

Н.Я. Хлопенко, И.Н. Хлопенко

## СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СТАБИЛИЗИРУЮЩЕГО РОБАСТНОГО РЕГУЛЯТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА

*Мета.* Метою роботи є структурний синтез стабілізуючого робастного регулятора поточкозчеплення ротора системи векторного керування асинхронного електропривода. *Методологія.* Синтез структури регулятора проводився в два етапи. На першому етапі будувалася математична модель каналу поточкозчеплення ротора з параметричною невизначеністю і розраховувалася передавальна функція  $H_\infty$ -субоптимального регулятора за методом мішаної чутливості. На другому етапі виконувалось розвинення знайденої передавальної функції в ланцюгову дріб за алгоритмом Евкліда. Ця дріб використовувалась для побудови структурної схеми регулятора. *Результати.* Проведено комп'ютерне моделювання передавальної функції  $H_\infty$ -субоптимального регулятора. Виконано розвинення знайденої передавальної функції в ланцюгову дріб. Побудована структурна схема  $H_\infty$ -субоптимального регулятора з інтегровальних і пропорційних ланок та декількох суматорів. Отримані криві перехідних процесів поточкозчеплення ротора в пакетах Robust Control Toolbox та Simulink. Вони збігаються на сталому режимі, а на перехідному децю відрізняються між собою. *Новизна.* Побудовано математичну модель каналу поточкозчеплення ротора з параметричною невизначеністю. Розроблено методіку структурного синтезу робастного регулятора системи керування поточкозчепленням, яка забезпечує знаходження оптимальної передавальної функції регулятора з параметричною невизначеністю у вигляді структури, яка містить інтегровальні і пропорційні ланки та суматори. *Практична значимість.* Отримана структура регулятора дає можливість проводити модернізацію систем керування електроприводів, що знаходяться в експлуатації, з мінімальними фінансовими витратами. Бібл. 10, рис. 6.

*Ключові слова:* електропривод, векторне керування, канал поточкозчеплення, структура  $H_\infty$ -оптимального регулятора.

*Цель.* Целью работы является структурный синтез стабилизирующего робастного регулятора поточкозчепления ротора системы векторного управления асинхронного электропривода. *Методология.* Синтез структуры регулятора проводился в два этапа. На первом этапе строилась математическая модель канала поточкозчепления ротора с параметрической неопределенностью и рассчитывалась передаточная функция  $H_\infty$ -субоптимального регулятора по методу смешанной чувствительности. На втором этапе выполнялось разложение найденной передаточной функции в цепную дробь по алгоритму Евклида. Эта дробь использовалась для построения структурной схемы регулятора. *Результаты.* Проведено компьютерное моделирование передаточной функции  $H_\infty$ -субоптимального регулятора. Выполнено разложение найденной передаточной функции в цепную дробь. Построена структурная схема  $H_\infty$ -субоптимального регулятора с интегрирующими и пропорциональными звеньями и нескольких сумматоров. Получены кривые переходных процессов поточкозчепления ротора в пакетах Robust Control Toolbox и Simulink. Они совпадают на установившемся режиме, а на переходном несколько отличаются между собой. *Новизна.* Построена математическая модель канала поточкозчепления ротора с параметрической неопределенностью. Разработана методика структурного синтеза робастного регулятора системы управления поточкозчеплением, которая обеспечивает нахождение оптимальной передаточной функции регулятора с параметрической неопределенностью в виде структуры, содержащей интегрирующие и пропорциональные звенья и сумматоры. *Практическое значение.* Полученная структура регулятора дает возможность проводить модернизацию систем управления электроприводов, находящихся в эксплуатации, с минимальными финансовыми затратами. Библ. 10, рис. 6.

*Ключевые слова:* электропривод, векторное управление, канал поточкозчепления, структура  $H_\infty$ -оптимального регулятора.

**Введение.** Ужесточение требований к качеству функционирования систем векторного управления асинхронных электроприводов в условиях неопределенности приводит к необходимости стабилизации поточкозчепления ротора. При этом существенное значение имеет задача структурного синтеза стабилизирующего робастного регулятора. Однако такой регулятор обычно имеет высокий порядок, что затрудняет его использование в системах векторного управления. Декомпозиция робастного регулятора на простейшие звенья позволяет избавиться от этого недостатка. Ее суть состоит в представлении регулятора в виде структуры, состоящей из типовых звеньев. Для создания регулятора из таких звеньев существует элементная база. Реализация регулятора на основе этой базы позволяет стабилизировать поточкозчепление ротора, а также провести модернизацию систем управления, находящихся в эксплуатации, с небольшими финансовыми затратами.

Вопросами стабилизации параметров систем векторного управления с неопределенностями занимают-

ся многие ученые [1-6]. Ими построены математические модели и синтезированы робастные регуляторы для многих видов систем.

**Целью работы** является структурный синтез стабилизирующего робастного регулятора поточкозчепления ротора системы векторного управления асинхронного электропривода.

Теоретической основой для структурного синтеза регулятора служили  $H_\infty$ -теория робастного управления [7] и теория цепных дробей [8]. Расчеты проводились с привлечением пакетов расширения MATLAB-7 [9]. Проведенные исследования обсуждались на VII Международной научно-технической конференции «Інновації в судобудуванні та океанотехніці» (Украина, г. Николаев, 2016).

**Методы и результаты исследований.** На рис. 1 представлена структурная схема канала поточкозчепления ротора в пространстве сигналов «вход-выход» [10], включающая в себя передаточные функции преобразователя частоты и обмоток статора 1 и ротора 2

© Н.Я. Хлопенко, И.Н. Хлопенко

асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором.

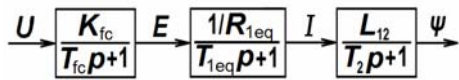


Рис. 1. Структурная схема канала потокосцепления ротора

В этой схеме за неопределенные параметры, наиболее чувствительные к изменениям модели объекта, были выбраны коэффициент усиления преобразователя частоты  $K_{fc}$ , эквивалентное активное  $R_{1eq}$  и активное  $R_2$  сопротивление, индуктивности  $L_1$ ,  $L_2$  и взаимная индуктивность  $L_{12}$  обмоток статора 1 и ротора 2, причем  $R_{1eq} = R_1 + (k_2)^2 R_2$  ( $R_1$  – активное сопротивление);  $k_2 = L_{12}/L_2$ .

Перейдем от структурной схемы к уравнениям состояния в нормальной операторной форме:

$$\begin{aligned} pE &= -\frac{1}{T_{fc}} E + \frac{K_{fc}}{T_{fc}} U; \\ pI &= -\frac{1}{T_{1eq}} I + \frac{1}{R_{1eq} T_{1eq}} E; \\ p\Psi &= -\frac{1}{T_2} \Psi + \frac{L_{12}}{T_2} I, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $p$  – оператор Лапласа;  $E$  – ЭДС преобразователя частоты;  $U$  – управляющее воздействие (проекция вектора напряжения питания статора на направление вектора потокосцепления ротора);  $I$  – сила тока в канале потокосцепления ротора;  $T_{fc}$  – постоянная времени преобразователя частоты;  $T_{1eq} = L_{1eq}/R_{1eq}$  – электромагнитная постоянная времени обмотки статора;  $L_{1eq} = \sigma L_1$  – ее эквивалентная индуктивность;  $\Psi$  – модуль вектора потокосцепления ротора;  $T_2 = L_2/R_2$  – электромагнитная постоянная времени обмотки ротора;  $\sigma = 1 - (L_{12})^2/(L_1 L_2)$  – коэффициент рассеяния магнитного поля.

Коэффициенты  $k_2$  и  $\sigma$  предполагаются постоянными. Введем безразмерные величины

$$x_1 = \frac{\Psi}{\Psi_n}, \quad x_2 = \frac{I}{I_n}, \quad x_3 = \frac{E}{E_n}, \quad u = \frac{U}{U_n}, \quad (2)$$

где  $n$  – индекс номинальных величин.

Перейдем в уравнениях (1) к безразмерным величинам (2):

$$\begin{aligned} px_1 &= -\frac{1}{T_2} x_1 + \frac{L_{12} I_n}{T_2 \Psi_n} x_2; \\ px_2 &= -\frac{1}{T_{1eq}} x_2 + \frac{E_n}{R_{1eq} T_{1eq} I_n} x_3; \\ px_3 &= -\frac{1}{T_{fc}} x_3 + \frac{K_{fc} U_n}{T_{fc} E_n} u. \end{aligned} \quad (3)$$

Воспользовавшись уравнениями (3), построим структурную схему системы в пространстве состояний (рис. 2).

Предположим, что неопределенные параметры системы  $K_{fc}$ ,  $R_{1eq}$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_{12}$  изменяются в интервалах

$$\begin{aligned} K_{fc} &= K_{fcn} (1 + p K_{fc} \delta_{K_{fc}}); \\ R_{1eq} &= R_{1eqn} (1 + p R_{1eq} \delta_{R_{1eq}}); \\ R_2 &= R_{2n} (1 + p R_2 \delta_{R_2}); \\ L_{1eq} &= L_{1eqn} (1 + p L_{1eq} \delta_{L_{1eq}}); \\ L_2 &= L_{2n} (1 + p L_2 \delta_{L_2}); \\ L_{12} &= L_{12n} (1 + p L_{12} \delta_{L_{12}}), \end{aligned} \quad (4)$$

где  $p K_{fc}$ ,  $p R_{1eq}$ ,  $p R_2$ ,  $p L_{1eq}$ ,  $p L_2$ ,  $p L_{12}$  – коэффициенты отклонений относительных значений неопределенных параметров  $\delta_{K_{fc}}$ ,  $\delta_{R_{1eq}}$ ,  $\delta_{R_2}$ ,  $\delta_{L_{1eq}}$ ,  $\delta_{L_2}$  и  $\delta_{L_{12}}$ .

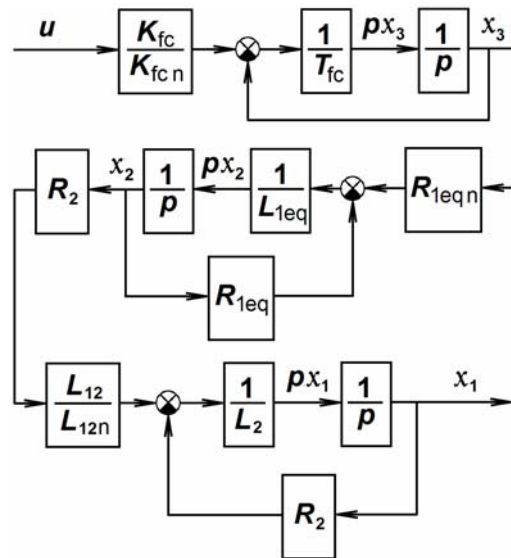


Рис. 2. Структурная схема канала потокосцепления ротора в пространстве состояний

Заменим каждый из параметров (4), представленных на рис. 2, структурной схемой. В результате получим структурную схему системы с параметрической неопределенностью, приведенную на рис. 3.

Перейдем от этой структурной схемы к векторным уравнениям состояния в операторной форме:

$$\begin{aligned} px &= Ax + B_1 w + B_2 u; \\ z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u; \\ y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{2n}}{L_{2n}} & \frac{R_{2n}}{L_{2n}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} & \frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{fc}} \end{bmatrix};$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{p R_2}{L_{2n}} & \frac{p L_{12}}{L_{2n}} & 0 & -\frac{p R_2}{L_{2n}} \\ 0 & -p L_{1eq} & -\frac{p R_{1eq}}{L_{1eqn}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p K_{fc}}{T_{fc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} & \frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} \\ 0 & R_{1eqn} & 0 \\ 0 & R_{2n} & 0 \\ 0 & R_{2n} & 0 \\ -\frac{R_{2n}}{L_{2n}} & \frac{R_{2n}}{L_{2n}} & 0 \\ -\frac{R_{2n}}{L_{2n}} & 0 & 0 \end{bmatrix}; C_2 = [1 \ 0 \ 0];$$

$$D_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -pL_{1eq} & -\frac{pR_{1eq}}{L_{1eqn}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & pR_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{pR_2}{L_{2n}} & \frac{pL_{12}}{L_{2n}} & 0 & -\frac{pR_2}{L_{2n}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B_2^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_{fc}} \end{bmatrix}; D_{12}^T = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$D_{21} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]; D_{22} = [0];$$

$x = (x_1, x_2, x_3)^T$  – фазовый вектор;  $y$  – одномерный вектор выхода, по которому замыкается обратная связь;  $z=(z_1, z_2, \dots, z_7)^T, w=(w_1, w_2, \dots, w_7)^T$  – соответственно входной и выходной векторы неопределенности, представленной на рис. 3.

Полученным уравнениям (5) соответствует матричная передаточная функция  $P(p)$ , которая в общепринятой форме имеет вид (6):

$$P(p) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Она содержит известные элементы и не содержит неопределенности.

Матричная передаточная функция, содержащая неопределенность, имеет вид (7):

$$\Delta(p) = \begin{bmatrix} \delta_{K_{fc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta_{L_{1eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta_{R_{1eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta_{R_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{L_{12}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \delta_{R_2} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Она определяет связь вектора  $w(p)$  с вектором  $z(p)$ . Эта связь описывается матричным выражением  $w(p)=\Delta(p) \cdot z(p)$ , которое отображает систему уравнений (8):

$$\begin{aligned} w_1 &= \delta_{K_{fc}} z_1; \quad w_2 = \delta_{L_{1eq}} z_2; \\ w_3 &= \delta_{R_{1eq}} z_3; \quad w_4 = \delta_{R_2} z_4; \end{aligned} \quad (8)$$

$$w_5 = \delta_{L_{12}} z_5; \quad w_6 = \delta_{L_2} z_6; \quad w_7 = \delta_{R_2} z_7.$$

Эта система уравнений получена по рис. 3.

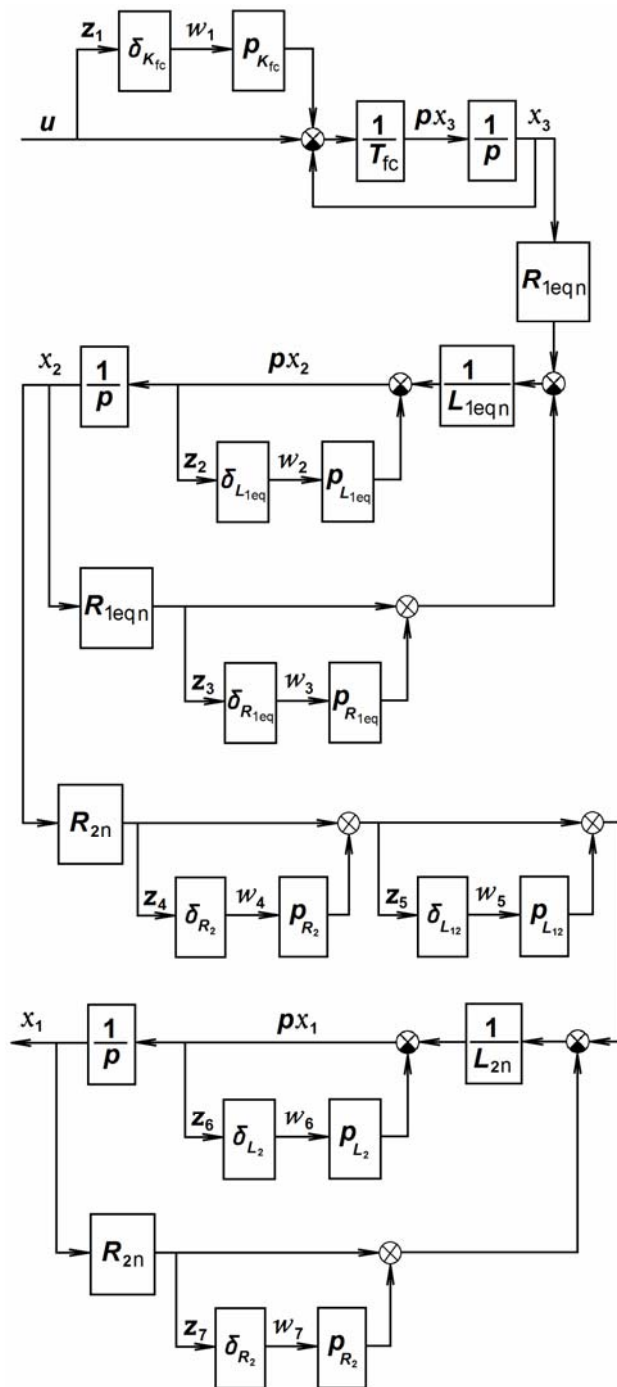


Рис. 3. Структурная схема канала потокоцепления ротора с неопределенными параметрами

Таким образом, построена математическая модель канала потокоцепления ротора в пространстве состояний с параметрической неопределенностью.

Синтез оптимального стабилизирующего регулятора  $K(p)$  проводился методом смешанной чувствительности для объекта  $P(p)$  с неопределенностью  $\Delta(p)$ .

Структурная схема объекта  $P(p)$  с неопределенностью  $\Delta(p)$  и регулятором  $K(p)$  представлена на рис. 4.

Численное решение проводилось при следующих значениях исходных данных  $T_{fc}=0,001$  с;  $R_{1n}=2,65$  Ом;  $R_{2n}=2,0$  Ом;  $L_{1n}=0,186$  Гн;  $L_{2n}=0,189$  Гн;  $L_{12n}=0,179$  Гн;  $\sigma=0,0996$ , соответствующих асинхронному электроприводу с двигателем MDXMA100-32.

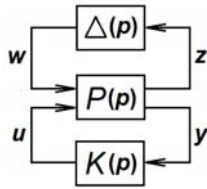


Рис. 4. Структурная схема объекта  $P(p)$  с неопределенностью  $\Delta(p)$  и регулятором  $K(p)$

Качество системы контролировалось при помощи трех весовых функций [9], присоединенных к объекту  $P(p)$ . В процессе решения получена математическая модель  $H_\infty$ -субоптимального робастного регулятора. Его урезанная строго правильная передаточная функция  $K(p)$  (при частоте  $\omega_c=46,6$  рад/с одной из весовых функций [9]) имеет вид

$$\frac{5,016 \cdot 10^5 (p^2 + 148,963p + 1,0612 \cdot 10^4)}{p^3 + 1,451 \cdot 10^4 p^2 + 1,262 \cdot 10^7 p + 3,532 \cdot 10^7} \quad (9)$$

Используя алгоритм древнегреческого математика Евклида, разложим передаточную функцию (9) в цепную дробь [8]:

$$\frac{5,016 \cdot 10^5}{p + \frac{0,6963}{10^4} + \frac{1}{-19,7p + \frac{1}{-\frac{0,5709}{10^4} + \frac{1}{1256p + \frac{1}{r}}}}} \quad (10)$$

где  $r = 0,2879 \cdot 10^{-3}$ .

Структурная схема регулятора, соответствующая дроби (10), изображена на рис. 5. Она состоит из трех интегрирующих и четырех пропорциональных звеньев.

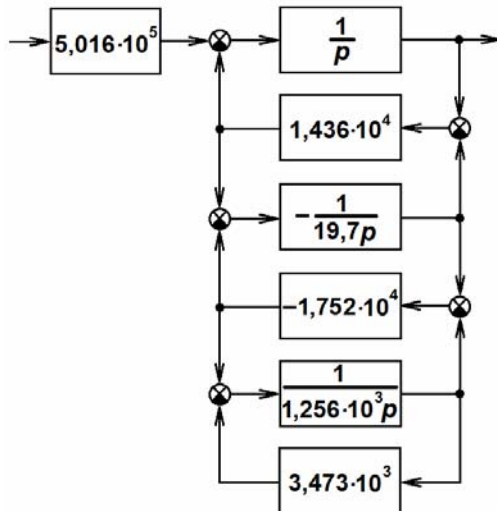


Рис. 5. Структурная схема  $H_\infty$ -субоптимального стабилизирующего робастного регулятора

На рис. 6 представлены кривые (сплошные линии), полученные при моделировании переходных процессов потокосцепления ротора в пакетах Robust Control Toolbox (рис. 6,а) и Simulink (рис. 6,б) при единичном скачкообразном изменении задающего воздействия, причем кривая на рис. 6,б построена с привлечением структурной схемы регулятора, изо-

браженной на рис. 5. Как и следовало ожидать, обе кривые полностью совпадают на установившемся режиме. На переходном режиме они несколько отличаются между собой по характеру и быстродействию протекания переходных процессов и имеют перерегулирование около 25 %. Это перерегулирование легко устраняется аperiodическим звеном с передаточной функцией  $1/(0,32p+1)$ , расположенным справа за датчиком задающего сигнала (штриховая линия на рис. 6,б).

Аналогичные расчеты проводились при различных сочетаниях увеличенных либо уменьшенных в 2 раза неопределенных параметров. При этом отклонений переходных процессов от номинальных кривых не наблюдалось.

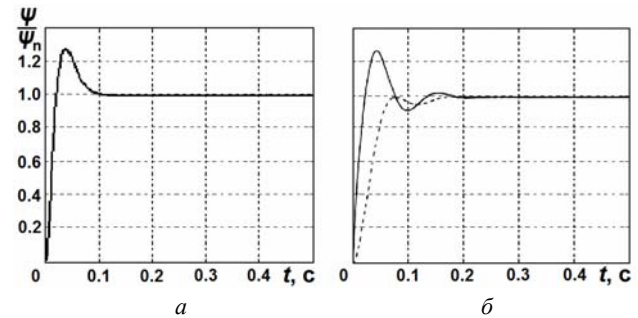


Рис. 6. Переходные процессы потокосцепления ротора в пакетах Robust Control Toolbox (а) и Simulink (б): штриховая линия – перерегулирование 0 %; сплошная линия – 25 %

#### Выводы.

Предложена методика структурного синтеза стабилизирующего робастного регулятора потокосцепления ротора,  $H_\infty$ -субоптимальная структурная схема которого представлена в виде соединения простейших интегрирующих и пропорциональных звеньев того же порядка, что и регулятор со строго правильной передаточной функцией, и учитывает параметрическую неопределенность объекта управления.

Результаты моделирования переходных процессов в различных пакетах приложения MATLAB подтверждают адекватность и малую чувствительность системы к параметрическим возмущениям.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В., Хоменко В.В. Исследование влияния нелинейностей и вариации параметров объекта управления на динамические характеристики электромеханических следящих систем // Вісник НТУ «ХП». – 2015. – №12(1121). – С. 68-71.
2. Кузнецов А.П., Марков А.В., Шмарлевский А.С. Анализ настроек канала регулирования потокосцепления ротора в системе векторного управления // Доклады БГУИР. – 2008. – №4(34). – С. 84-91.
3. Несенчук А.А., Опейко О.Ф., Однолько Д.С. Моделирование динамики и расчет робастных параметров системы управления электропривода на основе корневых портретов // Искусственный интеллект. – 2014. – №3. – С. 90-103.
4. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка. – 2010. – №1. – С. 60-66.
5. Полилов Е.В., Руднев Е.С., Скорик С.П. Синтез алгоритмов робастного управления синхронным электродвигателем методами  $H_\infty$ -теории // Вісник Кременчуцького дер-

жовного університету імені Михайла Остроградського. – 2010. – №4/2010(63). – Ч.3. – С. 15-20.

6. Шийка А.А., Потапенко Е.М. Робастное управление асинхронным электроприводом с минимизацией потерь мощности в реальном времени // Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика». – 2013. – №36(1009). – С. 106-109.

7. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / Под ред. Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 744 с.

8. Хинчин Д.Я. Цепные дроби. – М.: Наука, 1978. – 112 с.

9. Richard Y., Chiang R., Michael G., Safonov M. MATLAB: Robust Control Toolbox. User's Guide. Version 2, 1998. – 230 p. – Режим доступа: <http://www.mathworks.com>.

10. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: учебник для студентов высших учебных заведений. – М.: Академия, 2006. – 304 с.

#### REFERENCES

1. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Khomenko V.V. Investigation of the effect of nonlinearities and variations of the control object parameters on dynamic characteristics of the electromechanical servo systems. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2015, no.12(1121), pp. 68-71. (Rus).

2. Kuznetsov A.P., Markov A.V., Shmarlevsky A.S. Analysis of channel settings control the rotor flux vector control system. *Doklady BGUIR*, 2008, no.4(34), pp. 84-91. (Belarus).

3. Nesenчук А.А., Орейко О.Ф., Однолко Д.С. Dynamics simulation and calculation of robust parameters for the electric drive control system on the basis of the root locus portraits. *Artificial Intelligence*, 2014, no.3, pp. 90-103. (Rus).

4. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Bovkunovich V.S. Rough vector control torque and flux induction motor. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2010, no.1. pp. 60-66. (Ukr).

5. Polilov E.V., Rudnev E.S., Skorik S.P. Synthesis of robust control algorithms for a synchronous electric motor means  $H_\infty$ -theory. *Transactions of Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University*, 2010, iss.4/2010(63), part 3, pp. 15-20. (Ukr).

6. Shiyka A.A., Potapenko E.M. Robust control of asynchronous electric minimizing power loss in real time. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2013, no.36(1009), pp. 106-109. (Rus).

7. Egupov N.D. *Metody robastnogo, neuro-nechetkogo i adaptivnogo upravleniia* [Methods of robust, neuro-fuzzy and adaptive control]. Moscow, Publishing House of the MSTU named after N.E. Bauman, 2002. 744 p. (Rus).

8. Khinchin D.Y. *Tsepnye drobi* [Continued fractions]. Moscow, Nauka Publ., 1978. 112 p. (Rus).

9. Richard Y., Chiang R., Michael G., Safonov M. *MATLAB: Robust Control Toolbox. User's Guide. Version 2*, 1998. 230 p. Available at: <http://www.mathworks.com> (Accessed 12 May 2016).

10. Terekhov V.M., Osipov O.I. *Sistemy upravleniia elektroprivodov: uchebnik dlia studentov vysshikh uchebnykh zavedenii* [Control systems of electric drives: textbook for students of higher educational institutions]. Moscow, Akademiia Publ., 2006. 304 p. (Rus).

Поступила (received) 21.10.2016

Хлопенко Николай Яковлевич<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Хлопенко Иван Николаевич<sup>1</sup>, магистрант,

<sup>1</sup>Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова,  
54021, Николаев, просп. Центральный, 3,  
тел/phone +38 0512 709100, e-mail: [ivan.hlopenko@yandex.ua](mailto:ivan.hlopenko@yandex.ua)

N.J. Khlopenko<sup>1</sup>, I.N. Khlopenko<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Admiral Makarov National University of Shipbuilding,  
3, Central Ave., Nikolaev, 54021, Ukraine.

#### Structural synthesis of a stabilizing robust controller of the rotor flux linkage.

**Purpose.** The aim is to structural synthesis of robust stabilizing control of the rotor flux vector control system of induction motor.

**Methodology.** Synthesis controller structure was carried out in two stages. The first stage constructed a mathematical model of the channel of the rotor flux with parametric uncertainty and calculated transfer function of  $H_\infty$ -suboptimal controller by method of the mixed sensitivity. The second stage was carried out the expansion of the transfer function of the continued fraction for the Euclidean algorithm. This fraction was used to construct the controller structural scheme. **Results.** Computer modeling of the transfer function of  $H_\infty$ -suboptimal controller. Achieved decomposition found the transfer function of the continued fraction. The flow diagram of suboptimal  $H_\infty$ -controller with a proportional and integrating links and a few summers. The curves of transient rotor flux linkage in packages Robust Control Toolbox and Simulink. They coincide in the steady state, but differ among themselves in the transition. **Originality.** We developed the method of structural synthesis of robust stabilizing controller of the flux linkage rotor,  $H_\infty$ -suboptimal structural scheme of which is presented in the form of simple compounds integrating and proportional elements of the same order as the controller with the strictly correct transfer function, and takes into account the parametric uncertainty of control object. The results of the simulation of transient processes in a variety of packages MATLAB applications confirms the adequacy and small sensitivity of the system to parametric perturbation. **Practical value.** The resulting structure of the controller makes it possible to carry out the modernization of electric control systems, in use, with minimal financial costs. References 10, figures 6.

**Key words:** electric drive, vector control, flux linkage channel, structure of  $H_\infty$ -optimal controller.