

УДК 62-83:621.313.333

**СКАЛЯРНОЕ ЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С УЛУЧШЕННЫМИ ДИНАМИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

**О. И. Толочко, Г. С. Чекавский, П. И. Розкаряка**

Донецкий национальный технический университет  
ул. Артема, 58, г. Донецк, 83001, Украина. E-mail: gleb@elf.dgtu.donetsk.ua

Предложена структура системы скалярного частотного управления асинхронным электроприводом с контурами регулирования активной и реактивной составляющих вектора потокосцепления статора, момента и скорости, обеспечивающей стабилизацию модуля вектора потокосцепления статора и улучшенные показатели качества переходных процессов. Выполнено исследование системы методом математического моделирования.

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, скалярное управление, частотно-регулируемый электропривод, потокосцепление статора, динамические характеристики, математическое моделирование.

**СКАЛЯРНЕ ЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ З ПОКРАЩЕНИМИ ДИНАМІЧНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

**О. І. Толочко, Г. С. Чекавський, П. І. Розкаряка**

Донецький національний технічний університет  
вул. Артема, 58, м. Донецьк, 83001, Україна. E-mail: gleb@elf.dgtu.donetsk.ua

Запропоновано структуру системи скалярного частотного керування асинхронним електроприводом з контурами регулювання активної та реактивної складових вектора потокосцеплення статора, моменту та швидкості, яка забезпечує стабілізацію модуля вектора потокосцеплення статора й покращені показники якості перехідних процесів. Виконано дослідження системи методом математичного моделювання.

**Ключові слова:** асинхронний двигун, скалярне керування, частотно-регульований електропривод, потокосцеплення статора, динамічні характеристики, математичне моделювання.

**АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ.** Скалярное частотное управление применяется в электроприводах (ЭП) с асинхронным двигателем (АД) механизмов, предъявляющих высокие требования к статическим характеристикам при умеренных требованиях к диапазону регулирования скорости (до 10:1) и в части динамических свойств. Наиболее распространенный закон частотного управления при этом – закон постоянства модуля потокосцепления статора ( $\Psi_{sm} = const$ ), который часто обеспечивает путем *ir*-компенсации.

При более жестких требованиях к асинхронному ЭП в части динамических свойств применяются алгоритмы векторного полеориентированного управления, позволяющие обеспечить наилучшие характеристики ЭП путем раздельного регулирования потокообразующей и моментобразующей составляющих тока. Сложность математического описания АД обусловило тот факт, что при векторном управлении со стороны статора (когда в качестве измеряемых регулируемых координат выступают токи статора) применяется управление с ориентацией системы координат по вектору потокосцепления ротора, в то время как ориентация по вектору потокосцепления статора менее эффективна и сопряжена с громоздкими математическими преобразованиями. Применение же метода прямого управления моментом (DTC) с гистерезисными регуляторами потокосцепления статора и момента также сопряжено со значительным усложнением системы регулирования.

С другой стороны, хороших динамических показателей ЭП можно добиться, ограничившись применением более простого скалярного принципа управления. Перспективным при этом является алгоритм с раздельным регулированием потокосцепления статора и электромагнитного момента АД [1], при котором формирование требуемого потока (потокос-

цепления) выполняется в замкнутом контуре регулирования (стабилизации) с воздействием на амплитуду напряжения статора, а управление электромагнитным моментом и скоростью АД организуется путем воздействия на частоту напряжения статора в двухконтурной системе подчиненного регулирования. Вопросы настройки такой системы в технической литературе практически не освещены, а эмпирическая (путем последовательного подбора параметров) настройка регуляторов потокосцепления и момента не обеспечивает хорошего качества переходных процессов в системе, т.к. последнее требует развязки каналов регулирования магнитных и механических координат.

Целью настоящей работы является разработка структуры замкнутой системы автоматического управления асинхронного частотно-регулируемого ЭП с раздельным регулированием потокосцепления статора и электромагнитного момента при обеспечении улучшенных динамических характеристик.

**МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.** Положим, что формирование заданного вектора напряжения выполняется в синхронной системе координат ( $x, y$ ), вращающейся относительно стационарной ( $\alpha, \beta$ ) с угловой частотой  $\omega_s$  напряжения, питающего статор АД. Соответствующее математическое описание короткозамкнутого АД имеет вид:

$$(p + j\omega_s)\bar{\Psi}_S = \bar{U}_S - \bar{I}_S R_S; \quad (1)$$

$$[R_e + \sigma L_S p + j\omega_{sl}\sigma L_S]\bar{I}_S = \bar{U}_S + (\alpha_R - j\omega_R)\bar{\Psi}_S; \quad (2)$$

$$M = \frac{3}{2} z_p \bar{\Psi}_S \times \bar{I}_S; \quad (3)$$

$$\frac{J}{z_p} \cdot \frac{d\omega_R}{dt} = M - M_C, \quad (4)$$

где  $p = d/dt$  – оператор дифференцирования;  $\alpha_R = R_R/L_R = 1/T_R$  – величина, обратная постоян-

ной времени ротора;  $R_e = R_S + L_S \alpha_R$  – эквивалентное активное сопротивление двигателя;  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_S L_R)$  – коэффициент рассеяния;  $R_S, R_R$  – активные сопротивления статора и ротора;  $L_S, L_R, L_m$  – полные индуктивности статора и ротора, взаимоиндуктивность;  $\omega_R, \omega_{sl} = \omega_S - \omega_R$  – частоты вращения ротора и скольжения.

Уравнения (1), (2) могут быть сведены к одной зависимости между векторами напряжения и потокосцепления статора:

$$\frac{\vec{\Psi}_S(p)}{\vec{U}_S(p)} = \frac{B(p)}{A(p)}, \quad (5)$$

где комплексные операторные выражения:

$$A(p) = \left[ p + \frac{\alpha_S + \alpha_R}{\sigma} + j\omega_{sl} \right] (p + j\omega_S) + \frac{\alpha_S}{\sigma} (\alpha_R - j\omega_R);$$

$$B(p) = p + \frac{\alpha_R}{\sigma} + j\omega_{sl}; \quad \alpha_S = R_S / L_S.$$

Выражение (5) определяет аналитическую зависимость между векторами потокосцепления и напряжения статора в произвольном режиме работы АД, которая может быть применена для исследования динамики изменения потокосцепления статора.

В частном случае, в предположении о высокой жесткости механических характеристик системы ( $\omega_{sl} = 0$ ), для установившегося режима ( $p = 0$ ) выражение (5) приводится к виду:

$$\vec{\Psi}_S = \frac{1}{\alpha_S + j\omega_S} \vec{U}_S. \quad (6)$$

Для оценки влияния параметра  $\alpha_S$  примем, что задание вектора напряжения статора  $\vec{U}_S = u_{Sx} + ju_{Sy}$  выполняется с соблюдением соотношения

$$\sqrt{u_{Sx}^2 + u_{Sy}^2} = U_{Sm} \leq U_{Sm, \text{дон}} \quad (7)$$

таким образом, что имеет место ориентация системы координат  $x, y$  по вектору напряжения статора

$$u_{Sx} = |\vec{U}_S| = U_{Sm}; \quad u_{Sy} \equiv 0, \quad (8)$$

при этом составляющие векторов напряжения и тока статора по оси  $x$  имеют физический смысл активных, составляющие по оси  $y$  – реактивных.

Разложение (6) на составляющие при ориентации системы координат по вектору напряжения статора с учетом (8) дает

$$\left. \begin{aligned} \psi_{Sx} &= -\frac{\alpha_S}{\omega_S^2 + \alpha_S^2} U_{Sm}; \\ \psi_{Sy} &= \frac{\omega_S}{\omega_S^2 + \alpha_S^2} U_{Sm}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Уравнениям (9) соответствует векторная диаграмма, показанная на рис. 1.

Активная составляющая  $\psi_{Sx}$  потокосцепления статора (рис. 1) имеет заметную величину, несмотря на то, что для серийных двигателей, особенно с возрастанием их мощности, в рассматриваемом диапазоне регулирования частоты выполняется соотношение  $\alpha_S \ll \omega_S$ .

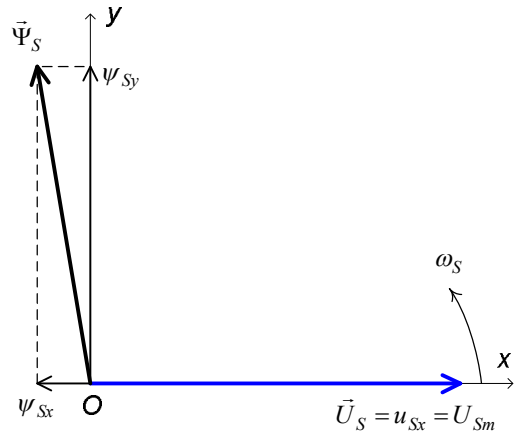


Рисунок 1 – Активная составляющая  $\psi_{Sx}$  потокосцепления статора

В основу способа повышения качества регулирования потокосцепления и момента двигателя предлагается положить принудительное (средствами системы автоматического регулирования) подавление составляющей  $\psi_{Sx}$  потокосцепления статора, такое, чтобы

$$\psi_{Sx} \equiv 0; \quad \psi_{Sy} = \Psi_{Sm}. \quad (10)$$

Это станет возможным, если, при соблюдении условия (7), формировать вектор  $\vec{U}_S$  таким образом, чтобы основная его проекция приходилась бы на ось  $x$  ( $u_{Sx} \gg u_{Sy}$ ), в то время как удельный вес составляющей по оси  $y$  ( $u_{Sy}$ ) был бы мал (но в общем случае  $u_{Sy} \neq 0$ ).

Разложение (1) на составляющие по осям  $x$  и  $y$  позволяет изобразить структурную схему (рис. 2).

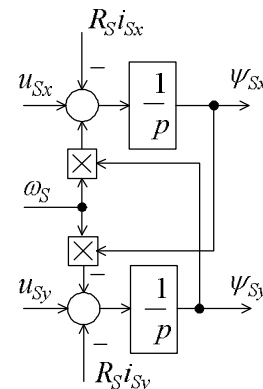


Рисунок 2 – Структурная схема разложения потокосцеплений на составляющие

Для обеспечения условия (10) и точной стабилизации  $\Psi_{Sm}$  организуются два идентичных астатических замкнутых контура регулирования составляющих вектора потокосцепления статора с сигналами задания  $\psi_{Sx}^* = 0; \quad \psi_{Sy}^* = \Psi_{Sm}^*$ , причем подача сигналов задания перед выполнением ЭП основных технологических операций (при  $\omega = 0$ ) позволит обеспечить предварительное возбуждение АД. Заданное (номинальное) значение  $\Psi_{Sm}^*$  модуля вектора пото-

косцепления статора может быть определено по паспортным данным АД.

Взаимное влияние контуров регулирования составляющих потокосцепления целесообразно исключить, предусмотрев компенсацию возмущающих воздействий (рис. 2) на выходах соответствующих регуляторов. При этом в установившихся режимах работы для составляющих вектора напряжения статора справедливы выражения:

$$\left. \begin{aligned} u_{Sx} &= R_S i_{Sx} - \omega_S \psi_{Sy}; \\ u_{Sy} &= R_S i_{Sy} + \omega_S \psi_{Sx}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Таким образом, организация астатических контуров стабилизации составляющих потокосцепления позволяет выполнить принудительную ориентацию системы координат  $x, y$  по вектору потокосцепления статора. В результате такого регулирования потокосцепления статора (по аналогии с алгоритмами векторного управления) составляющие векторов напряжения и тока статора на ось  $x$  приобретают смысл моментобразующих, проекции на ось  $y$  – потокообразующих составляющих.

Для регулирования электромагнитного момента и скорости математическое описание объекта управления рассматривается в составе уравнений (3), (4) и уравнения (2), записанного для действительных составляющих. Описанный принцип подавления активной составляющей потокосцепления статора способствует эффективной развязке каналов регулирования магнитных и механических координат, т.к. обуславливает заметное упрощение указанных уравнений. В предположении о высоком быстродействии контуров стабилизации составляющих потокосцепления статора с учетом (10), (11) структурная схема объекта управления может быть представлена в виде, показанном на рис. 3, где  $T_{\sigma R} = \sigma / \alpha_R$  – постоянная времени ротора с учетом рассеяния.

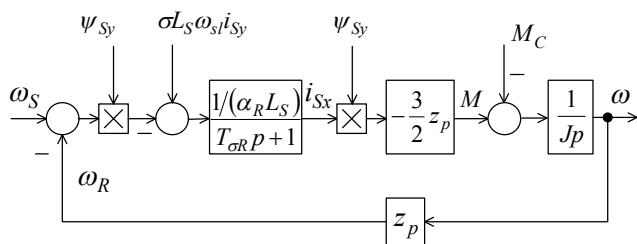


Рисунок 3 – Структурная схема объекта регулирования

На основании структурной схемы (рис. 3) может быть выполнена линеаризация канала регулирования момента с компенсацией влияния возмущающего воздействия  $\omega_{s1} \sigma L_S i_{Sy}$  (которым часто можно пренебречь).

Функциональная схема предлагаемой системы регулирования может быть представлена в виде, показанном на рис. 4, где приняты следующие обозначения: ИН – инвертор напряжения (управляемый по принципу ШИМ); ДН, ДТ, ДС – датчики напряжения, тока и скорости; ВОНТ – вычислитель орто-

гональных напряжений и токов; ИПМ – идентификатор потокосцепления и момента; ПК1, ПК2 – преобразователи ортогональных координат; БК – блок компенсации; РПх, РПу – регуляторы составляющих потокосцепления; РМ, РС – регуляторы момента и скорости.

Данному способу регулирования (в отличие от векторного управления с ориентацией по полю) присущи следующие преимущества:

- формирование заданного вектора напряжения происходит в синхронной системе координат, ориентация которой по вектору потокосцепления статора выполняется автоматически за счет принудительного обнуления активной составляющей указанного вектора;

- раздельное регулирование потокосцепления статора и момента не предполагает организации контуров регулирования составляющих тока статора, что делает описанный способ регулирования алгоритмически более простым.

Математическое моделирование выполнено на примере двигателя 4А-180-М4 (30 кВт, 1500 об/мин, 51,8 А), параметры которого равны:

$$\alpha_S = 3,21 \text{ с}^{-1}; \alpha_R = 1,55 \text{ с}^{-1}; \sigma = 0,056;$$

$$\Psi_{Sm}^* = 0,96 \text{ Вб}; T_{\sigma R} = 35,9 \text{ мс}.$$

Результаты моделирования представлены на рис. 5. В модельном эксперименте задавалась следующая последовательность режимов работы: возбуждение двигателя (при  $t = 0$ ); разгон без нагрузки до максимальной скорости (до частоты 50 Гц), начиная с  $t = 0,5$  с; скачкообразное приложение к валу двигателя момента статического сопротивления, равного номинальному (при  $t = 1,5$  с); торможение до скорости, составляющей 10 % максимальной (начиная с  $t = 2,0$  с); сброс нагрузки (при  $t = 3,0$  с); торможение ( $t = 3,5$  с).

Анализ результатов моделирования показал, что достигаемое качество переходных процессов практически не уступает аналогичному показателю в системах векторного полеориентированного управления.

**ВЫВОДЫ.** 1. Предложенная структура системы скалярного частотного управления позволяет выполнить программную ориентацию системы координат по вектору потокосцепления статора путем принудительного подавления активной составляющей указанного вектора и обеспечить стабилизацию модуля этого вектора.

2. Описанная система скалярного частотного управления позволяет обеспечить качество переходных процессов, близкое к аналогичным показателям систем векторного управления с ориентацией по полю, являясь при этом проще. Система может быть использована для ЭП механизмов, к качеству переходных процессов которых предъявляются повышенные требования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та ін. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: навч. посібник. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.

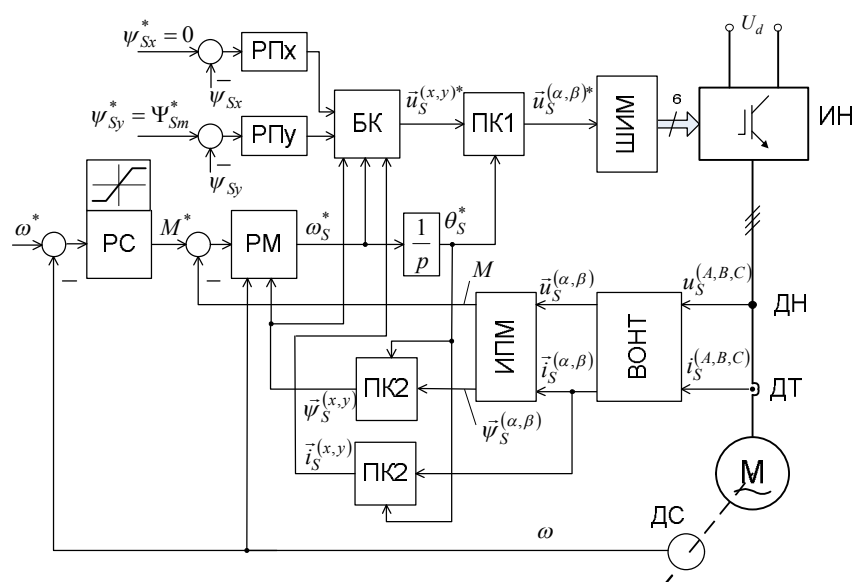


Рисунок 4 – Функціональна схема системи скалярного частотного управління

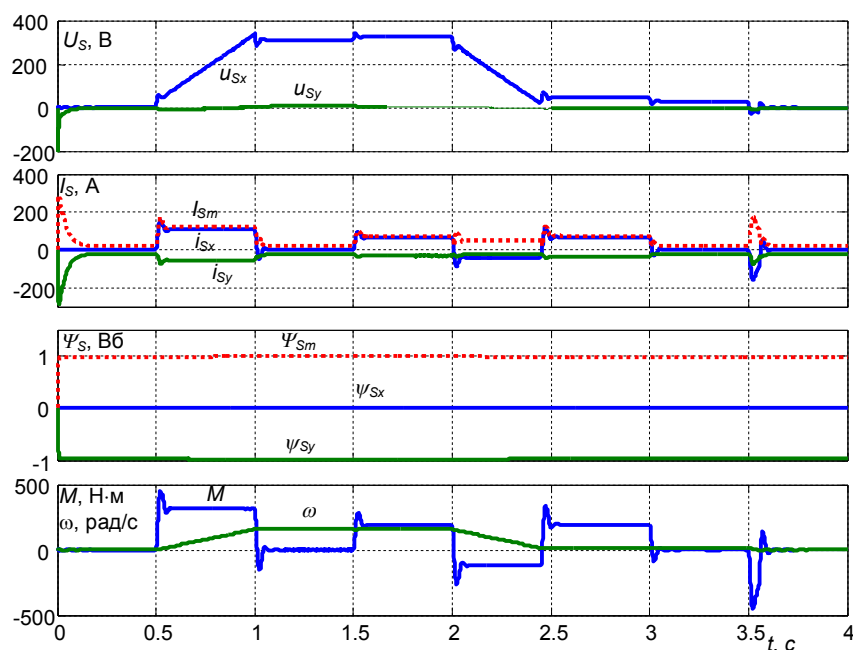


Рисунок 5 – Результати моделювання

## SCALAR CONTROL OF VARIABLE-FREQUENCY INDUCTION ELECTRIC DRIVE WITH HIGH DYNAMIC CHARACTERISTICS

O. Tolochko, G. Chekavskyy, P. Rozkaryaka

Donetsk National Technical University

ul. Artema, 58, Donetsk, 83001, Ukraine. E-mail: gleb@elf.dgtu.donetsk.ua

The structure of variable-frequency induction motor electric drive with scalar control, which allows to get increased dynamic properties, have been proposed. System has active and reactive components of stator flux vector, torque and speed control loops. The system permits to get the stabilization of stator flux vector's magnitude, and improved quality characteristics in transients. The study of system has been carried out by mathematical modeling method.

**Key words:** induction motor, scalar control, variable-frequency electric drive, stator flux leakage, dynamics, mathematical modeling.

### REFERENCES

1. Popovych M.G., Losynskyy O.Yu., Klepikov V.B. and oth. *Electromechanical automatic control systems and electric drives: textbook*. – K.: Lybid', 2005. – 680 p.

Стаття надійшла 25.07.2012.

Рекомендовано до друку  
д.т.н., проф. Бештою О.С.