

УДК 62-83:621.313.333

О.И. ТОЛОЧКО (д-р техн. наук, проф.), **Г.С. ЧЕКАВСКИЙ** (канд. техн. наук, доц.),**П.И. РОЗКАРЯКА** (канд. техн. наук, доц.)

Государственное высшее учебное заведение

«Донецкий национальный технический университет»

gleb@elf.dgtu.donetsk.ua

ФОРМИРОВАНИЕ ВЕКТОРА НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В СИСТЕМЕ СКАЛЯРНОГО ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Рассматривается система скалярного частотного управления с отдельным регулированием потокосцепления статора и электромагнитного момента асинхронного двигателя. Доказано, что для полной развязки каналов регулирования момента и потокосцепления статора регулирование последнего следует выполнять так, чтобы обеспечить принудительное подавление активной составляющей вектора потокосцепления статора.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, скалярное частотное управление, потокосцепление статора, электромагнитный момент, развязка каналов регулирования, математическое моделирование.

Введение. Скалярное частотное управление асинхронным двигателем (АД) обычно применяется в электроприводах механизмов, к которым предъявляются высокие требования к статическим характеристикам (точность регулирования, перегрузочная способность) при умеренных требованиях к диапазону регулирования скорости (до 10:1) и в части динамических свойств (как правило, речь идет лишь о допустимости переходных процессов). К указанным механизмам относятся насосы, вентиляторы, некоторые транспортные механизмы. Наиболее распространенный закон частотного управления при этом – закон постоянства модуля потокосцепления статора

$$\Psi_{Sm} = \Psi_{Sm.H} = const, \quad (1)$$

известный также как закон $E_S/f_S = const$ или закон *ir*-компенсации. Недостатки таких систем – взаимосвязанность процессов регулирования потокосцепления и электромагнитного момента. Это ухудшает динамику электропривода в переходных режимах и делает нежелательным использование простых скалярных алгоритмов частотного управления в электроприводах, требующих качественной динамики.

Поэтому традиционно при жестких требованиях к динамическим свойствам электропривода на основе АД применяются алгоритмы векторного управления с ориентацией по вектору потокосцепления ротора, позволяющие обеспечить наилучшие характеристики электропривода. Показатели качества системы регулирования при этом в значительной степени зависят от точности ориентации по вектору потокосцепления ротора, который определяется косвенно (с помощью наблюдателей).

Тем не менее, хороших динамических показателей электропривода можно добиться, ограничившись применением скалярного принципа управления с обеспечением закона (1), предполагающего косвенное определение потокосцепления статора, что, как известно, реализуется гораздо более просто и в меньшей степени чувствительно к изменению параметров АД. Соответствующий способ формирования вектора напряжения, питающего статор АД, может претендовать на большую практичность, поэтому исследования, направленные на обоснование такого способа, являются актуальными.

Наиболее перспективный алгоритм частотного управления для этой цели – алгоритм с отдельным регулированием потокосцепления статора и электромагнитного момента АД, упомянутый лишь в небольшом числе литературных источников (например, [1]), посвященных вопросам регулирования в электромеханических системах. При этом отсутствует информация о настройке такой системы регулирования с целью получения желаемых статических и динамических свойств электропривода. Поэтому в работе [2] нами предложена функциональная схема соответствующей системы скалярного частотного управления (рис.1), в которой закон управления (1) обеспечивается путем отдельной стабилизации ортогональных составляющих обобщенного вектора потокосцепления статора. В этой же работе с помощью математического моделирования показано, что достигаемое качество переходных процессов не уступает аналогичному показателю систем векторного полеориентированного управления. В то же время теоретического обоснования возможности развязки каналов регулирования модуля потокосцепления статора и момента, и, следовательно, достижимости высокого (что также важно – настраиваемого) качества переходных процессов до сих пор приведено не было. Материал данной статьи, по мнению авторов, может частично восполнить указанный пробел.

Цель исследований – теоретическое обоснование возможности формирования качественных переходных процессов в системе скалярного частотного управления на основе трехфазного АД при организации отдельного регулирования потокосцепления статора и электромагнитного момента.

Положим, что формирование вектора напряжения статора $U_{Sm} = \sqrt{u_{Sx}^2 + u_{Sy}^2}$ выполняется таким образом, что основная его проекция приходится на ось x , в то время как величина составляющей по оси y мала, но в общем случае отлична от нуля:

$$u_{Sx} \gg u_{Sy}, \quad u_{Sy} \neq 0. \quad (6)$$

Тогда, рассматривая уравнения (2), записанные для установившихся режимов работы, с учетом (6) и относительной малости падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора можно показать, что основная проекция вектора потокосцепления статора будет приходиться на ось y :

$$\psi_{Sy} \gg \psi_{Sx}; \quad \psi_{Sx} \neq 0.$$

Рассматривая с учетом этого уравнение момента (4), можно показать, что основная составляющая момента будет формироваться за счет произведения $\psi_{Sy} i_{Sx}$. Тогда составляющая i_{Sx} тока статора может рассматриваться как активная, а составляющая i_{Sy} – реактивная. Аналогично можно рассматривать и составляющие ψ_{Sx} , ψ_{Sy} обобщенного вектора потокосцепления статора.

С учетом этих рассуждений, используя уравнения (2) – (5), можно составить структурную схему (рис.2), где обозначено: $T_e = \sigma L_S / R_e$ – эквивалентная постоянная времени электромагнитных контуров АД.

Структурная схема рис.2 отражает сложность АД как объекта управления (присутствуют многочисленные нелинейные перекрестные связи, обозначенные пунктирными линиями). Тем не менее, в структурной схеме можно выделить:

- каналы формирования составляющих ψ_{Sx} , ψ_{Sy} вектора потокосцепления статора с воздействием на составляющие вектора напряжения статора u_{Sx} , u_{Sy} ;
- канал формирования электромагнитного момента M с воздействием на частоту ω_S напряжения статора.

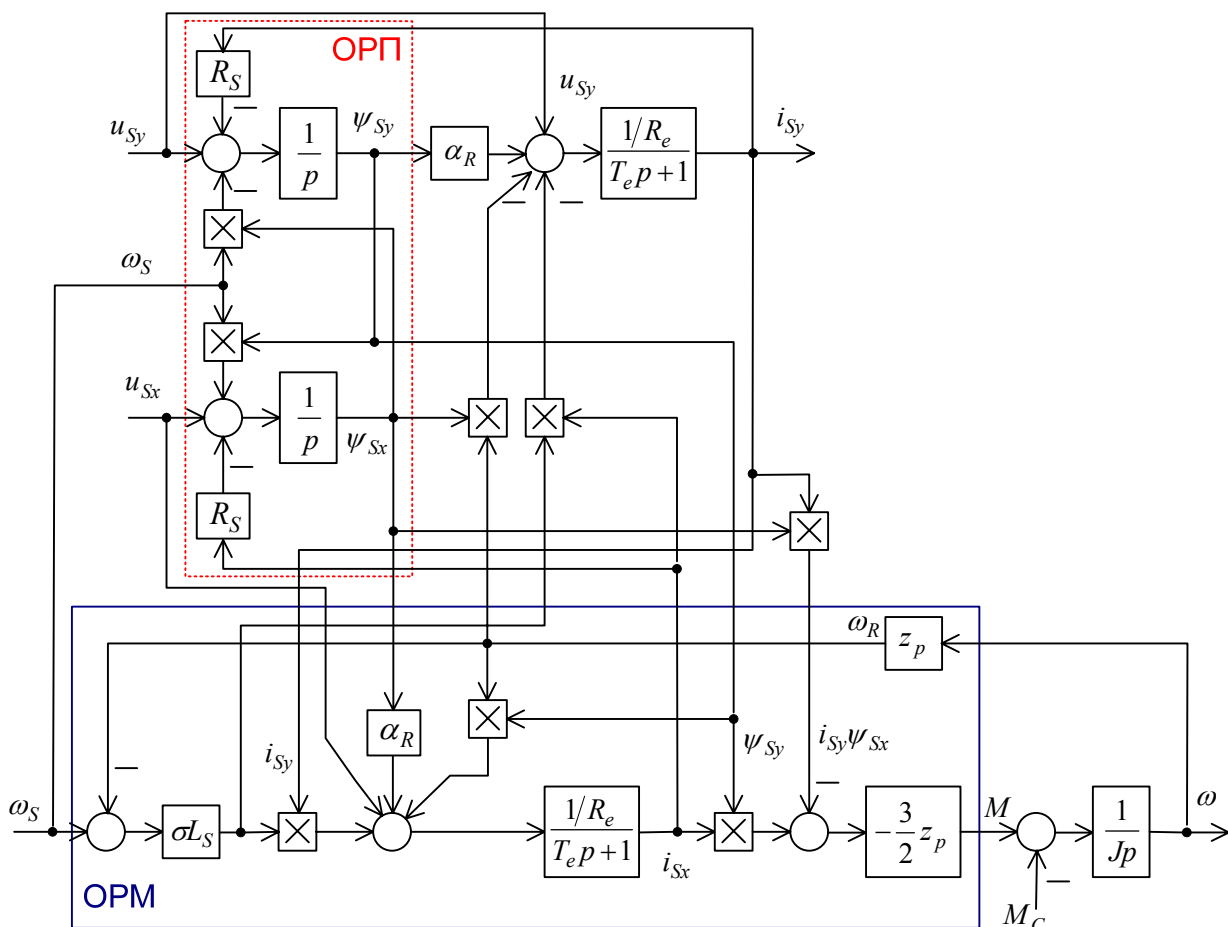


Рисунок 2 – Структурная схема регулирования АД с короткозамкнутым ротором в синхронной системе координат статора x, y :

ОРП – объект регулирования потокосцепления статора; ОПМ – объект регулирования момента.

При дальнейшем изложении материала для упрощения положим, что инвертор напряжения (ИН) (см. рис.1) воспроизводит любой допустимый заданный вектор напряжения статора \vec{U}_S^* абсолютно точно (т.е., без запаздывания и без искажения по амплитуде), $\vec{U}_S = \vec{U}_S^*$, или, что равноценно,

$$u_{Sx} = u_{Sx}^*; u_{Sy} = u_{Sy}^*; \omega_S = \omega_S^*.$$

Из структурной схемы рис.2 выделим объект регулирования момента (ОРМ). Тогда, применяя последовательную коррекцию и принцип компенсации возмущающих воздействий (Input-Output linearization), можно составить структурную схему блока регулирования момента (БРМ), показанную на рис.3 (здесь и далее коэффициенты передачи обратных связей приняты равными 1). Возмущающие воздействия компенсируются последовательно, в порядке, обратном порядку их приложения в ОРМ (см. рис.2). Для обеспечения астатизма контура момента в блок регулирования момента введено интегрирующее звено с настраиваемой постоянной времени T_m .

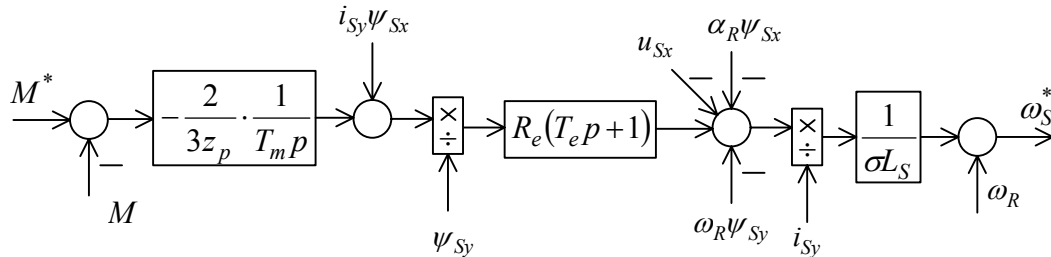


Рисунок 3 – Структурная схема БРМ (исходная).

Можно выделить следующие недостатки блока регулирования момента (рис.3):

1) Точность компенсации нелинейностей объекта регулирования зависит от точности измерения или оценивания координат (частоты ω_R , составляющих ψ_{Sx} , ψ_{Sy} вектора потокосцепления статора, u_{Sx} вектора напряжения статора, i_{Sy} вектора тока статора) и параметров АД (R_e , T_e , α_R , σL_S);

2) Необходимость реализации идеального форсирующего звена 1-го порядка в прямом канале для компенсации электромагнитной инерционности в объекте регулирования.

Пусть известна вся необходимая информация о координатах и параметрах двигателя. Для устранения второго из указанных недостатков в схеме рис.3 перенесем точку приложения воздействия $i_{Sy}\psi_{Sx}$ на выход форсирующего звена. Соответствующая преобразованная схема БРМ может быть представлена в виде, показанном на рис.4.

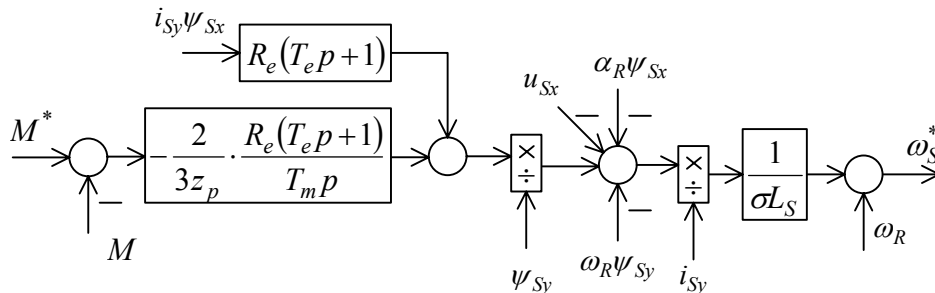


Рисунок 4 – Структурная схема БРМ (преобразованная).

Анализ структурной схемы рис.4 показывает, что идеальная (абсолютно точная) развязка каналов регулирования потокосцепления и момента, строго говоря, является нереализуемой (поскольку требует реализации идеального форсирующего звена для компенсации влияния нелинейного сигнала $i_{Sy}\psi_{Sx}$). В то же время можно сформулировать следующий важный вывод: если применить такое управление потокосцеплением статора таким образом, чтобы обеспечить $\psi_{Sx} = 0$, то можно говорить о принципиальной реализуемости (с точностью до малых постоянных времени) развязки каналов регулирования потокосцепления и момента, следовательно, о возможности обеспечить любое требуемое качество переходных процессов по указанным координатам.

Для стабилизации реактивной составляющей ψ_{Sy} и принудительного обнуления активной составляющей ψ_{Sx} вектора потокосцепления статора, как предложено в [2], могут быть организованы два астатических контура регулирования с заданными значениями составляющих потокосцепления статора

$$\left. \begin{aligned} \psi_{Sx}^* &= 0; \\ \psi_{Sy}^* &= \Psi_{Sm}^* \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где заданное значение Ψ_{Sm}^* модуля потокосцепления статора может быть определено по паспортным данным двигателя, например, как номинальное значение модуля потокосцепления статора:

$$\Psi_{Sm}^* = \Psi_{Sm.H} = \frac{U_{Sm.H} - R_S I_{Sm.H} \cos \varphi_H}{\omega_{S.H}},$$

где $U_{Sm.H}$, $I_{Sm.H}$ – номинальные значения амплитуд фазных напряжения и тока статора АД; $\omega_{S.H}$ – номинальная угловая частота напряжения статора.

Соответствующая структурная схема блока регулирования потокосцепления (БРП) показана на рис.5. Схема предполагает компенсацию возмущающих воздействий в соответствующих каналах регулирования ОРП (см.

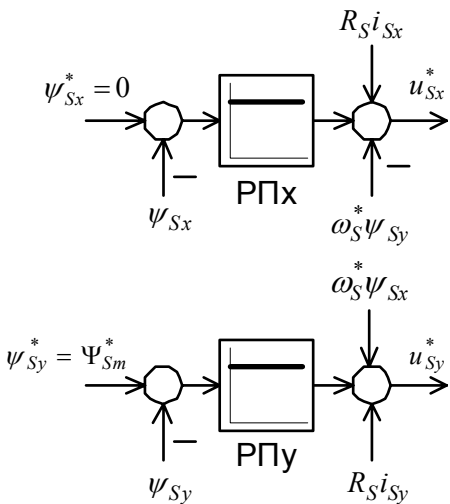


Рисунок 5 – Структурная схема БРП.

рис.2). Выбор коэффициентов усиления двух идентичных пропорциональных (в наиболее простом случае) регуляторов РПХ, РПУ должен быть выполнен с тем, чтобы обеспечить желаемое быстродействие замкнутых контуров стабилизации составляющих потокосцепления статора.

Организация астатических контуров стабилизации составляющих потокосцепления при формировании задающих сигналов согласно (7) позволяет выполнить принудительную ориентацию системы координат x , y по вектору потокосцепления статора при одновременной стабилизации модуля вектора потокосцепления статора. В результате проекции векторов напряжения и тока статора на ось x приобретают смысл моментобразующих составляющих, проекции на ось y – потокообразующих. Как известно, эти понятия характерны при рассмотрении систем векторного полеориентированного управления.

Разнесение во времени изменения сигналов заданных модуля потокосцепления статора и момента позволяет обеспечить плавное изменение магнитного потока АД в начале его работы и в паузах между выполнением основных технологических операций.

Если положить, что контуры стабилизации составляющих потокосцепления характеризуются высокими быстродействием и точностью, то может быть существенно упрощен БРМ, рассмотренный выше (рис.4). Так, для составляющих вектора напряжения статора можно записать уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_{Sx} &= R_S i_{Sx} - \omega_S \psi_{Sy}^* \\ u_{Sy} &= R_S i_{Sy} + \omega_S \psi_{Sx}^* \end{aligned} \right\}$$

При этом координатные возмущения $\alpha_R \psi_{Sx}$ и $i_{Sy} \psi_{Sx}$ могут быть приняты равными нулю. Тогда структурная схема ОРМ (см. рис.2) приводится к виду, показанному на рис.6, где обозначено $T_{\sigma R} = \sigma / \alpha_R$ – постоянная времени ротора с учетом рассеяния. Блок регулирования момента рис.4 может быть представлен в виде, показанном на рис.7.

Если считать, что по каналу задания частоты инвертор напряжения характеризуется динамическими свойствами, близкими к свойствам инерционного звена с малой постоянной времени T_μ , объединив схемы рис.

6, 7, можно получить контур регулирования момента, имеющий в замкнутом состоянии передаточную функцию, соответствующую звену 2-го порядка:

$$K_m(p) = \frac{M(p)}{M^*(p)} = \frac{I}{T_m p (T_\mu p + 1) + I}.$$

Задание требуемых динамических свойств контура момента может быть выполнено путем установления определенного значения постоянной времени T_m , кратного по отношению к T_μ .

Изложенная методика настройки контуров регулирования составляющих потокосцепления статора и электромагнитного момента принципиально не отличается от традиционной методики настройки внутренних контуров линейных (линеаризованных) систем автоматического регулирования, и используемой, в частности, в системах векторного полеориентированного управления.

Структурные схемы БРП (рис.5) и БРМ (рис.7) описывают алгоритм формирования вектора напряжения статора, который за счет реализации развязки каналов регулирования позволяет обеспечить высокое качество динамических характеристик при использовании принципа скалярного частотного управления. Требуемая точность в установившихся режимах в описанной системе достигается за счет соответствующего выбора параметров регулятора скорости (см.рис.1).

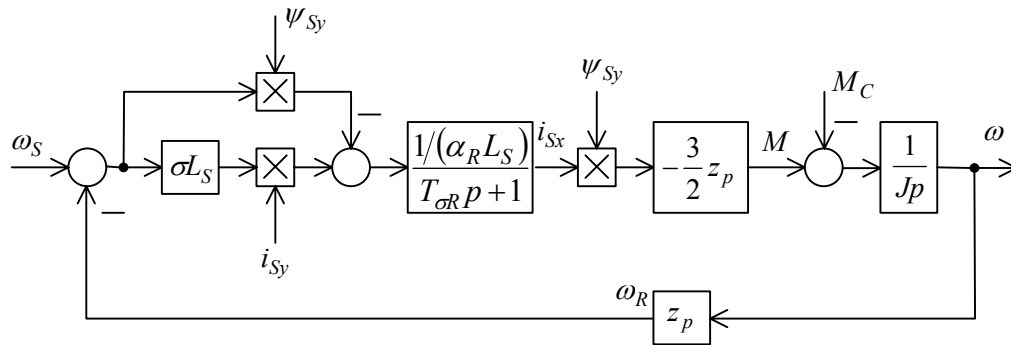


Рисунок 6 – Структурная схема ОРМ при $\psi_{Sx} = 0$.

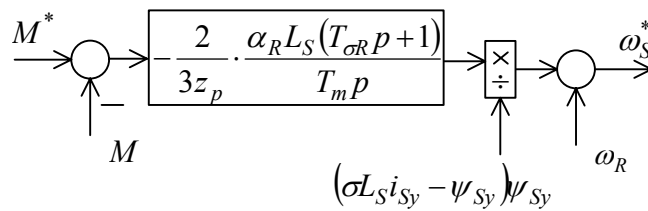


Рисунок 7 – Структурная схема БРМ (эквивалентная) при $\psi_{Sx} = 0$.

Положения, полученные в результате изложенных рассуждений, подтверждаются результатами математического моделирования режимов предварительного возбуждения, разгона и наброса нагрузки в описанной системе скалярного частотного управления (рис.8). При моделировании использованы данные двигателя 4А-180-М4 (30 кВт, 1500 об/мин, 51,8 А):

$$R_S = 0,16 \text{ Ом}; R_e = 0,237 \text{ Ом}; \alpha_R = 1,55 \text{ с}^{-1}; \sigma L_S = 2,8 \text{ мГн};$$

$$T_e = 11,7 \text{ мс}; T_{\sigma R} = 35,9 \text{ мс}; \sigma = 0,056; \Psi_{Sm}^* = 0,96 \text{ Вб}.$$

Инерционность инвертора напряжения с ШИМ принята равной $T_\mu = 1$ мс, постоянные времени интегрирования разомкнутых контуров регулирования составляющих потокосцепления, момента и скорости приняты равными $T_\psi = 2T_\mu$, $T_m = 4T_\mu$ и $T_\omega = 2T_m$ соответственно.

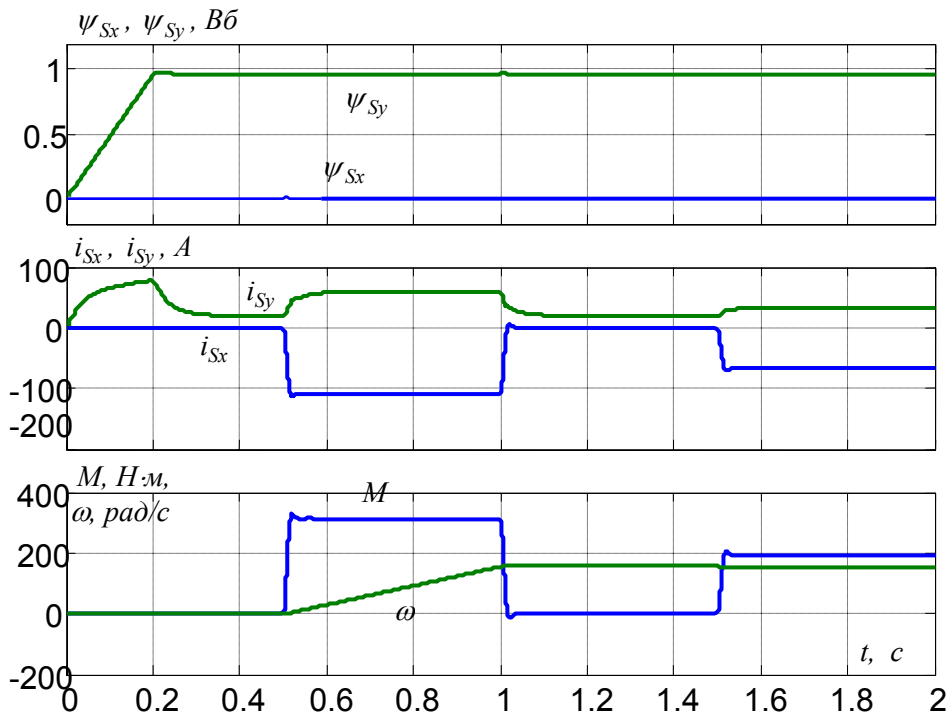


Рисунок 8 – Результаты моделирования.

Таким образом, можно заключить, что в описанной системе скалярного частотного управления можно достичь качества переходных процессов, которое не уступает аналогичному показателю систем векторного полеориентированного управления.

Выводы. 1. Доказано, что для развязки каналов регулирования потокосцепления и момента (с точностью до малых постоянных времени) в системе скалярного частотного управления необходимо обеспечить равенство нулю активной составляющей обобщенного вектора потокосцепления статора.

2. Организация астатических контуров стабилизации составляющих потокосцепления при формировании задающих сигналов согласно (7) позволяет выполнить принудительную ориентацию системы координат x, y по вектору потокосцепления статора при одновременной стабилизации модуля этого вектора.

3. Описанный алгоритм формирования вектора напряжения статора за счет реализации развязки каналов регулирования позволяет обеспечить высокое качество динамических характеристик при использовании принципа скалярного частотного управления, которое, как и качество статических характеристик, практически не уступает аналогичным показателям систем векторного управления с ориентацией по полю.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / [М.Г.Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.]; за ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.

2. Толочко О.И. Скалярное частотное управление асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками / О.И. Толочко, Г.С. Чекавский, П.И. Розкаряка // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2012. – Вип. 3/2012 (19) – С. 309 – 312.

REFERENCES

1. Popovich M., Lozinsky O., Klepikov V. and others. Elektromechanichni SAK ta elektroprivody [Electromechanical automatic control system and electric drives]. Kiev: Lubid, 2005, 680p.

2. O. Tolochko, G. Chekavskyy, P. Rozkaryaka / Scalar control of variable-frequency induction electric drive with high dynamic characteristics // *Electromechanical and power efficient systems (Electromechanichni i energozberigauchi sistemi)*. 2012. №3(19), Kremenchuk: KPU im. M. Ostrogradskogo. Pp. 309-312.

Надійшла до редакції 20.03.2013

Рецензент: В.Ф. Сивокобиленко

О.І. ТОЛОЧКО, Г.С. ЧЕКАВСЬКИЙ, П.І. РОЗКАРЯКА

Державний вищий навчальний заклад «Донецький національний технічний університет»

Формування вектора напруги статора асинхронного двигуна у системі скалярного частотного керування для покращення динамічних характеристик. Розглядається система скалярного частотного керування із роздільним регулюванням потокосцеплення статора і електромагнітного моменту асинхронного двигуна. Доказано, що для повної розв'язки каналів регулювання моменту і потокосцеплення статора регулювання останнього слід виконувати таким чином, щоб забезпечити примусове пригамовування активної складової вектора потокосцеплення статора.

Ключові слова: асинхронний двигун, скалярне частотне керування, потокосцеплення статора, електромагнітний момент, розв'язка каналів регулювання, математичне моделювання.

O. TOLOCHKO, G. CHEKAVSKYY, P. ROZKARYAKA

State Institution of Higher Education "Donetsk National Technical University"

Forming of Variable-Frequency Induction Motor's Stator Voltage in Scalar System for Dynamic Properties Improving.

The variable-frequency induction motor drive's control system with separate control of stator flux and electromagnetic torque has been considered. The purpose of research is theoretical foundation with control systems theory for the possibility of high-quality transients formation in variable-frequency induction motor drive with separate control of stator flux and electromagnetic torque. The structural diagram of induction motor as a control object is considered in the orthogonal coordinate system x, y , which rotates synchronously with the phasor of stator voltage. For total decoupling of stator flux and torque control channels it is necessary to control the stator flux with forced suppression of the active component of the stator flux phasor. The principle of organization of astatic loops for stabilizing of stator flux phasor components has been described. This principle allows making the forced orientation through stator flux phasor and simultaneous stabilization of the magnitude of this vector. The torque control unit has been described, it provides the required quality of motor torque control and decoupling of control channels. The algorithm of forming the stator voltage vector allows ensuring of high quality of the dynamic characteristics using scalar frequency control principle. Quality of static and dynamic characteristics that can be achieved in described control system is practically the same as in vector field oriented control systems.

Key words: induction motor, scalar frequency control, stator flux linkage, electromagnetic torque, decoupling of control paths, mathematic simulation.