

УДК 621.31.83.52

### АНАЛИЗ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

**Б. И. Фираго**Белорусский национальный технический университет  
просп. Независимости, 65, г. Минск, 220013, Беларусь. E-mail: dmy@tut.by

Проанализированы существующие системы векторного управления электродвигателями переменного тока с выявлением характерных признаков классификации и оценкой свойств, а также приведены математические модели и структурные схемы векторного управления асинхронным двигателем (АД) с ориентированием оси  $x$  системы координат  $x$ - $y$  вдоль вектора потокосцепления ротора, взаимоиндукции и статора. Показано, что наиболее простые соотношения получаются при ориентировании оси  $x$  системы координат  $x$ - $y$  вдоль вектора потокосцепления ротора. Представленные в работе математические модели и структурные схемы асинхронного двигателя позволяют понять сущность векторного управления и могут быть использованы при составлении функциональных схем соответствующего вида векторного управления.

**Ключевые слова:** векторное управление, асинхронный двигатель, потокосцепление, координатные оси.

### АНАЛІЗ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОДВИГУНАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ

**Б. І. Фіраго**Білоруський національний технічний університет  
просп. Незалежності, 65, м. Мінськ, 220013, Білорусь. E-mail: dmy@tut.by

Проаналізовані існуючі системи векторного керування електродвигунами змінного струму з виявленням характерних ознак класифікації і оцінкою властивостей, а також наведені математичні моделі і структурні схеми векторного керування асинхронним двигуном з орієнтацією осі  $x$  системи координат  $x$ - $y$  уздовж вектора потокосцеплення ротора, взаємодукції і статора. Показано, що найбільш прості співвідношення отримуємо при орієнтації сі  $x$  системи координат  $x$ - $y$  вздовж вектора потокосцеплення ротора. Наведені в роботі математичні моделі і структурні схеми асинхронного двигуна дозволяють зрозуміти сутність векторного керування і можуть бути використані при складанні функціональних схем відповідного виду векторного керування.

**Ключевые слова:** векторное управление, асинхронный двигатель, потокосцепление, координатные оси.

**АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ.** Из большого разнообразия электродвигателей, применяемых в различных отраслях промышленности, на транспорте, в коммунальном хозяйстве и бытовой технике, преобладающими являются электродвигатели переменного тока, главным образом, асинхронные двигатели (АД), которые составляют более 75 % общего числа. Это связано, в первую очередь, с их меньшей стоимостью и большей надежностью в работе по сравнению с электродвигателями постоянного тока [1]. Но электродвигатели постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ) обладают хорошей управляемостью. Поэтому уже давно стремились придать электродвигателям переменного тока такую же управляемость, которую имеют ДПТ НВ, сохранив при этом высокие технико-экономические показатели двигателей переменного тока. Долгое время этого не удавалось достичь из-за отсутствия полностью управляемых силовых полупроводниковых преобразователей и быстродействующего информационного их обеспечения.

В 70-е годы прошлого столетия Блашке Ф. [2] создал первую систему асинхронного частотного электропривода с векторным управлением, показав пути ее технической реализации.

Частотный асинхронный электропривод с векторным управлением обладает по управляемости такими же свойствами, как и электропривод с ДПТ НВ, который имеет независимые каналы управления магнитным потоком и электромагнитным моментом. В связи с этим, целью всех разрабатываемых систем векторного управления электродвигателями пере-

менного тока стало создание условий, подобных условиям, существующим в ДПТ НВ:

- 1) перпендикулярное расположение векторов, формирующих электромагнитный момент;
- 2) возможность независимого регулирования магнитного потока и электромагнитного момента.

Хотя АД имеет преимущество перед ДПТ НВ в отношении размеров, КПД, максимальной скорости, надежности, стоимости и т.д., его нелинейная динамическая модель требует более сложных систем управления по сравнению с ДПТ НВ. Общая динамическая модель АД может быть представлена уравнением 6-го порядка. Более того, стоимость преобразователя частоты (ПЧ) для регулирования скорости АД в 3–5 раз превышает стоимость самого двигателя [1]. Однако в настоящее время проявляется тенденция в снижении этой стоимости, в связи с этим расширяется область применения векторного управления АД в регулируемых электроприводах с высокими требованиями к диапазону регулирования скорости и динамическим показателям.

Имеется большое число литературных источников по векторному управлению электродвигателями переменного тока, рассматривающих теоретические или технические аспекты векторного управления. Однако число видов векторного управления уже превышает 20 [3], и возникают проблемы в идентификации вида векторного управления, что влияет на понимание сущности конкретного векторного управления, его возможностей применения и дальнейшего совершенствования. К сожалению, обобщающие публикации по этому вопросу очень редки.

Цель работы состоит в кратком анализе существующих видов векторного управления с выявлением характерных признаков, которые могут быть положены в основу классификации систем векторного управления.

**МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.** *Виды векторного управления АД.* Чтобы иметь возможность независимого регулирования магнитного потока и электромагнитного момента АД, необходимо вводить компенсирующие напряжения в систему ПЧ–АД, а также осуществлять прямые и обратные координатные и фазные преобразования переменных [1, 3, 4].

Для формирования систем векторного управления АД используют следующие векторы потокосцепления: ротора, взаимоиндукции и статора. В результате такого подхода можно получить три вида векторного управления. Указанные векторы потокосцеплений можно определить непосредственно или косвенно. В связи с этим различают *прямое и косвенное* векторное управление АД. При прямом векторном управлении АД вектор потокосцепления измеряют или, чаще всего, вычисляют по величине, а также определяют его угловое положение.

Вычисление величины вектора потокосцепления и его положения осуществляется по моделям магнитного потока. С целью повышения точности вычислений обычно в модели вводят обратные связи, и тогда эти модели преобразуются в наблюдатели.

Прямое векторное управление может быть реализовано с машинным датчиком скорости двигателя или без него, т.е. с косвенным определением скорости двигателя по модели.

Таким образом, можно различать:

- 1) прямое векторное управление с датчиком потокосцепления и с датчиком скорости;
- 2) прямое векторное управление с вычислителем потокосцепления и датчиком скорости;
- 3) прямое бездатчиковое векторное управление, когда потокосцепление и скорость вычисляются.

При косвенном векторном управлении применяется математическая модель АД, на основе которой выявляются внутренние связи, используемые затем в управлении.

Различают косвенное векторное управление с машинным датчиком скорости и без него. Каждое из указанных видов векторного управления может отличаться применением различных векторов потокосцеплений: статора, взаимоиндукции и ротора.

Следовательно, на основании изложенного можно насчитать 15 видов векторного управления АД. Как указывает профессор Питер Вас, в настоящее время насчитывается более 20 видов векторного управления АД [3].

Кроме того, применяется векторное управление синхронными двигателями с электромагнитным возбуждением и постоянными магнитами [4, 5].

Наиболее простым и распространенным является бездатчиковое, косвенное векторное управление АД, но точность его реализации значительно ниже, чем при использовании машинных датчиков, по скорости точность примерно в 100 раз меньшая. Частично погрешность уменьшают за счет введения автома-

тической подстройки параметров. Тем не менее, современные бездатчиковые системы векторного управления АД не позволяют управлять моментом двигателя при нулевой скорости, а такое управление при нулевой скорости требуется в электроприводах грузоподъемных механизмов.

И еще одна особенность косвенного векторного управления состоит в том, что мощность АД и ПЧ не должны отличаться более, чем в три раза.

В широком понимании к векторному управлению можно отнести прямое управление электромагнитным моментом АД, которое делится на классическую и модернизированную систему [3, 4, 6]. Из-за существенных недостатков (шумы, вибрации, колебания скорости в установившемся режиме) классическая система прямого управления моментом АД имеет ограниченное применение [4, 6].

Более распространенной сейчас является модернизированная система прямого управления моментом, когда в переходном процессе используют классическую систему (релейные регуляторы и таблицу выбора включений транзисторов инвертора), а в установившемся режиме применяют векторное управление (линейные регуляторы) с формированием вектора напряжения посредством пространственной векторной широтно-импульсной модуляции.

*Математические модели и структурные схемы, применяемые в системах векторного управления АД.* Математические модели и построенные на их основе структурные схемы показывают взаимосвязь переменных и формирование электромагнитного момента двигателя для выбранного вектора потокосцепления.

В системах векторного управления АД в каналах задания потокосцепления (ротора, взаимоиндукции, статора) и составляющих вектора тока статора используется синхронно-вращающаяся система координат  $x-y$ , где все электрические и магнитные величины являются сигналами постоянного тока. Поэтому рассмотрим общую математическую модель эквивалентного двухфазного АД в осях  $x-y$  [4]:

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

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

где

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= L_{12} + L_{1\sigma}, \\ L_2 &= L_{12} + L_{2\sigma}, \end{aligned} \right\} (2)$$

$L_{12} = L_m$  – наибольшее значение взаимной индуктивности для трехфазной обмотки АД;  $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$  – индуктивности рассеяния статора и ротора;  $R_1, R'_2$  – активные сопротивления фаз обмотки статора и ротора (приведенное сопротивление);  $u_{1x}, u_{1y}$  – напряжения статора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $i_{1x}, i_{1y}$  – токи статора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $\Psi_{1x}, \Psi_{1y}$  – потокосцепления статора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $i'_{2x}, i'_{2y}$  – приведенные токи ротора АД по осям  $x$ – $y$ ;  $\Psi_{2x}, \Psi_{2y}$  – потокосцепления ротора по осям  $x$ – $y$ ;  $\omega_1 = 2\pi f_1$  – угловая частота из-

менения напряжения статора АД;  $\omega$  – механическая угловая скорость ротора;  $p_n$  – число пар полюсов АД;  $\omega_{эл} = p_n\omega$  – электрическая угловая скорость ротора;  $M$  – электромагнитный момент эквивалентного двухфазного АД;  $t$  – время.

Далее рассмотрим математические модели и структурные схемы эквивалентного двухфазного АД при ориентировании оси  $x$  системы координат  $x$ – $y$  вдоль векторов потокосцеплений: ротора  $\bar{\Psi}_2$ , взаимоиндукции  $\bar{\Psi}_m$ , статора  $\bar{\Psi}_1$ . При построении структурных схем к математическим моделям АД добавляем уравнение движения электропривода:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, (3)$$

где  $M_c$  – статический момент;  $J$  – момент инерции электропривода, приведенный к валу двигателя.

1) *Ориентирование оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора  $\bar{\Psi}_2$ .*

Как следует из векторной диаграммы АД (рис. 1) и математической модели (1), в этом случае:

$$i'_{2x} = 0; \Psi_{2x} = L_{12}i_{1x}, (4)$$

$$\Psi_{2y} = L_2i'_{2y} + L_{12}i_{1y} = 0, (5)$$

откуда

$$i'_{2y} = -\frac{L_{12}}{L_2}i_{1y}. (6)$$

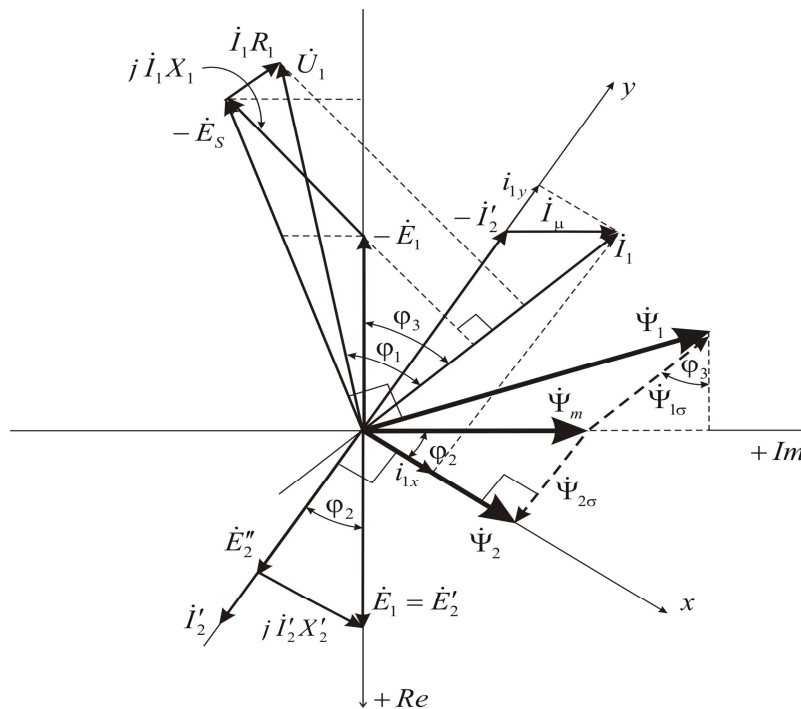


Рисунок 1 – Векторная диаграмма АД в комплексной плоскости

В результате уравнения математической модели (1) могут быть преобразованы к виду [4]:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x}R_1 + L_{1\sigma} \frac{di_{1x}}{dt} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1y}, \\ u_{1y} &= i_{1y}R_1 + \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} + \omega_1 (L_{1\sigma} i_{1x} + \Psi_{2x}), \\ \Psi_{2x} &= L_{12} i_{1x}, \\ M &= \frac{3}{2} p_n k_r \Psi_{2x} i_{1y}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где

$$\sigma = 1 - \frac{L_{12}^2}{L_1 L_2}, \quad (8)$$

$$k_r = \frac{L_{12}}{L_2}, \quad (9)$$

$\sigma$  – коэффициент рассеяния;  $k_r$  – коэффициент магнитной связи ротора.

В уравнениях (7) присутствуют ЭДС вращения:

$$\left. \begin{aligned} e_{1x} &= -\omega_1 \sigma L_1 i_{1y}, \\ e_{1y} &= \omega_1 (L_{1\sigma} i_{1x} + \Psi_{2x}), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

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

Чтобы была возможность независимо задавать токи  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$ , которые определяют потокосцепление ротора и электромагнитный момент двигателя, необходимо компенсировать ЭДС вращения  $e_{1x}$ ,  $e_{1y}$ , вводя компенсирующие напряжения:

$$u_{кx} = -e_{1x}, \quad u_{кy} = -e_{1y}.$$

После этого получаем «развязанные» составляющие вектора напряжения статора:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x}^* &= u_{1x} + u_{кx} = R_1 \left( i_{1x} + T_{1x} \frac{di_{1x}}{dt} \right), \\ u_{1y}^* &= u_{1y} + u_{кy} = R_1 \left( i_{1y} + T_{1y} \frac{di_{1y}}{dt} \right), \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где

$$T_{1x} = \frac{L_{1\sigma}}{R_1}; \quad T_{1y} = \frac{\sigma L_1}{R_1}. \quad (12)$$

С помощью напряжений  $u_{1x}^*$  и  $u_{1y}^*$  можно независимо задавать «намагничивающую»  $i_{1x,3}$  и «моментную»  $i_{1y,3}$  составляющие вектора  $\vec{i}_1$  тока статора.

Определив  $i_{1x,3}$  и  $i_{1y,3}$  через задаваемые в системе управления величины  $\Psi_{2x,3}$  и  $M_3$ , возвращаемся к исходным уравнениям статора с ЭДС вращения:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x,3} &= i_{1x,3}R_1 + L_{1\sigma} \frac{di_{1x,3}}{dt} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1y,3}, \\ u_{1y,3} &= i_{1y,3}R_1 + \sigma L_1 \frac{di_{1y,3}}{dt} + \omega_1 (L_{1\sigma} i_{1x,3} + \Psi_{2x,3}), \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

по которым вычисляется амплитуда первой гармоники задаваемого фазного выходного напряжения ПЧ:

$$U_{1m,3} = \sqrt{u_{1x,3}^2 + u_{1y,3}^2}. \quad (14)$$

На основании математической модели (7) и уравнения (3) составляем структурную схему эквивалентного двухфазного АД при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора  $\vec{\Psi}_2$  (рис. 2).

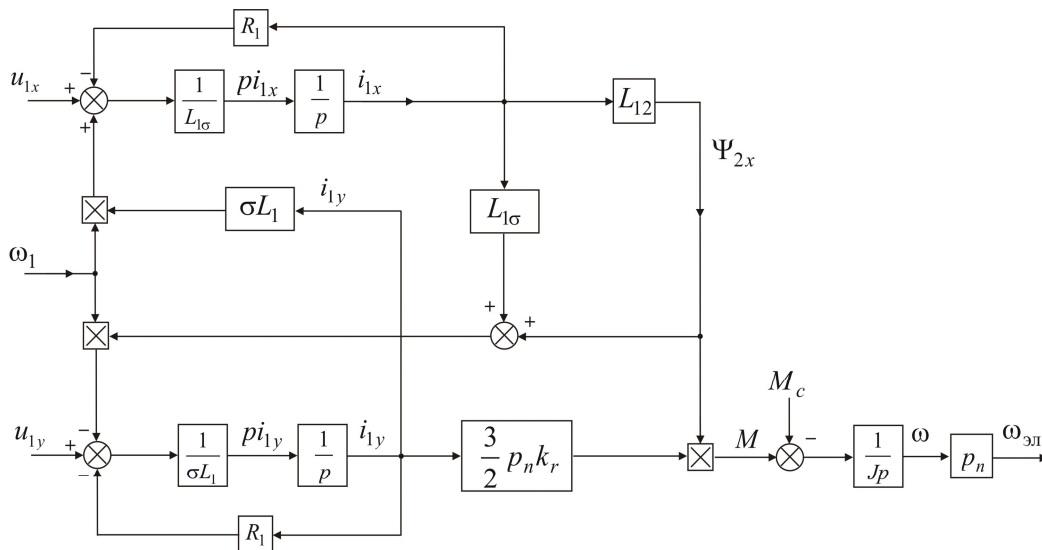


Рисунок 2 – Структурная схема эквивалентного двухфазного АД в осях  $x$ - $y$  при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора  $\vec{\Psi}_2$

2) Ориентирование оси  $x$  вдоль вектора потокоцепления взаимоиндукции  $\bar{\Psi}_m$ .

При таком ориентировании оси  $x$ , как следует из векторной диаграммы АД (рис. 1), имеем соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{12} = \Psi_m = \Psi_{mx}, \\ \Psi_{my} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Соответственно потокоцепление ротора по осям  $x$ - $y$  получает выражение:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} = \Psi_{mx} + L_{2\sigma} i'_{2x}, \\ \Psi_{2y} = L_{2\sigma} i'_{2y}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Потокоцепление взаимоиндукции  $\Psi_{mx}$  определяется намагничивающим током:

$$i_{\mu x} = i_{1x} + i'_{2x}, \quad (17)$$

т.е.

$$\Psi_{mx} = L_{12}(i_{1x} + i'_{2x}). \quad (18)$$

Обратим внимание, что в данном случае  $i'_{2x}$  не равен нулю, как это было при ориентировании оси  $x$

вдоль вектора  $\bar{\Psi}_2$ .

С учетом соотношений (15) из (1) может быть получена математическая модель АД:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x} R_{\Sigma 1} + \sigma L_1 \frac{di_{1x}}{dt} - \omega_1 L_{1\sigma} i_{1y}, \\ u_{1y} &= i_{1y} R_{\Sigma 1} + \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} + \omega_{\Sigma 1} \Psi_{mx} + \omega_1 L_{1\sigma} i_{1x}, \\ i'_{2x} + T_{2\sigma} \frac{di'_{2x}}{dt} &= -\Delta\omega_{\Sigma 1} T_{2\sigma} i_{1y}, \\ M &= \frac{3}{2} p_{\Pi} \Psi_{mx} i_{1y}; \quad \Psi_{mx} = L_{12}(i_{1x} + i'_{2x}), \\ R_{1\Sigma} &= R_1 + k_r R'_2; \quad T_{2\sigma} = \frac{L_{2\sigma}}{R'_2}, \\ \Delta\omega_{\Sigma 1} &= \omega_1 - \omega_{\Sigma 1}; \quad \omega_{\Sigma 1} = p_{\Pi} \omega. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

По математической модели (19) и (3) строим структурную схему (рис. 3).

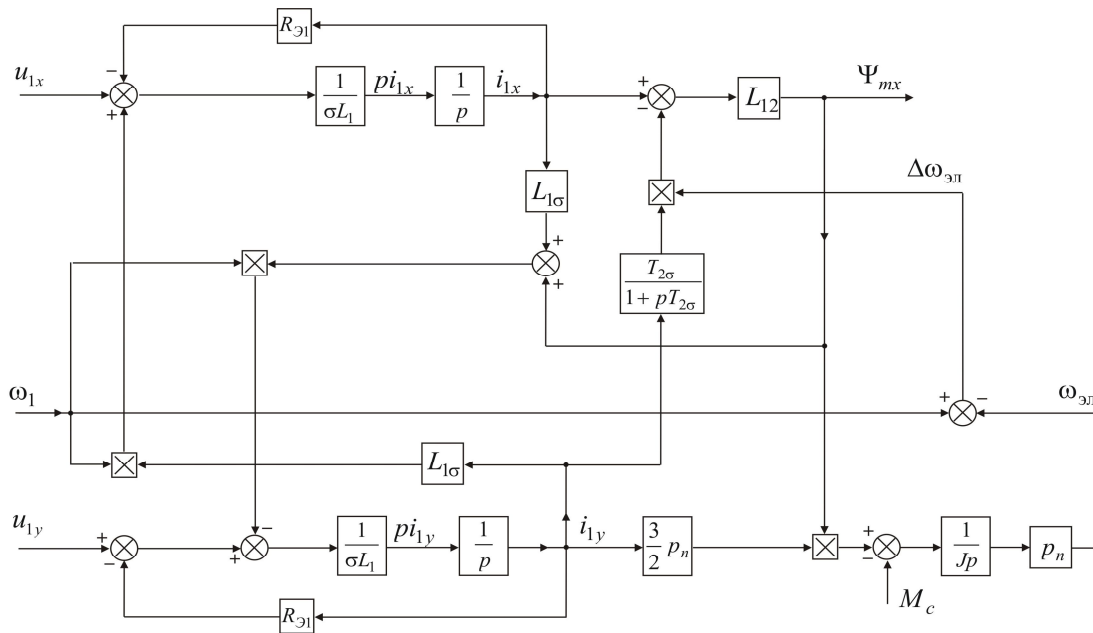


Рисунок 3 – Структурная схема эквивалентного двухфазного АД в осях  $x$ - $y$  при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокоцепления взаимоиндукции  $\bar{\Psi}_m$

3) Ориентирование оси  $x$  вдоль вектора потокоцепления статора  $\bar{\Psi}_1$ .

Такое ориентирование оси  $x$  приводит к соотношениям (рис. 1):

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1x} = \Psi_1; \quad \Psi_{1y} = 0; \\ L_1 i_{1y} + L_{12} i'_{2y} = 0, \\ i'_{2y} = -\frac{L_1}{L_{12}} i_{1y} = -\frac{1}{k_s} i_{1y}, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

где  $k_s = \frac{L_{12}}{L_1}$  - коэффициент магнитной связи статора

АД.

Используя (20) в системе уравнений (1), получим математическую модель АД в виде:

$$\left. \begin{aligned}
 u_{1x} &= i_{1x}R_{\sigma 2} + \sigma L_1 \frac{di_{1x}}{dt} - \Delta\omega_{\text{эл}}\sigma L_1 i_{1y} - \frac{1}{T_2}\Psi_{1x}, \\
 u_{1y} &= i_{1y}R_{\sigma 2} + \sigma L_1 \frac{di_{1y}}{dt} + \omega_{\text{эл}}\Psi_{1x} + \Delta\omega_{\text{эл}}\sigma L_1 i_{1x}, \\
 \Psi_{1x} &= L_{2\sigma} \left( i_{1x} + T_{\sigma} \frac{di_{1x}}{dt} \right), \\
 M &= \frac{3}{2} p_n \Psi_{1x} i_{1y}; \quad \Delta\omega_{\text{эл}} = \omega_1 - \omega_{\text{эл}}; \\
 R_{\sigma 2} &= R_1 + \frac{L_1}{L_2} R'_2; \\
 T_{\sigma} &= \frac{\sigma L_1}{R_{\sigma 2}}; \quad T_2 = \frac{L_2}{R'_2}; \quad L_{2\sigma} = L_2 \left( a + \frac{L_1}{L_2} \right), \\
 a &= \frac{R_1}{R'_2}.
 \end{aligned} \right\} (21)$$

По модели (21) и (3) построена структурная схема (рис. 4). Анализ приведенных математических моделей АД, используемых для векторного управления, показывает, что наиболее простые соотношения для задаваемых величин получаются при ориен-

тировании оси  $x$  системы координат  $x$ - $y$  вдоль вектора потокосцепления ротора. Ориентирование оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления взаимоиндукции и вектора потокосцепления статора осложняет определение задаваемых составляющих вектора тока статора и вектора напряжения.

Поэтому в системах векторного управления АД (как прямых, так и косвенных) преобладает ориентирование оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления ротора, хотя вычисление вектора потокосцепления статора или взаимоиндукции проще, чем вычисление вектора потокосцепления ротора. В системах прямого управления электромагнитным моментом АД, которые в широком смысле относятся к векторным, применяется вычисление вектора потокосцепления статора.

Следует заметить, что вычисление угловой скорости двигателя при бездатчиковом векторном управлении осуществляется по моделям, где используются составляющие вектора потокосцепления, которые участвуют в формировании электромагнитного момента двигателя.

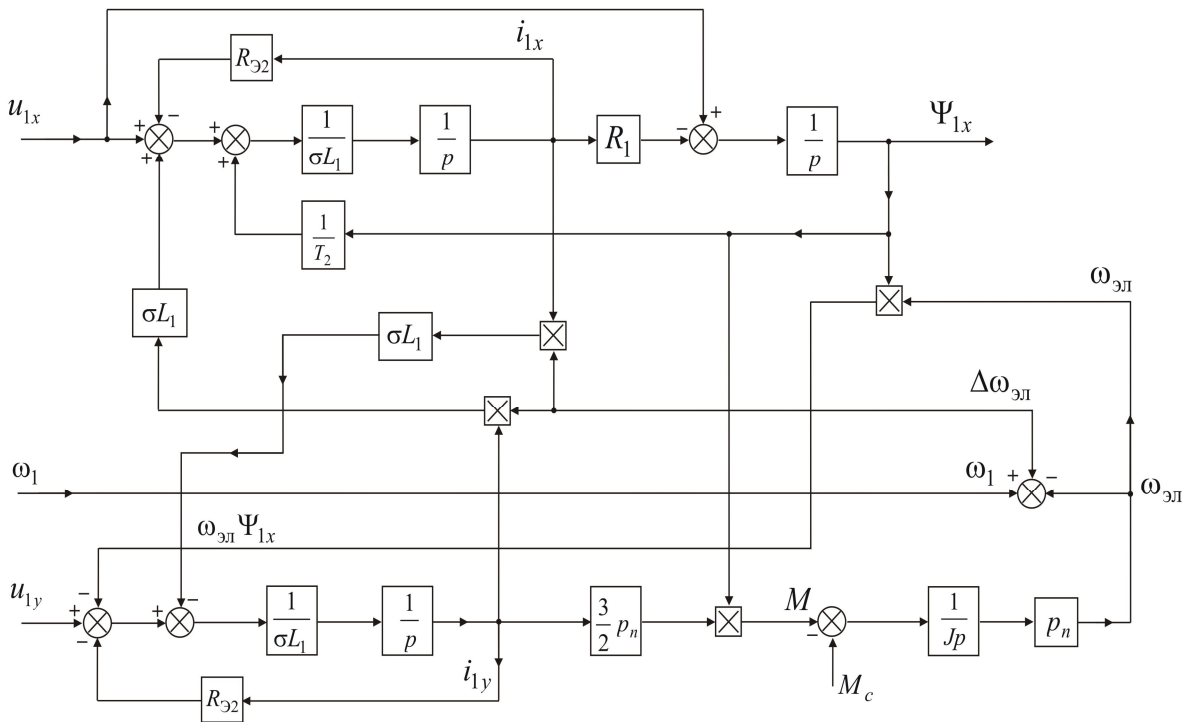


Рисунок 4 – Структурная схема эквивалентного двухфазного АД в осях  $x$ - $y$  при ориентировании оси  $x$  вдоль вектора потокосцепления статора  $\bar{\Psi}_1$

**ВЫВОДЫ.** 1. Приведенный анализ показал большое разнообразие векторных систем управления с выявлением их основных свойств.

2. Представленные математические модели и структурные схемы АД позволяют уяснить сущность векторного управления и могут быть использованы при составлении функциональных схем со-

ответствующего вида векторного управления.

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Boldea I., Nasar S.A. Electric Drives. – CRC Press Boca London, 1999. – 350 p.
2. Блашке Ф. Принцип ориентации по полю – основа системы регулирования асинхронных машин

// Автоматизированный электропривод. – М.: ВИНТИ, 1972. – № 2. – С. 1–10.

3. Peter Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. – Oxford University Press, 1998. – 729 p.

4. Фираго Б.И., Павлячик Л.Б. Регулируемые электроприводы переменного тока: монография. – Мн.: Техноперспектива, 2006. – 363 с.

5. Фираго Б.И. Расчет характеристик и показателей трехфазных вентильных двигателей переменного тока // Вісник Кременьчущького державного університету імені Михайла Остроградського. – 2010. – Вип. 3/2010 (62), част. 1. – С. 48–52.

6. Andrzej M. Trzynadlowski. *Control of induction motors*. – Academic Press, N.Y., 2001. – 228 p.

### THE ANALYSIS OF AC MOTOR VECTOR CONTROL

#### B. Firago

Belarusian National Technical University

prosp. Nezavisimosti, 65, Minsk, 220013, Belarus. E-mail: dmy@tut.by

The paper considers existing systems of vector control of alternating current motors, identifies the peculiar features for their classification and analyzes their properties. Mathematical models and functional charts of vector control of induction motor (IM) with the “x” axis orientation of the “x-y” coordinate system along the rotor flux linkage, self induction and stator are described. It is found that the simplest relations can be obtained with “x” axis orientation in the “x-y” coordinate system along with the rotor flux linkage. The mathematical models and functional charts of induction motor resented in this paper allow understanding the core principle of vector control and can be used for compiling of the functional diagrams appropriately related to the specified type of vector control.

**Key words:** vector control, induction motor, flux linkage, coordinate axes.

#### REFERENCES

1. Boldea I., Nasar S.A. *Electric Drives*. – CRC Press Boca London, 1999. – 350 p.

2. Blashke F. The field orientation principle – the basis of the systems of induction machine regulation // *Avtomatizirovannyi elektroprivod*. – Moscow: VINITY, 1972, №2. – PP. 1-10. [in Russian]

3. Peter Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. – Oxford University Press, 1998. – 729 p.

4. Firago B. Pavlichjak L. *Reguliruemye elektroprivody peremennogo toka* [Regulated alternating current electric drives]: Monograph.– Minsk: Technoperspective, 2006. – 363 p. [in Russian]

5. Firago B. The calculation of the characteristics and features of three-phase alternating current SRM motors. // *Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskiy State University*. – Kremenchuk: KrNU, 2010. – Iss. 3/2010 (62), chastina 1. – PP. 48–52. [in Russian]

6. Andrzej M. Trzynadlowski. *Control of induction motors*. – Academic Press, N.Y., 2001. – 228 p.

Стаття надійшла 15.02.2013.