

**СТАБИЛИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ ВЕКТОРНОМ УПРАВЛЕНИИ**

*Розглядається задача стабілізації параметрів системи векторного керування асинхронного електропривода. Зазвичай такі системи містять два канали керування. Для кожного каналу системи проводиться синтез стабілізуючих регуляторів. Оцінка змінних стану системи здійснюється спостерігачем. Задача синтезу стабілізуючих регуляторів та спостерігача полягає в обчисленні коефіцієнтів підсилення зворотних зв'язків за станом. Її розв'язок базується на відомих підходах з теорій векторного керування, матричних нерівностей і стійкості О.М. Ляпунова. Запропоновані методики синтезу стабілізуючих регуляторів та спостерігача. Побудовано структурну схему системи векторного керування. Моделювання перехідних процесів у системі проведено в середовищі пакета MATLAB. Найважливішою властивістю отриманого рішення є стійкість за О.М. Ляпуновим замкнених за векторами станів контурів регулювання. На конкретному прикладі досліджені перехідні процеси. Побудовані графіки, що підтверджують стійкість таких процесів, що протікають в системі векторного керування. Бібл. 11, рис. 2.*

*Ключові слова:* електропривод, векторне керування, стабілізуючий регулятор.

*Рассматривается задача стабилизации параметров системы векторного управления асинхронного электропривода. Обычно такие системы содержат два канала управления. Для каждого канала системы проводится синтез стабилизирующих регуляторов. Оценка переменных состояния системы производится наблюдателем. Задача синтеза стабилизирующих регуляторов и наблюдателя заключается в вычислении коэффициентов усиления обратных связей по состоянию. Ее решение базируется на известных подходах из теорий векторного управления, матричных неравенств и устойчивости А.М. Ляпунова. Предложены методики синтеза стабилизирующих регуляторов и наблюдателя. Построена структурная схема системы векторного управления. Моделирование переходных процессов в системе проведено в среде пакета MATLAB. Важнейшим свойством полученного решения является устойчивость по А.М. Ляпунову замкнутых по векторам состояний контуров регулирования. На конкретном примере исследованы переходные процессы. Построены графики, подтверждающие устойчивость таких процессов, протекающих в системе векторного управления. Библ. 11, рис. 2.*

*Ключевые слова:* электропривод, векторное управление, стабилизирующий регулятор.

**Введение.** Современные системы векторного управления асинхронных электроприводов имеют два канала управления с перекрестными связями и, как правило, содержат наблюдатель для косвенного определения управляемых параметров. Каналы, как правило, выполнены по принципу подчиненного регулирования с компенсацией перекрестных связей по току статора.

Однако возможно построение каналов регулирования и с обратными связями по состоянию, т.е. по принципу модального управления. При таком подходе в каналах управления применяются модальные регуляторы, для которых входными сигналами служат оцененные наблюдателем значения параметров управления. Обычно синтез таких регуляторов и наблюдателей выполняют известным из классической теории управления подходом [1]. Применительно к асинхронному двигателю такой подход для синтеза модальных регуляторов излагается в работе [2]. Вместе с тем возможен другой подход синтеза стабилизирующих регуляторов и наблюдателей состояния системы, основанный на применении теории линейных матричных неравенств и эффективных алгоритмов их решения [3]. Основоположителем этого подхода является А.М. Ляпунов [4]. Сам термин "матричное неравенство" был введен в обиход В.А. Якубовичем в 1962 г. Впоследствии этот аппарат был развит им в ряде работ. Роль В.А. Якубовича в создании теории линейных матричных неравенств общепризнана.

Большое значение для развития теории линейных матричных неравенств имела работа Е.С. Пятницкого и В.И. Скородинского [5]. В ней было показано, что такие неравенства сводятся к задачам выпуклой оптимизации.

Начиная с 80-х годов прошлого столетия появились работы Ю.Е. Нестерова и А.С. Немировского [6].

В них были предложены эффективные процедуры выпуклой оптимизации. Эти процедуры и их модификации стали использоваться для решения различных задач линейных матричных неравенств. Первые результаты применения таких неравенств для синтеза законов управления излагаются в работе [7]. Со временем линейные матричные неравенства оказались весьма плодотворным аппаратом исследования многих задач по теории управления и теории систем. Этот аппарат до сих пор является мощным средством для решения новых задач управления. Синтез таким подходом стабилизирующих регуляторов и наблюдателей состояния для стабилизации переходных процессов в системах векторного управления является предпочтительным. В такой постановке данная задача принадлежит к классу задач выпуклого программирования, так как ее решение сводится к разрешимости системы линейных матричных неравенств. Современное программное обеспечение позволяет решать такого рода задачи [8, 9].

**Цель работы** – построение методик синтеза стабилизирующих регуляторов и наблюдателя состояния для системы векторного управления асинхронного электропривода.

Теоретической основой для построения таких методик служили теории векторного управления трехфазного асинхронного электропривода [10, 11], линейных матричных неравенств [3] и устойчивости А.М. Ляпунова [4]. Вычислительные алгоритмы реализованы в среде пакетов MATLAB и MathCAD. На конкретном примере показано, что предложенные методики позволяют стабилизировать переходные процессы в системе векторного управления асинхронного электропривода.

**Методы и результаты исследований.** Исходными уравнениями для синтеза стабилизирующих регуляторов служили уравнения электромагнитного равновесия и основное уравнение динамики асинхронного электропривода с симметричной трехфазной машиной с короткозамкнутым ротором.

В ортогональной системе координат  $u-v$ , вращающейся с произвольной угловой скоростью  $\omega_k$ , их можно представить в виде [10, 11]:

$$\frac{di_{su}}{dt} = \frac{1}{\sigma R_s T_s} u_{su} - \frac{1}{\sigma T_s} \left( 1 + \frac{k_r^2 R_r}{R_s} \right) i_{su} +$$

$$+ \frac{k_r}{\sigma T_r R_s T_s} \psi_{ru} + \frac{k_r z_p}{\sigma R_s T_s} \omega \psi_{rv} + \omega_k i_{sv};$$

$$\frac{di_{sv}}{dt} = \frac{1}{\sigma R_s T_s} u_{sv} - \frac{1}{\sigma T_s} \left( 1 + \frac{k_r^2 R_r}{R_s} \right) i_{sv} +$$

$$+ \frac{k_r}{\sigma T_r R_s T_s} \psi_{rv} - \frac{k_r z_p}{\sigma R_s T_s} \omega \psi_{ru} - \omega_k i_{su};$$

$$\frac{d\psi_{ru}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{ru} + k_r R_r i_{su} + (\omega_k - z_p \omega) \psi_{rv};$$

$$\frac{d\psi_{rv}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_{rv} + k_r R_r i_{sv} - (\omega_k - z_p \omega) \psi_{ru};$$

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

где  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  и  $u_{su}$ ,  $u_{sv}$  – соответственно проекции токов и напряжений статора на оси  $u-v$ ;  $R_s$ ,  $R_r$  – активные сопротивления обмоток статора и ротора;  $\omega$  – угловая скорость двигателя;  $J$  – момент инерции электропривода;  $z_p$  – число пар полюсов двигателя;  $T_s$ ,  $T_r$  – постоянные времени статора и ротора;  $k_s$ ,  $k_r$  – коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора;  $\psi_{ru}$ ,  $\psi_{rv}$  – проекции вектора потокосцепления ротора на оси координат  $u-v$ ;  $M$  – электромагнитный вращающий момент двигателя;  $M_c$  – момент статического сопротивления;  $\sigma$  – коэффициент рассеяния двигателя;  $t$  – время.

Электромагнитный момент двигателя определяется по формуле

$$M = \frac{3}{2} z_p k_r \psi_{ru} i_{sv}. \quad (6)$$

Согласно известному принципу векторного управления Ф. Блашке совместим ось  $u$  системы координат  $u-v$  с вектором потокосцепления ротора, вращающимся с угловой скоростью  $\omega_k = \omega_0$ . Тогда

$$\psi_{rv} = 0, \quad \psi_{ru} = \psi_r.$$

Используя эти условия, систему уравнений (1) – (5) с учетом выражения (6) для электромагнитного момента двигателя приведем к нормальному виду Коши:

$$\frac{di_{su}}{dt} = \frac{1}{\sigma R_s T_s} u_{su} - \frac{1}{\sigma T_s} \left( 1 + \frac{k_r^2 R_r}{R_s} \right) i_{su} +$$

$$+ \frac{k_r}{\sigma T_r R_s T_s} \psi_r + \omega_0 i_{sv};$$

$$\frac{di_{sv}}{dt} = \frac{1}{\sigma R_s T_s} u_{sv} - \frac{1}{\sigma T_s} \left( 1 + \frac{k_r^2 R_r}{R_s} \right) i_{sv} -$$

$$- \frac{k_r z_p}{\sigma R_s T_s} \omega \psi_r - \omega_0 i_{su};$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \psi_r + k_r R_r i_{su}; \quad (9)$$

$$k_r R_r i_{sv} - (\omega_0 - z_p \omega) \psi_r = 0; \quad (10)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3 z_p k_r \psi_r}{2 J} i_{sv} - \frac{1}{J} M_c. \quad (11)$$

Уравнения (7) и (8) содержат перекрестные связи по току статора. Ими будем пренебрегать, как и в работе [2]. В этом случае из системы уравнений (7) – (11) выпадает уравнение (10).

Будем рассматривать поведение машины на холостом ходу. Тогда правая часть уравнения (11) не будет содержать момента статического сопротивления  $M_c$ . Однако в структурной схеме и при моделировании его влияние на поведение системы будет учитываться.

Перейдем к матричной форме записи уравнений состояния (7) – (9) и (11) для каждого канала в отдельности. Тогда для канала стабилизации потокосцепления ротора  $\psi_r$  получим

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 u, \quad (12)$$

где

$$x_1 = \begin{pmatrix} i_{su} \\ \psi_r \end{pmatrix}; \quad u = \begin{pmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \end{pmatrix}; \quad A_1 = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}; \quad B_1 = \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix};$$

$$a_{11} = -\frac{1}{\sigma T_s} \left( 1 + k_r^2 \frac{R_r}{R_s} \right); \quad a_{12} = \frac{k_r}{\sigma T_r R_s T_s}; \quad a_{21} = k_r R_r;$$

$$a_{22} = -\frac{1}{T_r}; \quad b = \frac{1}{\sigma R_s T_s},$$

а для канала управления частотой вращения  $\omega$  ротора

$$\dot{x}_2 = A_2 x_2 + B_2 u, \quad (13)$$

где

$$x_2 = \begin{pmatrix} i_{sv} \\ \omega \end{pmatrix}; \quad u = \begin{pmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \end{pmatrix}; \quad A_2 = \begin{pmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{pmatrix}; \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 & b \\ 0 & 0 \end{pmatrix};$$

$$a'_{11} = a_{11}; \quad a'_{12} = -\frac{k_r z_p}{\sigma R_s T_s} \psi_r; \quad a'_{21} = \frac{3 z_p k_r}{2 J} \psi_r; \quad a'_{22} = 0.$$

Точка над буквой обозначает производную по времени.

Известно, что для стабилизируемости линейных систем достаточно их управляемости. Однако управлять можно как устойчивыми, так и неустойчивыми системами. Управляемость, как критерий стабилизируемости систем [1], необходима для установления возможности построения стабилизирующих регуляторов. Она выражается согласно известной теореме Р. Калмана через ранг матрицы управляемости.

Составим матрицы управляемости для уравнений (12) и (13):

$$P_1 = (B_1 \quad A_1 B_1) = \begin{pmatrix} b & 0 & a_{11} b & 0 \\ 0 & 0 & a_{21} b & 0 \end{pmatrix};$$

$$P_2 = (B_2 \quad A_2 B_2) = \begin{pmatrix} 0 & b & 0 & a'_{11} b \\ 0 & 0 & 0 & a'_{21} b \end{pmatrix}.$$

Ранги этих матриц

$$\text{rank } P_1 = 2; \quad \text{rank } P_2 = 2.$$

Они совпадают с порядками систем (7), (9) и (8), (11) соответственно. Поэтому каналы, описываемые

матричными уравнениями состояния (12) и (13), полностью управляемы.

Перейдем к построению устойчивых стабилизирующих регуляторов для каналов управления (12) и (13). Введем обратные связи по состоянию

$$u = K_i x_i \quad (i = \overline{1,2}), \quad (14)$$

где  $K_1 = (k_1 \ k_2)$ ,  $K_2 = (k_1' \ k_2')$  – матрицы коэффициентов усиления регуляторов.

Подставим выражения (14) в (12) и (13). Тогда получим для каждого канала, замкнутого по вектору состояния, следующие уравнения

$$\dot{x}_i = A_{ci} x_i \quad (i = \overline{1,2}), \quad (15)$$

где  $A_{c1} = A_1 + B_1 K_1$ ;  $A_{c2} = A_2 + B_2 K_2$ .

Введем квадратичные функции А.М. Ляпунова

$$v_i(x_i) = x_i^T V_i x_i \quad (i = \overline{1,2}),$$

где  $V_i$  – положительно определенная симметричная матрица квадратичной формы  $i$ -го канала.

Определим производные

$$\dot{v}_i(x_i) = \dot{x}_i^T V_i x_i + x_i^T V_i \dot{x}_i = x_i^T (A_{ci}^T V_i + V_i A_{ci}) x_i \quad (i = \overline{1,2}).$$

Согласно А.М. Ляпунову система будет устойчивой, если выполняются условия  $\dot{v}_i(x_i) < 0$  ( $i = \overline{1,2}$ ) для всех  $x_i \neq 0$ .

Эти условия с учетом (15) дают следующие матричные неравенства [3]:

$$\Psi_i + P_i^T K_i^T Q_i + Q_i^T K_i P_i < 0 \quad (i = \overline{1,2}), \quad (16)$$

где  $\Psi_i = Y_i A_i^T + A_i Y_i$ ;  $P_i = Y_i = V_i^{-1}$ ;  $Q_i = B_i^T$ .

Каждое из этих неравенств разрешимо относительно матрицы  $K_i$  тогда и только тогда, когда разрешимы неравенства

$$W_{B_i^T}^T \Psi_i W_{B_i^T} < 0, \quad Y_i > 0, \quad (17)$$

где  $W_{B_i^T}$  – матрица, столбцы которой составляют базис ядра матрицы  $B_i^T$ .

Подставляя решение  $Y_i$  каждого неравенства (17) в (16), получим матричные неравенства с неизвестными матрицами  $K_1$ ,  $K_2$ . Их численные решения итерационным методом в среде пакета MATLAB позволяют определить коэффициенты усиления  $k_1$ ,  $k_2$  и  $k_1'$ ,  $k_2'$  стабилизирующих регуляторов.

Построим методику синтеза наблюдателя состояния, производящего оценку сигналов управления  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$ ,  $\psi_r$  обратных связей по результатам измерений входных  $u_{su}$ ,  $u_{sv}$  и выходного  $\omega$  сигналов. Для измерения входных сигналов  $u_{su}$  и  $u_{sv}$  используются преобразователи координат. Это позволяет снимать фазные напряжения непосредственно с клемм трехфазной асинхронной машины.

Для построения методики синтеза наблюдателя представим уравнения состояния машины (7)-(9) и (11) без момента статического сопротивления и перекрестных связей по току статора в матричной форме:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad (18)$$

$$x = \begin{pmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ \psi_r \\ \omega \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad A = \begin{pmatrix} a_{11} & 0 & a_{12} & 0 \\ 0 & a'_{11} & a_{\omega} & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{22} & 0 \\ 0 & a'_{21} & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$\text{где } a_{\omega} = -\frac{k_r z_p}{\sigma R_s T_s} \omega.$$

Сформируем матричное уравнение выхода.

Выходным сигналом машины является угловая скорость ротора. Поэтому матричное уравнение выхода имеет вид

$$y = Cx, \quad (19)$$

где  $C = (0 \ 0 \ 0 \ 1)$ .

Нетрудно установить по [1], что пара  $(A, C)$  полностью наблюдаема. Поэтому можно построить наблюдатель полного порядка для управляемой системы (18) и (19). Его математическая модель имеет вид [1]:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + G(\hat{y} - y); \quad (20)$$

$$\hat{y} = C\hat{x},$$

где  $G = (g_1 \ g_2 \ g_3 \ g_4)^T$  – матрица коэффициентов усиления наблюдателя;  $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$  – оцененные значения фазового вектора  $x$  и вектора выхода  $y$ .

Найдем уравнение ошибки  $e = \hat{x} - x$  наблюдателя. Для этого вычтем из уравнения наблюдателя (20) уравнение объекта (18). Тогда получим

$$\frac{de}{dt} = A_c e, \quad (21)$$

где  $A_c = A + GC$ .

Из этого уравнения следует, что при устойчивом наблюдателе ошибка стремится к нулю на установившемся режиме работы двигателя.

Определим матрицу  $G$  коэффициентов усиления наблюдателя, при которых замкнутая система (21) устойчива по А.М. Ляпунову.

Введем квадратичную функцию А.М. Ляпунова

$$v(e) = e^T V e,$$

где  $V$  – положительно определенная симметричная матрица.

Определим производную

$$\dot{v}(e) = \dot{e}^T V e + e^T V \dot{e} = e^T (A_c^T V + V A_c) e.$$

Для устойчивой системы должно выполняться условие А.М. Ляпунова  $\dot{v}(e) < 0$  для всех  $e \neq 0$ .

Этому условию соответствует неравенство

$$A_c^T V + V A_c < 0.$$

Перепишем это неравенство в виде

$$A^T V + C^T G^T V + V A + V G C < 0.$$

Умножая справа и слева обе части полученного неравенства на  $V^{-1}$  и введя обозначение  $Y = V^{-1}$ , будем иметь

$$Y A^T + A Y + Y C^T G^T + G C Y < 0. \quad (22)$$

Введем новые величины  $\Psi = Y A^T + A Y$ ,  $\Theta = G C$ ,  $P = Y$ ,  $Q = I$  ( $I$  – единичная матрица). Тогда неравенство (22) приведем к виду [3]:

$$\Psi + P^T \Theta^T Q + Q^T \Theta P < 0, \quad Y > 0.$$

В этом неравенстве ранги матриц  $Q$  и  $P$  равны порядку объекта (18). Поэтому оно всегда разрешимо. Согласно [3] его решение проводится в два этапа. На первом этапе решается неравенство

$$Y A^T + A Y + 2S < 0 \quad (23)$$

относительно положительно определенной симметричной матрицы  $Y$  при произвольно заданной матрице  $S$  соответствующего порядка. На втором этапе решение  $Y$  используется для определения матрицы  $G$  из неравенства (22). При этом оба неравенства (22) и (23) решаются численно итерационным методом в среде пакета MathCAD [9].

Другой способ решения неравенства (22) обычно проводится в среде пакета MATLAB с применением функции *feasp* [8]. Как показывают расчеты, он приводит к тем же результатам, которые получаются в среде пакета MathCAD [9].

На рис. 1 представлена структурная схема системы векторного управления асинхронного электропривода со стабилизирующими регуляторами и наблюдателем состояния полного порядка.

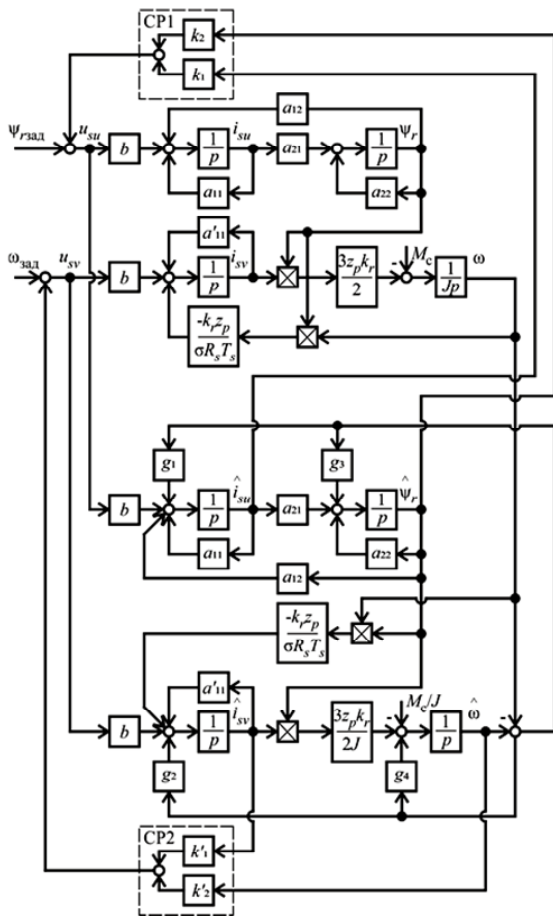


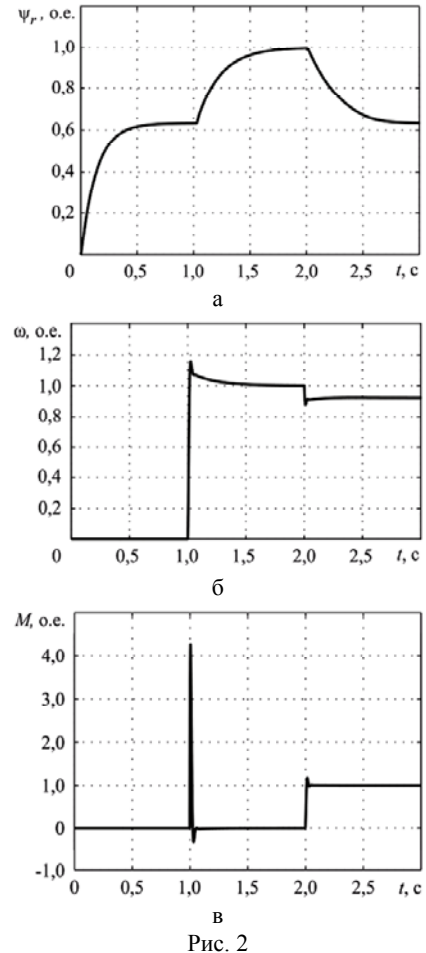
Рис. 1

Система содержит каналы регулирования потокосцепления ротора и частоты вращения двигателя, наблюдатель состояния и стабилизирующие регуляторы CP1 и CP2 с коэффициентами усиления  $k_1, k_2$  и  $k'_1, k'_2$ . Наблюдатель включает в себя математическую модель электропривода и обратные связи с коэффициентами усиления  $g_1, g_2, g_3, g_4$ . При этом коэффициенты усиления  $k_1, k_2, k'_1, k'_2$  и  $g_1, g_2, g_3, g_4$  рассчитываются при номинальных значениях потокосцепления  $\psi_r$  и угловой скорости  $\omega$  ротора.

Двигатель нагружен постоянным моментом  $M_c$  на установившемся режиме. Управляющие задающие воздействия по потокосцеплению и угловой скорости ротора обозначены  $\psi_{r\text{зад}}$  и  $\omega_{\text{зад}}$ .

В качестве примера приведем результаты синтеза стабилизирующих регуляторов и наблюдателя состояния для трехфазной асинхронной машины 4A100S4Y3 мощностью 3 кВт и номинальной частотой вращения 1435 об/мин.

На рис. 2 показаны кривые, полученные при моделировании переходных процессов в пакете MATLAB, протекающих в системе векторного управления электропривода со стабилизирующими регуляторами и наблюдателем состояния. Они приведены в относительных единицах и обозначены теми же буквами, что и размерные величины. Характер этих кривых существенно отличается от тех, которые приведены в работе [2].



На начальном участке пусковая характеристика потокосцепления ротора имеет излом (рис. 2,а). Этот излом обусловлен включением в работу обратной связи по скорости  $\omega$  стабилизирующего регулятора CP2 при подаче с запаздыванием на одну секунду ступенчатого сигнала  $\omega_{\text{зад}}$  (рис. 2,б). Такое время запаздывания соответствует установившемуся значению потокосцепления ротора на начальном участке пусковой характеристики до точки излома. После точки излома рост потокосцепления ротора продолжается до установившегося значения, соответствующего моменту времени 2 с. Это значение времени принято за начало приложения ступенчатой нагрузки  $M_c = 20$  Н·м (скачок на рис. 2,в безразмерного электромагнитного момента  $M$ ). После приложения нагрузки  $M_c$  потокосцепление ротора плавно снижается до установившегося

значения, соответствующего точке излома пусковой характеристики на начальном участке работы машины.

Угловая скорость ротора в момент приложения нагрузки  $M_c$  снижается незначительно и по истечении сравнительно малого промежутка времени в дальнейшем не изменяется (см. рис. 2,б).

Таким образом, стабилизирующие регуляторы с наблюдателем состояния обеспечивают устойчивость протекания переходных процессов в системе векторного управления электропривода с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором.

**Выводы.** На базе теории линейных матричных неравенств разработаны методики синтеза стабилизирующих регуляторов и наблюдателя состояния системы векторного управления трехфазного асинхронного электродвигателя. Эти методики не учитывают ограничений на параметры управления и фазовые координаты. Поэтому они могут быть трудно реализуемыми при учете таких ограничений. Вместе с тем, как показали проведенные в данной работе исследования, предложенные методики гарантируют устойчивость протекающих процессов в системе векторного управления.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хлопенко М.Я., Білюк І.С., Шевченко В.В. Оптималне керування об'єктами: Навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів. – Миколаїв: НУК, 2013. – 172 с.
2. Коротков М.Ф., Пахомов А.Н., Федоренко А.А. Модальное управление асинхронным электроприводом // Известия Томского политехнического университета. – 2014. – Т.324. – №4. – С. 69-75.
3. Баландин Д.В., Коган М.М. Синтез законов управления на основе линейных матричных неравенств. – М.: Физматлит, 2007. – 280 с.
4. Ляпунов А.М. Общая задача об устойчивости движения. – М.-Л.: ГИТТЛ, 1950. – 472 с.
5. Pyatnitskii E.S., Skorodinskii V.I. Numerical methods of Lyapunov function construction and their application to the absolute stability problem // *Systems & Control Letters*. – 1982. – vol.2. – no.2. – pp. 130-135.
6. Nesterov Y.E., Nemirovski A.S. *Interior-Point Polynomial Algorithms in Convex Programming*. – Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, United States, 1994. – P. 405.
7. Boyd S., El Ghaoui L., Feron E., Balakrishnan V. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. – Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, United States, 1994. – P. 185.
8. Чурилов А.Н., Гессен А.В. Исследование линейных матричных неравенств. Путьодитель по программным пакетам. – СПб.: Изд-во С.-Петербурга. ун-та, 2004. – 148 с.
9. Maxfield B. *Essential PTC Mathcad Prime 3.0: A Guide for New and Existing Users*. – Amsterdam: Academic Press, 2013.
10. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: учебник для студентов высших учебных заведений. – М.: Издательский центр "Академия", 2006. – 304 с.
11. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным управлением. – М.: Академия. – 2006. – 272 с.

#### REFERENCES

1. Khlopenko N.J., Biljuk I.S., Shevchenko V.V. *Optymal'ne keruvannja ob'ektamy: Navchalnyi posibnyk dlja studentiv vyshchyykh navchalnykh zakladiv* [Optimal control of objects: University students textbook]. Mykolayiv, National University of Shipbuilding Publ., 2013. 172 p. (Ukr).
2. Korotkov M.F., Pahomov A.N., Fedorenko A.A. Modal control of asynchronous electric drive. *Izvestia Tomskogo*

*politekhničeskogo universiteta – Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2014, vol.324, no.4, pp. 69-75. (Rus).

3. Balandyn D.V., Kogan, M.M. *Sintez zakonov upravlenija na osnove linejnyh matrichnyh neravenstv* [Synthesis of control rules based on linear matrix inequalities]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2007. 280 p. (Rus).
4. Lyapunov A.M. *Obshhaja zadacha ob ustojchivosti dvizhenija* [General problem of motion stability]. Moscow-Leningrad, GITTL Publ., 1950. 472 p. (Rus).
5. Pyatnitskij Ye.S., Skorodinskij V.I. Numerical methods of Lyapunov function construction and their application to the absolute stability problem. *Systems & Control Letters*, 1982, vol.2, no.2, pp. 130-135. doi: 10.1016/s0167-6911(82)80023-6.
6. Nesterov Y.E., Nemirovski A.S. *Interior-Point Polynomial Algorithms in Convex Programming*. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, USA, 1994. 405 p. doi: 10.1137/1.9781611970791.
7. Boyd S., El Ghaoui L., Feron E., Balakrishnan V. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, USA, 1994. 185 p. doi: 10.1137/1.9781611970777.
8. Churilov A.N., Gessen A.V. *Issledovanie linejnyh matrichnyh neravenstv. Putevoditel' po programmnyh paketam* [The study of linear matrix inequalities. Guide to software packages]. Saint Petersburg, Saint Petersburg State University Publ., 2004. 148 p. (Rus).
9. Maxfield B. *Essential PTC Mathcad Prime 3.0: A Guide for New and Existing Users*. Amsterdam: Academic Press, 2013.
10. Terehov V.M., Osipov O.I. *Sistemy upravlenija elektroprivodov: uchebnik dlja studentov vysshih uchebnyh zavedenij* [Control system of electric drives: high school textbook]. Moscow, Publishing Center "Akademija", 2006. 304 p. (Rus).
11. Sokolovskij G.G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym upravleniem* [AC drives with frequency control]. Moscow, Publishing Center "Akademija", 2006. 272 p. (Rus).

Поступила (received) 09.10.2014.

Хлопенко Николай Яковлевич<sup>1</sup>, д.т.н., проф.,  
Гаврилов Сергей Алексеевич<sup>1</sup>, к.т.н.,  
Хлопенко Иван Николаевич<sup>1</sup>, студент,  
<sup>1</sup>Национальный университет кораблестроения  
имени адмирала Макарова,  
54021, Николаев, просп. Ленина, 3,  
тел/phone +38 0512 709100,  
e-mail: iv\_n@mksat.net, sergey.gavrilov81@gmail.com

N.J. Khlopenko<sup>1</sup>, S.A. Gavrilov<sup>1</sup>, I.N. Khlopenko<sup>1</sup>  
<sup>1</sup> Admiral Makarov National University of Shipbuilding,  
3, Lenina Ave., Nikolaev, 54021, Ukraine.

#### Stabilization of parameters of asynchronous electric drive with vector control.

*A problem of stabilization of parameters of the asynchronous electric drive vector control system is considered. Usually such systems have two control channels. The synthesis of stabilizing controllers is made for every control channel. The evaluation of variables of system status is made by observer. The problem of stabilizing controllers and observer synthesis consists in calculation of state feedback intensification. Its solution is based on existing approaches from vector control theories, matrix inequalities and Lyapunov stability. Several synthesis methods of stabilizing controllers have been proposed. Structural scheme of vector control system and observer has been built. The simulation of transient processes in the vector control system is carried out with MATLAB computing environment. The most important property of obtained solution is Lyapunov stability of control loops closed-looped by state vectors. Transient processes have been investigated on the particular example. Graphs confirming stability of such processes that flow in the vector control system in minimal period of time have been plotted down. References 11, figures 2.*

**Key words:** electric drive, vector control, stabilizing controller.