

3. **Braverman M. Eh., Rozonoehr L. I.** *O grubosti lineynykh dinamicheskikh sistem. ch. 1.* (About the rudeness of linear dynamic systems. part 1.), *Izv. RAN. Avtomatika i Telemekhanika*, 1991, no. 11, pp. 17–23 (in Russian).
4. **Braverman M. Eh., Rozonoehr L. I.** *O grubosti lineynykh dinamicheskikh sistem. ch.2* (About the rudeness of linear dynamic systems. part 2.), *Izv. RAN. Avtomatika i Telemekhanika*, 1992, no. 1, pp. 41–52 (in Russian).
5. **Petrov Yu. P.** *Ustojchivost' lineynykh sistem pri variatsiyakh parametrov* (Stability of linear systems with parameter variations), *Izv. RAN. Avtomatika i Telemekhanika*, 1994, no. 11, pp. 186–189 (in Russian).
6. **Volgin L. N.** *O grubykh sistemakh upravleniya* (About the robust control systems), *Izv. RAN. Avtomatika i Telemekhanika*, 1989, no. 4, pp. 186–187 (in Russian).
7. **Dzhuri E. H. I.** *Robastnost' diskretnykh sistem* (The robustness of discrete-time systems), *Izv. RAN. Avtomatika i Telemekhanika*, 1999, no. 3, pp. 3–28 (in Russian).
8. **Gajduk A. R.** *Sintez sistem upravleniya pri slabo obuslovlennoj polnote ob'ektov* (Synthesis of control systems under weak due to the completeness of objects), *Izv. RAN. Avtomatika i Telemekhanika*, 1997, no. 4, pp. 133–144 (in Russian).
9. **Polyak B. T., Scherbakov P. S.** *Trudnye zadachi lineynoj teorii upravleniya. Nekotorye podkhody k resheniyu* (Hard problems of linear control theory. Some approaches to the solution of), *Avtomatika i Telemekhanika*, 2005, no. 5, pp. 7–46 (in Russian).
10. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *O probleme nerobastnosti spektra v zadachakh modal'nogo upravleniya* (The problem of probastat of the spectrum in problems of modal control), *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2011, no. 10, pp. 8–13 (in Russian).
11. **Meerov M. V.** *Sintez struktur sistem avtomaticheskogo regulirovaniya vysokoj tochnosti* (The synthesis of structures of automatic control systems of high precision), Moscow, Nauka, 1967, 424 p. (in Russian).
12. **Vostrikov A. S.** *Sintez nelineynykh sistem metodom lokalizatsii* (The synthesis of nonlinear systems by the localization method), Novosibirsk, Publishing house of Novosib. university, 1990, 120 p. (in Russian).
13. **Kiselev O. N., Polyak B. T.** *Sintez regulyatorov nizkogo porjadka po kriteriyu i po kriteriyu maksimal'noj robastnosti* (The synthesis of low-order controllers on the criterion and on the criterion of maximum robustness), *Izv. RAN. Avtomatika i Telemekhanika*, 1999, no. 3, pp. 119–132 (in Russian).
14. **Goncharov V. I., Liepin'sh A. V., Rudnitskij V. A.** *Sintez robastnykh regulyatorov nizkogo poryadka* (Synthesis of robust controllers of low order), *Izv. RAN. Teoriya i Sistemy Upravleniya*, 2001, no. 4, pp. 36–43 (in Russian).
15. **Kolesnikov A. A.** *Osnovy teorii sinergeticheskogo upravleniya* (Fundamentals of the theory of synergetic control), Moscow, Ispoversis, 2000, 264 p. (in Russian).
16. **Polyak B. T., Scherbakov P. S.** *Robastnaya ustojchivost' i upravlenie* (Robust stability and control), Moscow, Nauka, 2002, 303 p. (in Russian).
17. **Tyutikov V. V., Tararykin S. V.** *Robastnoe modal'noe upravlenie tekhnologicheskimi ob'ektami* (Robust modal control of technological objects), Ivanovo, IGEHU, 2006, 256 p. (in Russian).
18. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *Metod bol'shikh koefffitsientov usileniya i ehffekt lokalizatsii dvizhenij v zadachakh sinteza sistem avtomaticheskogo upravleniya* (Method of large gains and the effect of localization movements in problems of synthesis of systems of automatic control), *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2009, no. 2, pp. 2–10 (in Russian).
19. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *Robastnaya korrektsiya v sistemakh upravleniya s bol'shim koefffitsientom usileniya* (Robust correction in control systems with high gain), *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2014, no. 12, pp. 3–10 (in Russian).
20. **Gajduk A. R.** *Teoriya i metody analiticheskogo sinteza sistem avtomaticheskogo upravleniya (polinomial'nyj podkhod)* (Theory and analytical methods of synthesis of automatic control systems (polynomial approach)), Moscow, FIZMATLIT, 2012, 360 p. (in Russian).
21. **Gantmakher F. R.** *Teoriya matrits* (The theory of matrices), Moscow, Fizmatlit, 2004 (in Russian).

УДК 621.316.71

DOI:10.17587/mau.17.809-816

**Л. А. Краснодубец**, д-р техн. наук, проф., lakrasno@gmail.com,  
**А. М. Олейников**, д-р техн. наук, проф., oma091041@gmail.com,  
 Севастопольский государственный университет

## ПИД регулятор как платформа для реализации адаптивных законов управления электроприводом

Ставится и решается задача аналитического конструирования закона прямого адаптивного управления электроприводом. Показано, что сконструированный закон может быть реализован на аналоговой либо компьютерной платформе ПИД регулятора. При этом традиционный ПИД регулятор преобразуется в адаптивный просто путем изменения параметров его настройки при неизменном элементном составе, включающем интегратор, дифференциатор и усилители.

**Ключевые слова:** адаптация, градиентный метод, закон управления, локальная оптимизация, адаптивный регулятор, ПИД регулятор, электропривод

### Введение

Новые технологии проектирования алгоритмического обеспечения систем управления движением [1], основанные на концепциях обратных задач динамики и локальной оптимизации, приводят к аналитическим выражениям для законов адаптивного управления с неявными эталонными моделями, предназначенных для управления такими динамическими объектами, которые имеют неполное описание или параметры которых могут существ-

венно изменяться в процессе функционирования. Регуляторы, реализующие такие законы управления, придают построенным на их основе замкнутым системам адаптивные свойства, а их структурная интерпретация позволяет увидеть знакомые очертания традиционного ПИД регулятора. Это наводит на мысль о возможной реализации новых законов адаптивного управления для существующих электроприводов постоянного тока, оборудованных традиционными регуляторами. При этом процедура

смены закона управления сводится просто к установке новых значений параметров настройки входящего в состав электропривода ПИД регулятора. Важно отметить, что построенный таким образом регулятор не имеет ничего общего (кроме структуры) с традиционным ПИД регулятором, история которого начинается с работы [2] и насчитывает множество научных статей и патентов, среди которых можно выделить публикации [3–5], изданные компанией Springer—Verlag. Главное отличие ПИД регулятора с адаптивным законом управления от традиционного ПИД регулятора заключается в том, что для синтеза параметров его настройки не требуется идентификация параметров модели объекта управления. При этом платформа ПИД регулятора рассматривается как вычислительное устройство, содержащее линейные операторы алгебраического сложения, интегрирования и дифференцирования. Например, в случае реализации непрерывного закона управления такая платформа играет роль АВМ (аналоговой вычислительной машины). Таким образом, если закон адаптивного управления может быть представлен суперпозицией операторов, входящих в состав платформы ПИД регулятора, то она может быть использована в качестве адаптивного регулятора без каких-либо конструктивных изменений.

В настоящее время общепринятой можно считать концепцию адаптивного управления как управления в условиях неполной информации о моделях объекта и учитываемых воздействий внешней среды на систему [6]. В статье авторы придерживаются концепции прямой адаптации как текущей численной оптимизации. При этом в отличие от адаптивных систем управления электроприводом с сигнальной самонастройкой, а также с самонастройкой параметров регулятора [7] применяется активная автоматическая оптимизация основного контура системы по локальному критерию в процессе текущего управления (локальная оптимизация). Основная проблема такого подхода заключается в формировании обобщенной ошибки управления, совокупно содержащей информацию обо всех неконтролируемых изменениях характеристик объекта и воздействиях внешней среды, которая включается в выбранный критерий оптимизации. Другая проблема состоит в необходимости гарантированной достижимости целевых условий, в первую очередь, условий устойчивости всех траекторий системы при заданных начальных условиях в допустимой области параметров и состояния. Эти проблемы сняты путем представления обобщенной ошибки управления в виде разности (невязки) производной управляемой координаты объекта и соответствующей производной переменной эталонной модели и выбора в роли локальных критериев оптимизации соответствующих выражений для квадрата такой невязки [1].

Применение новой технологии в статье иллюстрируется на примере проектирования адаптив-

ного следящего электропривода, предназначенного для регулирования скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в условиях неконтролируемого изменения его параметров и нагрузки на валу. При этом целью являлось получение и исследование закона управления для адаптивного регулятора и на этой основе построение соответствующей структуры, пригодной для реализации на платформе традиционного ПИД регулятора, а также синтез его параметров, определяющих желаемые статические и динамические свойства проектируемого адаптивного электропривода. Результаты демонстрируются на примерах моделирования адаптивного электропривода с помощью виртуальных моделей элементов силовой электроники и электродвигателей, а также виртуальных моделей аналоговых вычислительных устройств в виде усилителей, интеграторов, дифференциаторов и сумматоров, образующих вычислительную платформу ПИД регулятора, которые входят в состав библиотеки среды визуального моделирования *SIMULINK*.

### Постановка задачи адаптивного управления слежением

Пусть объект управления описывается дифференциальным уравнением

$$\ddot{x}(t) + a_1 \dot{x}(t) + a_0 x(t) = b_0 u(t) \quad (1)$$

с начальными условиями

$$t = 0: x(0) = x_0, \dot{x}(0) = \dot{x}_0, \quad (2)$$

где  $u(t)$  — управляющее воздействие;  $x(t)$  — управляемая переменная;  $b_0$  — коэффициент усиления объекта управления;  $a_1, a_0$  — неизвестные параметры.

Ставится задача найти такое управление  $u(x, \dot{x}, t)$  в форме обратной связи, которое обеспечит режим слежения выхода  $x(t)$  за произвольным входным сигналом  $r(t)$ . При этом потребуем, чтобы возможное отклонение

$$\delta(t) = r(t) - x(t) \quad (3)$$

было исчезающей функцией времени, поведение которой в процессе управляемого движения соответствовало бы некоторому эталонному процессу, определяемому дифференциальным уравнением

$$\ddot{\delta} + h_1 \dot{\delta} + h_0 \delta = 0, h_0, h_1 > 0, \quad (4)$$

где коэффициенты  $h_0$  и  $h_1$  выбираются такими, чтобы длительность и характер затухания эталонного процесса соответствовали заданным техническим условиям.

Степень приближения выходного и входного процессов будем оценивать в ходе функционирования следящей системы значением целевой функции

$$G(u) = \frac{1}{2} [\ddot{x}^*(t) - \ddot{x}(t, u)]^2, t \geq 0, \quad (5)$$

где  $G(u)$  можно рассматривать как нормированное по массе значение энергии ускорения [1];  $\ddot{x}^*(t)$  — требуемое ускорение, обеспечивающее в соответствии с выбранными коэффициентами  $h_0$  и  $h_1$  уравнения (4) желаемое поведение  $\delta(t) \rightarrow 0$ ;  $\ddot{x}(t, u)$  — ускорение выходной координаты, вызванное действием управляющей функции  $u(x, \dot{x}, t)$ . Чем меньше величина  $G(u)$ , тем в большей степени процессы  $x(t)$  и  $r(t)$  в системе сближаются. Целевая функция (5), играющая роль локального критерия оптимизации, в рассматриваемом случае служит одновременно критерием управления и целевым условием адаптации, а в роли физически реализуемого аргумента целевой функции выступает текущее значение сигнала, соответствующего функции управления.

### Конструирование адаптивного закона управления слежением

Решение поставленной задачи конструирования закона управления, определяющего управляющую функцию  $u(t)$ , обеспечивающую желаемое поведение  $\delta(t) \rightarrow 0$  в процессе функционирования замкнутой системы, будем выполнять исходя из требования, чтобы на траекториях управляемого движения значения критерия (5) в каждый момент времени принадлежали малой окрестности его минимума. Решение этой обратной задачи динамики выполним путем минимизации (5) методом градиентного спуска. В соответствии с этим методом отыскания  $\min G(u)$  алгоритм вычисления оптимального управления примет вид [8]

$$\frac{du}{dt} = -\lambda \frac{\partial G(u)}{\partial u}, \quad (6)$$

где  $\lambda = \text{const}$  — характеризует скорость, с которой управление  $u(t)$  приближается к оптимальному значению  $u_{\text{opt}}$ . Уравнение (6) можно преобразовать к виду, определяющему искомый закон управления как решение дифференциального уравнения

$$\frac{du}{dt} = \lambda b_0 [\ddot{x}^* - \ddot{x}(t, u)] \quad (7)$$

с начальными условиями, задающими начальное состояние системы.

Анализ уравнения (1) показывает, что изменение какого-либо из параметров объекта  $a_0$ ,  $a_1$  (или всех вместе) приводит к изменению производной (ускорения)  $\ddot{x}(t, u)$ , что в соответствии с алгоритмом решения уравнения (7) обеспечит расчет оптимального управления на текущий момент времени для новых условий функционирования системы. При этом важно отметить, что действие внешних воздействий на объект в виде возмущений также приводит к изменению этого ускорения относительно его эталонного значения  $\ddot{x}^*$  и, следовательно, к изменению значения  $G(u)$ .

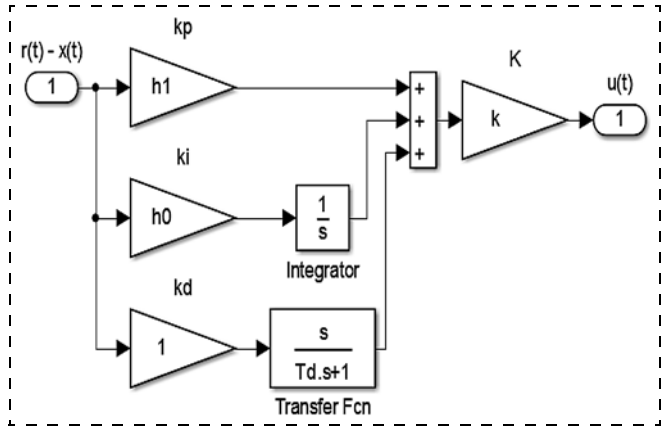


Рис. 1. Структурная схема ( $S$ -модель) блока адаптивного регулятора с законом управления (9)

Далее определим значение производной  $\ddot{x}^*$ , при котором в процессе управления теоретически точно выполняется равенство

$$r(t) - x(t) = 0.$$

С учетом (4) имеем

$$\ddot{x}^* = \ddot{r} + h_1(\dot{r} - \dot{x}) + h_0(r - x). \quad (8)$$

Подставляя выражение (8) в уравнение (7) и выполняя интегрирование левой и правой частей полученного дифференциального уравнения при нулевых начальных условиях, получаем искомый закон адаптивного управления в виде

$$u(t) = k[h_1(r - x) + h_0 \int_0^t (r - x) dt + (\dot{r} - \dot{x})], \quad (9)$$

где  $k = \lambda b_0$  — коэффициент усиления адаптивного регулятора.

Структурная схема адаптивного регулятора, соответствующая закону управления (9), приведена на рис. 1, где элемент структуры, выполняющий операцию дифференцирования, представлен в виде реального дифференцирующего устройства с постоянной времени  $T_d$ .

Как следует из рис. 1, структура адаптивного регулятора в точности повторяет структурную схему традиционного ПИД регулятора.

### Синтез параметров и настройка адаптивного регулятора

Задача синтеза сводится к выбору параметра  $\lambda$ , коэффициента усиления  $k$ , а также вычислению параметров  $h_0$ ,  $h_1$  эталонного процесса (4), которые одновременно являются параметрами адаптивного регулятора. Влияние параметра  $\lambda$  на свойства замкнутой системы управления с регулятором, реализующим сконструированный закон управления (9), можно исследовать, рассматривая функцию

$$\tilde{u}(t) = u(t) - u_{\text{opt}}, \quad \text{где } u_{\text{opt}} = \text{const},$$

характеризующую текущее отклонение  $\tilde{u}(t)$  управляющей функции  $u(t)$  относительно ее оптимального значения  $u_{\text{opt}}$  и удовлетворяющую дифференциальному уравнению

$$\frac{d\tilde{u}}{dt} + \lambda b_0^2 \tilde{u} = 0; \tilde{u}(t_0) = \tilde{u}_0; t \in [t_0, t_f],$$

решение которого с указанными начальными условиями имеет вид

$$\tilde{u}(t) = \tilde{u}_0 \exp(-\lambda b_0^2 t), t \in [t_0, t_f]. \quad (10)$$

Из выражения (10) следует, что при  $t \rightarrow \infty$  отклонение управляющей функции  $\tilde{u}(t)$  от ее оптимального значения  $u_{\text{opt}}$  по экспоненте стремится к нулю, причем скорость этого стремления определяется величиной

$$\lambda b_0^2 = 1/\tau_a, \quad (11)$$

где  $\tau_a$  — постоянная времени процесса адаптации, который характеризует движение управляющей функции от ее начального значения до оптимального. При этом необходимым и достаточным условием устойчивости этого процесса является выполнение неравенства  $\lambda > 0$ . Если задать желаемое время адаптации  $t_{pa}$ , соответствующее времени переходного процесса в динамической системе первого порядка, связанного с адаптацией, то значение постоянной времени адаптации определится известным соотношением

$$\tau_a = t_{pa}/3. \quad (12)$$

Учитывая (11) и (12), можно записать выражение для значения параметра  $\lambda$  в виде

$$\lambda = 3/b_0^2 t_{pa}, \quad (13)$$

где  $b_0$  — коэффициент усиления объекта управления;  $t_{pa}$  — время адаптации.

Вычисление параметров  $h_0, h_1$ , соответствующих эталонному процессу, которые определяются требуемыми показателями качества переходной характеристики проектируемой системы управления, можно выполнить методами, приведенными в работе [9]. Например, если эталонный процесс (4) выбран в форме дифференциального уравнения второго порядка, то параметры  $h_0, h_1$  эталонного процесса можно вычислить по формулам

$$h_1 = 2\zeta/\tau, h_0 = 1/\tau^2, \quad (14)$$

где  $\zeta$  и  $\tau$  — декремент затухания и постоянная времени эталонного процесса.

При настройке замкнутой системы управления электроприводом на технический оптимум (оптимум по модулю) [10] параметры эталонной модели следует выбирать из следующих соотношений:

$$\zeta = 0,707 \text{ и } \tau = t_p/8,4 \text{ (с),}$$

где  $t_p$  — желаемое время переходной характеристики проектируемого привода.

Если принять, что время адаптации  $t_{pa}$  должно быть на порядок меньше времени  $t_p$  переходной характеристики, то коэффициент  $k$ , входящий в выражение (9), вычисляется с учетом формулы (13) следующим образом:

$$k = \frac{30}{b_0 t_p}, \quad (15)$$

где  $b_0$  — коэффициент усиления объекта управления;  $t_p = 10t_{pa}$ .

Можно показать, что неограниченное увеличение коэффициента усиления  $k$  не приводит к потере устойчивости замкнутой системы с адаптивным регулятором. Рассмотрим уравнение объекта управления (1), дифференциальный закон управления в форме (7) и соотношение (4). В целях получения уравнения замкнутой системы управления, содержащей в своем составе адаптивный регулятор, продифференцируем обе части уравнения (1), предполагая дифференцируемость функции  $u(t)$ , а также принимая  $b_0 \neq 0$ , и перепишем его в виде

$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{b_0} \ddot{x} + \frac{a_1}{b_0} \dot{x} + \frac{a_0}{b_0} x. \quad (16)$$

Приравнявая (16) и (7), разделим на  $\lambda > 0$  обе части полученного уравнения. Имеем

$$\begin{aligned} \frac{1}{\lambda b_0} \ddot{x} + \frac{a_1}{\lambda b_0} \dot{x} + \frac{a_0}{\lambda b_0} x &= \\ = \ddot{r} + h_1(\dot{r} - \dot{x}) + h_0(r - x) - \ddot{x}. \end{aligned} \quad (17)$$

Уравнение (17), в состав которого входит постоянный параметр  $b_0$ , соответствующий коэффициенту усиления объекта управления, и настраиваемый параметр  $\lambda$ , характеризует динамические и статические свойства замкнутой системы с адаптивным регулятором. Принимая во внимание, что в соответствии с законом (9)  $k = \lambda b_0$ , рассмотрим поведение (17) при  $k \rightarrow \infty$ . Имеем

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{k} (\ddot{x} + a_1 \dot{x} + a_0 x) &= \\ = (\ddot{r} - \ddot{x}) + h_1(\dot{r} - \dot{x}) + h_0(r - x), \end{aligned}$$

откуда с учетом (4) следует

$$\ddot{\delta} + h_1 \dot{\delta} + h_0 \delta = 0. \quad (18)$$

Уравнение (18) полностью совпадает с однородным дифференциальным уравнением эталонного процесса (4), решение которого при выборе параметров  $h_0, h_1 > 0$  является асимптотически устойчивым. Это означает, что при  $t \rightarrow \infty$  эталонный процесс  $\delta(t) \rightarrow 0$ . Таким образом, увеличение коэффициента усиления  $k$  адаптивного регулятора приводит к сближению поведения выходной переменной следящего электропривода до соответ-

вующего поведения задающего (ведущего) процесса вследствие  $\delta(t) \rightarrow 0$ . При этом динамика этого сближения (слежения) будет определяться не только выбором параметров  $h_0, h_1 > 0$ , а также и выбором параметра  $k$ , который теоретически может принимать бесконечные значения при сохранении устойчивости адаптивного электропривода.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что теоретически коэффициент усиления  $k$  для адаптивного регулятора можно выбирать без использования формулы (13). Это является актуальным, если параметр  $b_0$  неизвестен. В таком случае при настройке адаптивных регуляторов можно предварительно установить  $k \gg \lambda b_0$ , а в процессе наладки при работе с конкретным объектом в составе замкнутой системы управления довести его до приемлемых значений. Использование формулы (13) в значительной степени сокращает процесс наладки и позволяет достичь желаемых результатов при минимальных значениях коэффициента усиления  $k$ , что снижает возможность возникновения нежелательных колебательных процессов, характерных для больших усиления в контуре управления адаптивным электроприводом. Следует отметить, что параметр  $b_0$  может быть найден по регулировочной характеристике электродвигателя как коэффициент усиления на ее линейном участке.

### Моделирование адаптивного электропривода

Рассмотрим известную модель двигателя постоянного тока (ДПТ) с независимым возбуждением, процессы в которой описываются уравнениями:

$$u_a = R_a \left( T_a \frac{di_a}{dt} + i_a \right) + e_a, \quad J \frac{dn}{dt} = M - M_H, \quad n = \frac{d\theta}{dr},$$

$$e_a = k_E n, \quad M = k_M i_a,$$

где  $u_a, i_a, e_a$  — напряжение, ток и противоЭДС цепи якоря;  $L_a, R_a, T_a = L_a/R_a$  — индуктивность, сопротивление и постоянная времени цепи якоря;  $n, M, M_H, \theta$  — угловая скорость вращения ротора, электромагнитный момент, момент нагрузки и угол поворота ротора;  $J, k_E, k_M$  — момент инерции ротора и конструктивные постоянные.

Вид соответствующей виртуальной модели системы управления угловой скоростью ДПТ с ПИД регулятором, а также значения ее параметров приведены в работе [10] и изображены на рис. 2.

На схеме, изображенной на рис. 2, помимо ПИД регулятора (*PID Controller*) и ДПТ (*DC Machine*) изображен силовой регулятор, состоящий из мостового транзисторного широтно-импульсного преобразователя (*Universal Bridge*) с управляющим блоком (*Control System*), модель которого

взята из библиотеки *Simulink*. Для приведенной на рис. 2 виртуальной модели параметры ПИД регулятора, рассчитанные на модульный оптимум, имеют следующие значения [10]:

$$k_p = 8,3/11; \quad k_i = 3,86/11; \quad k_d = 0. \quad (19)$$

Исследования скоростной системы с традиционным ПИД регулятором и следящей системы с адаптивным регулятором проводили методом моделирования с помощью одной и той же виртуальной модели, изображенной на рис. 2. При этом исследуемые системы различались только параметрами настройки платформы ПИД регулятора, на базе которой в первом случае реализовывался ПИД закон управления, а во втором случае — адаптивный.

Принимая параметр переходной характеристики электропривода с ПИД регулятором  $t_p = 0,4$  с и  $\sigma = 5\%$  за исходные данные для расчета адаптивного электропривода, можно найти его параметры настройки по формулам (14) и (15).

Далее для использования платформы ПИД регулятора как основы для реализации адаптивного алгоритма управления следует присвоить его типовым параметрам  $k_p, k_i, k_d$  и  $K$  значения в соответствии со структурной схемой, изображенной на рис. 1:

$$k_p = h_1, \quad k_i = h_0, \quad k_d = 1, \quad K = k.$$

Практика показала, что при использовании ПИД регулятора в составе виртуальной модели, изображенной на рис. 2, его расчетные параметры следует уменьшить на порядок (точнее, в 11 раз), как сделано, например, в работе [10]. Это объясняется тем, что в виртуальных моделях *Sim Power System*, входящих в библиотеку *Simulink*, электрическая и механическая постоянные  $k_E, k_M$  принимаются одинаковыми.

Искомые параметры, соответствующие адаптивному закону управления, вычислены с помощью специальной программы, размещенной в m-файле системы *MATLAB*, и получили следующие значения:

$$k_p = 2,97, \quad k_i = 44,1, \quad k_d = 0,1; \quad K = 26. \quad (20)$$

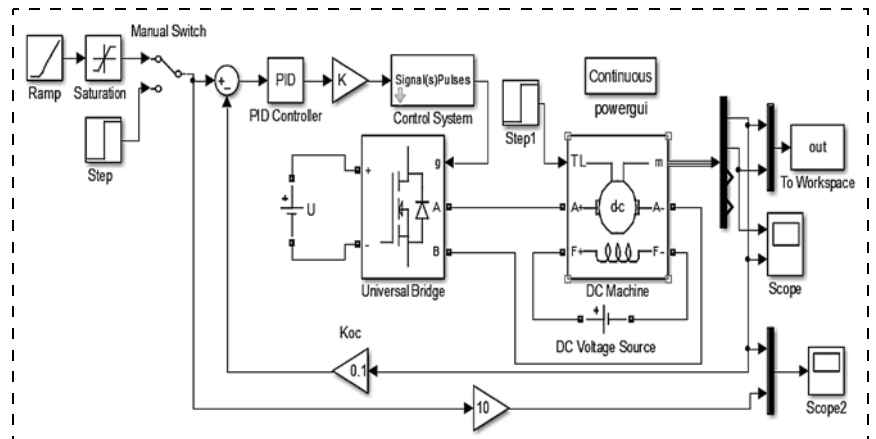


Рис. 2. Схема виртуальной модели одноконтурной скоростной системы постоянного тока с широтно-импульсным силовым преобразователем

Результаты моделирования приведены на рис. 3, где в виде графиков переходных процессов по угловой скорости изображены реакции исследуемых систем (переходные характеристики) на типовое воздействие в виде единичного скачка, реализуемого блоком *Step*, а также на возмущающее воздействие (момент нагрузки на валу) ступенчатой формы, реализуемое блоком *Step1* и приложенное в момент времени  $t = 0,6$  с (на графиках, изображенных на рис. 3 и далее на рис. 4, 5: 1 — кривые, соответствующие процессам на входе исследуемой системы управления, 2 — кривые процессов на выходе).

На левом графике рис. 3 представлена переходная характеристика скоростной системы с традиционным ПИД регулятором, а на правом — переходная характеристика следящей системы (по скорости) с адаптивным регулятором.

На рис. 4 представлены графики реакций обеих систем на воздействие в виде линейной функции

времени с ограничением, которое моделируется с помощью блоков *Ramp* и *Saturation*, а также на ступенчатое возмущение, смоделированное блоком *Step1* и приложенное в момент времени  $t = 0,6$  с. На левом графике изображены переходные процессы в системе с традиционным ПИД регулятором, а на правом — с адаптивным.

На рис. 5 приведены графики переходных процессов в исследуемых системах для случая, когда объект управления — ДПТ с номинальной мощностью  $P_n = 0,45$  кВт — заменен другим, имеющим вдвое большую мощность. При этом параметры исследуемых регуляторов оставались неизменными.

Как следует из графиков, изображенных на рис. 3, переходная характеристика системы с традиционным ПИД регулятором соответствует техническому оптимуму, но от действия возмущения возникает статическая ошибка. Переходная характеристика системы с адаптивным регулятором не отвечает условиям технического оптимума. Однако статическая ошибка отсутствует как по управляющему, так и по возмущающему воздействиям.

Анализ процессов, изображенных на графиках рис. 4, показал, что система с традиционным ПИД регулятором в режиме слежения имеет заметное отставание, а действие нагрузки в виде момента на валу двигателя приводит к появлению статической ошибки. Система с адаптивным регулятором, со значениями параметров (20) обладает хорошим качеством и может использоваться как в режиме слежения (по скорости), так и в режиме стабилизации угловой скорости. При этом к возмущающим воздействиям она проявляет малую чувствительность.

Анализ переходных процессов, представленных в виде графиков на рис. 5, позволяет сделать вывод о том, что замена объекта управления в системе электропривода с адаптивным регулятором не приводит к существенному ухудшению качества динамических и статических характеристик замкнутой системы и не требует перенастройки параметров регулятора. В аналогичной ситуации поведение электропривода с традиционным ПИД или ПИ регулятором значительно отличается от поведения электропривода с адаптивным регулятором. Очевидно, что для восстановления требуемых показателей качества после замены ДПТ необходимо заново выполнять расчет параметров настройки ПИД регулятора с учетом коэффициентов модели нового объекта управления.

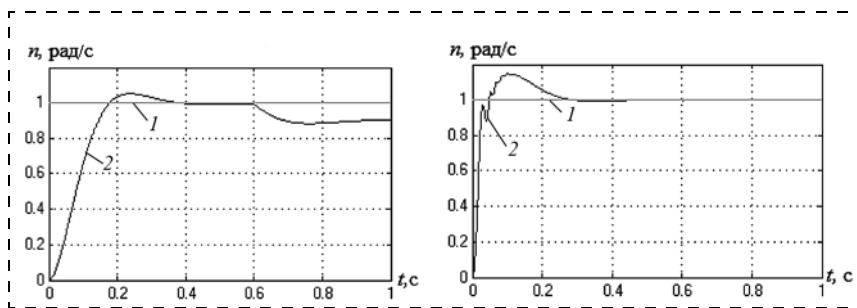


Рис. 3. Переходные характеристики в скоростных системах постоянного тока с традиционным ПИД регулятором (слева) и адаптивным (справа)

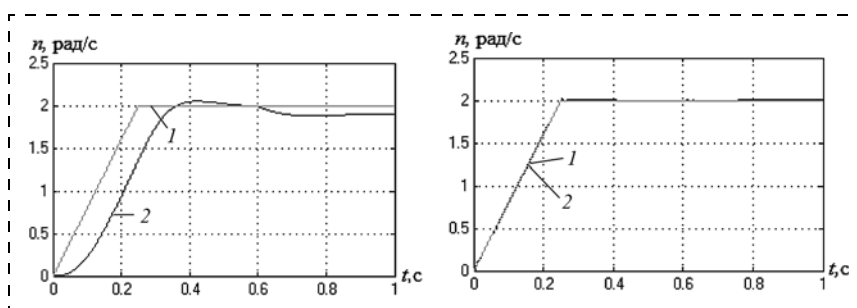


Рис. 4. Переходные процессы в системе с традиционным ПИД регулятором (слева) и адаптивным (справа) как реакции на задающее воздействие и возмущение, приложенное в момент  $t = 0,6$  с

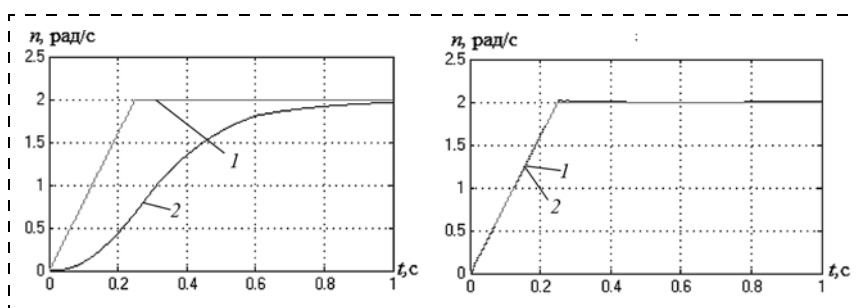


Рис. 5. Переходные процессы в системе с традиционным ПИД регулятором (слева) и с адаптивным регулятором (справа) после замены в их структурах исполнительных двигателей

Как было показано, структура адаптивного регулятора, предназначенного для обеспечения работы адаптивного электропривода в следящем режиме, полностью повторяет структуру традиционного ПИД регулятора. При этом структурная схема адаптивной следящей системы (по скорости) аналогична структуре системы стабилизации угловой скорости, изображенной на рис. 2 в виде виртуальной модели. Отличие только в параметрах настройки платформы ПИД регулятора. Таким образом, замена параметров традиционного ПИД регулятора (19), работающего в системе электропривода в режиме стабилизации скорости ДПТ, на параметры адаптивного регулятора (20) придает ей новые адаптивные свойства и позволяет ей работать не только в режиме стабилизации с нулевой статической ошибкой, но и в следящем режиме. Это наглядно демонстрируют результаты моделирования, приведенные на рис. 4 и рис. 5.

### Заключение

Сравнительный анализ графиков переходных процессов, изображенных на рис. 4 и рис. 5, приводит к выводу, что замещение параметров настройки ПИД регулятора, синтезированных из условия технического оптимума, параметрами, обеспечивающими оптимизацию контура управления в соответствии с локальным критерием (5), переводит систему стабилизации скорости ДПТ в следящий режим с нулевой статической ошибкой. При этом исследуемая система приобретает адаптивные свойства, которые наблюдаются при действии параметрических и координатных возмущений.

Дальнейшие исследования предполагается проводить в направлении обобщения полученных резуль-

татов для цифрового адаптивного электропривода. При этом можно говорить о создании универсальной вычислительной платформы, не только обеспечивающей реализацию законов управления типа (9), но также позволяющей выполнять ввод исходных данных в виде показателей желаемого качества процессов в электроприводе, на основе которых будут автоматически рассчитываться параметры настройки адаптивного регулятора.

### Список литературы

1. Крутько П. Д. Новые технологии аналитического проектирования алгоритмического обеспечения систем управления движением // Управление, автоматизация и окружающая среда: Матер. междунар. науч.-техн. конф., г. Севастополь, 8–13 сентября 2008. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2008. — С. 4–24.
2. Ziegler J. G., Nichols N. B. Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME, 1942, Vol. 64, pp. 759–768.
3. Choi Y., Chung W. K. PID Trajectory Tracking Control for Mechanical Systems // Lecture Notes in Control and Information Sciences. Springer, 2004. 108 p.
4. Johnson M. A., Mohammad H., Moradi M. H. PID control: new identification and design methods. Springer, 2005. 543 p.
5. Visoli A. Practical PID Control // Advances in Industrial Control. Springer, 2006. 310 p.
6. Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука, 2000. 549 с.
7. Фролов Ю. М. Адаптивная система с самонастройкой параметров // Электротехнические комплексы и системы управления. 2008. № 4. С. 29–31.
8. Антонов В. Н., Терехов В. А., Тюкин И. Ю. Адаптивное управление в технических системах. СПб.: Изд-во СПб университета, 2001. 244 с.
9. Krasnodubets L. A. Terminal Control in Sea Observation Systems with Mobile Platforms for Data Collection // Journal of Computer and Systems Sciences International. 2008. Vol. 47, N. 2. P. 296–307.
10. Герман-Галкин С. Г. MATLAB & SIMULINK. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: Корона—Век, 2008. 368 с.

## PID Controller as a Platform for Implementation of the Adaptive Laws of the Electric Drive Control

L. A. Krasnodubets, lakrasno@gmail.com✉, A. M. Oleynikov, oma091041@gmail.com, Sevastopol State University, Sevastopol, 299053, Russian Federation

Corresponding author: Krasnodubets Leonid A., D. Sc., Professor, Sevastopol State University, Sevastopol, 299053, Russian Federation, e-mail: lakrasno@gmail.com

Received on June 17, 2016

Accepted on June 27, 2016

*Innovations in designing of the algorithmic supply of the moving control systems, based on the ideas of the inverse dynamic problem and local optimization, lead to analytic expressions for the automatic control laws of the dynamic objects with an incomplete description or with the parameters, which may be essentially changed during operation. The controllers, which implement such control laws, provide a closed loop system of the adaptive properties, and their structural interpretation allows us to see a familiar outline of a traditional PID controller. This gives us a chance to realize the new adaptive control laws for the existing DC electric drives equipped with the traditional PID controllers. Thus, the procedure of changing of the control law results in new parameters of setting of PID controller in the electric drive. In this paper the authors adhere to the concept of a direct adaptation, current numerical optimization for the local criterion of the main loop of the control system. The main problem of such an approach is to summarize the control error containing the data about all the uncontrolled changes of the object characteristics and environment included into the chosen optimization criterion. This problem is solved by introduction of a generalized control error as a difference between the derivative controlled coordinate and the respective derivative variable of the model reference, and by the use of the local quadratic criterion. Application of the new technology is demonstrated by construction of the control law for the adaptive controller of the electric drive designed to control the speed of DC motor with an independent excitation in the*

conditions of the uncontrollable change of its parameters and shaft load. Therefore, the aim is construction and investigation of the adaptive control laws, and designing on its basis of an appropriate structure available for use of the traditional PID controller platform, and also the synthesis of its parameters determining the desired static and dynamic properties of the projected electric drive. The authors present a statement and a solution to this problem. They demonstrate that the designed adaptive control law can be implemented on a conventional PID controller platform. At the same time, a traditional PID controller is converted into an adaptive one simply by changing of the parameter of its tuning with a constant element structure including integrator, differentiator and amplifiers. The results are presented using the construction of the adaptive electric drive with the use of the virtual units of the power electronic elements and electric DC motors included into SIMULINK library.

**Keywords:** adaptation, gradient method, control law, local optimization, adaptive controller, PID controller, electric drive

For citation:

**Krasnodubets L. A., Oleynikov A. M.** PID Controller as a Platform for Implementation of the Adaptive Laws of the Electric Drive Control, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2016, vol. 17, no. 11, pp. 809–816.

DOI: 10.17587/mau.17.809-816

### References

1. **Krut'ko P. D.** Novye tehnologii analiticheskogo proektirovaniya algoritmicheskogo obespecheniya sistem upravleniya dvizheniem (New technologies of analytical designing the algorithmic support of the system of movement control), *Upravlenie, avtomatizatsiya i okruzhajushhaja sreda: Materialy mezhdunar. nauch.-tehn. konf., 8–13 sentjabrja 2008*, Sevastopol, Publishing House of SevNTU, 2008, pp. 4–24 (in Russian).
2. **Ziegler J. G., Nichols N. B.** Optimum settings for automatic controllers, *Trans. ASME*, 1942, Vol. 64, pp. 759–768.
3. **Choi, Y., and Chung, W. K.** PID Trajectory Tracking Control for Mechanical Systems, *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, Springer, 2004, 108 p.

4. **Johnson M. A. and Mohammad H. Moradi M. H.** PID control: new identification and design methods, Springer, 2005, 543 p.
5. **Visioli A.** Practical PID Control, *Advances in Industrial Control*. Springer, 2006. 310 p.
6. **Miroshnik I. V., Nikiforov V. O., Fradkov A. L.** *Nelinejnoe i adaptivnoe upravlenie slozhnymi dinameskimi sistemami* (Nonlinear and adaptive control of complex dynamic systems), Pod Red. G. A. Leonova i A. L. Fradkova., SPb., Nauka, 2000, 549 p. (in Russian).
7. **Frolov Ju. M.** *Adaptivnaja sistema s samonastrojkoj parametrov* (Adaptive system with an auto tuning of parameters), *Jelektrotehnicheskie Kompleksy i Sistemy Upravlenija*, 2008, no. 4, pp. 29–31. (in Russian).
8. **Antonov V. N., Terehov V. A., Tjukin I. Ju.** *Adaptivnoe upravlenie v tehniceskix sistemah* (Adaptive control in technical systems), SPb., Publishing House of S. Peterburgskiy universitet, 2001, 244 p. (in Russian).
9. **Krasnodubets L. A.** Terminal control in sea observation systems with mobile platforms for data collection, *Journal of Computer and Systems Sciences International*, 2008, vol. 47, no. 2, pp. 296–307.
10. **German-Galkin S. G.** MATLAB & SIMULINK. Proektirovanie mehatronnyh sistem na PK (Designing mechatronic systems on the PC), SPb., Korona — Vek, 2008, 368 p. (in Russian).

УДК 004.451.1, 004.032.324

DOI:10.17587/mau.17.816-820

**Ю. А. Холопов**, вед. инж.,

Институт точной механики и вычислительной техники им. С. А. Лебедева

Российской академии наук, Москва,

**Ле Ба Чунг**, аспирант, chungbaumanvietnam@gmail.com, **Нгуен Тхань Чунг**, аспирант,

Московский физико-технический институт (ГУ), Долгопрудный

## Согласованная информационная среда для высокодинамичной системы управления

Рассмотрен вопрос рациональной организации операций ввода—вывода для высокодинамичной цифровой системы управления (ЦСУ). Требуемая динамика ЦСУ достигнута за счет вынесения операций ввода—вывода в отдельный аппаратный узел — активную периферийную подсистему. Разработанная модель согласованной информационной среды для ЦСУ позволяет точнее оценивать длительности всех фаз цикла регулирования и упрощает логику взаимодействия частей программного обеспечения цикла управления.

**Ключевые слова:** высокодинамичная система управления, активная периферийная подсистема, модель согласованной информационной среды, периферийные устройства

### Введение

Современные цифровые системы управления (ЦСУ) представляют собой иерархические информационные структуры, элементами которых являются вычислители, слабозависимые составные части объекта управления (ОУ), датчики (Д), исполнительные устройства (ИУ) и совокупность информационных связей узлов — сеть.

Преыдушие поколения систем управления строились на основе аналоговых узлов. С ростом вычислительной мощности и увеличением объема памяти микропроцессоров (МП) появилась воз-

можность использования их как активных элементов в цифровых системах управления. Класс задач управления, который решается с помощью микропроцессоров, достаточно широк и по сложности объектов управления, и по их динамике.

Параллельно с ростом функциональных возможностей микропроцессоров росли ожидания по улучшению качества управления, в том числе — высокодинамичными объектами, ведь со времени начала использования МП в цифровых системах управления их тактовая частота и объем адресуемой памяти увеличились больше чем в 1000 раз [1].