



УДК 681.5

© 2018 г. А.А. Кузьменко, канд. техн. наук

(Институт компьютерных технологий и информационной безопасности
Южного федерального университета, Таганрог)

ИНТЕГРАЛЬНАЯ АДАПТАЦИЯ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Работа иллюстрирует применение интегральной адаптации высокого порядка для построения робастных законов управления нелинейными техническими системами. Данный подход для компенсации параметрических и внешних возмущений не требует синтеза наблюдателей состояния и возмущений и, соответственно, их оперативной оценки.

Ключевые слова: нелинейное управление, робастное управление, синергетическая теория управления, инвариант, интегральная адаптация, скользящее управление.

DOI: 10.22250/isu.2018.55.142-153

Введение

В литературе проблеме нелинейного управления техническими системами посвящены сотни монографий и тысячи статей и докладов. Характерной чертой таких систем является их структурная и параметрическая неопределенность. Наиболее распространенными методами преодоления подобных неопределенностей являются методы адаптивного и робастного управления [1 – 3]. В настоящее время адаптивность и робастность систем управления обеспечиваются преимущественно за счет совместного использования традиционных линейных методов адаптивного и робастного управления, а также методов теории нечетких систем управления и искусственных нейронных сетей, использование скользящих режимов для обеспечения робастности к возмущениям и др. Принципиально иным направлением нелинейного управления техническими системами является синергетическая теория управления (СТУ) [4, 5], которая нашла широкое применение в различных областях современной техники – в авиации, электромеханике, энергетике и др. Основные особенности СТУ применительно к проблеме синтеза нели-

нейных законов управления сложными техническими объектами состоят, во-первых, в принципиальном изменении целей поведения синтезируемых систем; во-вторых, в непосредственном учете естественных свойств нелинейных объектов; в-третьих, в формировании аналитического механизма генерации обратных связей, т.е. законов управления. В СТУ имеются два способа обеспечения адаптивности нелинейной системы к внешним и параметрическим возмущениям. Первый способ – это использование принципа интегральной адаптации СТУ [5 – 8], который заключается во введении в закон управления нелинейных интеграторов, компенсирующих возмущения без их оперативной оценки. При этом необходима минимальная информация о возмущении – его класс (кусочно-постоянное, полиномиальное, гармоническое и т.д.), который можно представить динамической моделью в виде системы дифференциальных уравнений. Построение систем управления, опирающихся на принцип интегральной адаптации, не требует синтеза наблюдателей состояния и возмущений и, соответственно, оперативной оценки этих возмущений. Второй способ – построение нелинейных наблюдателей параметрических и/или внешних возмущений [4, 5, 9 – 12]. В этом случае синтезируемые нелинейные законы управления дополняются подсистемой наблюдения, осуществляющей динамическую оценку неизмеряемых возмущений и их компенсацию. Необходимо также отметить, что на основе наблюдателей в СТУ можно построить и такие наблюдатели, которые динамически идентифицируют неизмеряемые переменные состояния объекта по измеряемым переменным состояниям и номинальным параметрам. Оба способа достаточно формализованы и опираются на метод аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР) СТУ [4, 5].

Постановка задачи

Принцип интегральной адаптации заключается в построении «гарантирующих регуляторов», обеспечивающих компенсацию наихудших возмущений, т.е. *«... возмущений, которые за наименьшее время отклоняют объект управления на максимально возможное расстояние от желаемого состояния в его фазовом пространстве»* [5]. Указанное определение означает, что наихудшие возмущения – это кусочно-постоянные возмущения вида $M_i^{\text{sup}}(t) = M_{i0} \text{sign } \mu(t)$ со случайным изменением величины $M_{i0} = \text{const}$ на соответствующем интервале и знака функции $\mu(t)$. Для компенсации кусочно-постоянных возмущений «гарантирующий регулятор» должен включать в себя интегратор [5], т.е. реализовывать астатический закон управления. В классической теории управления интегральные составляющие, с одной стороны, компенсируют постоянные возмущения и повышают точность управления, а с другой, – ухудшают устойчивость замкнутой системы.

Но для методов СТУ такой проблемы не существует, так как процедура этого метода гарантирует асимптотическую устойчивость системы дифференциальных уравнений сложных технических объектов. Использование принципа интегральной адаптации СТУ позволяет полностью компенсировать влияние полиномиального возмущения степени n : для этого особым образом вводится $n+1$ интегратор. Очевидно, что гармоническое возмущение таким образом полностью не компенсируется, но существенно ослабляется влияние данного возмущения уже с тремя интеграторами, что, собственно, и демонстрирует данная работа.

В соответствии с идеологией метода АКАР для того, чтобы противодействовать внешним и параметрическим возмущениям, мы должны представить каждое из них в виде динамической модели, выход которой аппроксимирует возмущение соответствующего класса. Таким образом, если рассматривать возмущение степени n , то такая модель имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{z}_1(t) &= z_2; & \dot{z}_2(t) &= z_3; \\ & \dots & & \dots \\ \dot{z}_n(t) &= z_{n+1}; & \dot{z}_{n+1}(t) &= \Phi_i(\mathbf{x}), \end{aligned}$$

где z_i – динамические переменные модели возмущения; $\Phi_i(\mathbf{x})$ – функция от переменных состояния исходного объекта, отражающая желаемый инвариант (цель управления).

В данной работе в качестве предлагаемого подхода предлагается строить не отдельную модель для каждого из возмущений, а одну модель для возмущения с максимальной степенью. Процедуру синтеза нелинейных законов управления проиллюстрируем на приведенных ниже примерах.

Примеры синтеза нелинейных законов управления

Пример 1. Рассмотрим применение предложенного подхода к решению задачи управления электроприводом (ЭП) сборочного робота с ангулярными кинематическими схемами. В [13] подробно рассматривается задача управления такими роботами на основе технологии ассоциативной памяти, в состав которой входит классификатор состояния объекта и формирователь управлений, необходимые для идентификации текущих параметров объекта и формирования вектора настраиваемых параметров закона управления. В [13] на основе методики нахождения уравнений Лагранжа второго рода представлена математическая модель такого ЭП. Опуская подробный вывод модели, приведем ее конечный вид

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2; \\ \dot{x}_2(t) &= (k_m x_3 - M_c - J(t)x_2)/J(t); \\ \dot{x}_3(t) &= (u - k_e x_2 - R x_3)/L, \end{aligned} \tag{1}$$

где x_1 – угол поворота вала ЭП; x_2 – скорость вращения вала ЭП; x_3 – ток в якорной цепи ЭП; u – управление; $J(t)$ – приведенный момент инерции ЭП; M_c – момент сопротивления; k_m, k_e, L, R – параметры ЭП.

Далее модель (1) будем рассматривать как модель по скорости вращения, т.е. будем опускать уравнение для угла поворота вала ЭП. Параметрическая неопределенность ЭП (1) возникает из-за изменения во времени приведенного момента инерции $J(t)$ и его производной $\dot{J}(t)$. Действие же внешней среды определяется моментом сопротивления M_c .

Основная технологическая задача объекта (1) – это поддержание желаемой скорости вращения ЭП робота, т.е. $x_2 = x_2^0 = const$ при наличии указанных возмущений. В [13] рассмотрены два варианта изменения приведенного момента инерции $J(t)$: в виде линейной функции времени $J_1 = J_0 + at$ и в виде гармонической функции $J_2 = b \sin \sigma_0 t$, а момент сопротивления $M_c = const$. В зависимости от выбранного варианта изменения моментов $J(t)$ и M_c на основе метода АКАР были синтезированы разные синергетические регуляторы, обеспечивающие компенсацию указанных параметрических и внешнего возмущений $M_c \neq 0$ [13]. При этом использовалось как построение наблюдателей возмущений, так и принцип интегральной адаптации. Но при применении этого принципа каждое из возмущений представлялось своей отдельной динамической моделью. В данной же работе для компенсации возмущений $J(t) = J_0 + at + b \sin \sigma_0 t$ и $M_c = const \neq 0$ рассмотрим более универсальный подход применения принципа интегральной адаптации – интегральную адаптацию высокого порядка с единой моделью возмущений.

Согласно методу АКАР сформируем расширенную модель для синтеза закона управления. Поскольку в модели (1) момент инерции $J(t)$ определяет только переходной режим ЭП и не влияет на стационарное состояние, то в расширенной модели представим его номинальным постоянным значением $J(t) = J_0$ и, соответственно, имеем тогда $\dot{J}(t) = 0$. Возмущение M_c и фактическое влияние возмущения $\dot{J}(t) \neq 0$ представим динамической моделью в виде последовательно включенных трех интеграторов:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1(t) &= z_2; \\ \dot{z}_2(t) &= z_3; \\ \dot{z}_3(t) &= \beta(x_2 - x_2^0), \end{aligned} \tag{2}$$

где $z_1 = \hat{M}_c$ – выходная переменная состояния системы (2), которая является динамической оценкой возмущений для системы (1); β – постоянный коэффициент.

Объединяя (1) и (2), получим расширенную систему:

$$\begin{aligned}\dot{x}_2(t) &= (k_m x_3 - z_1)/J_0; \\ \dot{x}_3(t) &= (u - k_e x_2 - R x_3)/L; \\ \dot{z}_1(t) &= z_2; \quad \dot{z}_2(t) = z_3; \\ \dot{z}_3(t) &= \beta(x_2 - x_2^0).\end{aligned}\tag{3}$$

Таким образом, модель (3) используется для синтеза синергетического закона управления $u = u(\mathbf{x}, \mathbf{z})$, которое обеспечивает выполнение технологического инварианта $x_2 = x_2^0 = const$ и компенсирует неизмеряемые возмущения $J(t) = J_0 + at + b \sin \sigma_0 t$ и $M_c = const \neq 0$, действующие на объект (1).

В соответствии с методом АКАР введем макропеременную вида

$$\psi = x_2 - x_2^0 + \gamma_1 z_1 + \gamma_2 z_2 + \gamma_3 z_3,\tag{4}$$

здесь γ_i – постоянные коэффициенты.

Подставляя ψ (4) в основное функциональное уравнение метода АКАР 2-го порядка

$$\ddot{\psi}(t) + \lambda_1 \dot{\psi}(t) + \lambda_2 \psi = 0\tag{5}$$

и, раскрывая его совместно с (3) и (4), находим закон управления:

$$\begin{aligned}u(\mathbf{x}, \mathbf{z}) &= k_e x_2 + R x_3 + \frac{L J_0}{k_m} \left[\frac{1}{J_0} (1 - \lambda_1 \gamma_1 J_0) z_2 - (\gamma_1 + \lambda_1 \gamma_2) z_3 - \right. \\ &\quad \left. - \beta (\gamma_2 + \lambda_1 \gamma_3) (x_2 - x_2^0) - \frac{1}{J_0} (\gamma_3 \beta + \lambda_1) (k_m x_3 - z_1) - \right. \\ &\quad \left. - \lambda_2 (x_2 - x_2^0 + \gamma_1 z_1 + \gamma_2 z_2 + \gamma_3 z_3) \right].\end{aligned}\tag{6}$$

Отметим, что условием асимптотической устойчивости (5) является условие $\lambda_j > 0, j = 1, 2$, а выбором значений λ_j обеспечивается характер переходного движения к многообразиям $\psi = 0$ и $\dot{\psi}(t) = 0$.

На пересечении многообразий $\psi = 0, \dot{\psi}(t) = 0$ динамика системы (3) описывается следующей линейной декомпозированной системой:

$$\begin{aligned}\dot{z}_1(t) &= z_2; \\ \dot{z}_2(t) &= z_3; \\ \dot{z}_3(t) &= \beta(-\gamma_1 z_1 - \gamma_2 z_2 - \gamma_3 z_3).\end{aligned}\tag{7}$$

Для нахождения неизвестных коэффициентов, обеспечивающих устойчивость системы (7), воспользуемся методом модального управления. Запишем матрицу состояния системы (7) и найдем ее характеристическое уравнение:

$$A(p) = \det(p\mathbf{E} - \mathbf{A}) = p^3 + \beta \gamma_3 p^2 + \beta \gamma_2 p + \beta \gamma_1 = 0.$$

Желаемое характеристическое уравнение с заданным расположением кор-

ней представим в виде

$$A_0(p) = (p - p_0)^3 = p^3 - 3p_0p^2 + 3p_0^2p - p_0^3 = 0,$$

здесь $p_0 < 0$ – желаемый корень. Приравнявая коэффициенты этих уравнений при одинаковых степенях p , найдем

$$\gamma_1 = -p_0^3 / \beta, \quad \gamma_2 = 3p_0^2 / \beta, \quad \gamma_3 = -3p_0 / \beta. \quad (8)$$

Таким образом, выбор коэффициентов $\lambda_j > 0, j=1,2$ и вычисление γ_i согласно (8) обеспечат асимптотическую устойчивость системы (1) с синтезированным законом управления (6).

На рис. 1 и 2 показаны результаты моделирования объекта (1) с синтезированным законом управления (6) при неизмеряемых возмущениях $M_c = M_{c0} = const$ и

$$J(t) = \begin{cases} J_0 + at + b \sin \sigma_0 t, & t > 4; \\ J_0, & t \leq 4; \end{cases} \quad (9)$$

$$j(t) = \begin{cases} a + b \sigma_0 \cos \sigma_0 t, & t > 4; \\ 0, & t \leq 4. \end{cases} \quad (10)$$

Параметры объекта: $k_m = 1; k_e = 1; L = 0,1; R = 10$.

Параметры возмущений: $J_0 = 2; M_{c0} = 1; a = 0,2; b = 0,1; \sigma_0 = 10$.

Параметры закона управления: $x_2^0 = 3; \beta = 100; p_0 = -200; \lambda_1 = 100; \lambda_2 = 2500$.

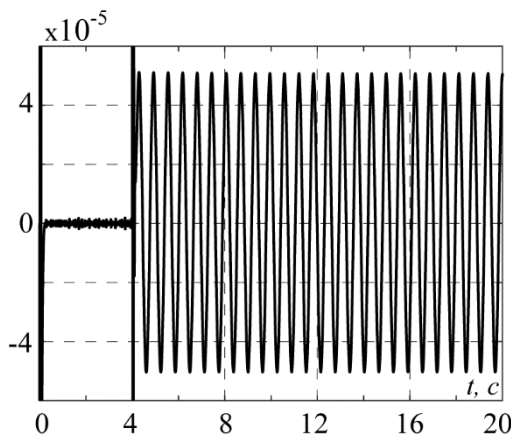


Рис. 1 График изменения ошибки $\varepsilon(t) = x_2(t) - x_2^0$.

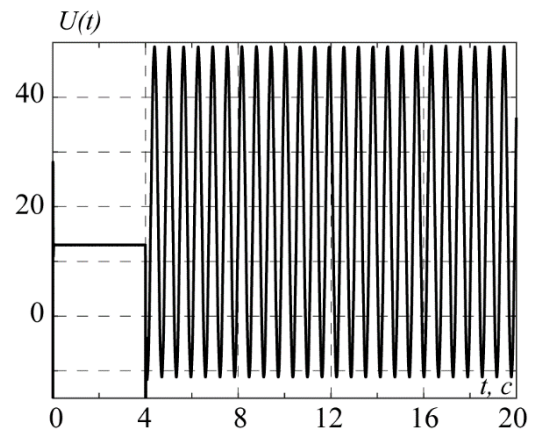


Рис. 2 График изменения управления.

Как видим из результатов моделирования, закон управления (6) обеспечивает выполнение технологического инварианта $x_2 = x_2^0 = const$ с некоторой ошибкой $|\varepsilon(t)| \leq 10^{-4}$. Ее наличие обусловлено сделанными допущениями при формировании модели возмущения (2). Теоретически данную ошибку можно еще уменьшить за счет увеличения количества интеграторов, используемых при фор-

мировании модели (2). Также можно свести эту ошибку к нулю используя наблюдатели возмущений [8 – 10, 13], но в этом случае структура системы управления существенно усложнится за счет усложнения структуры подсистемы оценивания, поскольку каждое возмущение представляется своей отдельной динамической моделью. В практических целях ошибка стабилизации частоты вращения ЭП $|\varepsilon(t)| \leq 10^{-4}$ является приемлемой, и, соответственно, полученные результаты говорят об эффективности предложенного подхода.

В [13] отмечается, что если частота гармонического воздействия σ_0 ограничена и выполняется соотношение $2\pi\beta^2 \gg \sigma_0$, то момент инерции $J(t)$ можно представить его линейным приближением

$$J(t) \cong J_0 + at + b\sigma_0 t, \quad (11)$$

а его производную

$$\dot{J}(t) \cong a + b\sigma_0 = const. \quad (12)$$

На рис. 3, 4 представлены результаты моделирования объекта (1) с синтезированным законом управления (6) при неизмеряемых возмущениях $M_c = M_{c0} = const$ (9) и (10), измененных согласно (11), (12). Как видим, в этом случае закон управления (6) обеспечивает безошибочное выполнение технологического инварианта $x_2 = x_2^0 = const$.

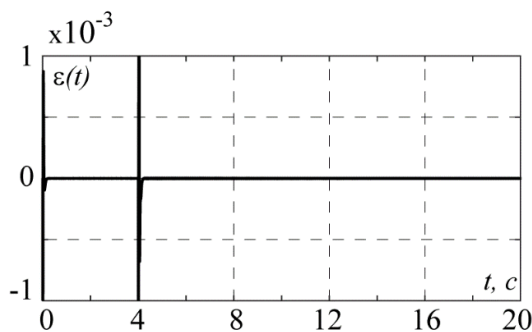


Рис. 3 График изменения ошибки

$$\varepsilon(t) = x_2(t) - x_2^0.$$

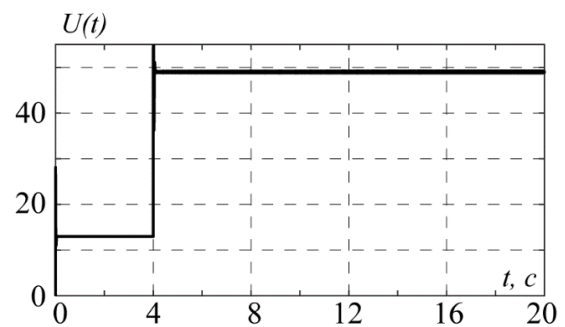


Рис. 4 График изменения управления.

Пример 2. Интерес к хаотическим системам не утихает в течение последних двух-трех десятилетий. И если изначально этот интерес сводился преимущественно к выявлению и анализу хаотических систем, то в настоящее время хаотические системы находят широкое инженерное применение, базирующееся на использовании *управляемых* хаотических систем. Имеется множество публикаций по использованию современных методов теории управления для решения различных задач управления хаотическими системами с разнообразными странными аттракторами [14 – 17].

В данной работе рассмотрим применение предложенного подхода к решению задачи управления системой с хаотическим аттрактором Генесио-Теси [17]:

$$\dot{x}_1(t) = x_2, \quad \dot{x}_2(t) = x_3, \quad \dot{x}_3(t) = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + mx_1^2, \quad (13)$$

здесь $\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), x_3(t)]^T$ – вектор состояния; a, b, c, m – положительные константы, при этом $ab < c$. Система (13), при $a=1,2$, $b=2,92$, $c=6$ и $m=1$, представляет собой неуправляемую хаотическую систему, фазовая траектория которой показана на рис. 5 [17].

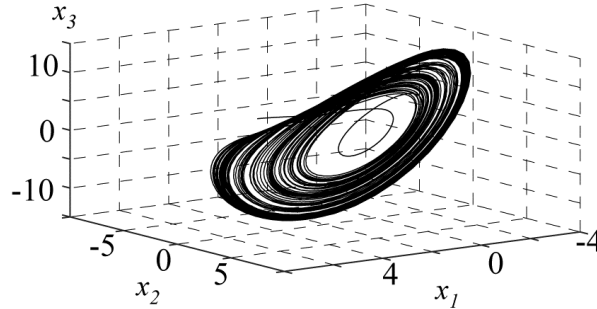


Рис. 5 Фазовая траектория системы (13).

Из (13) получим возмущенную систему с управлением:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2; & \dot{x}_2(t) &= x_3; \\ \dot{x}_3(t) &= -cx_1 - bx_2 - ax_3 + mx_1^2 + \Delta f + d(t) + U, \end{aligned} \quad (14)$$

здесь Δf – параметрическая неопределенность хаотической системы (13); $d(t)$ – неизмеряемое внешнее возмущение; U – управление.

В общем случае возмущения системы (14) ограничены [17]: $|\Delta f| \leq \alpha$, $|d(t)| \leq \beta$, где α, β – положительные константы.

Задача управления системой (14) заключается в обеспечении нулевого значения вектора ошибки:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{E}(t)\| = \lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{X}(t) - \mathbf{X}_d(t)\| = 0,$$

где $\mathbf{X}_d(t) = [x_d(t), \dot{x}_d(t), \ddot{x}_d(t)]^T$ – желаемый вектор состояния.

Рассмотрим построение нелинейного закона управления $U = U(\mathbf{X}, \mathbf{z})$ для объекта (14), который обеспечивает компенсацию параметрического и внешнего возмущений при $x_d(t) = 0$.

Согласно методу АКАР сформируем расширенную модель для синтеза закона управления. Введем динамическую модель возмущений

$$\begin{aligned} \dot{z}_1(t) &= z_2; \\ \dot{z}_2(t) &= z_3; \\ \dot{z}_3(t) &= x_3 + \gamma_1 x_2 + \gamma_2 x_1, \end{aligned} \quad (15)$$

где γ_1, γ_2 – постоянные коэффициенты.

Таким образом, объединяя (14) и (15), получим расширенную систему:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= x_2; & \dot{x}_2(t) &= x_3; \\
\dot{x}_3(t) &= -cx_1 - bx_2 - ax_3 + mx_1^2 + z_1 + U; \\
\dot{z}_1(t) &= z_2; & \dot{z}_2(t) &= z_3; \\
\dot{z}_3(t) &= x_3 + \gamma_1 x_2 + \gamma_2 x_1.
\end{aligned} \tag{16}$$

В соответствии с методом АКАР введем макропеременную

$$\psi = x_3 + \gamma_1 x_2 + \gamma_2 x_1 + \beta_1 z_1 + \beta_2 z_2 + \beta_3 z_3, \tag{17}$$

здесь β_i – постоянные коэффициенты.

Подставляя ψ (17) в основное функциональное уравнение метода АКАР 1-го порядка

$$T\dot{\psi}(t) + \psi = 0 \tag{18}$$

и раскрывая его совместно с (17) и (16), находим закон управления:

$$\begin{aligned}
U(\mathbf{X}, \mathbf{z}) &= -\gamma_2 x_2 - \gamma_1 x_3 + cx_1 + bx_2 + ax_3 - mx_1^2 - z_1 - \beta_1 z_2 - \beta_2 z_3 - \\
&\quad - \beta_3 (x_3 + \gamma_1 x_2 + \gamma_2 x_1) + \frac{1}{T} (x_3 + \gamma_1 x_2 + \gamma_2 x_1 + \beta_1 z_1 + \beta_2 z_2 + \beta_3 z_3).
\end{aligned} \tag{19}$$

Решение (18) $\psi = 0$ является асимптотически устойчивым при $T > 0$.

На многообразии $\psi = 0$ динамика системы (16) описывается следующей линейной декомпозированной системой:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= x_2; \\
\dot{x}_2(t) &= -\gamma_1 x_2 - \gamma_2 x_1 - \beta_1 z_1 - \beta_2 z_2 - \beta_3 z_3; \\
\dot{z}_1(t) &= z_2; & \dot{z}_2(t) &= z_3; \\
\dot{z}_3(t) &= -\beta_1 z_1 - \beta_2 z_2 - \beta_3 z_3.
\end{aligned} \tag{20}$$

Для нахождения неизвестных коэффициентов, обеспечивающих устойчивость системы (20), также воспользуемся методом модального управления. Запишем матрицу состояния системы (20) и найдем ее характеристическое уравнение:

$$\begin{aligned}
A(p) = \det(p\mathbf{E} - \mathbf{A}) &= p^5 + (\beta_3 + \gamma_1)p^4 + (\beta_2 + \gamma_1\beta_3 + \gamma_2)p^3 + \\
&\quad + (\beta_1 + \gamma_1\beta_2 + \gamma_2\beta_3)p^2 + (\gamma_1\beta_1 + \gamma_2\beta_2)p + \gamma_2\beta_1 = 0.
\end{aligned}$$

Желаемое характеристическое уравнение с заданным расположением корней представим в виде

$$A_0(p) = (p - p_0)^5 = p^5 + 5p_0p^4 + 10p_0^2p^3 + 10p_0^3p^2 + 5p_0^4p + p_0^5 = 0,$$

здесь $p_0 < 0$ – желаемый корень.

Приравнивая коэффициенты этих уравнений при одинаковых степенях p , найдем:

$$\gamma_1 = 2p_0, \gamma_2 = p_0^2, \beta_1 = p_0^3, \beta_2 = 3p_0^2, \beta_3 = 3p_0. \tag{21}$$

Таким образом, выбор $T > 0$ и коэффициентов γ_i, β_j согласно (21) обеспе-

чит асимптотическую устойчивость системы (16) с синтезированным законом управления (19).

На рис. 6 – 9 показаны результаты моделирования объекта (14) с синтезированным законом управления (19) при неизмеряемых возмущениях согласно [17]:

$$\Delta f = 0,5 \sin(\pi x_1) \sin(2\pi x_2) \sin(3\pi x_3); \quad d(t) = 0,2 \cos(t). \quad (22)$$

Параметры объекта: $a = 1,2$; $b = 2,92$; $c = 6$; $m = 1$.

Параметры закона управления: $T = 1$; $p_0 = -4$.

При моделировании до момента $t = 5$ с объект неуправляем, т.е. $U = 0$.

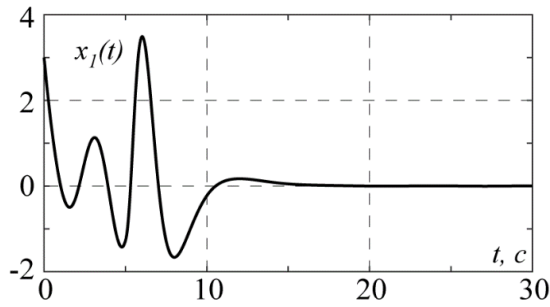


Рис. 6 График изменения $x_1(t)$.

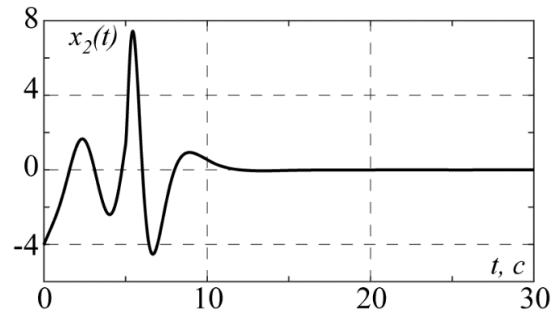


Рис. 7 График изменения $x_2(t)$.

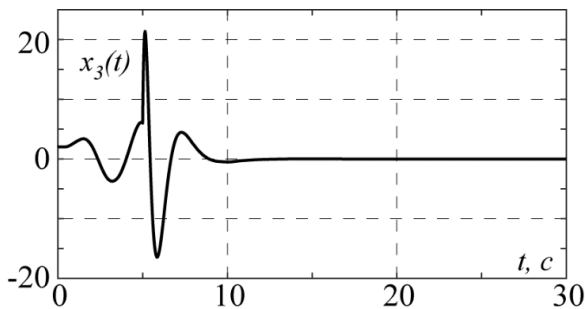


Рис. 8 График изменения $x_3(t)$.

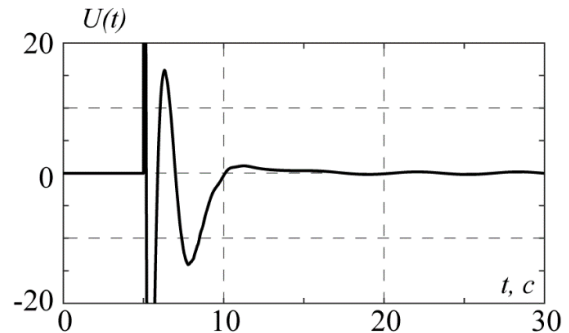


Рис. 9 График изменения управления.

В [17] для решения аналогичной задачи управления объектом (14) с такими же возмущениями предложено адаптивное управление со скользящим режимом. Опуская процедуру синтеза, приведем конечное выражение для закона управления:

$$U = -c_2 e_3 - c_1 e_2 + \ddot{x}_d(t) - \mu \Phi \Theta, \quad (23)$$

здесь $e_1 = x_1(t) - x_d(t)$, $e_2 = x_2(t) - \dot{x}_d(t)$, $e_3 = x_3(t) - \ddot{x}_d(t)$ – компоненты вектора ошибки; $\Theta = \hat{c}|x_1| + \hat{b}|x_2| + \hat{a}|x_3| + \hat{m}|x_1^2| + \hat{\alpha} + \hat{\beta}$; $s = e_3 + c_2 e_2 + c_1 e_1$ – поверхность скольжения;

$\Phi = \left(1 - \exp(-\hat{\lambda}s)\right) \left(1 + \exp(-\hat{\lambda}s)\right)^{-1}$; c_1, c_2, μ – положительные константы.

Закон управления (23) дополняется подсистемой динамического оценивания параметров:

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\lambda}}(t) &= -\gamma \Phi \exp(\hat{\lambda}s), \quad \hat{\lambda}(0) = \hat{\lambda}_0; \\
\dot{\hat{c}}(t) &= |s| |x_1|, \quad \hat{c}(0) = \hat{c}_0; \\
\dot{\hat{b}}(t) &= |s| |x_2|, \quad \hat{b}(0) = \hat{b}_0; \\
\dot{\hat{a}}(t) &= |s| |x_3|, \quad \hat{a}(0) = \hat{a}_0; \\
\dot{\hat{m}}(t) &= |s| |x_1^2|, \quad \hat{m}(0) = \hat{m}_0; \quad \dot{\hat{\alpha}}(t) = \dot{\hat{\beta}}(t) = |s|, \quad \hat{\alpha}(0) = \hat{\alpha}_0, \hat{\beta}(0) = \hat{\beta}_0,
\end{aligned} \tag{24}$$

где $\hat{\lambda}_0, \hat{c}_0, \hat{b}_0, \hat{a}_0, \hat{m}_0, \hat{\alpha}_0, \hat{\beta}_0$ – положительные и ограниченные начальные значения параметров; γ – положительная константа. Параметры закона управления (23), (24) согласно [17]: $c_1 = 10; c_2 = 6; \mu = 1,1; \gamma = 1; \hat{\lambda}_0 = 0,5; \hat{c}_0 = 9; \hat{b}_0 = 7; \hat{a}_0 = 5; \hat{m}_0 = 3; \hat{\alpha}_0 = 1; \hat{\beta}_0 = 11$.

Результаты моделирования объекта (14) с адаптивным законом управления (23), (24) при тех же неизмеряемых возмущениях (22) и тех же начальных условиях по переменным состояния системы (14) имеют схожий с рис. 6 – 9 качественный характер и динамические характеристики. Однако следует отметить следующие преимущества синергетического закона управления (19):

закон управления (19) структурно проще, поскольку содержит только одну нелинейную составляющую;

закон управления (19) содержит три динамические компоненты – систему (15), а закон управления (23) содержит семь динамических компонент – систему (24);

закон управления (23) при больших отклонениях от состояния равновесия приводит к возникновению высокочастотного изменения амплитуды управления с переключением полярности, а закон управления (19) не приводит к такому негативному эффекту.

Заключение

В работе представлено развитие принципа интегральной адаптации СТУ для синтеза нелинейных законов робастного управления нелинейными техническими системами. Основная идея нового подхода заключается в использовании одной модели возмущения высокого порядка, состоящей из последовательно включенных интеграторов (не менее трех), вместо отдельных моделей для каждого возмущения в отдельности. Представлены примеры синтеза, которые продемонстрировали эффективность предложенного подхода – обеспечивается выполнение технологических задач и асимптотическая устойчивость замкнутой системы, а с приемлемой ошибкой компенсируются неизмеряемые параметрические и внешние возмущения.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Krstic M., Kanellakopoulos I., Kokotovic P.* Nonlinear and Adaptive Control Design. – New York: Wiley, 1995.
2. *Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л.* Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. – СПб.: Наука, 2000.
3. *Ioannou P.A., Sun J.* Robust Adaptive Control. – New York: Dover, 2012.
4. *Колесников А.А.* Синергетическая теория управления. – М.: Энергоатомиздат, 1994.
5. *Колесников А.А.* Синергетические методы управления сложными системами: теория системного синтеза. – Изд. 2-е. – М.: Либроком, 2012.
6. *Кузьменко А.А.* Нелинейный синтез закона адаптивного управления частотой вращения гидротурбины: интегральная адаптация // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2015. – № 1-2. – С. 85-94.
7. *Кузьменко А.А., Сеницын А.С., Колесниченко Д.А.* Принцип интегральной адаптации в задаче адаптивного управления системой «гидротурбина – синхронный генератор» // Системы управления и информационные технологии. – 2014. – Т. 56, № 2.1. – С. 146-150.
8. *Кузьменко А.А., Попов А.Н., Радионов И.А.* Нелинейное робастное управление возбуждением синхронного генератора: синергетическая система с переменной структурой // Информатика и системы управления. – 2014. – №3(41). – С. 130-139.
9. *Кузьменко А.А.* Нелинейное адаптивное управление турбогенератором // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2008. – №1. – С. 112-119.
10. *Кузьменко А.А.* Нелинейные адаптивные законы управления турбиной судовой энергоустановки // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2012. – №4. – С. 38-51.
11. *Колесников А.А., Колесников Ал.А., Кузьменко А.А.* Метод АКАР и теория адаптивного управления в задачах синтеза нелинейных систем управления // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2017. – Т. 18, №9. – С. 579-589.
12. *Кузьменко А.А., Сеницын А.С., Сеницына А.А.* Адаптивное управление энергоустановкой «асинхронизированный генератор – ветротурбина» с нелинейным наблюдателем возмущения // Информатика и системы управления. – 2016. – №4(50). – С. 103-114.
13. *Колесников А.А., Топчиев Б.В.* Синергетический подход к проблеме формирования искусственной самоорганизации управляемых систем. Часть 2 // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2005. – №2. – С. 2-11.
14. *Ott E., Grebogi C., Yorke J.A.* Controlling chaos // Phys. Lett. A. – 1990. – Vol. 64. – P. 1196-1199.
15. *Fradkov A.L., Evans R.J.* Control of chaos: methods and applications in engineering // Ann. Rev. Control. – 2005. – Vol. 29. – P. 33-56.
16. *Fradkov A.L., Pogromsky A.Yu.* Introduction to control of oscillations and chaos. – Singapore: World Scientific, 1998.
17. *Dadras S., Momeni H.R.* Control uncertain Genesio–Tesi chaotic system: Adaptive sliding mode approach // Chaos, Solitons and Fractals. – 2009. – Vol. 42. – P. 3140-3146.

Статья представлена к публикации членом редколлегии Е.А. Ереминым.

E-mail:

Кузьменко Андрей Александрович – aakuzmenko@sfedu.ru.