\omega$  и угловая частота  $\omega_1$ .

Все величины структурной схемы имеют значения, определяемые физическими параметрами рассматриваемого электропривода при данном виде векторного управления. При прямом векторном управлении, которое рассмотрено далее, структура системы управления АД будет включать два канала: потокосцепления и скорости (рис. 2).

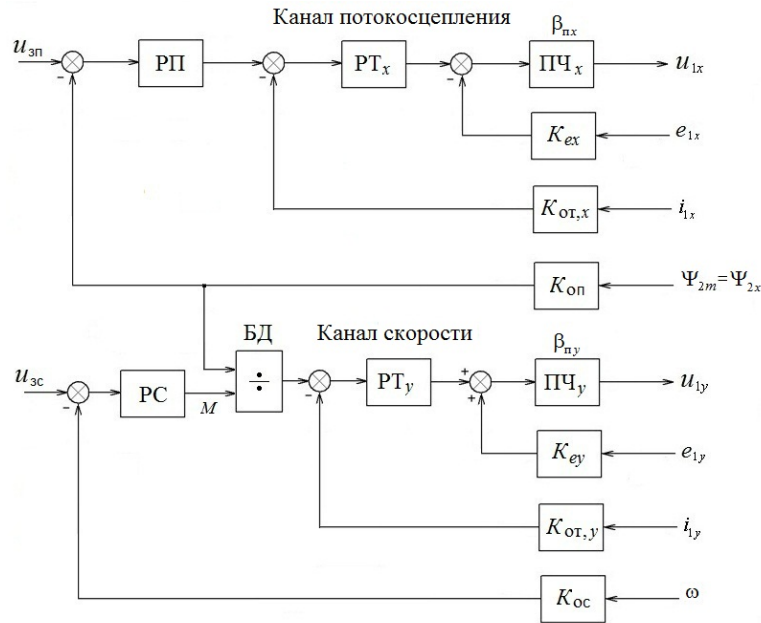


Рис. 2. Структура векторного управления АД при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора  $\bar{\Psi}_2$

В канал потокосцепления входят: регулятор потокосцепления РП, регулятор намагничивающего тока  $РТ_x$  и ПЧ $_x$  с блоком компенсации ЭДС вращения  $e_{1x}$ , обеспечивающий коэффициент усиления по напряжению на оси  $x$ , равный  $\beta_{пx}$ .

Канал скорости состоит из регулятора скорости РС, блока деления БД сигнала электромагнитного момента на сигнал потокосцепления ротора, регулятора моментного тока  $РТ_y$  и преобразователя частоты с блоком компенсации ЭДС вращения  $e_{1y}$ , обеспечивающего коэффициент усиления напряжения по оси  $y$ , равный  $\beta_{пy}$ .

При аналоговой системе управления максимальное значение входного сигнала регулятора не должно превышать 10 В. Поэтому для связи физического объекта, представляемого структурной схемой рис. 1, с системой векторного управления электроприводом необходимо ввести масштабные

коэффициенты для каждой измеряемой величины: ЭДС вращения по осям  $x$  и  $y$ , намагничивающего и моментного токов, потокосцепления и угловой скорости ротора АД. Коэффициенты передачи физических величин, поступающих из структурной схемы рис. 1 в систему управления рис. 2, рассчитываются следующим образом:

$$K_x = \frac{10}{x_{\max}},$$

где  $x_{\max}$  – максимальное расчетное значение физической величины на выходе структурной схемы.

Понятно, что коэффициенты передачи  $K_x$  могут быть размерными или безразмерными в зависимости от размерности физической величины  $x_{\max}$ .

Коэффициенты усиления напряжения ПЧ по осям  $x$  и  $y$  определяют по формулам:

$$\beta_{пx} = \frac{u_{1x,\max}}{10}; \quad \beta_{пy} = \frac{u_{1y,\max}}{10},$$

где  $u_{1x,\max}$ ,  $u_{1y,\max}$  – максимальное расчетное значение напряжения по осям  $x$  и  $y$ , обычно принимают:  $u_{1x,\max} = u_{1x,\text{задан}}$ ;  $u_{1y,\max} = u_{1y,\text{задан}}$ .

Особенность возникает при определении коэффициентов усиления по первой гармонике напряжения ПЧ. Если при скалярном частотном управлении фазное выходное напряжение ПЧ формируется с помощью синусоидальной ШИМ от источника постоянного напряжения  $U_d$ , то наибольшая амплитуда первой гармоники напряжения равна

$$U_{(1),m} = \frac{U_d}{2},$$

что при  $U_{(1),m} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311$  В обуславливает необходимость иметь источник постоянного напряжения

$$U_d = 2 \cdot 311 = 622 \text{ В}.$$

При наличии на входе ПЧ трехфазного неуправляемого мостового выпрямителя средняя величина выпрямленного напряжения составляет

$$U_d = 1,35 U_{2л} = 1,35 \cdot 400 = 540 \text{ В},$$

что меньше требуемой величины 622 В.

Чтобы использовать номинальную мощность АД, потребуется устанавливать на входе повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации  $K_{тр} \geq 1,15$ , что не является экономичным решением. Поэтому современные ПЧ имеют пространственную векторную ШИМ, которая обеспечивает амплитуду первой гармоники фазного выходного напряжения ПЧ:

$$U_{(1),m} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} = \frac{540}{\sqrt{3}} = 311 \text{ В}$$



с использованием неуправляемых трехфазных мостовых выпрямителей с линейным напряжением 400 В.

Но это при скалярном частотном управлении. Для векторного управления со стабилизацией потокосцепления ротора, как показывают расчеты, потребуется большая, чем 540 В, величина напряжения звена постоянного тока. Если учесть наибольшую реальную глубину модуляции  $m = 0,96$ , то напряжение звена постоянного тока должно быть  $U_d = (580-600) В$ , чтобы сформировать требуемую амплитуду первой гармоники напряжения при номинальной частоте  $f_{1ном} = 50$  Гц. Эти особенности следует учитывать при создании векторных систем управления АД.

В системах векторного управления АД обычно применяют ПИ-регуляторы потокосцепления, тока и скорости. Но при этом следует иметь в виду, что каналы управления потокосцеплением и скоростью связаны между собой, так как задание моментной составляющей тока получается при делении задаваемого сигнала момента на выходе регулятора скорости на значение сигнала потокосцепления ротора (рис. 2).

На основании изложенного можно предложить обобщенную структуру векторного управления АД при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора (рис. 3).



Рис. 3. Обобщенная структура векторного управления АД при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора

В соответствии с обобщенной структурой рис. 3 в среде MatLab разработана имитационная модель системы векторного управления АД при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора (рис. 4).

Представленная в статье методика иллюстрируется результатами компьютерного моделирования векторного управления электропривода с АД типа 4A132S4У3:  $P_{ном} = 7,5$  кВт,  $U_{ном} = 380/220$  В,  $f_{1ном} = 50$  Гц, при стабилизации потокосцепления ротора на уровне  $\Psi_{2m} = \Psi_{2m,ном}$ , статическом моменте  $M_c = M_{ном}$ , коэффициенте инерции  $K_j = 4$ . Результаты имитационного моделирования, представленные на рис. 5, 6, подтверждают правильность предлагаемого подхода к исследованию динамики асинхронного электропривода.

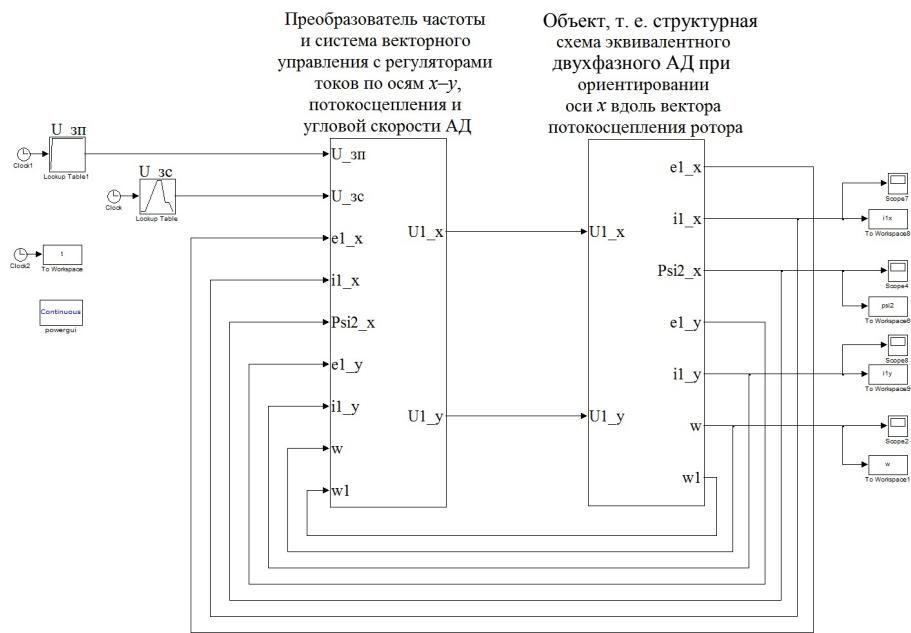


Рис. 4. Имитационная модель системы векторного управления АД при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокоцепления ротора

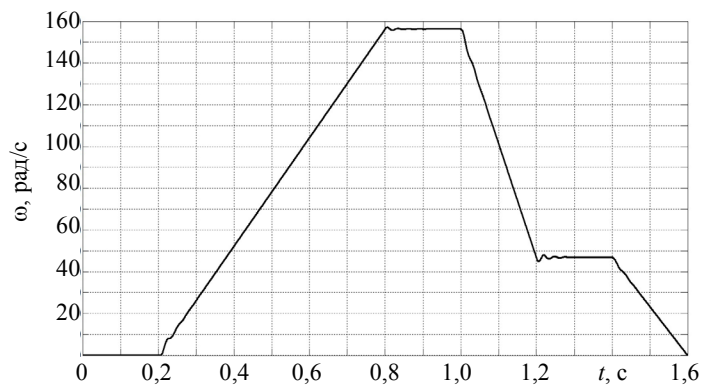


Рис. 5. Угловая скорость ротора АД типа 4A132S4Y3 при векторном управлении с ориентированием оси  $x$  вдоль вектора потокоцепления ротора

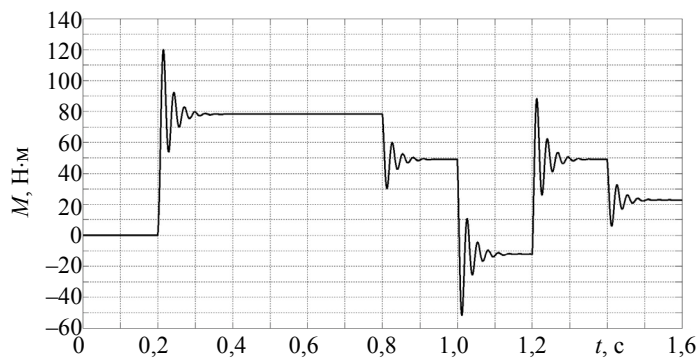


Рис. 6. Электромагнитный момент АД типа 4A132S4Y3 при векторном управлении с ориентированием оси  $x$  вдоль вектора потокоцепления ротора

## ВЫВОД

Представлена методика расчета динамики асинхронного электропривода с прямым векторным управлением при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора. Предложена обобщенная структура векторного управления асинхронным двигателем при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора с подробным визуальным представлением и описанием подсистемы векторного управления с регуляторами токов по осям  $x$ - $y$ , потокосцепления и угловой скорости АД, а также подсистемы эквивалентного двухфазного асинхронного двигателя, на основе которых разработана и успешно апробирована в среде MatLab имитационная модель прямого векторного управления. Результаты имитационного моделирования на примере конкретного асинхронного электропривода с АД типа 4А132S4У3 с прямым векторным управлением подтвердили правильность предложенной методики к исследованию динамики асинхронного электропривода.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ф и р а г о, Б. И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск: Техноперспектива, 2006. – 363 с.
2. Ф и р а г о, Б. И. Теория электропривода / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск: Техноперспектива, 2007. – 2-е изд. – 585 с.
3. Б л а ш к е, Ф. Принцип ориентации по полю – основа системы регулирования асинхронных машин / Ф. Блашке // Автоматизированный электропривод. – 1972. – № 2. – С. 1–10.
4. V a s, P. Sensorless Vector Control and Direct Torque Control / P. Vas. – Oxford: Oxford University Press, 1998. – 728 p.
5. К о з я р у к, А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков. – СПб.: Санкт-Петербургская электротехническая компания, 2004. – 127 с.
6. А н х и м ю к, В. Л. Теория автоматического управления / В. Л. Анхимюк, О. Ф. Опейко, Н. Н. Михеев. – Минск: Дизайн ПРО, 2000. – 352 с.
7. Ш р е й н е р, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
8. T r z y n a d l o w s k i, A. M. Control of Induction Motors / A. M. Trzynadlowski. – London: Academic Press, etc., 2001. – 228 p.
9. B o l d e a, I. Electric Drives / I. Boldea, S. A. Nasar. – Boca London, New York, Washington: CRC Press, D.C., 1999. – 350 p.
10. С о к о л о в с к и й, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г. Г. Соколовский. – М.: Академия, 2007. – 2-е изд. – 272 с.

## REFERENCES

1. F i r a g o, B. I., & Pavlyachik, L. B. (2006) *Regulated Alternative Current Drives*. Minsk, Technoperspectiva. 363 p. (in Russian).
2. F i r a g o, B. I., & Pavlyachik, L. B. (2007) *Electric Drive Theory*. 2<sup>nd</sup> ed. Minsk, Technoperspectiva. 585 p. (in Russian).
3. B l a s h k e, F. (1972) The Field Orientation Principle – the Controlling System Basis for Asynchronous Machines. *Avtomatizirovanniy Elektropriwod* [Automatic Electric Drive], 2, 1–10 (in Russian).
4. V a s, P. (1998) *Sensorless Vector Control and Direct Torque Control*. Oxford, Oxford University Press. 728 p.
5. К о з я р у к, А. Ye., & Rudakov, V. V. (2004) *Contemporary and Perspective Algorithmic Provision for Frequency Regulated Electric Drives*. St. Petersburg, St. Petersburg Electro-Technical Company. 127 p. (in Russian).

6. A n k h i m y u k, V. L., Opeyko, & Mikheev, N. N. (2000) *Automatic Control Theory*. Minsk, Design PRO. 352 p. (in Russian).
7. S h r e y n e r, R. T. (2000) *Mathematical Modeling of Alternative Current Drives with Semiconductor Frequency Converter*. Yekaterinburg, URO RAN. 654 p. (in Russian).
8. T r z y n a d l o w s k i, A. M. (2001) *Control of Induction Motors*. London, Academic Press, etc. 228 p.
9. B o l d e a, I., & Nasar, S. A. (1999) *Electric Drives*. London, New York, Washington, CRC Press, D.C. 350 p.
10. S o k o l o v s k i y, G. G. (2007) *Alternative Current Electric Drives with Frequency Regulation*. 2<sup>nd</sup> ed. Moscow, Akademiya. 272 p. (in Russian).

Представлена кафедрой электропривода  
и автоматизации промышленных установок  
и технологических комплексов

Поступила 30.04.2015

УДК 621.311:017

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В ТРАНСФОРМАТОРАХ ПОСЛЕ НОРМАТИВНОГО СРОКА ЭКСПЛУАТАЦИИ**

**Докт. техн. наук, проф. ФУРСАНОВ М. И., асп. ПЕТРАШЕВИЧ Н. С.**

*Белорусский национальный технический университет*

E-mail: nik.petrashevich@gmail.com

Для потребительских трансформаторов распределительных сетей важнейшими параметрами, характеризующими их эффективность, являются значения потерь мощности как нагрузочных, так и холостого хода. Точное определение названных величин способствует более обоснованному выбору оптимизационных мероприятий. Данная тема актуальна, потому что в современных электрических сетях используется немало масляных трансформаторов, чей срок эксплуатации значительно превышает нормативный (25 лет), а измерение потерь мощности согласно действующим нормативам в условиях непрерывной эксплуатации не всегда возможно.

Представлена усовершенствованная методика определения потерь на основе общепринятой тепловой модели масляного трансформатора. Указаны недостатки существующей методики и обоснованы некоторые изменения в практическом применении математической модели. Сделан акцент на особенностях измерения температуры в масляном трансформаторе. Предложен прототип устройства открытой архитектуры для реализации усовершенствованного метода измерения потерь мощности. Описаны конструктивные особенности устройства, его функциональные возможности и эскизная схема установки. Отмечена возможность не только определять потери мощности, но и передавать полученную информацию диспетчеру по GSM-связи для упрощения мониторинга состояния трансформатора, а также возможность интеграции устройства с системой тепловой защиты трансформатора. Практическая значимость и область применения полученных результатов – это разработка и выбор оптимизационных мероприятий в распределительных электрических сетях (например, замена трансформатора).

**Ключевые слова:** масляный трансформатор, потери мощности, срок эксплуатации.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.