ТЕОРІЯ І МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

THEORY AND METHODS OF AUTOMATIC CONTROL

УДК 62-55:681.515

Гостев В. И.

Д-р техн. наук, заведующий кафедрой Государственного университета информационно-коммуникационных технологий, г. Киев

ПРОЕКТИРОВАНИЕ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА ПРИ ИДЕНТИЧНЫХ ГАУССОВЫХ ФУНКЦИЯХ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ

Получены аналитические выражения для управляющих воздействий на выходе нечеткого регулятора при идентичных гауссовых функциях принадлежности, изложены вопросы проектирования нечеткого регулятора и предложена практическая схема нечеткого регулятора.

Ключевые слова: автоматическое управление, нечеткий регулятор, MATLAB, нечеткая логика.

ВВЕДЕНИЕ

Метод проектирования нечетких регуляторов на основе пакета нечеткой логики системы MATLAB достаточно подробно изложен, например, в работах [1, 2]. В работе [3] предложен новый метод проектирования одного класса нечетких регуляторов, основанный на полученных аналитических выражениях для управляющих воздействий на выходе нечеткого регулятора при различных функциях принадлежности с двумя термами. Представлена функциональная схема нечеткого регулятора, на базе которой возможна реализация нечетких регуляторов программным или аппаратным способом. При проектировании нечетких регуляторов предложенным методом нет необходимости в использовании пакета нечеткой логики системы MATLAB, и процедура проектирования нечетких регуляторов упрощается. Нечеткий регулятор представляется в виде последовательного соединения трех блоков (см. рис. 1): 1 – формирователя величин $A(t)$ и $B(t)$, 2 – блока сравнения величин $A(t)$ и $B(t)$ и расчета u_c (u_c – ненормированное управляющее воздействие на выходе нечеткого регулятора на оси универсального множества $U = [0, 1]$), 3 – блока нормировки выходной величины.

Ниже изложено проектирование нечеткого регулятора при идентичных гауссовых функциях принадлежности.

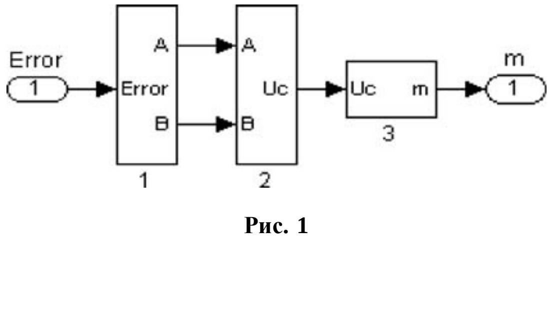


Рис. 1

АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ УПРАВЛЯЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ВЫХОДЕ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА ПРИ ИДЕНТИЧНЫХ ГАУССОВЫХ ФУНКЦИЯХ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ

Рассмотрим нечеткий регулятор, на вход которого поступают ошибка системы θ, первая производная ошибки $\dot{\theta}$ и вторая производная ошибки $\ddot{\theta}$. Нечеткий регулятор практически реализуется на микроЭВМ (или микропроцессоре) и работает в дискретном режиме, поэтому на входе регулятора включается аналого-цифровой преобразователь АЦП, а на выходе – цифроаналоговый преобразователь ЦАП. АЦП квантует непрерывную ошибку системы управления $\theta(t) = u(t) - x(t)$ с шагом квантования h. В качестве первой и второй производных от ошибки вычисляем первую и вторую разность по формулам

$$\left.\begin{aligned} \dot{\theta}(k) &= [\theta(k) - \theta(k-1)]/h; \\ \ddot{\theta}(k) &= [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)]/h = \\ &= [\theta(k) - 2\theta(k-1) + \theta(k-2)]/h^2, \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

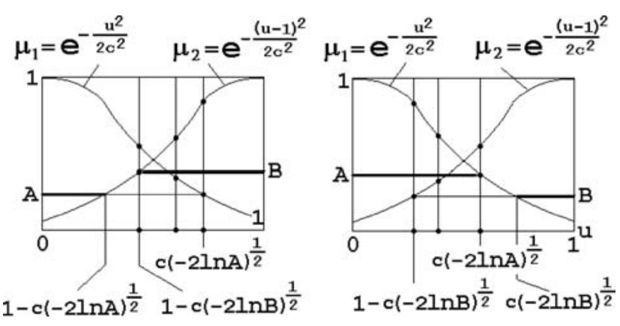
где $\theta(k)$ – квантованная ошибка на выходе АЦП. ЦАП представляет собой, как правило, фиксатор нулевого порядка с передаточной функцией $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$.

Пусть на универсальном множестве $U = [0, 1]$ заданы два нечетких подмножества, функции принадлежностей (ФП) которых для каждой лингвистической величины определяются по формулам (см. рис. 2):

$$\mu_1(u) = \exp\left(-\frac{u^2}{2c^2}\right), \; u \in [0, 1];$$

$$\mu_2(u) = \exp\left[-\frac{(u-1)^2}{2c^2}\right], \; u \in [0, 1].$$

При поступлении на нечеткий регулятор в какой-то фиксированный момент времени значений входных переменных θ^*, $\dot{\theta}^*$ и $\ddot{\theta}^*$ с шагом квантования h осуществляется пересчет входных переменных в переменные u_1^*, u_2^*, u_3^* на универсальном множестве $U = [0, 1]$ и расчет значений ФП для этих переменных (см. рис. 2). Точками на универсальном множестве отмечены возможные для какого-то момента времени значения переменных u_1^*, u_2^*, u_3^*.



а) *б)*

Рис. 2

Для упрощения нормировки (пересчета значений сигналов в значения элементов единого универсального множества) диапазоны изменения входных сигналов (параметров нечеткого регулятора) принимаем симметричными:

$$A_m = \theta_{\max} = -\theta_{\min}, \quad B_m = \dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min},$$
$$C_m = \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min}.$$

Тогда формулы для нормировки (пересчета) принимают вид

$$\left.\begin{aligned} u_1^* &= (\theta^* + A_m)/(2A_m); \\ u_2^* &= (\dot{\theta}^* + B_m)/(2B_m); \\ u_3^* &= (\ddot{\theta}^* + C_m)/(2C_m). \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Лингвистическое правило управления нечеткого регулятора формулируется в виде

$$\text{Если } (\theta^* = a_1^j) \text{ и } (\dot{\theta}^* = a_2^j) \text{ и } (\ddot{\theta}^* = a_3^j),$$
$$\text{то } (m^* = a_c^j), \; j = \overline{1, 2}, \quad (3)$$

где a_1^j, a_2^j и a_3^j – лингвистические оценки ошибки, первой производной ошибки и второй производной ошибки, рассматриваемые как нечеткие терм-множества, определенные на универсальном множестве, $j = \overline{1, 2}$; a_c^j – лингвистические оценки управляющего воздействия на объект, выбираемые из терм-множества переменной m. Лингвистические оценки выбираются из терм-множеств лингвистических переменных θ^*, $\dot{\theta}^*$, $\ddot{\theta}^*$ и m^*:

$$a_i^j \in \{\text{отрицательная (1), положительная (2)}\}.$$

В соответствии с лингвистическими правилами управления функция принадлежности управляющего воздействия $\mu_c^1(u)$ нечеткому множеству «отрицательный» ограничена сверху значением

$$A = \min[\mu_1(u_1^*), \mu_1(u_2^*), \mu_1(u_3^*)]; \quad (4)$$

функция принадлежности управляющего воздействия $\mu_c^2(u)$ нечеткому множеству «положительный» ограничена сверху значением

$$B = \min[\mu_2(u_1^*), \mu_2(u_2^*), \mu_2(u_3^*)]. \quad (5)$$

Результирующая функция принадлежности для управляющего воздействия получается формированием максимума

$$\mu_c(u) = \max[\mu_c^1(u), \mu_c^2(u)]. \quad (6)$$

Для определения конкретного значения управляющего воздействия m^* формируется «результирующая фигура», ограниченная результирующей ФП, и производится поиск абсциссы «центра тяжести результирующей фигуры» u_c.

Какие бы значения ни принимали переменные u_1^*, u_2^*, u_3^* на универсальном множестве $U = [0, 1]$ в зависимости от соотношений величин A и B «результирующая фигура» может принимать только две конфигурации: при $A \le B$ первая конфигурация показана на рис. 2, *а*; при $A \ge B$ вторая конфигурация показана на рис. 2, *б*.

Общая формула для определения абсциссы «центра тяжести результирующей фигуры» записывается в виде

$$u_c = \int_0^1 u\mu(u)du \Big/ \int_0^1 \mu(u)du. \qquad (7)$$

Абсцисса «центра тяжести результирующей фигуры» при $A \le B$ определяется по формуле

$$u_c = \frac{\frac{A}{2} - cA\sqrt{-2\ln A} + cB\sqrt{-2\ln B} + c\sqrt{\frac{\pi}{2}}[\mathrm{erf}(\sqrt{-\ln A}) - \mathrm{erf}(\sqrt{-\ln B})] - c^2(B - A + A\ln A - B\ln B)}{A - cA\sqrt{-2\ln A} + cB\sqrt{-2\ln B} + c\sqrt{\frac{\pi}{2}}[\mathrm{erf}(\sqrt{-\ln A}) - \mathrm{erf}(\sqrt{-\ln B})]} \text{ при } A \le B. \qquad (8)$$

Абсцисса «центра тяжести результирующей фигуры» при $A \ge B$ определяется по формуле

$$u_c = \frac{\frac{B}{2} - c^2(B - A + A\ln A - B\ln B)}{B + cA\sqrt{-2\ln A} - cB\sqrt{-2\ln B} + c\sqrt{\frac{\pi}{2}}[\mathrm{erf}(\sqrt{-\ln B}) - \mathrm{erf}(\sqrt{-\ln A})]} \text{ при } A \ge B. \qquad (9)$$

Полученное значение u_c затем преобразуется в значение управляющего воздействия на объект управления (при симметричном диапазоне изменения выходного сигнала $D_m = m_{\max} = -m_{\min}$):

$$m^* = m_{\min}(1 - 2u_c) = 2D_m u_c - D_m. \qquad (10)$$

В качестве примера приведем следующие результаты расчетов.

При $A = 0{,}02$, $B = 0{,}4$, $c = 0{,}3 \Rightarrow u_c = 0{,}695$. При $A = 0{,}4$, $B = 0{,}02$, $c = 0{,}3 \Rightarrow u_c = 0{,}305$.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА С ИДЕНТИЧНЫМИ ГАУССОВЫМИ ФУНКЦИЯМИ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ

Выполненная с использованием интерактивной системы MATLAB принципиальная схема нечеткого регулятора с идентичными гауссовыми функциями принадлежности представлена на рис. 3.

Формирователь величин $A(t)$ и $B(t)$ реализован на основе формул (1), (2), (4) и (5). Элементами ограничения (Saturation) моделируем универсальное множество $U = [0, 1]$, на которое поступают переменные u_i, $i = 1, 2, 3$. В блоках Fcn, Fcn1, Fcn2 записываем аналитические выражения для функций принадлежности $\mu_1(u)$, а в блоках Fcn3, Fcn4, Fcn5 – аналитические выражения для функций принадлежности $\mu_2(u)$. На выходе блоков Fcn, Fcn1, Fcn2 получаем переменные $\mu_2(u_i)$ (соответственно $\mu_1(u_1)$, $\mu_1(u_2)$, $\mu_1(u_3)$), а на выходе блоков Fcn3, Fcn4, Fcn5 получаем переменные $\mu_2(u_i)$ (соответственно $\mu_2(u_1)$, $\mu_2(u_2)$, $\mu_2(u_3)$).

Блок сравнения величин $A(t)$ и $B(t)$ и расчета u_c (отдельно показан на рис. 4) реализован на основе формул (8) и (9). На выходе верхнего сумматора формируется числитель, а на выходе нижнего сумматора формируется знаменатель выражения (8) и на выходе делителя Product4 формируется величина u_c при $A \le B$. Аналогичным способом на выходе верхнего сумматора формируется числитель, а на выходе нижнего сумматора формируется знаменатель выражения (9) и на выходе делителя Product5 формируется величина u_c при $A \ge B$. Переключатель Switch замыкает верхний контакт при условии $A \le B$ (когда на среднем контакте сигнал положительный, в блоке Switch параметр Threshold = 0,000001). При условии $A \ge B$, когда на среднем контакте переключателя Switch сигнал отрицательный, переключатель замыкает нижний контакт. На выходе переключателя Switch получаем значение u_c.

В средстве моделирования и исследования систем управления с обратной связью Simulink функция erf в блоке User-Defined Functions моделируется не блоком Fcn, а блоком MATLAB Fcn, поэтому блок сравнения величин A и B и расчета u_c, показанный на рис. 3, представлен моделью с блоками MATLAB Fcn1 – MATLAB Fcn8, в которых записаны те же выражения, что и в соответствующих блоках на рис. 4.

Функции принадлежности в формирователе величин $A(t)$ и $B(t)$ называются *входными*, а в блоке сравнения величин $A(t)$ и $B(t)$ и расчета u_c называются *выходными*. Для данного регулятора эти функции идентичны.

Блок нормировки выходной переменной реализован на основе формулы (10).

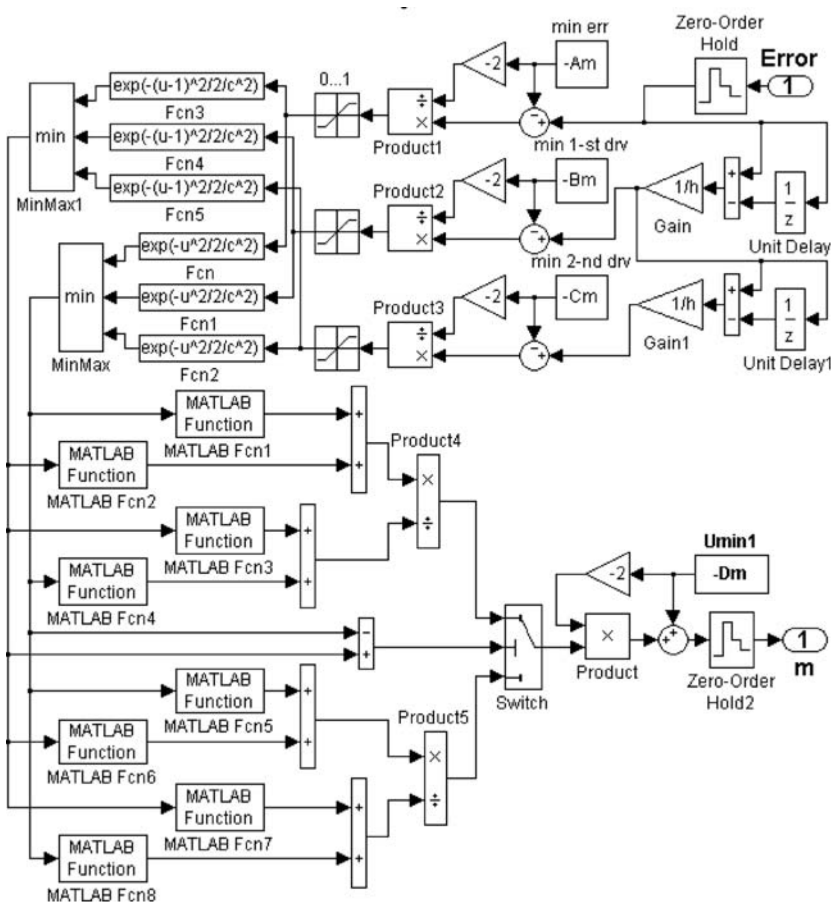


Рис. 3

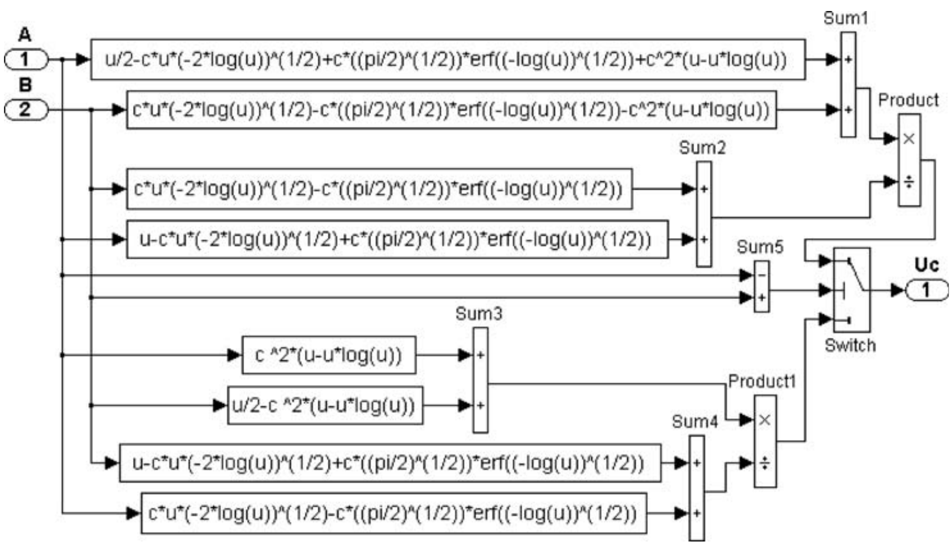


Рис. 4

ЛОГИКА РАБОТЫ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА

Логика работы нечеткого регулятора (см. рис. 3) для фиксированного момента времени отображена на рис. 5.

В формирователе величин $A(t)$ и $B(t)$ на входе нечеткого регулятора ошибка системы (Error) θ^* квантуется АЦП (Zero-Older Hold), вычисляются первая (1-st drv) $\dot{\theta}^*$ и вторая (2-nd drv) $\ddot{\theta}^*$ разности от ошибки с шагом квантования h, и значения входных переменных θ^*, $\dot{\theta}^*$ и $\ddot{\theta}^*$ пересчитываются в переменные u_1^*, u_2^*, u_3^* по формулам (2). Производится расчет значений *входных* функций принадлежности (см. рис. 5, *а*, *б*)

$$\mu_1(u) = \exp\left(-\frac{u^2}{2c^2}\right),\ u \in [0, 1];$$

$$\mu_2(u) = \exp\left[-\frac{(u-1)^2}{2c^2}\right],\ u \in [0, 1].$$

для переменных u_1^*, u_2^*, u_3^* и на выходе блоков MinMax и MinMax1 на основе алгоритма Мамданиопределяются соответственно величины A и B по формулам (4), (5).

Величины A и B поступают на блок сравнения величин $A(t)$ и $B(t)$ и расчета u_c, в котором производится расчет ненормированного выхода регулятора по формулам (8) и (9) для *выходных* функций принадлежности, которые идентичны *входным* (см. рис. 5, *в*, *г*). Далее полученное значение u_c в блоке нормировки выходной переменной пересчитывается в выходное напряжение регулятора по формуле (10).

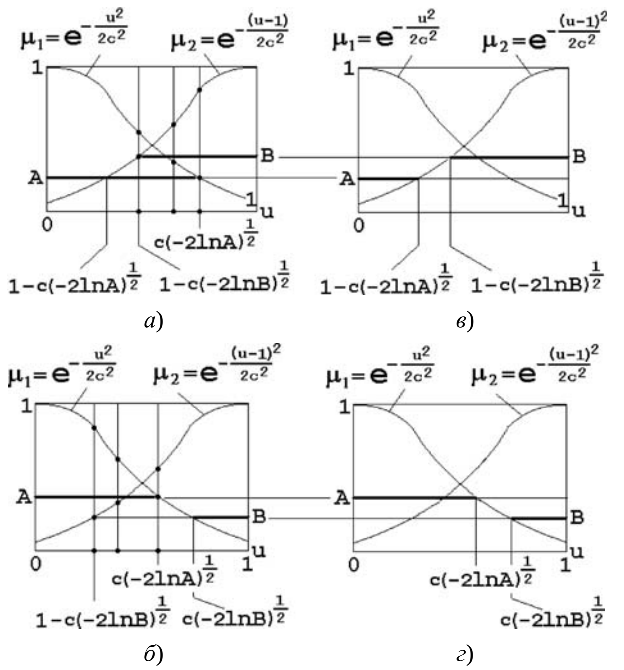


Рис. 5

В динамике на выходе блоков Product, Product1, Product2 структурной схемы формирователя величин $A(t)$ и $B(t)$ получаем переменные u_i (соответственно u_1, u_2, u_3). Выражения (4) и (5) на каждом шаге h вычисляются в блоках MinMax и MinMax1, на выходе которых получаются значения переменных $A(t)$ и $B(t)$, и в блоке сравнения по формулам (8) и (9) вычисляются значения переменной $u_c(t)$, которые преобразуется блоком нормировки выходной переменной в значение управляющего воздействия на объект управления $m(t)$.

В схеме формирователя величин $A(t)$ и $B(t)$ при настройке нечеткого регулятора перестраиваются граничные значения диапазонов $A_m = \theta_{\max} = -\theta_{\min}$, $B_m = \dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min}$, $C_m = \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min}$. В блоке нормировки выходной переменной перестраиваются граничные значения диапазона $D_m = m_{\max} = -m_{\min}$.

ВЫВОД

Изложенные теория и практическая схема нечеткого регулятора с идентичными гауссовыми функциями принадлежности дают возможность использовать такой регулятор в различных системах автоматического управления и путем настройки параметров регулятора добиваться высокого качества систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Дьяконов, В.* Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник / Дьяконов В., Круглов В. – СПб. : Питер, 2001. – 480 с.
2. *Гостев, В. И.* Синтез нечетких регуляторов систем автоматического управления / Гостев В. И. – К. : Радіоаматор, 2005. – 708 с.
3. *Гостев, В. И.* Новый метод проектирования одного класса нечетких цифровых регуляторов / Гостев В. И. // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 6. – С. 73–84.

Надійшла 16.09.2010

Гостєв В. І.

ПРОЕКТУВАННЯ НЕЧІТКОГО РЕГУЛЯТОРА ПРИ ІДЕНТИЧНИХ ГАУССОВИХ ФУНКЦІЯХ ПРИНАЛЕЖНОСТІ

Отримано аналітичні вирази для керуючих впливів на виході нечіткого регулятора при ідентичних гауссових функціях приналежності, викладено питання проектування нечіткого регулятора та запропоновано практичну схему нечіткого регулятора.

Ключові слова: автоматичне керування, нечіткий регулятор, MATLAB, нечітка логіка.

Gostev V. I.
DESIGNING OF A FUZZY CONTROLLER AT IDENTICAL GAUSS MEMBERSHIP FUNCTIONS
Analytical expressions for control actions at the fuzzy controller output at identical gauss membership functions have been obtained, fuzzy controller designing procedure is described, and the practical scheme of a fuzzy controller is proposed.
Key words: automatic control, fuzzy controller, MATLAB, fuzzy logic.

УДК 62-50

Кудин В. Ф.[1], Колесниченко С. П.[2]

[1]Д-р техн. наук, профессор Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт»
[2]Канд. техн. наук, старший преподаватель Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт»

СУБОПТИМАЛЬНОЕ НЕЛИНЕЙНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПО КРИТЕРИЮ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА БЕЛЛМАНА – ЛЯПУНОВА

Рассматривается общетеоретическая задача синтеза субоптимального нелинейного управления на примере двухмассовой электромеханической системы управления крановым механизмом передвижения с учетом гашения колебаний транспортного груза. Задача решается на базе метода Беллмана – Ляпунова с использованием концепции «инвариантного погружения» по критерию быстродействия. Проведено исследование динамики замкнутой системы с синтезированным субоптимальным регулятором.

Ключевые слова: электромеханическая система, аналитическое конструирование регуляторов, критерий быстродействия, нелинейное управление, метод Беллмана – Ляпунова.

ВВЕДЕНИЕ

Задачи синтеза алгоритмов управления, оптимальных по быстродействию, остаются актуальными для проектирования автоматических систем управления различными транспортными механизмами производственных цехов, следящих систем различного назначения, систем управления колебаниями, манипуляторами и др. [1–4]. Известно, что в практике проектирования систем максимального быстродействия синтез алгоритмов выполняется, как правило, методом фазовой плоскости. Возможности применения этого метода ограничены объектами третьего порядка, передаточные функции которых не имеют комплексно-сопряженных полюсов, а фазовые траектории являются монотонными кривыми.

В настоящее время уделяется большое внимание проблеме синтеза оптимального управления двухмассовой электромеханической системой (ЭМС) механизма перемещения крана с гашением колебаний подвешенного груза [1]. При этом рассматривается довольно широкий спектр математических моделей управляемой ЭМС, которая учитывает нелинейность объекта управления и электромагнитную инерционность электропривода. Математические модели подобных управляемых систем наряду с апериодическими звеньями зачастую содержат и колебательные. Синтез оптимальных по быстродействию управлений такими системами, как показывают выполненные в [5, 6] исследования, представляют трудную, возможно, даже неразрешимую задачу.

В целом исследуемая модель ЭМС является нелинейной по переменным состояния и управляющему воздействию. Кроме того, минимизируемые функционалы, используемые при построении оптимальных двухмассовых ЭМС, являются, обычно, неквадратичными, что усложняет процедуру аналитического конструирования оптимальных регуляторов (АКОР).

В данной статье предлагается приближенное решение нелинейной задачи АКОР по быстродействию на основе метода Беллмана – Ляпунова в сочетании с концепцией «инвариантного погружения» [7–10]. Метод обладает вычислительной эффективностью и легко распространяется на нелинейные системы высокой размерности.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задана математическая модель колебаний подвешенного груза в виде консервативного звена с электроприводом, создающим динамический момент (рис. 1) [3].

На рис. 1 используются следующие обозначения: m_1 – масса тележки (моста); m_2 – масса груза; φ – угол отклонения груза от вертикали; F – динамическое усилие, приложенное к тележке (мосту); M – динамический момент електропривода; ρ – радиус приведения.