

С.Н. БАЛЮТА, канд. техн. наук, доц., НУПТ, Киев

СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ НАЖИМНЫХ ВИНТОВ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОЛЩИНЫ ПРОКАТА С УЧЕТОМ ЛЮФТОВ

Синтез нелінійної системи керування положенням натискних гвинтів, який виконаний на основі лінеаризації зворотним зв'язком. При цьому вихідна нелінійна система за допомогою алгебри Лі перетворена в лінійну систему, для якої виконаний синтез оптимального лінійного регулятора стану. Приводяться динамічні характеристики синтезованої системи.

Синтез нелинейной системы управления положением нажимных винтов выполнен на основе линеаризации обратной связью. При этом исходная нелинейная система с помощью алгебры Ли преобразована в линейную систему, для которой выполнен синтез оптимального линейного регулятора состояния. Приводятся динамические характеристики синтезированной системы.

Введение. При создании системы позиционирования нажимных винтов САРТ тонколистового стана горячего проката для обеспечения высокой точности регулирования используют датчик перемещения нажимного винта (датчик положения на стороне нагрузки) и по причине стоимости или особых требований к механической надежности отказываются от применения дополнительного датчика положения на стороне двигателя [1-3]

Постановка проблемы. Исполнительным механизмом САРТ чистовых клетей тонколистового стана горячей прокатки выступают нажимное устройство рабочей клетки. С его помощью устанавливается начальный зазор между валками на прокатку полосы определенного профиляразмера, осуществляется перемещение нажимных винтов при автоматическом регулировании толщины полосы на станах горячей прокатки или регулирование межклетевого натяжения на станах холодной прокатки. К системе регулирования нажимных устройств предъявляют повышенные требования по надежности и быстродействию при недопущении перерегулирования при обработке задания на перемещение. Требование надежности и снижения эксплуатационных затрат обуславливает применение ЭМС переменного тока [4-6]. На точность позиционного регулирования нажимных устройств в значительной степени

вливают упругие свойства нажимного винта, а также наличие люфтов и сухого трения. Указанные обстоятельства обуславливают необходимость синтеза системы управления ЭМС ПРТ с учетом упругих свойств нажимного винта, наличия люфтов и нелинейного трения [6], а также проектирования системы автоматического регулирования толщины полосы (САУ) на базе синтезированной системы управления. При синтезе САУ положения нажимного винта используют двухмассовую модель ЭМС, которая учитывает люфт и сухое трение. Вначале стоит задача выбора соответствующего алгоритма управления. Из-за наличия люфта речь идет об управлении нелинейной системой.

Цель и задачи исследования. Целью статьи является синтез нелинейного управления положением нажимных винтов системы автоматического регулирования толщины проката с учетом люфтов и исследование динамических характеристик синтезированной системы.

Анализ последних публикаций. В последнее время в связи с применением цифровых систем управления широкое распространение получили методы управления с обратной связью по переменным состояния – оптимальные либо модальные регуляторы, которые позволяют существенно улучшить качество управления и снизить динамические нагрузки на элементы механической подсистемы [1-6]. Синтезированные САУ с переменными состояниями и нелинейными элементами в кинематической цепи проверяют на отсутствие автоколебательных режимов (например, с помощью метода гармонического баланса) [5]. Однако синтез систем управления без учета нелинейных элементов не позволяет достигнуть необходимой точности позиционирования, что требует разработки нелинейных регуляторов [5-6]. Один из перспективных методов синтеза систем управления нелинейных систем – это метод точной линеаризации вход-выход [7-9]. Под задачей линеаризации подразумевается нахождение такого нелинейного преобразования управляющих воздействий (алгоритм точной линеаризации) на определенном множестве изменения входных величин на котором система описывается линейной или эквивалентной линейной моделью. В результате коррекции нелинейностей с помощью соответствующих управляющих воздействий нелинейная система получает линейную характеристику вход/выход.

Желаемую динамику регулирования эквивалентной линейной системы обеспечивает регулирование по переменным состояниям. Наличие статических обратных связей регулятора не повышает порядок системы.

Математическая модель САУ. Рассмотрим применение линеаризации обратной связью для управления электроприводом нажимных

винтов.

При применении метода точной линеаризации сигналов вход-выход двухмассовая электромеханическая система описывается с помощью матричной системы уравнений:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(x) + B(x)u; \\ y &= C(x).\end{aligned}$$

Эти уравнения описывают динамику системы и ее выход. Вектор-столбец параметров состояния x определен следующим образом

$$x = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \theta_1 \\ \omega_2 \\ \theta_2 \end{bmatrix}.$$

Матричные векторы $A(x)$ и $B(x)$ представлены нелинейными уравнениями, причем вектор B представлен как постоянный вектор и только формально зависит от x . Функция люфта обозначается как $f_L(\theta_1 - \theta_2)$, а функция трения обозначается как $f_F(\omega_2)$.

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J_1} C_{12} \cdot f_L(\theta_1 - \theta_2) \\ \omega_1 \\ -\frac{1}{J_2} C_{12} \cdot f_L(\theta_1 - \theta_2) - f_F(\omega_2) \\ \omega_2 \end{bmatrix}; \quad B(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Вид выходной матрицы $C(x)$ зависит от того, какой выходной сигнал используется для управления: угол поворота ротора двигателя ϑ_1 или угол поворота выходного вала ϑ_2 . Соответственно получим:

$$\begin{aligned}C(x) &= \theta_1 \\ C(x) &= \theta_2\end{aligned}$$

На первом этапе синтезе регулятора трения в системе не учитывается, так как считается, что воздействие линейной части трения, скорее всего, будет положительным из-за ее смягчающей характеристики [5].

Система содержит одну нелинейность в виде характеристики люфта, которая приближенно описывается с помощью известной функции [7]:

$$\Delta\vartheta^* = f_L(\Delta\vartheta) = \Delta\vartheta - \vartheta_L \cdot th\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_H}\right).$$

Задача точной линеаризации нелинейной модели системы вход-выход формулируется следующем образом [7-9]: найти такое нелинейное преобразование управляющих воздействий (алгоритм точной линеаризации)

$$u = V(x) + L(x)w,$$

при котором на множестве x система линейна или эквивалентна линейной модели. Здесь w – новое управляющее воздействие; V и L – соответственно функции регулирования и фильтрации. При использовании метода точной линеаризации системы вход-выход управляющий сигнал определяют с помощью выражения [9]:

$$u = \frac{1}{L_B L_A^{\rho-1} C(x)} \left(w - \sum_{i=0}^{\rho} k_i L_A^i C(x) \right),$$

где $L_B L_A^{\rho-1}$ и L_A^i – сложные производные Ли соответственно матриц B, A ; ρ – относительная степень системы [8].

Для гладкой функции $\varphi(x)$ и гладкого векторного поля $f(x)$ на множестве $\chi \subset R^n$ производной Ли от скалярной функции $\varphi(x)$ вдоль векторного поля $f(x)$ называется скалярная функция, определенная как

$$L_f \varphi(x) = \frac{\partial \varphi}{\partial x} f(x);$$

для гладких векторных полей $f(x)$ и $g(x)$ на множестве χ производной Ли от вектора $g(x)$ вдоль векторного поля $f(x)$ называется векторное поле, определенное как

$$L_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x);$$

сложной производной Ли называется функция, определенная как

$$L_g L_f = L_g(L_f), \quad L_f^k = L_f(L_f^{k-1}), \quad k = 2, 3, \dots.$$

Подставляя полученные выражения в уравнение системы, получим уравнения системы:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= R(X) + F(X) \cdot w; \\ Y &= C(X), \end{aligned}$$

где $R(X) = A + B \cdot V = R_S + R_N$; $F(X) = BL$.

Таким образом, задача синтеза регулятора сводится к определе-

нию параметров нелинейного регулятора $R_N(X)$, регулятора состояния $R_s(X)$ и фильтра $F(X)$ [8].

В соответствии с алгоритмом точной линейризации вход/выход с помощью фильтра $F(X)$ производится преобразование управляющего сигнала, а функции нелинейного регулятора $R(X)$ состоят в компенсации нелинейности с помощью нелинейного регулятора $R_N(X)$ и регулирования системы по переменным состояниям с помощью регулятора состояния $R_s(X)$. Общая структура регулирования представлена на рис. 1.

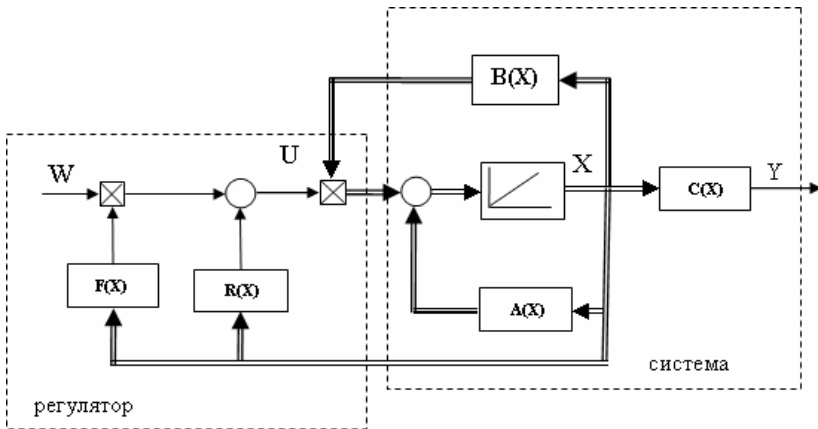


Рис. 1.

Определение параметров фильтра линейризованной системы $F(X)$ и регулятора $R(X)$ производится с использованием относительной степени системы ρ . Можно говорить, что относительная степень ρ системы соответствует минимальному количеству интеграторов, которые должен пройти входной сигнал до выхода. Определение параметров фильтра линейризованной системы $F(X)$ и регулятора $R(X)$ производится с использованием относительной степени системы ρ . Можно говорить, что относительная степень ρ системы соответствует минимальному количеству интеграторов, которые должен пройти входной сигнал до выхода.

Если относительная степень меньше, чем порядок системы, т.е.

размерности исходной и преобразованной систем не совпадают, то соответственно исходная система и линеаризованная ее модель не эквивалентны. Поэтому свойства модели могут отличаться от свойства исходной системы [8].

Относительную степень ρ определяют с помощью выражения [8] исходя из выполнения условий [9]

$$\rho = k + 1,$$

$$L_B \cdot C(X) = L_B L_A^1 \cdot C(X) = \dots = L_B L_A^{\rho-2} \cdot C(X) = 0;$$

$$L_B L_A^{\rho-1} \cdot C(X) \neq 0.$$

Очевидно, что производные Ли и соответственно относительная степень ρ определяются видом выходной матрицы $C(x)$.

Функции фильтра $F(X)$ и регулятора $R(X)$ описываются с помощью уравнений:

$$F(X) = \alpha_0 / G^*(X);$$

$$R(X) = R_N(X) + R_S(X);$$

$$R_N(X) = \frac{L_A^\rho C(X)}{G^*(X)};$$

$$R_S(x) = \frac{\sum_{i=1}^{\rho} ([L_A^{i-1} C(x)] \cdot \alpha_{i-1})}{G^*(x)},$$

где

$$G^*(X) = L_B L_A^{\rho-1} C(X);$$

α_0 – коэффициент характеристического уравнения ЭМС с динамикой, заданной посредством собственных значений; $\alpha_0, \dots, \alpha_{\rho-1}$ – коэффициенты характеристического уравнения системы $\delta(s) = \alpha_0 + \alpha_1 s + \alpha_2 s^2 + \dots + \alpha_{\rho-1} s^{\rho-1} + s^\rho$ [5].

Значения коэффициентов характеристического полинома $\alpha_0 \dots \alpha_{\rho-1}$ системы регулирования определяют путем сравнения характеристического уравнения системы и полинома, заданного с помощью собственных значений системы регулирования.

Выходным сигналом системы позиционирования нажимного винта является угол нагрузки ϑ_2 . Такая система имеет относительную

степень $p = 4$, которая соответствует порядку системы ($n = 4$) [8] и соответственно система не обладает нуль динамикой. Порядок регулятора равняется четырем и для задания желаемой динамики регулятора используют четыре коэффициента характеристического уравнения ($\alpha_0 \dots \alpha_3$). Для упрощения желаемую динамику системы четвертого порядка можно задать характеристиками идентичными двум последовательно соединенных апериодических звеньев второго порядка, которые задаются с помощью собственных частот и коэффициентов затухания (ω_1, d_1 и ω_2, d_2).

Для выходной матрицы $C(X)$, в которой выходным сигналом является угол поворота нагрузки ϑ_2 , получаем функции фильтра и регуляторов:

$$F(x) = \frac{\alpha_0}{C_{J,w}} \cdot \frac{1}{f'_L(\Delta\vartheta)};$$

$$R_N(x) = -J_1 \cdot C_{J,w} \cdot J_\Sigma \cdot f_L(\Delta\vartheta) + J_1 \frac{f''_L(\Delta\vartheta)}{f'_L(\Delta\vartheta)} (\Delta\omega)^2;$$

$$R_S(x) = -J_1 \cdot \alpha_3 \cdot \Delta\omega + J_1 \cdot \alpha_2 \frac{f_L(\Delta\vartheta)}{f'_L(\Delta\vartheta)} + \frac{\alpha_1}{C_{J,w}} \cdot \frac{\omega_2}{f'_L(\Delta\vartheta)} + \frac{\alpha_0}{C_{J,w}} \cdot \frac{\vartheta_2}{f'_L(\Delta\vartheta)},$$

где $f'_L(\Delta\vartheta)$ и $f''_L(\Delta\vartheta)$ – соответственно первая и вторая производные функции приближенного описания люфта; $J_{1,2} = J_1 \cdot J_2$;

$$J_\Sigma = J_1 + J_2; C_{J,w} = \frac{C_{12}}{J_{1,2}}.$$

Общая структура замкнутой САУ контура с нелинейным регулятором положения и обратной связью по переменным состояниям, синтезированной с использованием метода точной линеаризации, показана на рис. 2. Обозначения на схеме: БВФЛ – блок вычисления функций люфта; ПВ – постоянная времени выработки управляющего сигнала; ВЗП – время срабатывания исполнительного органа; ДМС – двухмассовая система. Управляющие сигналы определяются с использованием функции люфта $f_L(\Delta\vartheta)$, ее производных $f'_L(\Delta\vartheta)$ и $f''_L(\Delta\vartheta)$ (рис. 2) и их комбинаций, которые имеют вид:

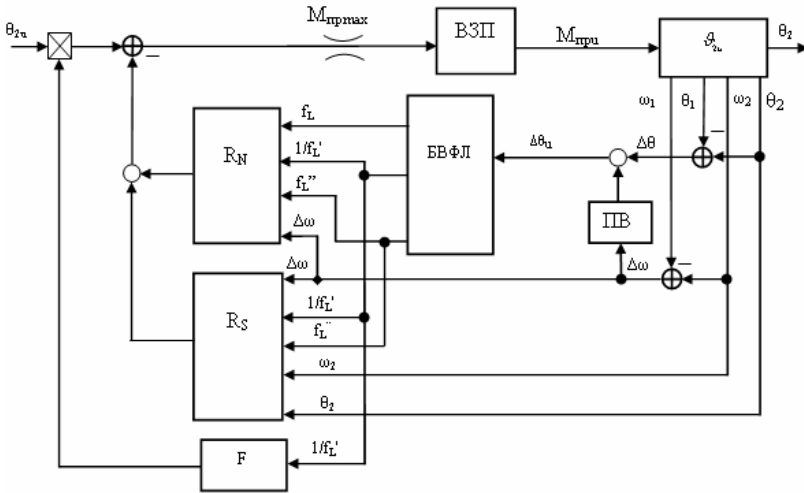


Рис. 2.

$$f'_L(\Delta\vartheta) = th^2\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_L}\right); \quad f''_L(\Delta\vartheta) = \frac{2}{\vartheta_L} th\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_L}\right) \left(1 - th^2\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_L}\right)\right);$$

$$\frac{f_L(\Delta\vartheta)}{f'_L} = \frac{\Delta\vartheta - \vartheta_L th\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_L}\right)}{th^2\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_L}\right)}; \quad \frac{f''_L(\Delta\vartheta)}{f'_L(\Delta\vartheta)} = \frac{2}{\vartheta_L} \left(1 - th^2\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_L}\right)\right);$$

$$\frac{1}{f'_L} = \frac{1}{th^2\left(\frac{\Delta\vartheta}{\vartheta_L}\right)}.$$

Анализ формул для управляющих сигналов САУ показывает, что на формирование управляющего сигнала особое влияние оказывает функция $f'_L(\Delta\vartheta)$. Учитывая, что при $\Delta\vartheta = 0$ эта функция также принимает нулевое значение, существует опасность деления на нуль.

Результаты моделирования. Исследования показали, что: функция люфта $f_L(\Delta\vartheta)$ монотонно возрастает и при $\Delta\vartheta = 0$ имеет точку перегиба; функция $f'_L(\Delta\vartheta)$ все время положительна, вне зоны люфта сходится к 1 и только в точке $\Delta\vartheta = 0$ имеет контакт с нулем; функция

$f''_L(\Delta\vartheta)$ пересекает ось абсцисс при $\Delta\vartheta=0$, а вне области люфта снова стремится к нулю.

Функции люфта, ее производных и их комбинаций приведены на рис. 3. На рис. 3,а $f_L(\Delta\vartheta/\vartheta_L)$ – кривая 1; $f'_L(\Delta\vartheta/\vartheta_L)$ – кривая 2; $f''_L(\Delta\vartheta/\vartheta_L)$ – кривая 3; на рис. 3,б $f_L(\Delta\vartheta)/f'_L(\Delta\vartheta)$ – кривая 1; $f''_L(\Delta\vartheta)/f'_L(\Delta\vartheta)$ – кривая 2; $1/f'_L(\Delta\vartheta)$ – кривая 3.

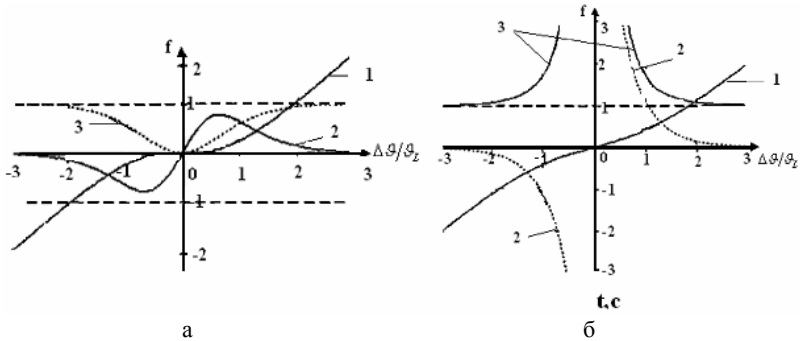


Рис. 3.

Существенной особенностью САУ позиционирования нелинейной системы является влияние комбинации функции аппроксимации люфта $f_L(\Delta\vartheta)$ с ее производными $f'_L(\Delta\vartheta)$ и $f''_L(\Delta\vartheta)$ (рис. 3, б).

Исследования функции $f''_L(\Delta\vartheta)/f'_L(\Delta\vartheta)$ показали, что ее асимптотой выступает ось абсцисс, а в точке $\Delta\vartheta=0$ функция терпит разрыв: слева от $\Delta\vartheta=0$ функция стремится к $-\infty$, а справа к $+\infty$. Эта функция входит только в компенсационную составляющую нелинейного регулятора $R_N(x)$ и ее свойства используются для успешного прохождения механической системой неуправляемой области люфта в точке $\Delta\vartheta=0$. Для этого САУ формирует управляющие воздействия: вначале максимальное отрицательное, а затем положительное. В результате получают характеристики САУ близкие во времени к оптимальным.

Исследования функции $1/f'_L(\Delta\vartheta)$ показали, что вне области люфта она стремится к единице, а при приближении как слева, так и справа к $\Delta\vartheta \rightarrow 0$ происходит скачок функции к $+\infty$. Эта функция

используется для обеспечения работы регулятора состояния $R_S(x)$ и фильтра $F(X)$. Вне зоны люфта указанная функция принимает значение 1 и практически не влияет на работу САУ, а в области люфта напротив имеет максимальное влияние, что позволяет преодолеть ненаблюдаемость подсистемы. В регулятор состояния функция $1/f'_L(\Delta\vartheta)$ входит вместе с переменными состояния системы на стороне нагрузки (ω_2 и ϑ_2), так как на них можно влиять только через приводной механизм, имеющий люфт.

При оценке влияния функций люфта на САУ нужно отметить, что при вхождении системы в область люфта характеристики регулирования определяются действием функций $1/f'_L(\Delta\theta)$ и $f''_L(\Delta\vartheta)/f'_L(\Delta\vartheta)$, которые дополняют друг друга. После прохождения точки $\Delta\vartheta = 0$ функции действуют в противоположных направлениях.

Выводы проведенного исследования, перспективы этого направления. Синтез нелинейной системы управления положением нажимных винтов выполнен на основе линеаризации обратной связью. При этом исходная нелинейная система с помощью алгебры Ли преобразована в линейную систему, для которой выполнен синтез оптимального линейного регулятора состояния.

Для восстановления непосредственно неизмеряемых переменных состояния исходной нелинейной системы на основе нелинейного преобразования с помощью алгебры Ли синтезируется нелинейный наблюдатель состояния.

В результате проведенных исследований динамических характеристик синтезированной системы показано, что система имеет малую чувствительность к изменению параметров люфта, т.к. вариации люфта приводят к незначительным изменениям характеристик системы, замкнутой через регулятор и наблюдатель. При изменении люфта синтезированная система имеет большее перерегулирование, чем при номинальном значении люфта. Изменение угловой скорости двигателя практически совпадает с квазиоптимальным по времени прохождением люфта.

Показано, что для работоспособности синтезированной нелинейной системы, состоящей из нелинейного регулятора, замкнутого через нелинейный наблюдатель, необходимо вводить искусственное положение равновесия. Хотя качество регулирования при этом несколько ухудшается, однако в любых режимах работы система сохраняет устойчивость характеристики и имеет высокую точность в установившихся режимах. Для повышения точности управления целесообразно

использовать измерение положения нажимных винтов на стороне нагрузки, однако это вызывает дополнительные трудности при эксплуатации системы. Использование переменных состояния нагрузки для реализации обратной связи регулятора состояния также позволяет повысить точность управления.

Предложенная система нелинейного управления нажимными винтами с люфтами и нелинейным трением позволяют достигнуть хорошей динамики управления с высокой точностью в установившемся режиме. Для восстановления угла поворота нажимных винтов на стороне нагрузки используется нелинейный наблюдатель. Учет нелинейного трения при синтезе наблюдателя позволяет дополнительно повысить точность наблюдения угловой скорости привода.

Показано, что при возрастании запаздывания в определении угловой скорости вращения нажимных винтов в синтезированной системой ухудшается эффективное прохождение по времени люфтов, что может привести к существенному ухудшению качества регулирования. В этом случае целесообразно использовать предиктивное регулирование.

Список литературы: 1. Finishing mill tension control system in the Mizushima hot strip mill/ *K. Hamada, S. Ueki, M. Shitomi* // Kawasaki steel technical report. – 1985. – №11. – P. 35-43. 2. *Tanimoto S., Hayashi Y., Saito M.* New tension measurement and control system in hot strip finishing mill // Meas. and Contr. Instrum. Iron and Steel Ind. Prod. 5th Process Technical Congress, Detroit / Werrendale, Pa. – 1985. – P. 147-154. 3. *Fukushima Kenya.* Looper optimal multivariable control for hot strip finishing mill //Trans. Iron and Steel Inst. Jap. – 1988. – №6. – P. 463- 469. 4. *Олефир Ф.Ф., Опрышко И.А., Васичкин В.И., Жалнина Д.Ф.* Исследование взаимосвязанной работы САР скорости и натяжения полосы / Анализ систем управления станов горячей прокатки. – К.: Наукова думка, 1970. – 175 с. 5. *Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В.* Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями. – Харьков, УИПА, 2005. – 512 с. 6. *Кузнецов Б.И., Опрышко И.А., Богаенко И.Н.* Автоматизация управления листовыми прокатными станами. – К.: Техника, 1992. – 231 с. 7. *Moller-Pedersen, Martin Pagh Petersen.* Control of Nonlinear Plants. – Vol. 1. – Technical University of Denmark. – 1995. – 192 p. 8. *Slotine J.-J., Li W.* Applied Nonlinear Control. – Prentice Hall, 1991. – 461 p. 9. *Кум Д.П.* Теория автоматического управления. – Т. 2. – Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы: Учеб. пособие. – М.: Физматлит, 2004. – 464 с.

Поступила в редколлегию 15.12.09