

LSTM-КОРРЕКТОР ПИД-РЕГУЛЯТОРА С ФИЗИЧЕСКИ ОБОСНОВАННЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ УПРАВЛЯЮЩЕГО МОМЕНТА

Дроботов Ю.Е.^{1,2,3}, Литвинов Н.К.¹

¹*Институт опережающих технологий «Школа Икс» Донского государственного
технического университета, Ростов-на-Дону;*

²*Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону;*

³*Северо-Кавказский центр математических исследований Владикавказского
научного центра Российской академии наук, Михайловское, РСО-Алания*

Ключевые слова: адаптивные системы управления, интегральное превышение управляющего момента, метаэвристические алгоритмы, ПИД-регулятор, ITSE, LSTM, ZOA.

Аннотация. Предложен гибридный адаптивный контроллер, построенный на основе фиксированного классического ПИД-регулятора, дополненного обучаемой LSTM-надстройкой с ограничителем скорости изменения управляющего момента, настраиваемой посредством квадратичного штрафа за превышение максимально допустимого момента. Предельное значение момента выбирается как максимум абсолютной величины, достигаемый при идеальном следовании известной траектории, что задает физически обоснованную границу допустимой амплитуды управляющего сигнала. Оптимизация параметров LSTM-блока выполняется метаэвристическим алгоритмом зебр (ZOA). Эксперименты, проведенные на модели однозвенного маятника с вращательным приводом – простейшей механической системы, описываемой нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка, – показывают, что в окрестности найденного критического предела LSTM-корректор одновременно улучшает точность слежения (до 19% по интегральному квадратичному критерию ITSE) и снижает интегральное превышение момента более чем в 3000 раз по сравнению с неограниченным ПИД-регулятором. При этом контроллер сохраняет базовый линейный ПИД-регулятор структурно и параметрически неизменным и, не требуя введения в него дополнительных нелинейных элементов (таких как насыщение), формирует управление, сопоставимое по качеству с ПИД, оснащенным насыщением, реализуя нелинейную коррекцию посредством отдельной адаптивной надстройки, дополняющей сигналы в каналах исходной пропорционально-интегрально-дифференциальной архитектуры. Подход потенциально применим в условиях неизвестной или изменяющейся динамики объекта, не требуя структурной реорганизации основного регулятора.

LSTM-BASED CORRECTOR FOR A PID CONTROLLER WITH A PHYSICALLY MOTIVATED CONTROL TORQUE CONSTRAINT

Drobotov Y.E.^{1,2,3}, Litvinov N.K.¹

¹*Institute of Emerging Technologies “School X”, Don State Technical University,
Rostov-on-Don;*

²*Southern Federal University, Rostov-on-Don;*

³*North-Caucasus Center for Mathematical Research of the Vladikavkaz Scientific
Centre of the Russian Academy of Sciences, Mikhailovskoye village,
Republic of North Ossetia-Alania*

Keywords: adaptive control systems, integral of torque overshoot, metaheuristic algorithms, PID controller, ITSE, LSTM, ZOA.

Abstract. A hybrid adaptive controller is proposed, comprising a fixed conventional PID controller augmented by a trainable LSTM-based correction module equipped with a torque rate limiter. The

module is tuned via a quadratic penalty for exceeding the maximum allowable torque. The torque limit is defined as the peak absolute torque required for exact tracking of a reference trajectory, establishing a physically motivated bound on the admissible control signal amplitude. The LSTM parameters are optimized using the Zebra Optimization Algorithm (ZOA). Simulations on a single-link rotary pendulum — a canonical second-order nonlinear mechanical system — demonstrate that near the identified critical limit, the LSTM corrector simultaneously improves tracking accuracy (by up to 19% in terms of ITSE) and reduces integral of torque overshoot by a factor of over 3000 compared to an unconstrained PID controller. The approach preserves the structural and parametric integrity of the baseline linear PID controller. Without embedding internal nonlinearities (e.g., saturation), it yields control performance comparable to a saturated PID by applying nonlinear correction through an external adaptive module that supplements the original PID control structure. This framework is suitable for systems with unknown or time-varying dynamics, as it requires no structural reconfiguration of the primary controller.

Рассмотрим в качестве объекта управления однозвенный маятник с вращательным приводом, динамика которого задана следующим дифференциальным уравнением:

$$J \ddot{q}(t) + b \dot{q}(t) + m g L \sin q(t) = u(t), \quad t \in [0, T], \quad (1)$$

где $q(t)$ – угол поворота звена (рад); $u(t)$ – управляющий момент (Н·м), приложенный к оси вращения; J – суммарный момент инерции звена и груза относительно оси вращения (Н); b – безразмерный коэффициент вязкого трения в подшипниках; m – масса груза (кг); L – расстояние от оси вращения до центра масс груза (м); g – ускорение свободного падения (м/с); T – полное время симуляции (с).

Цель управления – генерация управляющего момента $u(t)$, который обеспечит наиболее точное следование свободного конца маятника по желаемой траектории $q_0(t)$ на заданном временном интервале T .

Для оценки точности слежения применяется интегральный критерий ITSE (Integral of Time multiplied by Square Error):

$$\text{ITSE} = \int_0^T t e^2(t) dt, \quad e(t) = q_0(t) - q(t),$$

позволяющий учесть не только величину отклонений, но и их длительность, придавая больший вес более поздним ошибкам. Таким образом, задачей настоящей работы является синтез системы управления, минимизирующей ITSE в условиях нелинейной динамики (1), наличия случайных возмущений, имитирующих технические дефекты объекта управления, и требований к физической корректности генерируемых сигналов управления.

Дизайн адаптивного контроллера

Наличие жестких ограничений на амплитуду управляющего сигнала, а также требований к его частотным характеристикам предполагает, вообще говоря, нелинейное преобразование сигналов в контуре управления. Предлагаемое решение заключается в том, чтобы дополнить линейный ПИД-регулятор нейронной сетью долгой краткосрочной памяти (LSTM), формирующей аддитивные поправки к сигналам ошибки и реализующей нелинейное преобразование отдельным самонастраивающимся блоком системы управления. Предполагается, что благодаря наличию внутреннего состояния и механизмов

долговременной памяти LSTM-надстройка способна накапливать информацию о предшествующем поведении системы и адаптивно перестраивать нелинейную коррекцию в зависимости от меняющихся условий, что открывает возможность гибкого реагирования на сложную динамику объекта и резкое изменение условий его функционирования.

Таким образом, результирующий закон управления записывается в следующем виде:

$$u(t) = K_p [e(t) + \Delta p(t)] + K_i \left[\int_0^t e(\tau) d\tau + \Delta i(t) \right] + K_d [\dot{e}(t) + \Delta d(t)], \quad (2)$$

где $\Delta p(t)$, $\Delta i(t)$ и $\Delta d(t)$ представляют собой аддитивные поправки LSTM-модели в соответствующих каналах ПИД-регулятора. Ранее закон (2) формирования управляющего сигнала рассматривался, например, в [1], где для генерации аддитивных поправок использовалась нейросеть прямого распространения ошибки с двумя скрытыми слоями и локальными рекуррентными связями особого типа: взвешенный вход каждого нейрона скрытого слоя на текущем шаге (до активации) суммировался со значением преактивационного сумматора этого нейрона на предыдущем шаге.

Пусть на каждом шаге k управления на вход адаптивного LSTM-подобного блока поступает вектор, составленный из текущей ошибки и двух ее предыдущих значений:

$$\mathbf{x}_k = (e(k), e(k-1), e(k-2))^T \in \mathbf{R}^3,$$

что, как предполагается, позволяет анализировать тренд изменения рассогласования в системе управления. Рекуррентное скрытое состояние, аккумулирующее информацию о предыдущих ошибках, выражается вектором $\mathbf{H}_k \in \mathbf{R}^2$, который инициализируется нулевым в начале каждого эксперимента – сеанса управления продолжительностью T с, в течение которого система должна отследить заданную траекторию. Таким образом, скрытое состояние $\mathbf{H}_k$ служит динамической памятью блока: благодаря рекуррентным связям оно накапливает информацию о временной структуре ошибки, поступившей с момента старта системы, что позволяет учитывать предысторию при формировании корректирующих сигналов.

Адаптивный блок имеет следующие обучаемые параметры:

- $\mathbf{W}_x \in \mathbf{R}^{2 \times 3}$ – матрица весов входных связей;
- $\mathbf{U}_h \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ – матрица весов рекуррентных связей;
- $\mathbf{b}_f, \mathbf{b}_i, \mathbf{b}_c \in \mathbf{R}^2$ – векторы смещений для т.н. вентиля забывания, входного вентиля и формирования кандидата на запоминание соответственно;
- $\mathbf{W}_o \in \mathbf{R}^{3 \times 2}$ – матрица весов выходного слоя.

Отличительной особенностью предлагаемой архитектуры является использование общей линейной комбинации входа и предыдущего состояния для всех вентилях, вследствие чего индивидуальность настройки каждого вентиля обеспечивается лишь собственным вектором смещения:

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{W}_x \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{U}_h \cdot \mathbf{H}_{k-1}.$$

Вычисления внутри адаптивного блока организованы следующим образом:

$$1) \text{ вентиль забывания: } \mathbf{f}_k = \sigma(\mathbf{z}_k + \mathbf{b}_f);$$

$$2) \text{ входной вентиль: } \mathbf{i}_k = \sigma(\mathbf{z}_k + \mathbf{b}_i);$$

$$3) \text{ вектор предполагаемого обновления состояния: } \tilde{\mathbf{c}}_k = \tanh(\mathbf{z}_k + \mathbf{b}_c),$$

где $\sigma(\cdot)$ – сигмоидальная функция. Скрытое состояние обновляется по правилу

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{f}_k \otimes \mathbf{H}_{k-1} + \mathbf{i}_k \otimes \tilde{\mathbf{c}}_k,$$

где $\otimes$ – поэлементное умножение.

Отметим, что в предлагаемом варианте адаптивного блока отсутствует выходной вентиль, так что скрытое состояние $\mathbf{H}_k$ непосредственно используется как выход скрытого слоя, что призвано упростить архитектуру, но сохранить ключевое преимущество LSTM-моделей [2] – способность гибко регулировать запоминание и забывание информации о временной структуре ошибок благодаря наличию рекуррентных связей, обеспечивая, как следствие, одновременно гладкое и ограниченное управление, что критически важно для безопасной эксплуатации реальных электроприводов. Введенные для этого аддитивные поправки в законе управления (2) формируются как компоненты выходного вектора адаптивного блока:

$$\mathbf{o}_k = u_{\max} \cdot \tanh(\mathbf{W}_o \cdot \mathbf{H}_k / u_{\max}), \quad \mathbf{o}_k = (\Delta p, \Delta i, \Delta d)^T \in \mathbf{R}^3,$$

где $u_{\max}$ – максимально допустимый управляющий момент, выступающий в роли масштабного коэффициента; функция $\tanh$ ограничивает диапазон поправок, препятствуя их неконтролируемому росту.

Цель обучения предлагаемой LSTM-надстройки состоит в отыскании таких векторов $\mathbf{b}_f$, $\mathbf{b}_i$, $\mathbf{b}_c$ и матриц $\mathbf{W}_x$, $\mathbf{W}_h$, $\mathbf{W}_o$, чтобы обеспечить наименьший ITSE при следовании заданной траектории $q_0(t)$ посредством сигналов управления, генерируемых согласно (2) в определенных требованиях на диапазон $u_{\max}$ и скорость изменения $\dot{u}(t)$.

Настройка контроллера

Для настройки коэффициентов ПИД-регулятора и параметров LSTM-корректора используется Zebra Optimization Algorithm (ZOA) – метаэвристический алгоритм оптимизации, вдохновленный наблюдением за поведением зебр в дикой природе [3]. ZOA оперирует случайной матрицей популяции $\mathbf{X}$ размера $N \times m$, где N – число «зебр» (потенциальных решений задачи), m – размерность задачи. В настоящей работе ZOA применяется для решения двух отдельных задач:

1) оптимизация коэффициентов ПИД-регулятора, и тогда позиция x_i зебры под номером i в пространстве решений описывается вектором из трех координат, т. е.

$$\mathbf{x}_i = (K_P, K_I, K_D), \quad i = 1, \dots, N;$$

2) оптимизация настроек LSTM-корректора, и тогда i -я зебра существует в ином пространстве решений, и ее позиция описывается вектором

$$\mathbf{x}_i = (\mathbf{b}_f, \mathbf{b}_g, \mathbf{b}_c, \mathbf{W}_x, \mathbf{W}_h, \mathbf{W}_o), \quad i = 1, \dots, N.$$

ZOA предполагает две фазы работы, призванные обеспечить баланс между глобальным исследованием пространства решений и локальной проверкой предполагаемого оптимума целевой функции. На первой фазе моделируется движение всей популяции вслед за зеброй-пионером, позицию которой в пространстве решений будем обозначать через $\mathbf{x}_p$, к области с лучшим источником корма. Обновление очередной координаты j позиции каждой i -й зебры выполняется по формуле:

$$x_{i,j}^n = x_{i,j} + r \cdot (x_{p,j} - I \cdot x_{i,j}), \quad i \neq p, \quad j = 1, \dots, m,$$

где r – случайное значение на отрезке $[0, 1]$; $I \in \{1, 2\}$ – параметр, отвечающий за разнообразие перемещений.

Новая позиция $\mathbf{x}_i^n = (x_{i,j}^n)$ принимается для смещения i -й зебры, если происходит улучшение значения целевой функции.

На второй фазе алгоритма имитируется нападения хищника на одну из зебр; позицию атакованной зебры будем обозначать через $\mathbf{x}_a = (x_{a,j})$. Случайным образом выбирается одна из двух равновероятных стратегий защиты:

$$(a) \quad x_{i,j}^n = x_{i,j} + R \cdot (2r - 1) \cdot \left(1 - \frac{t_z}{T_z}\right) \cdot x_{i,j}, \quad i = 1, \dots, N, \quad j = 1, \dots, m;$$

$$(b) \quad x_{i,j}^n = x_{i,j} + r \cdot (x_{a,j} - I \cdot x_{i,j}), \quad i \neq a, \quad j = 1, \dots, m,$$

где R – гиперпараметр алгоритма, например, $R = 0.01$; t_z и T_z – соответственно, текущая итерация алгоритма и максимальное их число.

Новое положение, рассчитанное согласно стратегии (a) или (b), принимается при улучшении значения целевой функции (в контексте рассматриваемой задачи, минимизации). Итерационный процесс прерывается с достижением $t_z = T_z$.

Постановка численных экспериментов

Рассмотрим задачу управления однозвенным жестким манипулятором, динамика которого удовлетворяет модели (1) с параметрами из Таблицы 1. Пусть желаемая траектория задана выражением

$$q_0(t) = 0,5 \cdot [1 - \cos(\pi t)] + 0,3 \cdot \sin(2\pi t) + 0,15 \cdot \cos(4\pi t), \quad t \in [0, T], \quad (3)$$

и, таким образом, содержит гармоники с частотами вплоть до 4π рад/с, что обеспечивает существенно нелинейный характер движения; начальные условия примем нулевыми.

Табл. 1. Параметры численной симуляции

J , кг·м ²	b , Н·м·с	m , кг	L , м	T , с	Δt , с
1	0.1	1	0.5	4	0.01

Для определения физически оправданного ограничения максимальной амплитуды управляющего момента воспользуемся методом обратной динамики. Если потребовать идеального отслеживания траектории (3), то требуемый момент должен удовлетворять уравнению движения

$$u_0(t) = J\ddot{q}_0(t) + b\dot{q}_0(t) + mg \sin q_0(t), \quad t \in [0, T].$$

Расчет момента $u_0(t)$ численными методами на достаточно мелкой сетке с частотой дискретизации 10^{-3} с с последующим локальным уточнением методом Брента обеспечивает

$$u_{\max} = \max_{t \in [0, T]} |u_0(t)| \approx 37,45 \text{ Н}\cdot\text{м}, \quad (4)$$

что принимается здесь за абсолютный физический минимум максимального момента, при котором еще теоретически возможно безошибочное воспроизведение траектории (3).

Таким образом, наиболее информативным для демонстрации возможностей предлагаемого контроллера предполагается критический случай с ограничением (4) на управляющий момент.

В эксперименте рассматривались три стратегии управления, каждая из которых предполагала оптимизацию алгоритмом ZOA с одинаковой популяцией $N = 50$ «зебр» и фиксированным бюджетом $T_z = 150$ итераций. Первую стратегию представлял «чистый» ПИД-регулятор, удовлетворяющий закону управления (2) с тождественно нулевыми добавками Δp , Δi , Δd ; настройка коэффициентов осуществлялась минимизацией следующей целевой функции с помощью ZOA:

$$J_1 = \text{ITSE} + \rho_1 N_{\text{sign}}(\dot{u}), \quad \rho_1 = 10^{-8},$$

где $N_{\text{sign}}(\dot{u})$ – число смен знака производной функции $u(t)$.

Вторая стратегия была представлена комбинацией ПИД-регулятора, минимизирующего J_1 , и LSTM-блока, настраиваемого для минимизации целевой функции

$$J_2 = \text{ITSE} + \rho_1 N_{\text{sign}}(\dot{u}) + \lambda_{L2} \|\mathbf{W}\|^2, \quad \lambda_{L2} = 10^{-4},$$

где предполагается слабая L2-регуляризация весов $\mathbf{W}$, но отсутствует штраф за превышение амплитуды.

Наконец, третья стратегия управления была реализована посредством комбинации ПИД-регулятора, описанной выше LSTM-надстройки и ограничителя скорости изменения управления (rate limiter), предлагаемой в качестве основного решения. Настраиваемый rate limiter вводится в третью систему управления для обеспечения плавности управляющего сигнала и предотвращения нереализуемых скачков момента, которые могут возникать даже при ограниченной амплитуде; конкретная реализация, применяемая в настоящем исследовании, заключается в пост-обработке следующего вида:

$$\Delta u_{\max} = D_{\max} \cdot \Delta t,$$

$$u_k = u_{k-1} + \text{sat}(u_k^{\text{raw}} - u_{k-1}, -\Delta u_{\max}, \Delta u_{\max}),$$

где $\text{sat}(x, a, b) = \max(a, \min(x, b))$; u_k^{raw} – выходной сигнал LSTM+ПИД на итерации k управления до применения ограничения.

В отличие от стандартного насыщения, которое ограничивает лишь амплитуду сигнала, rate limiter воздействует на первую производную управляющего момента, обеспечивая требование $|du/dt| \leq D_{\max}$ и соответствующие

технические следствия. Во-первых, имитируется естественная инерционность реального исполнительного привода, который не способен изменить момент мгновенно; во-вторых, подавляются высокочастотные составляющие сигнала, что снижает склонность к автоколебательным режимам и уменьшает механические нагрузки на конструкцию. Оптимизация третьей системы управления предполагала минимизацию целевой функции

$$J_3 = \text{ITSE} + \rho_1 N_{\text{sign}}(\dot{u}) + \lambda_{L2} \|\mathbf{w}\|^2 + \mu \cdot \max^2(0, \max|u| - u_{\max}),$$

где вес μ полагался равным 0,01. Таким образом, совместно с квадратичным штрафом за превышение максимальной амплитуды управляющего момента, введенным в J_3 , rate limiter позволяет оптимизатору ZOA найти такие веса LSTM-модели и значение параметра $D_{\max}$ в диапазоне от 1 до 5000 Н·м/с, при которых итоговый сигнал управления остается одновременно допустимым по амплитуде и достаточно резким для качественного отслеживания траектории. Отметим, что и во второй, и в третьей стратегии коэффициенты базового ПИД-регулятора остаются фиксированными и равными оптимальным коэффициентам, найденным в рамках исследования первой стратегии.

Во всех экспериментах для численного интегрирования уравнения динамики используется метод Эйлера с постоянным шагом $\Delta t = 10^{-2}$ с. Помимо пикового момента $\max|u|$ в расчетных экспериментах регистрируется интеграл превышения

$$\text{EI} = \int_0^T \max(0, |u(t)| - u_{\max}) dt, \quad \text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с},$$

который количественно характеризует накопленную перегрузку привода.

Оценка робастности

Оценка робастности предложенного подхода проводилась путем введения в модель динамики манипулятора двух типов возмущений: неравномерного трения и случайных рывков. Оба возмущения не учитывались на этапе оптимизации параметров регуляторов, что позволяет проверить способность гибридной схемы сохранять качество управления при непредвиденных изменениях условий работы.

Неравномерное трение моделирует несовершенство механической системы. Коэффициент вязкого трения заменен эффективным значением, зависящим от текущего угла q и угловой скорости $\dot{q}$:

$$b_{\text{eff}} = b_{\text{nom}} + 0,05 \cdot \sin(2q) + 0,02 \cdot \tanh(10\dot{q}), \quad (5)$$

где b_{nom} – номинальный коэффициент вязкого трения.

Предложенная модель аппроксимирует сухое трение, одновременно обеспечивая гладкость функции в окрестности нулевой скорости, что позволяет избежать разрыва в уравнениях динамики. Случайные рывки представлены шумом, добавляемым к номинальному управляющему сигналу $u_{\text{nom}}(t)$:

$$u = u_{\text{nom}}(t) + \varepsilon, \quad \varepsilon \sim n(0, \sigma^2), \quad \sigma = 0,1, \quad (6)$$

что имитирует широкий класс непредсказуемых воздействий: вибрации, электрические наводки, шумы датчиков, неточности исполнения команд приводом. Таким образом, введенные возмущения призваны испытать предложенный подход в условиях, приближенных к реальной эксплуатации.

Результаты численных экспериментов

В таблице 2 приведены показатели контроллеров для номинальной модели, в таблице 3 – для возмущенной модели с нелинейным трением (5) и аддитивным шумом (6). Результаты показывают, что классический ПИД-регулятор, оптимизированный без ограничений на управляющий сигнал, развивает моменты до 92,7 Н·м – почти в 2.5 раза выше допустимого предела (4). Интегральное превышение $EI \approx 0,93 \text{ Н·м·с}$ эквивалентно постоянной перегрузке примерно 55 Н·м в течение 17 мс, что может быть критично для прецизионных механизмов (например, медицинских роботов) или систем с пассивным воздушным или жидкостным охлаждением. Гибридная система управления LSTM+ПИД, оптимизированная без амплитудного штрафа, демонстрирует наилучшую точность, однако ценой технически некорректного управления с выбросами до 219 Н·м и EI , достигающего 17,9 Н·м·с.

Табл. 2. Результаты для номинальной модели, $u_{\max} = 37.45 \text{ Н·м}$

Контроллер	ITSE	$\max u , \text{ Н·м}$	$N_{\text{sign}}(\dot{u})$	$EI, \text{ Н·м·с}$
ПИД	$7,07 \cdot 10^{-3}$	92,69	17	0,931
LSTM+ПИД (без штрафа)	$5,60 \cdot 10^{-3}$	219,3	23	17,87
LSTM+ПИД (предлагаемое решение)	$5,70 \cdot 10^{-3}$	37,48	17	0,0003

Табл. 3. Результаты для возмущенной модели

Контроллер	ITSE	$\max u , \text{ Н·м}$	$N_{\text{sign}}(\dot{u})$	$EI, \text{ Н·м·с}$
ПИД	$7,16 \cdot 10^{-3}$	92,29	47	0,954
LSTM+ПИД (без штрафа)	$5,58 \cdot 10^{-3}$	218,6	65	17,81
LSTM+ПИД (предлагаемое решение)	$5,69 \cdot 10^{-3}$	38,11	59	0,0082

Предлагаемый контроллер, обеспечивающий третью экспериментальную стратегию управления, достигает точности, сравнимой с показателями нештрафуемой LSTM+ПИД системы управления, однако при этом удерживает момент в строгих границах: пиковое значение в 37,48 Н·м превышает предел (4) на 0,08 %, а интеграл превышения составляет 0.0003 Н·м·с. Таким образом, по сравнению с «чистым» ПИД-регулятором, представляющим первую экспериментальную стратегию, точность улучшена на 19%, а интеграл превышения амплитудного максимума уменьшен более чем в 3000 раз. Преимущества сохраняются и для возмущенной модели: ITSE ниже на 20%, EI в 116 раз меньше, чем у «чистого» ПИД-регулятора.

Заключение

В работе предложен и апробирован в численном эксперименте гибридный подход к управлению в условиях жестких ограничений на управляющий момент, основанный на дополнении классического ПИД-регулятора с фиксированными коэффициентами обучаемым LSTM-корректором. Показано, что вблизи

теоретического предела возможностей привода, определенного из анализа обратной динамики, предлагаемая система управления обеспечивает одновременно высокую точность слежения и технически корректный управляющий сигнал. Высокая эффективность достигнута во многом благодаря способности LSTM-блока накапливать информацию о предшествующих ошибках во внутреннем состоянии, что позволяет формировать упреждающие корректирующие воздействия и гибко перераспределять ограниченный ресурс момента вдоль траектории. Продемонстрированы ключевые аспекты организации оптимизационного процесса для настройки параметров гибридной системы, а сравнительный анализ с альтернативными решениями выявил роль каждого компонента предлагаемой архитектуры.

Принципиальным отличием рассмотренной архитектуры является сохранение структуры и настроек базового ПИД-регулятора, что делает LSTM-блок универсальным адаптационным модулем, способным наделять существующую систему управления свойством гарантированного соблюдения вновь вводимых ограничений без необходимости перепроектирования. Подобная гибкость открывает новые возможности для безопасного внедрения обучаемых нейросетевых компонентов в действующие промышленные контуры управления, где критически важны как точность обработки задающих воздействий, так и защита привода от перегрузок.

Финансирование. Исследование выполнено при финансовой поддержке Южного федерального университета, научный проект № ВнГр/26-01-ММ.

Список литературы

1. Jasim Mohamed M., Kadhim Oleiwi B., Taher Azar A., Redha Mahlous A. Hybrid controller with neural network PID/FOPID operations for two-link rigid robot manipulator based on the zebra optimization algorithm // *Frontiers in Robotics and AI*. 2024, vol. 11, p. 1386968.
2. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long Short-Term Memory // *Neural Computation*. 1997, vol. 9, no. 8, pp. 1735-1780.
3. Trojovská E., Dehghani M., Trojovský P. Zebra Optimization Algorithm: A New Bio-Inspired Optimization Algorithm for Solving Optimization Algorithm // *IEEE Access*. 2022, vol. 10, pp. 49445-49473.

Сведения об авторах:

Дроботов Юрий Евгеньевич – к.ф.-м.н., старший преподаватель ИОТ «Школа Икс» ДГТУ, научный сотрудник ИММиКН им. И.И. Воровича ЮФУ, научный сотрудник СКЦМИ ВНИЦ РАН;

Литвинов Никита Константинович – студент.