Раздел II. Системы управления и моделирования

УДК 007.52:629.3.05 DOI 10.18522/2311-3103-2023-1-110-123

А.Р. Гайдук, В.Х. Пшихопов, М.Ю. Медведев, В.Г. Гисцов, А.Э.А. Кабалан

СИНТЕЗ ГИБРИДНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ НЕАФФИННЫМИ ОБЪЕКТАМИ*

В теории автоматического управления актуальной проблемой является разработка методов синтеза неаффинных по управлению систем. В таких системах управление воздействует на вход объекта нелинейно, поэтому оно влияет на переменные состояния не аддитивно. Целью данной статьи является разработка метода синтеза, который обеспечивает устойчивость нулевого положения равновесия замкнутой неаффинной системы управления в некоторой области. Рассматриваются объекты, описываемые нелинейными системами дифференциальных уравнений, с одним управлением и одним выходом. Введено ограничение, заключающееся в дифференцируемости правых частей дифференциальных уравнений по всем переменным состояния. Поставлена задача синтеза управления в виде функции задающего воздействия, вектора переменных состояния и значений управления в предыдущие моменты времени. Данная задача решается с использованием квазилинейной модели объекта управления. Как известно, такая модель позволяет сохранить все особенности нелинейных уравнений объектов без их упрощения. В квазилинейном представлении матрицы и векторы являются функциями переменных состояния объекта управления. Управление находится с применением алгебраического полиномиально-матричного метода. Данный метод позволяет найти управление при выполнении условия управляемости объекта в виде неравенства. В данной статье приводятся расчетные соотношения для вычисления управления в соответствии с полиномиально-матричным методом. На основе заданных коэффициентов желаемого полинома в результате решения алгебраической системы уравнений находятся коэффициенты управления, являющиеся функцией управления и переменных состояния. При этом выполнение условия управляемости гарантирует существование решения указанной алгебраической системы. Найдено выражение, позволяющее вычислить управление по найденным коэффициентам. В статье также найдено условие возможности обеспечения ненулевого значения выходной управляемой величины нелинейной гурвицевой системы в установившемся режиме. При этом условии может быть обеспечено и нулевое значение статической ошибки по задающему воздействию. Далее предлагается преобразование полученного непрерывного управления в дискретное, которое реализуется в цифровом вычислителе. В статье также приводится численный пример синтеза системы управления неаффинным объектом второго порядка, а также результаты моделирования замкнутой системы. Приведенный пример подтверждает полученные теоретические результаты. Таким образом, предложенный подход позволяет синтезировать устойчивые гурвицевые системы управления неаффинными объектами с применением алгебраического полиномиально-матричного метода при достаточно малых периодах дискретизации переменных объекта управления и малых модулях корней характеристического полинома матрицы замкнутой системы в её квазилинейной модели.

Нелинейная система; неаффинный по управлению объект; квазилинейная модель; полиномиально-матричный метод; условие управляемости; статическая ошибка.

* Работа выполнена при поддержке программы «Приоритет 2030», реализуемой в Южном федеральном университете, проект СП02/S4_0708Приоритет_06.

A.R. Gaiduk, V.Kh. Pshikhopov, M.Yu. Medvedev, V.G. Gistsov, A.E.A. Kalaban

DESIGN OF HYBRID CONTROL SYSTEM FOR NONAFFINE OBJECTS

In the theory of automatic control, an urgent problem is the development of design methods by nonaffine control systems. In such systems, the control affects the input of the plant nonlinearly, so it affects the state variables non-additively. The purpose of this article is to develop a design method that ensures the stability of the zero equilibrium position of a closed control system in a certain area. The object described by a nonlinear system of differential equations with one control is considered. A restriction is introduced, consisting in the differentiability of the right part of the differential equations for all state variables. The task of designing control in the form of a function of the reference signal, a vector of state variables and control values at previous points in time is set. This problem is solved using a quasilinear model of the control plant. This model of description allows you to preserve all the features of a nonlinear plant without simplifying them. In the quasilinear model, matrices and vectors are functions of the variables of the state of the control plant. The control is performed using an algebraic polynomial matrix method. This method allows you to find control when the control condition of the plant are met in the form of inequalities. This article presents the expressions for calculating the control according to the polynomial matrix method. Based on the given coefficients of the desired polynomial, as a result of solving an algebraic system of equations, coefficients are found that are a function of control and state variables. At the same time, the fulfillment of the controllability condition guarantees the existence of a solution of the specified algebraic system. An expression has been found that allows calculating the control by the coefficients found. The article also finds a condition for the possibility of providing a non-zero value of the output controlled quantity of a nonlinear Hurwitz system in a steady-state mode. Under this condition, a zero value of the static error for the setting effect can also be provided. Further, the transformation of the obtained continuous control into a discrete one is proposed, which is implemented in a digital computer. The article also provides a numerical example of the control design of a second-order nonlinear control and the results of modeling a closed nonaffine system. The given example confirms the theoretical results obtained. Thus, the proposed approach makes it possible to design stable Hurwitz control systems for nonaffine objects using the algebraic polynomial matrix method with sufficiently small sampling periods of variables of the control object and small modules of the roots of the characteristic polynomial of the matrix of a closed system in its quasilinear model.

Nonlinear system; nonaffine control plant; quasilinear model; polynomial matrix method; controllability condition; static error.

Введение. Нелинейные объекты управления характеризуются большим разнообразием нелинейных характеристик, в частности, это приводит к одной из трудных задач теории управления – синтезу систем управления неаффинными по управлению объектами [1–4]. В уравнения таких объектов управление входит нелинейно, причем влияние управляющего воздействия на производные переменных состояния объекта не является аддитивным. К таким объектам относятся подводные аппараты, надводные суда, летательные аппараты, мобильные роботы и др. [2, 4, 5].

Для синтеза систем управления неаффинными объектами используются различные подходы. Чаще всего применяются блочный подход с использованием разрывных управлений [2], системы со скользящими режимами [3], принцип максимума, приводящий к программному кусочно-постоянному или же к оптимальному по быстродействию управлению [6, 7].

В работе [2] рассматривается проблема синтеза управления неаффинными объектами в условиях неопределенности описывающих их математических моделей. Отмечается, что решение указанной задачи методами структурного синтеза [8] или бэкстеппинга [9] приводит к сложным выражениям для получаемых управлений. В этой связи в работе [2] предлагается метод, основанный на скользящих режимах [10–12] и позволяющий получить управление более простой структуры. В статье [12] получены расчетные выражения для управления, вычисляемого по выходу, и показана ограниченность ошибки и переменных состояния. Существенным недостатком систем с переменной структурой является необходимость высокочастотных переключений приводов в режимах насыщения. Такие режимы требуют применения специальных приводов и могут быть трудны в реализации, т.к. частота переключения в таких системах ограничена инерционными свойствами приводов.

В работах [6, 7] предлагается метод управления объектами с блочной структурой [11], для которых на основе принципа максимума [13, 14] получено кусочно-постоянное управление, которое затем аппроксимируется близкой к нему непрерывной функцией. Это позволяет сохранить робастность системы и не использовать скользящие режимы. В работах [6, 7] также получены условия управляемости и устойчивости в виде неравенств, соответствующих [15]. Однако в работах [6, 7] не исследуется вопрос влияния аппроксимации функции «сигнум» непрерывной функцией на степень оптимальности получаемой системы. Управление получено в непрерывном виде и его реализация в цифровой форме не рассмотрена.

В данной работе для решения проблемы синтеза систем управления неаффинными объектами предлагается применить алгебраический полиномиально-матричный (АПМ) метод синтеза на основе квазилинейных моделей [16]. Эти модели легко строятся аналитическим или численным методом [17], если нелинейности объекта являются дифференцируемыми, и позволяют найти управление, обеспечивающее устойчивость, требуемое быстродействие и другие показатели качества процесса управления. Ниже будет показано, что это управление легко реализуется при использовании цифровых средств автоматизации, практически, без потери точности и качества нелинейной системы управления. В результате образуется гибридная система управления, включающая непрерывный неаффинный объект управления и дискретное устройство управления.

I. Постановка задачи. Пусть нелинейный неаффинный объект с одним управлением и одной управляемой переменной описывается дифференциальным уравнением вида:

$$\dot{x} = \zeta(x, u, f), \quad y = \psi(x), \tag{1}$$

где $x = [x_1 \ x_2 \dots x_n]$ – n-вектор переменных состояния; $\zeta(x, u, f)$ – нелинейная n-вектор-функция, дифференцируемая по всем переменным x_i, $i = \overline{1, n}$, а также по u и f, причем $\zeta(\mathbf{0}, 0, 0) = 0$; u – управление; f – внешнее возмущение; y – управляемая переменная; $\psi(x)$ – скалярная функция, также дифференцируемая по всем переменным x_i; вектор состояния x предполагается измеряемым; $\mathbf{0}$ – нулевой n-вектор.

Задача заключается в определении управления, как функции задающего воздействия $g = g(t)$, вектора состояния x и возможно управления. Это управление должно обеспечивать устойчивость системы; нулевое значение статической ошибки $\varepsilon(t) = g(t) - y(t)$ при $t \to \infty$. Длительность переходного процесса $t_{пп}$ по задающему воздействию $g(t) = g_0 1(t)$ при нулевых начальных условиях должна быть не более заданного значения $t_{пп}^*$. Здесь g_0 такое значение, при котором модуль управления $u = u(x)$ не превышает допустимых значений.

Отметим, что поскольку объект управления нелинейный, то возможность обеспечения устойчивости положения $x = 0$ системы управления в целом или в некоторой области её пространства состояний, заранее указать невозможно, так как это существенно зависит от свойств нелинейностей из уравнения (1) каждого конкретного объекта [16, 17].

II. Решение задачи. Так как вектор-функция $\zeta(x, u, f)$ является дифференцируемой, причем $\zeta(\mathbf{0}, 0, 0) = 0$, то уравнения (1) можно представить следующей квазилинейной моделью:

$$\dot{x} = A(x)x + b(x, u)u + b_f(x, u, f) f, \quad y = c^T(x)x, \tag{2}$$

где

$$A(x)=\begin{bmatrix} a_{11}(x) & a_{12}(x) & \dots & a_{1n}(x) \\ a_{21}(x) & a_{22}(x) & \dots & a_{2n}(x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1}(x) & a_{n2}(x) & \dots & a_{nn}(x) \end{bmatrix},\ b(x,u)=\begin{bmatrix} b_1(x,u) \\ b_2(x,u) \\ \vdots \\ b_n(x,u) \end{bmatrix},\ b_f(x,u,f)=\begin{bmatrix} b_{1f}(x,u,f) \\ b_{2f}(x,u,f) \\ \vdots \\ b_{nf}(x,u,f) \end{bmatrix},$$

$$c^T(x)=[c_1(x)\ c_2(x)\ \dots\ c_n(x)]. \qquad (3)$$

Функциональные коэффициенты в (2) и (3) при получении их аналитическим методом [17, 18] определяются выражениями:

$$a_{ij}(x)=\int_0^1 \zeta'_{ij}(x_1,\dots,x_{j-1},\theta x_j,\mathbf{0}_{n-j};0,0)d\theta,\ \ b_i(x,u)=\int_0^1 \zeta'_{iu}(x;\theta u,0)d\theta,$$

$$b_{if}(x,u,f)=\int_0^1 \zeta'_{if}(x;u,\theta f)d\theta,\ \ c_j(x)=\int_0^1 \psi'_j(x_1,\dots,x_{j-1},\theta x_j,\mathbf{0}_{n-j})d\theta, \qquad (4)$$

где $\zeta'_{ij}(x;u,f)=\partial\zeta_{ij}(x;u,f)/\partial x$; $\zeta'_{iu}(x;u,f)=\partial\zeta_i(x;u,f)/\partial u$; $\zeta'_{if}(x;u,f)=\partial\zeta_i(x;u,f)/\partial f$; $\psi'_j(x)=\partial\psi_j(x)/\partial x$; $\mathbf{0}_{n-j}$ – последовательность 0, …, 0, содержащая $n-j$ нулей.

Подчеркнём, что квазилинейная модель (2) – (4) описывает нелинейный объект (1) совершенно точно, т.е. с сохранением всех его нелинейных особенностей. Выражения для определения коэффициентов из выражений (2) и (3) численным методом можно найти в [17]; однако в этом случае модель (2) – (3) становится дискретно-непрерывной и описывает нелинейный объект (1) приближённо. В выражениях (2) – (3) неаффинность по управлению рассматриваемого объекта (1) проявляется в том, что вектор входа $b(x,u)$ зависит от управления u.

Как видно, уравнения (2) по форме аналогичны уравнениям одномерных линейных объектов управления [19] за исключением того, что матрица и векторы в этих уравнениях являются нелинейными функциями переменных объекта, именно поэтому они были названы квазилинейной моделью [20, 21].

Отметим, что при $f=f(t)\equiv 0$ и $\partial^2\zeta_{iu}(x;u)/\partial u^2=0$ вектор $b(x)$, как и матрица $A(x)$, зависят только от вектора состояния. Такие модели (2) в западной литературе называются «state-dependent coefficient (SDC)» [22, 23], при этом метод построения матрицы $A(x)$ и вектора $b(x)$ в этих работах, как правило, не освещается.

Как и в линейном случае, задача синтеза здесь имеет решение, если квазилинейная модель (2) удовлетворяет условию управляемости, которое имеет вид

$$|\det U(x,u)|\ge \varsigma_1>0,\quad x\in\Omega_U,\quad u\in I_u, \qquad (5)$$

где $\varsigma_1>0$ – некоторое, не слишком малое число; Ω_U – некоторая область пространства состояний R^n, включающая точку $x=\mathbf{0}$, и в которой выполняется условие (5); I_u – интервал допустимых значений управления u; функциональная матрица управляемости $U(x,u)$ определяется выражением

$$U(x,u)=[b(x,u)\ \ A(x)b(x,u)\ \dots\ A^{n-1}(x)b(x,u)]. \qquad (6)$$

Синтез системы управления неаффинным объектом (1) на основе квазилинейной модели (2) – (4) при выполнении условия (5) удобно осуществить алгебраическим полиномиально-матричным (АПМ) методом [16], при котором закон управления ищется в виде

$$u=u(x)=h_0 g-h^T(x)x=h_0 g-[h_1(x)x_1+h_2(x)x_2+\dots+h_n(x)x_n], \qquad (7)$$

т.е. в виде управления по воздействию и состоянию [24].

Для вывода расчетных соотношений в данном случае, подставим управление (7) в первое уравнение (2) с учетом второго уравнения (2) и приведем подобные члены; в результате получим

$$\dot{x} = D(x)x + b(x,u)h_0 g + b_f(x,u,f)f\,, \quad y = c^T(x)x\,, \tag{8}$$

где

$$D(x) = A(x) - b(x,u)h^T(x)\,. \tag{9}$$

Характеристический полином $D(p,x)$ = det[pE – $D(x)$] матрицы $D(x)$ (9) по формуле (П.25) из [25, с. 233] можно представить в виде

$$D(p,x) = A(p,x) + \sum\nolimits_{i=1}^{n} h_i(x)V_i(p,x,u)\,, \quad A(p,x) = \det[pE - A(x)], \tag{10}$$

где

$$V_i(p,x,u) = \mathrm{e}_i\left(\mathrm{adj}[pE - A(x)]\right)b(x,u) = \sum\nolimits_{j=0}^{n-1} v_{ij}(x,u)p^j\,, \quad i = \overline{1,\ n}\,, \tag{11}$$

e_i – i-я строка единичной $n \times n$-матрицы E. Зависимость коэффициентов $v_{ij}(x,u)$ полиномов (11) от управления u также является следствием неаффинности по управлению объекта (1).

Замечание. Матрица $D(x)$ (9) входит в уравнение квазилинейной модели (8) замкнутой системы (1), (7), но для краткости будем называть её системной матрицей.

В соответствии с методом АПМ функциональный полином $D(p,x)$ в первом выражении (10) заменяется гурвицевым полиномом $D^*(p)$, который имеет постоянные, вещественные и различные корни λ_j^*, т.е.

$$D^*(p) = \prod\nolimits_{j=1}^{n}(p - \lambda_j^*) = p^n + \delta_{n-1}^* p^{n-1} + \ldots + \delta_1^* p + \delta_0^*\,, \tag{12}$$

где $\lambda_j^* < -\varsigma_2 < 0$; $\left|\lambda_j^* - \lambda_l^*\right| > \varsigma_3$, $j \ne l$, $j,l = \overline{1,\ n}$, $\varsigma_2 > 0$, $\varsigma_3 > 0$ [18, 20].

Выполнив в равенстве (10) указанную замену и перенеся полином $A(p,x)$ в его левую часть, получим полиномиальное уравнение относительно коэффициентов $h_i(x)$ из выражения (7):

$$\sum\nolimits_{i=1}^{n} h_i(x)V_i(p,x,u) = R(p,x)\,, \tag{13}$$

где

$$R(p,x) = D^*(p) - A(p,x) = \sum\nolimits_{j=0}^{n-1} \rho_j(x)p^j\,. \tag{14}$$

Решение полиномиального уравнения (13) целесообразно получить путем перехода к эквивалентной ему системы алгебраических уравнений [16, 20], которая в данном случае имеет вид

$$\begin{bmatrix} v_{1,0} & v_{2,0} & \cdots & v_{n,0} \\ v_{1,1} & v_{2,1} & \cdots & v_{n,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_{1,n-1} & v_{2,n-1} & \cdots & v_{n,n-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_0 \\ \rho_1 \\ \vdots \\ \rho_{n-1} \end{bmatrix}. \tag{15}$$

Отметим, что многие коэффициенты в системе (15) в данном случае являются функциями вектора x и управления u, но для краткости записи аргументы этих коэффициентов в (15) опущены. Подчеркнём также, что существование решения системы (15) гарантируется выполнением условия управляемости (5).

Решение системы (15) определяет вектор коэффициентов из (7):

$$h(x,u) = [h_1(x,u)\ \ h_2(x,u)\ \ \ldots\ \ h_n(x,u)], \tag{16}$$

которые в случае неаффинного объекта могут быть функциями не только вектора x, но и управления u. Поэтому системная матрица также может зависеть от управления, т.е. в общем случае она имеет вид $D(p,x,u)$. Тем не менее, её характеристический полином $D(p,x,u)$ равен полиному $D^*(p)$ (12), т.е. корни полинома $D(p,x,u)$ являются постоянными, различными, вещественными и отрицательными. Поэтому из теоремы, доказанной в [21], следует, что существует некоторая окрестность $\Omega_0 \in \Omega_u$ положения равновесия системы (8) в которой выполняется условие

$$\lim_{t\to\infty} x(t,x_0) = 0, \quad \forall x_0 \subset \Omega_0;\ x \in \Omega_u . \tag{17}$$

Здесь $x(t,x_0)$ – решение свободной системы (8), т.е. при $g(t) = f(t) \equiv 0$; x_0 – вектор начальных условий этого решения.

Из условия (17) и уравнения (8) следует, что в установившемся режиме при $f(t) \equiv 0$ и $g(t) = g_0 1(t)$ имеет место равенство

$$\mathbf{0} = D(x^\circ, u_g^\circ)x^\circ + b(x^\circ, u_g^\circ)h_0 g_0 . \tag{18}$$

Отсюда, с учетом второго равенства (8) и определением отклонения системы $\varepsilon = g - y$, выводим следующие выражения:

$$x^\circ = -D^{-1}(x^\circ, u_g^\circ)b(x^\circ, u_g^\circ)h_0 g_0 , \qquad y^\circ = -c^T(x^\circ)D^{-1}(x^\circ, u_g^\circ)b(x^\circ, u_g^\circ)h_0 g_0 ,$$

$$\varepsilon^\circ = \left[1 + c^T(x^\circ)D^{-1}(x^\circ, u_g^\circ)b(x^\circ, u_g^\circ)h_0\right] g_0 . \tag{19}$$

В равенствах (18), (19) x°, y°, ε° – это установившиеся значения соответствующих переменных. Из (19) следует, что установившееся значение управляемой переменной нелинейной системы (8) может иметь не нулевое значение, и её ошибка ε° может быть обеспечена равной нулю, если только выполняется следующее условие:

$$c^T(x)D^{-1}(x)b(x,u) \neq 0 . \tag{20}$$

При выполнении условия (20) для обеспечения нулевого значения статической ошибки по задающему воздействию $g(t) = g_0 1(t)$, коэффициент h_0 из выражения (7) должен быть равен

$$h_0 = h_0(x,u) = -1/c^T(x)D^{-1}(x,u)b(x,u) . \tag{21}$$

Выполнение условия $\varepsilon^\circ = 0$ при определении коэффициента $h_0(x,u)$ равенством (21) обусловлено, прежде всего тем, что при всех x и u матрица $D(x,u)$ (9) имеет обратную, а во вторых, в силу условия (16) в установившемся режиме $x(t) \to x^\circ$, а $u(t) \to u^\circ$, соответственно.

Условие (20) и равенство (21) можно упростить, если учесть, что $D^{-1}(x,u) = [\operatorname{adj} D(x,\mathrm{u})]/\det D(x,u)$. При синтезе нелинейных гурвицевых систем методом АПМ при всех значениях вектора $x = x(t)$ и управления $u(t)$ выполняется условие $D(p,x,u) = \det[pE - D(x,u)] = D^*(p)$. Следовательно, с учетом равенства (12) и свойств определителя имеет место равенство $\det D(x,u) = D(p,x,u)_{p=0} = (-1)^n \delta_0^*$. Поэтому знаменатель в равенстве (21) можно представить в виде $(-1)^n c^T(x)[\operatorname{adj} D(x,u)]b(x,u)/\delta_0^*$. С другой стороны, по (9) $D(x,u) = A(x) - b(x,u)h^T(x,u)$, поэтому в соответствии с выражением (П.26) из [25, с. 233]

$$[\operatorname{adj} D(x,u)]b(x,u) = \{\operatorname{adj}[A(x) - b(x,u)h^T(x,u)]\}b(x,u) = [\operatorname{adj} A(x)]b(x,u). \quad (22)$$

Здесь adj обозначает сопряженную матрицу [26].

Из изложенного и соотношений (21), (22) следует, что равенство $\varepsilon^{\circ} = 0$ при $g(t) = g_0 1(t)$ может быть обеспечено, если только:

$$h_0(x,u) = (-1)^{n+1}\delta_0^* / \gamma(x,u), \quad \gamma(x,u) \neq 0, \;\; x \subset \Omega_x; \;\; u \in I_u, \quad (23)$$

где

$$\gamma(x,u) = c^T(x)[\operatorname{adj} A(x)]b(x,u). \quad (24)$$

В случае линейных объектов, описываемых системой уравнений $\dot{x} = Ax + bu; \; y = c^T x$, величина $\gamma = (-1)^{n-1} K_{об} \det A$, где $K_{об}$ – коэффициент передачи канала $u \to y$. Очевидно в нелинейном случае $\gamma(x,u)$ имеет тот же смысл, но в этом случае она являются нелинейной функцией.

Полагая условие $\gamma(x,u) \neq 0$ выполненным и подставляя полученные коэффициенты (16) и (23) в выражение (7) получим непрерывное управление

$$u = \frac{(-1)^{n+1}\delta_0^*}{\gamma(x,u)} g - h^T(x,u)x, \quad \gamma(x,u) \neq 0, \;\; x \subset \Omega_x; \;\; u \in I_u. \quad (25)$$

Как непрерывное управление (25), естественно, является физически нереализуемым. Однако, если в левой части этого выражения управление $u = u(x(t))$ заменить управлением u_k, $k = 1, 2, 3, \ldots$, то при достаточном малом *T*, практически без потери качества, вектор $x(t)$ и управление $u(x)$ в правых частях приведенных выше выражений можно заменить на x_k и u_{k-1}, соответственно, полагая $u_0 = u(0) = 0$. В частности, выражение (25) при этом будет иметь вид:

$$u_k = \frac{(-1)^{n+1}\delta_0^*}{\gamma(x_k, u_{k-1})} g_{k-1} - h^T(x_k, u_{k-1})x_k, \quad \gamma(x_{k-1}, u_{k-1}) \neq 0, \;\; x_k \subset \Omega_x; \;\; u_k \in I_u. \quad (26)$$

где в соответствии с (24)

$$\gamma(x_k, u_{k-1}) = c^T(x_k)[\operatorname{adj} A(x_k)]b(x_k, u_{k-1}), \quad k = 1, 2, 3, \ldots. \quad (27)$$

Дискретное управление, определяемое выражениями (26), (27), очевидно, является физически реализуемым некоторым цифровым устройством управления. При этом результирующая нелинейная система управления (1), (26), (27), практически, является непрерывной, так как обычно требуется довольно малые значения периода дискретизации *T*, характерные для решений нежестких дифференциальных уравнений на ЦВМ стандартными программами.

Из приведенных выражений следует, что основной особенностью синтезированных АПМ методом на основе предложенного здесь подхода неаффинных систем (8) является постоянство коэффициентов гурвицевого характеристического полинома $D(p,x,u)$ системной матрицы $D(x,u)$ (9). Как отмечалось выше, для устойчивости положения равновесия таких нелинейных систем при $x(t,x_0) \in \Omega_u$, $u \in I_u$, $x_0 \subset \Omega_0 \in \Omega_u \in \mathrm{R}^n$ достаточно, чтобы все корни указанного гурвицевого полинома были вещественными и различными.

Покажем эффективность предложенного подхода на численном примере.

III. Пример синтеза управления и результаты моделирования. Синтезировать систему управления направлением движения (курсом) надводного аппарата, движущегося с постоянной продольной скоростью. Для изменения курса аппарата используется гидродинамический рулевой элемент [2]. Процесс управления направлением движения аппарата описывается уравнениями

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = u + u^3, \quad y = x_1 + 0{,}5x_2^3, \tag{28}$$

где x_1, x_2 – переменные состояния, u – управление, y – управляемая переменная (курс аппарата). При этом, если $g = g_0 1(t)$, то должно выполняться условие $\varepsilon^\circ = g_0 - y^\circ = 0$, а длительность переходных процессов при изменении курса не должна превышать 2 с.

Решение. Данный объект является неаффинным, так как управление входит в его уравнения нелинейным образом, поэтому воспользуемся предложенным методом. Прежде всего, находится квазилинейная модель (2), (3) объекта (28):

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1+u^2 \end{bmatrix} u, \quad y = [1 \quad 0{,}5x_2^2]x, \tag{29}$$

где $x = [x_1 \quad x_2]^T$ и проверяется управляемость системы (29) по условиям (5), (6):

$$\det U = \det \begin{bmatrix} 0 & 1+u^2 \\ 1+u^2 & 0 \end{bmatrix} = -(1+u^2)^2.$$

Отсюда следует, что условие управляемости (5), очевидно, выполняется во всем пространстве R^n, т.е. область $\Omega_U = \mathrm{R}^2$. Отсюда следует, что синтезируемая нелинейная система будет иметь одно положение равновесия $x = 0$, т.е. вместо слов «положение равновесия системы устойчиво или неустойчиво» можно говорить просто «система устойчива или неустойчива». По (10), (11) и (29) определяются полиномы

$$A(p) = \det \begin{bmatrix} p & -1 \\ 0 & p \end{bmatrix} = p^2,$$

$$[\mathrm{adj}(pE - A)]b(u) = \begin{bmatrix} p & 1 \\ 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1+u^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+u^2 \\ (1+u^2)p \end{bmatrix},$$

$$V_1(u) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} 1+u^2 \\ (1+u^2)p \end{bmatrix} = 1+u^2, \quad V_2(u) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} 1+u^2 \\ (1+u^2)p \end{bmatrix} = (1+u^2)p, \tag{30}$$

и величина:

$$\gamma(x,u) = c^T(x)[\mathrm{adj}\, A(x)]b(x,u) = [1 \quad 0{,}5x_2^2] \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1+u^2 \end{bmatrix} = -(1+u^2). \tag{31}$$

Как видно, величина $\gamma(x,u) \neq 0$ при всех x и u. Следовательно, задача синтеза имеет решение. В данном случае $n = 2$, поэтому в соответствии с (7) непрерывное управление имеет вид

$$u(x) = h_0 g - [h_1 x_1 + h_2 x_2]. \tag{32}$$

Для определения его коэффициентов, формируется гурвицев полином второго порядка $D^*(p) = p^2 + \delta_1^* p + \delta_0^*$, корни которого удовлетворяют условиям (12), и по (14) находится разность $R(p) = p^2 + \delta_1 p + \delta_0 - p^2 = \delta_1 p + \delta_0$. По коэффициентам полиномов (30) и $R(p)$ формируется система (15):

$$\begin{bmatrix} 1+u^2 & 0 \\ 0 & 1+u^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_0^* \\ \delta_1^* \end{bmatrix}.$$

Решение этой системы приводит к выражениям: $h_1(u) = \delta_0^* / (1+u^2)$, $h_2(u) = \delta_1^* / (1+u^2)$. По выражению (23) определяется коэффициент $h_0(x,u) = \delta_0^* / (1+u^2)$, что позволяет по (32) записать непрерывное управление $u(x) = (\delta_0^* g - \delta_0^* x_1 - \delta_1^* x_2) / (1+u^2)$. Это выражение с учетом определения $\varepsilon = g - y$ и второго равенства (28) $y = x_1 + 0{,}5 x_2^3$ можно представить следующим образом:

$$u(x,u) = [\delta_0^* \varepsilon + (0{,}5\delta_0^* x_2^2 - \delta_1^*) x_2] / (1+u^2).$$

При этом реализуемое дискретное управление описывается выражением:

$$u_k = [\delta_0^* \varepsilon_k + (0{,}5\delta_0^* x_{2,k}^2 - \delta_1^*) x_{2,k}] / (1+u_{k-1}^2), \quad k = 0,\ 1, 2, \ldots \tag{33}$$

где $\varepsilon_k = g_k - y_k$. Обратим внимание на то, что синтез системы проведён при сим-воль-ных коэффициентах δ_j^*. Это позволяет изучить зависимость свойств систем управ-ления, синтезированных АПМ методом, в том числе и неаффинными объектами, как от периода дискретизации T, так и от значений корней характеристического полинома $D(p,x,u)$ системной матрицы $D(x,u)$ путем моделирования.

В данном случае для определения коэффициентов δ_j^* воспользуемся соотношением, связывающим модули вещественных корней λ_j^* гурвицевого характеристического полинома $D(p,x,u)$ системной матрицы с желаемой длительностью переходных процессов $t_{пп}^*$ синтезируемой системы:

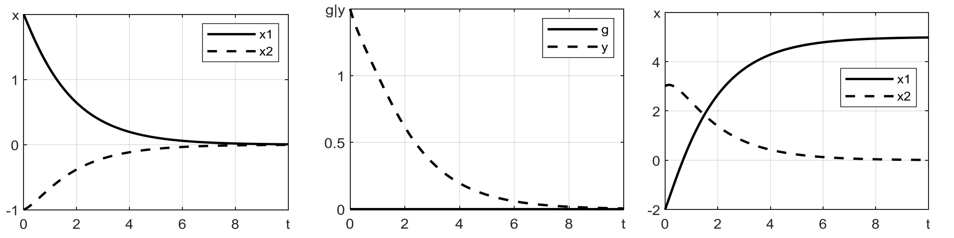
$$\min\left|\lambda_j^*\right| \ge (5 \div 7) / t_{пп}^*, \tag{34}$$

и часто применяемым при синтезе линейных систем управления. При заданном $t_{пп}^* = 2\ c$ из (34) следует: $\min\left|\lambda_j^*\right| \ge (5 \div 7)/2 = 2{,}5 \div 3{,}5$. Принятые для моделирования значения корней и соответствующие им коэффициенты приведены в табл. 1.

Таблица 1

Варианты	λ_1^*	λ_2^*	δ_0^*	δ_1^*
1	–0,6	–2	1,2	2,6
2	–1,5	–3	4,5	4,5
3	–3	–6	18	9

Моделирование проводилось в Matlab при различных начальных условиях $x_0 = [0\ \ 0]^T$; $x_0 = [2\ \ -1]^T$; $x_0 = [-2\ \ 3]^T$, задающем ступенчатом воздействии $g(t) = g_0 1(t)$ при $g_0 = 0{,}1{,}5$ и периоде дискретизации $T \in [0{,}001;\ 0{,}02;\ 0{,}05]\ c$. Некоторые результаты моделирования представлены на рис. 1–4.



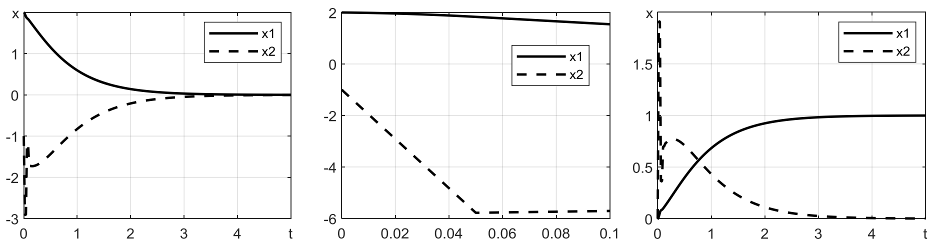
а) $x_0=[2\ \ -1]^T;\ g_0=0$ б) $x_0=[2\ \ -1]^T;\ g_0=0$ в) $x_0=[-2\ \ 3]^T;\ g_0=5$

Рис. 1. Переходные процессы при малых модулях корней.

На рис. 1 приведены переходные процессы при первом варианте корней полинома $D(p,x,u)$ и T = 0.05 *с*. Затухающий характер имеют переменные состояния системы и при других значениях вектора начальных условий x_0 и периода T.

Как видно, в этом случае неаффинная система является устойчивой при всех значениях T, вплоть до T = 0.05 *с*. Установившееся значение управляемой переменной y в точности равняется задающему значению. Это следует из рис. 1,в, так как при $x_2 = 0$, эта переменная в соответствии со вторым уравнением (28) $y = x_1$.

С увеличением модулей корней полинома $D(p,x,u)$ запас устойчивости синтезированной системы уменьшается. На рис. 2. показаны переходные процессы при втором варианте значений корней полинома $D(p,x,u)$, приведенных в табл. 1, а также при различных значениях вектора x_0 и периода T.



а) $x_0=[2\ \ -1]^T;\ g_0=0;\ T=0{,}02$ б) $x_0=[2\ \ -1]^T;\ g_0=0;\ T=0{,}05$ в) $x_0=[0\ \ 0]^T;\ g_0=1;\ T=0{,}02$

Рис. 2. Переходные процессы: а), б) – свободная система;
в) – с внешним воздействием

Как видно на рис. 2, в этом случае синтезированная система сохраняет устойчивость только при $T \le 0{,}02$. В устойчивой системе ошибка системы $\overset{\circ}{\varepsilon}$ при $g(t) = g_0 1(t)$ также равняется нулю, т.е. $\overset{\circ}{\varepsilon} = 0$. На основе графиков, приведенных на рис. 1 и 2, можно заключить, что длительность переходных процессов $t_{пп}$ устойчивых неаффинных систем, синтезированных на основе предложенного подхода, в первом приближении соответствует зависимости (34). Действительно, по этому соотношению при первом варианте корней $t_{пп}=3/0{,}6=5\,c$, а во втором – $t_{пп}=3/1{,}5=2\,c$. Этим значениям, очевидно, соответствуют длительности переходных процессов, графики которых приведены на всех рис. 1 и на рис. 2,а и рис. 2,в.

Вывод о том, что с увеличением модулей корней полинома $D(p,x,u)$ запас устойчивости системы уменьшается подтверждается переходными процессами полученными и при третьем варианте корней полинома $D(p,x,u)$, приведенном в табл. 1. Соответствующие графики при $x_{10} = -2$, $x_{20} = 1$, $g_0 = 0$ и $T = 0{,}001\ c$ приведены на рис. 3.

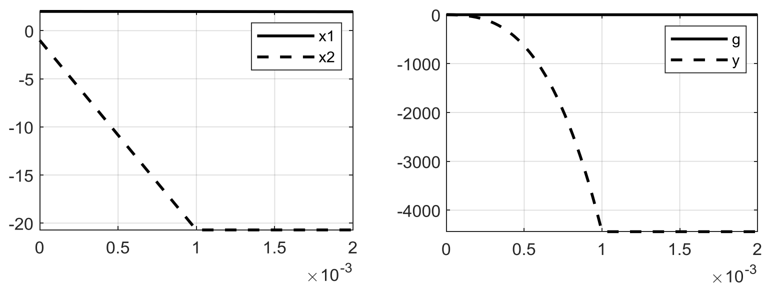


Рис. 3. Переходные процессы при «больших модулях» корней полинома $D(p,x)$

На основании полученных результатов моделирования можно сделать следующие выводы. Наибольшее влияние на устойчивость синтезированной неаффинной системы оказывают корни характеристического полинома системной матрицы. Чем меньше модули корней этого полинома, тем больше допустимый период дискретизации.

Заключение. Предложенный подход позволяет получать устойчивые гурвицевые системы управления неаффинными объектами с применением алгебраического полиномиально-матричного (АПМ) метода при достаточно малых периодах дискретизации переменных объекта управления и малых модулях корней характеристического полинома матрицы замкнутой системы в её квазилинейной модели. Область притяжения положения равновесия замкнутой системы определяется областью пространства состояния объекта, в которой выполняется условие управляемости квазилинейной модели объекта. При этом управление формируется вычислительным устройством на основе предыдущих значений управления, а также дискретных значений измеряемых переменных объекта и задающего воздействия.

Предложенный подход может применяться для синтеза систем управления неаффинными объектами различного назначения. В дальнейшем предполагается расширить полученные результаты на случай неполной информации о переменных состояния объектов управления и объектов с внешними возмущениями.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Zhang J., Zhu Q., Wu X., Li Y.* A generalized indirect adaptive neural networks backstepping control procedure for a class of non-affine nonlinear systems with pure-feedback prototype // Neurocomputing. – 2013. – Vol. 121, No. 9. – P. 131-139.
2. *Пшихопов В.Х., Медведев М.Ю.* Синтез систем управления подводными аппаратами с нелинейными характеристиками исполнительных органов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2011. – № 3. – С 147-154.
3. *Zhou J., Li X.* Finite-Time Mode Control Design for Unknown Nonaffine Pure-Feedback Systems // Mathematical Problems in Engineering. – 2015. – Vol. 2015, Article ID 653739. – 9 p. – http://dx.doi.org/10.1155/2015/653739.
4. *Liu Y.-J., Wang W.* Adaptive fuzzy control for a class of uncertain nonaffine nonlinear systems // Information Sciences. – 2007. – Vol. 177, No. 18. – P. 3901-3917.
5. *Pshikhopov V., Krukhmalev V., Medvedev M., and Neydorf R.* Estimation of Energy Potential for Control of Feeder of Novel Cruiser/Feeder MAAT System // SAE Technical Paper. – 2012. – DOI: 10.4271/2012-01-2099.
6. *Пшихопов В.Х., Медведев М.Ю.* Синтез адаптивных систем управления летательными аппаратами // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2010. – № 3 (104). – С. 187-196.
7. *Медведев М.Ю.* Синтез субоптимальных управлений нелинейными многосвязными динамическими системами // Мехатроника, автоматизация и управление. – 2009. – № 12. – С. 2-8.

8. *Бойчук Л.М.* Метод структурного синтеза нелинейных систем автоматического управления. – М.: Энергия, 1971.
9. *Kristic M., Kanellakopoulos, and Kokoyovic P.V.* Nonlinear and Adaptive Control Design. – Wiley, New York, NY, USA *I.*, 1995.
10. *Петров Б.Н., Емельянов СВ., Уткин В.И.* Принцип построения инвариантных систем автоматического регулирования с переменной структурой // ДАН СССР. – 1964. – Вып. 154, № 6.
11. *Краснова С.А., Уткин В.А., Уткин А.В.* Блочный синтез управления механическими системами в условиях неопределенности // Мехатроника, автоматизация и управление. – 2009. – № 6. – С. 41-54.
12. *Дружинина М.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л.* Методы адаптивного управления нелинейными объектами по выходу // Автоматика и телемеханика. – 1996. – № 1. – С. 3-33.
13. *Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф.* Математическая теория оптимальных процессов. – М.: Физматгиз, 1961.
14. *Болтянский В.Г.* Математические методы оптимального управления. – М.: Наука. 1969.
15. *Пятницкий С.И.* Управляемость классов лагранжевых систем с ограниченными управлениями // Автоматика и телемеханика. – 1996. – № 12. – С. 29-37.
16. *Гайдук А.Р., Плаксиенко В.С., Кабалан А.Е.А.* Алгебраический полиномиально-матричный метод синтеза нелинейных астатических систем // Математические методы в технологиях и технике. – 2022. – № 1. – С. 41-45. – DOI: 10.52348/2712-8873_MMTT_2022_1_41.
17. *Гайдук А.Р.* Численный метод синтеза квазилинейных моделей нелинейных объектов // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2021. – Т. 22, № 6. – С. 283-290.
18. *Гайдук А.Р.* Алгебраический синтез нелинейных стабилизирующих управлений // *Синтез* алгоритмов сложных систем. Вып. 7. – Таганрог: ТРТИ, 1989. – С. 15-19.
19. *Бабаков Н.А., Воронов А.А., Воронова А.А. и др.* Теория автоматического управления: уч. для вузов. Ч. I. Теория линейных систем автоматического управления / под ред. А.А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1986. – 367 с.
20. *Гайдук А.Р.* Полиномиальный синтез нелинейных систем управления // Автоматика и телемеханика. – 2003. – № 10. – С. 144-148.
21. *Гайдук А.Р.* Аналитический синтез управления нелинейными объектами одного класса // Автоматика и телемеханика. – 1993. – № 2. – С. 64-76.
22. *Çimen T.* State-Dependent Riccati Equation (SDRE) Control: A Survey // In Proceedings of the 17th World Congress of the International Federation of Automatic Control, July 2008. – P. 3761-3775.
23. *Li-Gang Lin, J. Vandewalle, Yew-Wen Liang*. Analytical representation of the state-dependent coefficients in the SDRE/SDDRE scheme for multivariable systems // Automatica. – 2015. – Vol. 59. – P. 106-111. – https://doi.org/10.1016/j.automatica.2015.06.015.
24. *Бесекерский В.А., Попов Е.П.* Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1972. – 768 с.
25. *Гайдук А.Р.* Непрерывные и дискретные динамические системы. – М.: УМ и ИЦ «Учебная литература», 2004. – 252 с.
26. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. – 5-е изд. – М.: Физматлит, 2004. – 560 с.

REFERENCES

1. *Zhang J., Zhu Q., Wu X., Li Y.* A generalized indirect adaptive neural networks backstepping control procedure for a class of non-affine nonlinear systems with pure-feedback prototype, *Neurocomputing*, 2013, Vol. 121, No. 9, pp. 131-139.
2. *Pshikhopov V.Kh., Medvedev M.Yu*. Sintez sistem upravleniya podvodnymi apparatami s nelineynymi kharakteristikami ispolnitel'nykh organov [Synthesis of control systems for underwater vehicles with nonlinear characteristics of actuators], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2011, No. 3, pp 147-154.
3. *Zhou J., Li X.* Finite-Time Mode Control Design for Unknown Nonaffine Pure-Feedback Systems, *Mathematical Problems in Engineering,* 2015, Vol. 2015, Article ID 653739, 9 p. Available at: http://dx.doi.org/10.1155/2015/653739.
4. *Liu Y.-J., Wang W.* Adaptive fuzzy control for a class of uncertain nonaffine nonlinear systems, *Information Sciences,* 2007, Vol. 177, No. 18, pp. 3901-3917.

5. *Pshikhopov V., Krukhmalev V., Medvedev M., and Neydorf R.* Estimation of Energy Potential for Control of Feeder of Novel Cruiser/Feeder MAAT System, *SAE Technical Paper,* 2012. DOI: 10.4271/2012-01-2099.
6. *Pshikhopov V.Kh., Medvedev M.Yu.* Sintez adaptivnykh sistem upravleniya letatel'nymi apparatami [Synthesis of adaptive aircraft control systems], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2010, No. 3 (104), pp. 187-196.
7. *Medvedev M.Yu.* Sintez suboptimal'nykh upravleniy nelineynymi mnogosvyaznymi dinamicheskimi sistemami [Synthesis of suboptimal controls by nonlinear multiconnected dynamic systems], *Mekhatronika, avtomatizatsiya i upravlenie* [Mechatronics, Automation, Control], 2009, No. 12, pp. 2-8.
8. *Boychuk L.M.* Metod strukturnogo sinteza nelineynykh sistem avtomaticheskogo upravleniya [Method of structural synthesis of nonlinear automatic control systems]. Moscow: Energiya, 1971.
9. *Kristic M., Kanellakopoulos, and Kokoyovic P.V.* Nonlinear and Adaptive Control Design. Wiley, New York, NY, USA *I.*, 1995.
10. *Petrov B.N., Emel'yanov SV., Utkin V.I.* Printsip postroeniya invariantnykh sistem avtomaticheskogo regulirovaniya s peremennoy strukturoy [The principle of construction of invariant automatic control systems with variable structure], *DAN SSSR* [Reports of the Academy of Sciences of USSR], 1964, Issue 154, No. 6.
11. *Krasnova S.A., Utkin V.A., Utkin A.V.* Blochnyy sintez upravleniya mekhanicheskimi sistemami v usloviyakh neopredelennosti [Block synthesis of control of mechanical systems under conditions of uncertainty], *Mekhatronika, avtomatizatsiya i upravlenie* [Mechatronics, Automation, Control], 2009, No. 6, pp. 41-54.
12. *Druzhinina M.V., Nikiforov V.O., Fradkov A.L.* Metody adaptivnogo upravleniya nelineynymi ob"ektami po vykhodu [Methods of adaptive control of nonlinear objects by output], *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and Telemechanics], 1996, No. 1, pp. 3-33.
13. *Pontryagin L.S., Boltyanskiy V.G., Gamkrelidze R.V., Mishchenko E.F.* Matematicheskaya teoriya optimal'nykh protsessov [Mathematical theory of the optimal processes]. Moscow: Fizmatgiz, 1961.
14. *Boltyanskiy V.G.* Matematicheskie metody optimal'nogo upravleniya [Mathematical methods of optimal control]. Moscow: Nauka. 1969.
15. *Pyatnitskiy S.I.* Upravlyaemost' klassov lagranzhevykh sistem s ogranichennymi upravleniyami [Controllability of Lagrange systems with limited controls], *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and Telemechanics], 1996, No. 12, pp. 29-37.
16. *Gayduk A.R., Plaksienko V.S., Kabalan A.E.A.* Algebraicheskiy polinomial'no-matrichnyy metod sinteza nelineynykh astaticheskikh sistem [Algebraic polynomial matrix method for design of nonlinear astatic systems], *Matematicheskie metody v tekhnologiyakh i tekhnike* [Mathematical methods in technology and engineering], 2022, No. 1, pp. 41-45. DOI: 10.52348/2712-8873_MMTT_2022_1_41.
17. *Gayduk A.R.* Chislennyy metod sinteza kvazilineynykh modeley nelineynykh ob"ektov [Numerical design method of quasilinear models of nonlinear objects], *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie* [Mechatronics, Automation, Control], 2021, Vol. 22, No. 6, pp. 283-290.
18. *Gayduk A.R.* Algebraicheskiy sintez nelineynykh stabiliziruyushchikh upravleniy [Algebraic synthesis of nonlinear stabilizing controls], *Sintez algoritmov slozhnykh system* [Algorithms design of complex systems]. Issue 7. Taganrog: TRTI, 1989, pp. 15-19.
19. *Babakov N.A., Voronov A.A., Voronova A.A. i dr.* Teoriya avtomaticheskogo upravleniya: uch. dlya vuzov. Ch. I. Teoriya lineynykh sistem avtomaticheskogo upravleniya [Theory of automatic control: uch. for universities. Part I. Theory of linear automatic control systems], ed. by A.A. Voronova. 2nd ed. Moscow: Vysshaya shkola, 1986, 367 p.
20. *Gayduk A.R.* Polinomial'nyy sintez nelineynykh sistem upravleniya [Polynomial design of nonlinear control systems], *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and Telemechanics], 2003, No. 10, pp. 144-148.
21. *Gayduk A.R.* Analiticheskiy sintez upravleniya nelineynymi ob"ektami odnogo klassa [Analytical synthesis of control for nonlinear objects in one class], Avtomatika i telemekhanika [Automation and Telemechanics], 1993, No. 2, pp. 64-76.
22. *Çimen T.* State-Dependent Riccati Equation (SDRE) Control: A Survey, *In Proceedings of the 17th World Congress of the International Federation of Automatic Control, July 2008,* pp. 3761-3775.
23. *Li-Gang Lin, J. Vandewalle, Yew-Wen Liang*. Analytical representation of the state-dependent coefficients in the SDRE/SDDRE scheme for multivariable systems, *Automatica,* 2015, Vol. 59, pp. 106-111. Available at: https://doi.org/10.1016/j.automatica.2015.06.015.

24. *Besekerskiy V.A., Popov E.P.* Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya [Theory of automatic control systems]. Moscow: Nauka, Glavnaya redaktsiya fiziko-matematicheskoy literatury, 1972, 768 p.
25. *Gayduk A.R.* Nepreryvnye i diskretnye dinamicheskie sistemy [Nepreryvnye i diskretnye dinamicheskie sistemy]. Moscow: UM i ITS «Uchebnaya literatura», 2004, 252 p.
26. *Gantmakher F.R.* Teoriya matrits [Matrix theory]. 5th ed. Moscow: Fizmatlit, 2004, 560 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., в.н.с. С.Г. Капустян.

Гайдук Анатолий Романович – Южный федеральный университет; e-mail: gaiduk_2003@mail.ru; г. Таганрог, Россия; кафедра систем автоматического управления; д.т.н.; профессор.

Кабалан Али Эль Акбар – e-mail: ali.kabalan.92@gmail.com; кафедра систем автоматического управления; аспирант.

Пшихопов Вячеслав Хасанович – НИИ робототехники и процессов управления Южного федерального университета; e-mail: pshichop@rambler.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 88634371694; д.т.н.; профессор; директор.

Медведев Михаил Юрьевич – e-mail: medvmihal@sfedu.ru; д.т.н.; в.н.с.

Гисцов Владислав Геннадьевич – e-mail: gistsov@sfedu.ru; инженер.

Gaiduk Anatoly Romanovich – Southern Federal University; e-mail: gaiduk_2003@mail.ru; Taganrog, Russia; the department of automatic control systems; dr. of eng. sc.; professor.

Kabalan Ali El Akbar – e-mail: ali.kabalan.92@gmail.com; the department of automatic control systems; graduate student.

Pshikhopov Viacheslav Khasanovich – R&D Institute of Robotics and Control Systems; e-mail: pshichop@rambler.ru; Taganrog, Russia; phone: 88634371694; dr. of eng. sc.; professor; director.

Medvedev Mikhail Yurjevich – e-mail: medvmihal@sfedu.ru; dr. of eng. sc.; leading researcher.

Gissov Vladislav Gennadievich – e-mail: gistsov@sfedu.ru; engineer.

УДК 004.272.3 DOI 10.18522/2311-3103-2023-1-123-133

А.А. Зеленский

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ КОНКУРЕНТОСПОСОБНЫХ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СТАНКОВ И ПРОМЫШЛЕННЫХ РОБОТОВ В УСЛОВИЯХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОГРАНИЧЕНИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ РОССИИ

Целью исследования является рассмотрение возможности построения конкурентоспособных быстродействующих систем управления движением на основе имеющейся в России электронной компонентной базы. Предлагается авторская методика количественной оценки доверия к системе управления, согласно которой доверие определяется в соответствии с доверием ко всем ее элементам на всех технологических уровнях применительно к обеспечению функциональной надежности и информационной безопасности исходя из оценки доверия к результатам разработки и тестирования этих элементов. Рассматривается комплексная проблема обеспечения доверия к системам управления движением, обусловленная зависимостью страны от импорта оборудования с иностранными системами управления, малыми объемами и технологическим отставанием производства полупроводниковой продукции и оборудования для этого производства, а также невозможностью обеспечения доверия к интеллектуальным системам управления без полного доступа к их разработке. Для данной проблемы предлагается решение, не требующее доведения в России до мирового уровня всего спектра технологий, используемых для создания систем управления. Это решение основано на использовании предлагаемой автором комплексной методологии синтеза систем управления, в основе которой лежит известный подход построения системы управления в виде последовательного многоуровневого преобразования от постановки