

УДК 681.51

Адаптивное управление неминимально-фазовым скалярным объектом второго порядка с обеспечением заданных характеристик переходного процесса*

С.П. КРУГЛОВ

664074, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15. Иркутский государственный университет путей сообщения, доктор технических наук, профессор. E-mail: kruglov_s_p@mail.ru

Рассматривается задача синтеза системы управления, обеспечивающей заданную переходную характеристику замкнутого контура, включающего скалярный неминимально-фазовый объект второго порядка (вначале линейный и стационарный) с положительным нулем его передаточной функции в условиях априорной неопределенности о его параметрах и внешнем возмущении. Рассматриваются особенности переходной характеристики такого объекта и управления им. В качестве заданных характеристик переходного процесса используются коэффициент усиления, время регулирования, степень перерегулирования, заданный уровень «провала» переходной характеристики. В качестве метода адаптивного управления применяется схема с идентификатором и неявной эталонной моделью и использованием упрощенных условий адаптируемости. При этом строится такой закон управления, чтобы он, изменяя указанные выше характеристики, не менял неустойчивый нуль передаточной функции объекта. Показывается, что условия адаптируемости сводятся к сходимости невязки идентификации алгоритма, доставляющего в текущем времени оценки неизвестных параметров. Приводятся условия сходимости невязки идентификации в замкнутом контуре системы управления. В результате для достижения адаптируемости не требуется получения точных оценок неизвестных параметров, что значительно упрощает условия адаптируемости и скорость ее достижения. Для устранения «провала» переходной характеристики предлагается использовать вместо ступенчатого заданного управления «экспоненциальное» управление специального вида. Оно строится на основе оценок, доставляемых идентификатором. Показывается, что данный подход можно использовать для разных случаев: когда объект является устойчивым или нет, стационарным или нестационарным с ограниченной скоростью изменения параметров, или даже нелинейным объектом с линейно входящими неизвестными параметрами. Другие обобщения очевидны. Приведены примеры.

Ключевые слова: неминимально-фазовый объект, адаптивная система управления, переходная характеристика, эталонная модель, алгоритм текущей идентификации, оценки параметров, закон управления, замкнутый контур, условия адаптируемости

DOI: 10.17212/1814-1196-2016-4-33-53

* Статья получена 02 декабря 2016 г.

ВВЕДЕНИЕ

Если говорить о линейном стационарном объекте, то под неминимально-фазовым обычно понимается такой, у которого передаточная функция имеет хотя бы один положительный («неустойчивый», «правый») нуль – он находится справа от мнимой оси поля комплексных чисел. Такие объекты еще называют неустойчивыми по входу, поскольку их обращенная передаточная функция является неустойчивой. При этом по выходу такие объекты могут быть как устойчивыми, так и неустойчивыми.

Задачи управления такими объектами, в отличие от обычных – минимально-фазовых, изучены в меньшей степени. Это объясняется сложностью их управления, особенно в случае априорной неопределенности параметров математической модели объекта, действия неконтролируемого возмущения или исходной неустойчивости, а также когда объект со свойствами неминимально-фазовости (увеличенная фазовая задержка выхода) является нестационарным или даже нелинейным. Задачи синтеза систем управления такими объектами часто возникают на практике и требуют своей проработки. Например, это управление балансирующими механизмами, некоторыми мехатронными системами и др.

Из анализа публикаций по адаптивному управлению неминимально-фазовыми объектами следует отметить в первую очередь работу [1]. В ней доказано, что замкнутая система управления с неминимально-фазовым объектом при любом законе управления не устраняет «неустойчивые» нули исходного объекта.

В ряде работ (например, в [2–4]) для задачи адаптивного управления скалярными неминимально-фазовыми объектами используются настраиваемые с помощью текущей идентификации шунты – звенья, подключаемые параллельно объекту управления так, чтобы расширенный объект обладал свойством строгой минимально-фазовости. В работах [5–7] для управления скалярным неминимально-фазовым объектом с отдельным видом нелинейности используется вариант прямого алгоритма адаптивного управления с явной эталонной моделью.

Несмотря на достоинства указанных решений, у них присутствуют ограничения – это требование стационарности и устойчивости объектов управления, необходимость точности оценивания неизвестных параметров. Использование прямого алгоритма адаптивного управления сопряжено с известными проблемами в назначении параметров алгоритма для настройки коэффициентов закона управления, в вопросах идентифицируемости и др. В работе [8] рассматривается частная задача адаптации при одном неизвестном параметре объекта.

Данная работа является попыткой устранения указанных недостатков в задаче адаптивного управления скалярным неминимально-фазовым объектом путем использования структуры системы управления с идентификатором и неявной эталонной моделью, а также упрощенных условий адаптируемости [9]. Анализ свойств данной системы будет проводиться вначале на простой по постановке задаче, затем условия будут усложняться.

ПОСТАНОВКА ЛИНЕЙНОЙ СТАЦИОНАРНОЙ ЗАДАЧИ

Рассмотрим скалярный неминимально-фазовый объект, который описывается с помощью линейного дифференциального уравнения второго порядка

$$\ddot{x}(t) + a_1\dot{x}(t) + a_0x(t) = -b_1\dot{u}(t) + b_0u(t) + \zeta(t), \quad U(t) \stackrel{\Delta}{=} -b_1\dot{u}(t) + b_0u(t), \quad (1)$$

$$u = u_{\text{зад}} + \Delta u, \quad \dot{x}(t_0) = \dot{x}_0, \quad x(t_0) = x_0, \quad u_{\text{зад}}(t_0 - 0) = u_{\text{зад}}^0, \quad \Delta u(t_0 - 0) = 0,$$

где x – выходная переменная объекта; u – входной сигнал объекта, при этом $u_{\text{зад}}$ – его заданная часть, а Δu – поправка для достижения адаптивности замкнутой системы (закон управления); ζ – внешнее неконтролируемое возмущение; t – текущее время с началом в точке $t_0 = 0$; a_1, a_0, b_1, b_0 – постоянные априорно неизвестные коэффициенты – параметры объекта, при этом b_1, b_0 – ненулевые положительные коэффициенты; $U(t)$ – управляющее воздействие на объект. Вначале считаем, что вход и выход объекта и их производные доступны непосредственному измерению либо численно определяются по измеренному входу и выходу.

Нуль передаточной функции (z) объекта (1) является правым:

$$z = b_0/b_1 > 0. \quad (2)$$

Переходная характеристика $h(t)$ такого устойчивого объекта при параметрах $a_1 = 1.5$; $a_0 = 25$; $b_1 = 8$; $b_0 = 25$; $\dot{x}_0 = x_0 = u_{\text{зад}}^0 = 0$ и внешнем возмущении в виде дельта-функции $\zeta(t) = 5\delta(t - 6)$ в момент времени 6 с представлена на рис. 1.

Характерной особенностью переходной характеристики неминимально-фазового объекта (1) является начальный «провал» в отрицательную сторону с минимальным значением $h_{\min} < 0$, соответствующим времени t_{\min} . Это объясняется тем, что управляющее воздействие $U(t)$ на объект содержит в начальный момент времени отрицательный импульс.

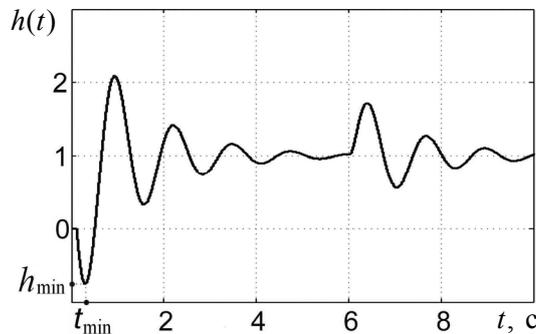


Рис. 1. Переходная характеристика объекта (1) и его реакция на внешнее возмущение

Переходную характеристику объекта (1) при $\zeta(t) \equiv 0$ несложно описать аналитически по данным, например, работы [10]. По ней для условия (2) определяются t_{\min} , $h_{\min} = x(t_{\min})$ и относительная величина «провала» ($\overline{h_{\min}}$), равная отношению h_{\min} к установившемуся значению переходной характеристики:

$$x(t) = k \left\{ 1 - e^{-\xi\omega t} \eta^{-1} \left(\sin(\eta\omega t + \varphi) + \omega z^{-1} \sin(\eta\omega t) \right) \right\};$$

$$t_{\min} = (\eta\omega)^{-1} \left[0.5 \arctg \left(\eta\xi / (\xi^2 - 0.5) \right) - \arctg(\eta z / (\xi z + \omega)) \right]; \quad (3)$$

$$\overline{h_{\min}} = h_{\min} / k = 1 - e^{-\xi\omega t_{\min}} \eta^{-1} \left[\sin(\eta\omega t_{\min} + \varphi) + \omega z^{-1} \sin(\eta\omega t_{\min}) \right],$$

где $k = b_0 / \omega^2$ – коэффициент усиления объекта; $\omega = \sqrt{a_0}$ – собственная частота объекта; $\xi = 0.5a_1 / \omega$ – относительный коэффициент затухания объекта; $\eta = \sqrt{1 - \xi^2}$; $\varphi = \arctg(\eta / \xi)$. Предполагается определение угла в полном диапазоне $(-180 \dots +180^\circ)$ по числителю и знаменателю аргумента функции.

Анализ зависимостей (3) показывает, что чем больше объект обладает степенью неминимально-фазовости (больше коэффициент b_1 , меньше z), тем меньше t_{\min} и больше «провал» $|h_{\min}|$. Поскольку рассматриваемый объект является неустойчивым по входу, точное управление им возможно только формированием бесконечно растущего управления, что реализовать на практике невозможно.

Исходя из изложенного, в работе ставится задача обеспечения заданных характеристик переходного процесса для замкнутой системы управления с неминимально-фазовым объектом в виде коэффициента усиления, времени регулирования, степени перерегулирования и заданного уровня «провала» переходной характеристики.

РЕШЕНИЕ ПЕРВОЙ ЧАСТИ ЛИНЕЙНОЙ СТАЦИОНАРНОЙ ЗАДАЧИ

Здесь рассмотрим решение по обеспечению первых трех из перечисленных характеристик переходного процесса.

В соответствии с выбранной схемой адаптивного управления определим эталонную модель, которая будет формировать указанные характеристики. Целесообразно ее описать в виде дифференциального уравнения, соответствующего устойчивому минимально-фазовому звену:

$$\ddot{x}_M(t) + a_{M1}\dot{x}_M(t) + a_{M0}x_M(t) = b_M u_{\text{зад}}(t), \quad \dot{x}_M(t_0) = \dot{x}_0, \quad x_M(t_0) = x_0, \quad (4)$$

где x_M – выход эталонной модели; $u_{\text{зад}}$ – заданное управление в виде ступенчатого воздействия; a_{M1} , a_{M0} , b_M – параметры эталона, определяющие

заданные характеристики замкнутой системы управления: коэффициент усиления $k_{\text{зад}}$, собственную частоту $\omega_{\text{зад}}$, относительный коэффициент затухания $\xi_{\text{зад}}$, которые, в свою очередь, определяются заданным временем регулирования с $t_{\text{p_зад}}$ точностью 5 % и заданным относительным перерегулированием $\sigma_{\text{зад}}$. Параметры $\xi_{\text{зад}}$ и $\omega_{\text{зад}}$ для удобства имеют обобщенный характер, поскольку при $\xi_{\text{зад}} \geq 1$ теряют указанный смысл. Они связаны между собой следующими соотношениями (точные равенства широко известны, например, по [10], а приближительные выведены экспериментально):

$$a_{\text{M1}} = 2\xi_{\text{зад}}\omega_{\text{зад}}, \quad a_{\text{M0}} = \omega_{\text{зад}}^2, \quad b_{\text{M}} = k_{\text{зад}}\omega_{\text{зад}}^2,$$

$$t_{\text{p_зад}} \approx \begin{cases} 3/(\xi_{\text{зад}}\omega_{\text{зад}}) & \text{при } \xi_{\text{зад}} < \sqrt{0.5}, \\ (6.7\xi_{\text{зад}} - 1.9)/\omega_{\text{зад}} & \text{при } \xi_{\text{зад}} \geq \sqrt{0.5}, \end{cases} \quad (5)$$

$$\sigma_{\text{зад}} = \exp\left(-\pi\xi_{\text{зад}}/\sqrt{1-\xi_{\text{зад}}^2}\right) \text{ при } \xi_{\text{зад}} < 1, \quad \sigma_{\text{зад}} = 0 \text{ при } \xi_{\text{зад}} \geq 1.$$

Начальное условие эталона совпадает с объектом в силу неявности эталона.

Поскольку точного управления, реализующего динамику замкнутой системы управления в виде (4), для объекта (1) получить нельзя (вывод работы [1]), будем закон управления строить так, чтобы сохранить нуль передаточной функции исходного объекта. С этой точки зрения точный закон управления, соответствующий полной информации о параметрах объекта управления исходя из (1), (2) и (4), примем в виде

$$\Delta u^* = b_0^{-1} \left[(a_1 - \tilde{a}_{\text{M1}})\dot{x} + (a_0 - \tilde{a}_{\text{M0}})x + (\tilde{b}_{\text{M}} - b_0)u_{\text{зад}} \right] 1(t), \quad (6)$$

где

$$\tilde{a}_{\text{M1}} \stackrel{\Delta}{=} (a_{\text{M1}} - a_{\text{M0}}/z)\lambda - a_0/z, \quad \tilde{a}_{\text{M0}} \stackrel{\Delta}{=} a_{\text{M0}}\lambda, \quad \tilde{b}_{\text{M}} \stackrel{\Delta}{=} b_{\text{M}}\lambda, \quad (7)$$

$$\lambda \stackrel{\Delta}{=} (z^2 + a_1z + a_0)/(z^2 + a_{\text{M1}}z + a_{\text{M0}}) = 1 + (a_1 - \tilde{a}_{\text{M1}})/z.$$

Действительно, если подставить (6) в выражение (1) и упростить результат, на основании (7) найдем, что без учета бесконечно малой замкнутая система управления при начальных условиях по (1) будет описываться так:

$$\ddot{x}(t) + a_{\text{M1}}\dot{x}(t) + a_{\text{M0}}x(t) = b_{\text{M}} \left(-z^{-1}\dot{u}_{\text{зад}} + u_{\text{зад}} \right) - d\delta(t) + \lambda^{-1}\zeta(t), \quad (8)$$

где $d \stackrel{\Delta}{=} \left[(a_1 - \tilde{a}_{\text{M1}})\dot{x}_0 + (a_0 - \tilde{a}_{\text{M0}})x_0 + (\tilde{b}_{\text{M}} - b_0)u_{\text{зад}}^0 \right] / (z + a_1 - \tilde{a}_{\text{M1}})$ – константа, объясняемая ненулевыми начальными условиями. Заметим, что замкнутая

система управления, как и исходный объект управления, имеет тот же самый правый нуль.

Вычитая из полученного равенства уравнение (4), определим динамику координатной ошибки, $e \stackrel{\Delta}{=} x - x_M$:

$$\ddot{e}(t) + a_{M1}\dot{e}(t) + a_{M0}e(t) = -z^{-1}b_M\dot{u}_{\text{зад}} - d\delta(t) + \lambda^{-1}\zeta(t). \quad (9)$$

Поскольку заданное управление представляет собой ступенчатый сигнал, то $\dot{u}_{\text{зад}}(t)$ является дельта-функцией в нулевой момент времени. Учитывая также устойчивость по определению левой части (4), несложно определить, что к концу переходного периода при $\zeta(t) \equiv 0$ в замкнутой системе с законом управления (6) будет наблюдаться $e \cong 0$, или $x \cong x_M$. То есть динамика замкнутой системы будет приближаться к назначенному эталону. Это также касается и внешнего возмущения после прекращения его воздействия.

Полученное можно понимать так, что вместо эталона (4) назначен полуопределенный (заранее неизвестен нуль z) неминимально-фазовый эталон:

$$\ddot{x}_M(t) + a_{M1}\dot{x}_M(t) + a_{M0}x_M(t) = b_M \left(-z^{-1}\dot{u}_{\text{зад}} + u_{\text{зад}} \right), \quad (10)$$

которому, судя по (8), при отсутствии внешнего возмущения достаточно точно соответствует замкнутая система с законом (6). При этом уравнение (9), построенное для этого эталона, не будет содержать первое из слагаемых в правой части.

Так как по условию коэффициенты (1) неизвестны, то их будем определять с помощью рекуррентного алгоритма текущей идентификации известного вида [11]

$$\hat{\theta}_i = \hat{\theta}_{i-1} + P_i y_i \varepsilon_i; \quad \varepsilon_i \stackrel{\Delta}{=} \ddot{x}_i - \hat{\theta}_{i-1}^T y_i; \quad (11)$$

$$\hat{\theta}_i \stackrel{\Delta}{=} \left[-\hat{a}_1, -\hat{a}_0, -\hat{b}_1, \hat{b}_0 \right]^T; \quad y_i \stackrel{\Delta}{=} \left[\dot{x}, x, \dot{u}, u \right]^T_i,$$

где $i = 1, 2, 3, \dots$ – дискретные моменты времени с шагом Δt ; символ « $\hat{\quad}$ » над элементом означает его оценку; $\hat{\theta}_i$ – вектор оценок искомых параметров; верхний индекс «т» соответствует транспонированию; P_i – матричный (4×4) коэффициент усиления алгоритма, определяющий тип конкретного алгоритма текущей идентификации; y_i – вектор регрессоров, соответствующих искомым оценкам; ε_i – невязка идентификации; \ddot{x}_i – отклик объекта, старшая производная выхода, по которой идет настройка оценок параметров.

Для случая, когда у объекта (1) неизвестные параметры меняются во времени, наиболее эффективным является рекуррентный метод наименьших

квадратов с фактором забывания. Для него P_i вычисляется по зависимости [11]

$$P_i = \left(P_{i-1} - P_{i-1} y_i y_i^T P_{i-1} \left(1 + y_i^T P_{i-1} y_i \right)^{-1} \right) / \beta, \quad P_0 = \gamma E_4, \quad 0 \ll \beta < 1, \quad (12)$$

где β – назначаемый фактор забывания прошлых измерений; γ – большое положительное число, определяющее начальную скорость изменения оценок; E_4 – единичная (4×4) матрица. Поскольку по [11]

$$P_i^{-1} = \sum_{k=1}^i \left(\gamma^{-1} + y_i y_i^T \right) \beta^{i-k}, \quad (13)$$

то с течением времени работы алгоритма идентификации (11) и (12) норма матрицы P уменьшается и скорость изменения оценок падает.

Отсюда реальный дискретный закон управления с временным шагом Δt вместо (6) будет иметь вид (для текущего момента времени он строится на оценках и измерениях регрессоров с предыдущего момента):

$$\Delta u_i = \hat{b}_{0i-1}^{-1} \left[\left(\hat{a}_1 - \hat{a}_{m1} \right)_{i-1} \dot{x}_{i-1} + \left(\hat{a}_0 - \hat{a}_{m0} \right)_{i-1} x_{i-1} + \left(\hat{b}_m - \hat{b}_0 \right)_{i-1} u_{зад i} \right] 1(t_i), \quad (14)$$

где в соответствии с (7) без использования индекса « $i-1$ » $\hat{z} = \hat{b}_0 / \hat{b}_1$, $\hat{a}_{m1} = (a_{m1} - a_{m0} / \hat{z}) \hat{\lambda} - \hat{a}_0 / \hat{z}$, $\hat{a}_{m0} = a_{m0} \hat{\lambda}$, $\hat{b}_m = b_m \hat{\lambda}$; $\hat{\lambda} = 1 + (\hat{a}_1 - \hat{a}_{m1}) / \hat{z}$.

Определим свойства управления (14). Для этого динамику объекта управления (1) запишем в дискретном виде на основании второго равенства (11) (производная дискретного управления имеет смысл среднего его значения за дискретный шаг):

$$\ddot{x}_i = y_i^T \hat{\theta}_{i-1} + \varepsilon_i = -\hat{a}_{1i-1} \dot{x}_i - \hat{a}_{0i-1} x_i - \hat{b}_{1i-1} \dot{u}_i + \hat{b}_{0i-1} u_i + \varepsilon_i. \quad (15)$$

Подставим в (15) управление (14), где вместо \dot{x}_{i-1} , x_{i-1} используем регрессоры текущего момента времени \dot{x}_i , x_i . Далее используем аналогичные приведенному выше выводы. При этом учтем, что в соответствии с (11) и (13) через очень малый промежуток работы алгоритма идентификации текущие оценки параметров приближаются к постоянным значениям. В результате этого замкнутый контур будет описываться вместо (9) равенством (в непрерывном виде)

$$\ddot{e}(t) + a_{m1} \dot{e}(t) + a_{m0} e(t) \cong -\hat{z}^{-1} b_m \dot{u}_{зад} - \hat{d} \delta(t) + \hat{\lambda}^{-1} \varepsilon(t) + v(t), \quad (16)$$

где $\hat{d} = \left[\left(\hat{a}_1 - \hat{a}_{m1} \right) \dot{x}_0 + \left(\hat{a}_0 - \hat{a}_{m0} \right) x_0 + \left(\hat{b}_m - \hat{b}_0 \right) u_{зад}^0 \right] / \left[\hat{z} + \hat{a}_1 - \hat{a}_{m1} \right]$; v – переменная величина, обусловленная в общем случае неравенством пар \dot{x}_{i-1} , x_{i-1} и \dot{x}_i , x_i . Следует отметить, что величину $|v(t)|$ можно уменьшить, ограничив скорость изменения синтезируемого управления, что будет показано ниже.

Таким образом, сходимость координатной ошибки для эталона (10) напрямую зависит от сходимости невязки идентификации.

УСЛОВИЯ ДИССИПАТИВНОЙ СХОДИМОСТИ НЕВЯЗКИ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Рассмотрим вначале условия разомкнутой системы. Для этого исключим из рассмотрения тривиальные случаи, когда $y_i = 0$, а также примем, что норма вектора оценок ограничена. Далее, умножив первое равенство (11) на ненулевой вектор y_i^T слева, прибавив к левой и правой части полученного слагаемое $(\varepsilon_{i+1} - \varepsilon_i)$, разлагая на составные части последнее в правой части по второму равенству (11) и упрощая зависимость, найдем

$$\varepsilon_{i+1} - (1 - \mu_i) \varepsilon_i = (\ddot{x}_{i+1} - \ddot{x}_i) - (y_{i+1} - y_i)^T \hat{\theta}_i, \quad \mu_i \stackrel{\Delta}{=} y_i^T P_i y_i. \quad (17)$$

Можно показать, что скалярная величина μ_i в ходе работы алгоритма (11), (12) уменьшается от значения $(1 - \alpha_1)$ до α_2 , где α_1 и α_2 – малые положительные числа тем меньшие, чем меньше величины γ^{-1} и $|1 - \beta|$ соответственно. Последнее утверждение следует из (13): легко доказывается, когда y – скаляр, а также аналогично доказывается и для многомерного случая путем рассмотрения собственных чисел матрицы P_i . Поэтому уравнение (17) можно рассматривать как описание дискретного динамического звена, где левая часть описывает «собственное устойчивое его движение» по ε , а правая – возмущение этого движения.

Из (17) и исходных установок можно установить, что чем меньше шаг Δt , тем меньше нормы разниц в правой части (17): $\|\ddot{x}_{i+1} - \ddot{x}_i\|$ и $\|y_{i+1} - y_i\|$, а значит, меньше вся правая часть уравнения (17). Тогда «собственное движение» ε является диссипативно устойчивым, причем с уменьшением Δt становится более узкой область притяжения и выше скорость сходимости ε [12].

Приведенные рассуждения несправедливы для условий замкнутой системы управления, когда на каждом шаге управление изменяется: уменьшение Δt приводит к пропорциональному росту скорости управления и других регрессоров.

Для сходимости ε в замкнутой системе независимо от Δt (вначале без рассмотрения вида управления) потребуем, чтобы малость правой части (17) обеспечивалась соотношением $(\ddot{x}_{i+1} - \ddot{x}_i) \approx (y_{i+1} - y_i)^T \hat{\theta}_i$. Оно соответствует тому, что приращение отклика исследуемого объекта на соседних моментах времени описывается только изменением вектор-функции $y(t)$, но не изменением оценки $\hat{\theta}$, или эта оценка, полученная в i -й момент времени, является справедливой и для момента $i + 1$. Следовательно, требуются высокие экстраполяционные, прогнозные свойства оценок, доставляемых алгоритмом (11), (12) на шаг вперед.

Из теории и практики использования метода наименьших квадратов для аппроксимационных задач, на котором построен рассматриваемый алгоритм, широко известно, что он обладает прекрасными экстраполяционными свойствами, если вектор-функция $y(t)$ содержит корректные регрессоры – базис переменных, на основе которого может описываться отклик объекта в соответствии с (11).

Далее рассмотрим условия сходимости ε при законе управления (14). Для этого выделим в замкнутой системе низкочастотное и высокочастотное движение. К первому отнесем рабочий диапазон частот объекта (1). Для технических систем он всегда ограничен сверху, в том числе и для рассматриваемого объекта. Высокочастотное движение – это «собственное движение» невязки идентификации, описываемое левой частью (17), поскольку его скорость изменения обратно пропорциональна Δt .

Если сделать шаг Δt достаточно малым и использовать корректные регрессоры, то по полученным выше выводам низкочастотная часть невязки идентификации стремится к нулю. При этом ее высокочастотная часть может быть и неустойчивой из-за наличия высокочастотного контура в замкнутой системе «управление – идентификатор – управление», связанного с оценками в управляющем воздействии (информация не проходит через низкочастотный объект, см. рис. 2).

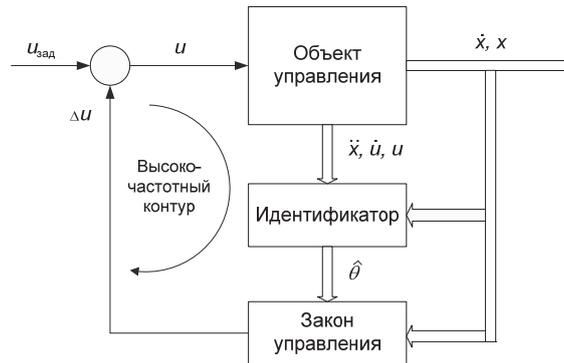


Рис. 2. Высокочастотный контур в замкнутой системе управления

Для указанного высокочастотного канала уравнение (17) с учетом (1) и (11) будет следующим ($u_{\text{зад}}$ кроме начального момента времени низкочастотно):

$$\varepsilon_{i+1}^{\text{вч}} - (1 - \mu_i) \varepsilon_i^{\text{вч}} = (b_1 - \hat{b}_{1i})(\Delta \dot{u}_{i+1} - \Delta \dot{u}_i) + (b_0 - \hat{b}_{0i})(\Delta u_{i+1} - \Delta u_i), \quad (18)$$

где $\varepsilon^{\text{вч}}$ – высокочастотная часть невязки идентификации.

Для упрощения дальнейших рассуждений заметим, что законы управления (6) и (14) с параметрами эталона \tilde{a}_{m1} , \tilde{a}_{m0} , \tilde{b}_m используются, чтобы сохранить исходный нуль передаточной функции объекта. Это значит, что закон управления (14) с параметрами a_{m1} , a_{m0} , b_m вместо оценок \tilde{a}_{m1} , \tilde{a}_{m0} , \tilde{b}_m

дает свойства замкнутому контуру с объектом (1) при $b_1 \equiv 0$ в соответствии с эталоном (4). При этом очевидно, что основные процессы в системе аналогичные. Поэтому здесь рассмотрим указанные закон управления и объект, где $\hat{\theta}_i = [-\hat{a}_1, -\hat{a}_0, \hat{b}_0]^T$, $y_i = [\dot{x}, x, u]^T$, а уравнение (18) будет иметь вид

$$\varepsilon_{i+1}^{\text{ВЧ}} - (1 - \mu_i) \varepsilon_i^{\text{ВЧ}} = (b_0 - \hat{b}_{0_i}) (\Delta u_{i+1} - \Delta u_i). \quad (19)$$

Из (14) с параметрами a_{M1} , a_{M0} , b_M можно определить

$$\Delta u_{i+1} = \hat{b}_{0_i}^{-1} \left[(\hat{a}_{1_i} - a_{M1}) \dot{x}_i + (\hat{a}_{0_i} - a_{M0}) x_i + b_M u_{\text{зад}i+1} \right] - u_{\text{зад}i+1}.$$

Далее, если умножить второе равенство (11) на y_i^T , то, ограничиваясь только высокочастотной частью невязки идентификации, можно найти

$$\hat{a}_{1_i} \dot{x}_i + \hat{a}_{0_i} x_i = \hat{a}_{1_{i-1}} \dot{x}_i + \hat{a}_{0_{i-1}} x_i - \hat{b}_{0_{i-1}} u_i + \hat{b}_{0_i} u_i - \mu_i \varepsilon_i^{\text{ВЧ}}.$$

Подставляя это в предыдущее равенство, найдем

$$\begin{aligned} \Delta u_{i+1} &= \hat{b}_{0_i}^{-1} \left(\hat{a}_{1_{i-1}} \dot{x}_i + \hat{a}_{0_{i-1}} x_i - \ddot{x}_{\text{ж}i} - \mu_i \varepsilon_i^{\text{ВЧ}} \right) - \\ &- u_{\text{зад}i+1} + \left(1 - \hat{b}_{0_i}^{-1} \hat{b}_{0_{i-1}} \right) (\Delta u_i + u_{\text{зад}i}), \end{aligned} \quad (20)$$

где $\ddot{x}_{\text{ж}i} \triangleq a_{M1} \dot{x}_i + a_{M0} x_i + b_M u_{\text{зад}i+1}$ – желаемое текущее значение отклика.

Подставляя это в (19), делая упрощение и оставляя составляющие только из высокочастотного контура (обозначены верхним индексом «ВЧ»), найдем

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i+1}^{\text{ВЧ}} - (1 - \mu_i b_0 / \hat{b}_{0_i}) \varepsilon_i^{\text{ВЧ}} &= \left\{ (b_0 - \hat{b}_{0_i}) \hat{b}_{0_i}^{-1} \left[\hat{a}_{1_{i-1}} \dot{x}_i + \hat{a}_{0_{i-1}} x_i - \ddot{x}_{\text{ж}i} \right] - \right. \\ &- \left. (b_0 - \hat{b}_{0_i}) \left(u_{\text{зад}i+1} - (1 - \hat{b}_{0_i}^{-1} \hat{b}_{0_{i-1}}) u_{\text{зад}i} + \hat{b}_{0_i}^{-1} \hat{b}_{0_{i-1}} \Delta u_i \right) \right\}^{\text{ВЧ}} \approx \left(\hat{b}_{0_i}^{-1} \hat{b}_{0_{i-1}} \Delta u_i \right)^{\text{ВЧ}}. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что для сходимости $\varepsilon^{\text{ВЧ}}$ достаточно отсутствие высокочастотных составляющих в сигнале Δu , что достигается, например, фильтрацией синтезированного закона на низкочастотном фильтре или ограничением его скорости, а также выполнение неравенства $|1 - \mu b_0 / \hat{b}_0| < 1$ [12]. Последнее при $0 < \mu < 1$ выполняется всегда, если

$$\text{sign}(\hat{b}_0) = \text{sign}(b_0), \quad |\hat{b}_0| > 0.5 |b_0|. \quad (21)$$

Однако искусственное ограничение скорости снижает точность управления. В связи с этим попробуем определить условие сходимости $\varepsilon^{\text{ВЧ}}$ без ука-

занного ограничения. Для этого примем, что оценка \hat{b}_0 назначается и остается постоянной, т. е.

$$\hat{b}_0 \equiv \text{const}. \quad (22)$$

Тогда в выражении (20) $(1 - \hat{b}_0^{-1} \hat{b}_{0,i-1}) = 0$ и равенство (19) переписывается как

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i+1}^{\text{вч}} - \left(1 - \frac{\mu_i b_0}{\hat{b}_{0,i}}\right) \varepsilon_i^{\text{вч}} - \left(1 - \frac{b_0}{\hat{b}_{0,i}}\right) \mu_{i-1} \varepsilon_{i-1}^{\text{вч}} = \\ \left\{ (b_0 - \hat{b}_{0,i}) \hat{b}_{0,i}^{-1} [\hat{a}_{1,i-1} \dot{x}_i + \hat{a}_{0,i-1} x_i - \ddot{x}_{\text{ж}i}] - (b_0 - \hat{b}_{0,i}) (u_{\text{зад}i+1} - u_{\text{зад}i}) - \right. \\ \left. - (b_0 - \hat{b}_{0,i}) \hat{b}_{0,i-1}^{-1} [\hat{a}_{1,i-2} \dot{x}_{i-1} + \hat{a}_{0,i-2} x_{i-1} - \ddot{x}_{\text{ж}i-1}] \right\}^{\text{вч}} \equiv 0. \end{aligned}$$

Для сходимости $\varepsilon^{\text{вч}}$ здесь требуется, чтобы корни характеристического уравнения (ρ – аргумент) $\rho^2 - (1 - \mu_i b_0 / \hat{b}_{0,i}) \rho - (1 - b_0 / \hat{b}_{0,i}) \mu_{i-1} = 0$ лежали внутри круга единичного радиуса на комплексной плоскости с центром в начале координат [12]. Решение этого уравнения дает

$$\rho_{1,2} = 0.5 \left(1 - \mu_i b_0 / \hat{b}_{0,i}\right) \left(1 \pm \sqrt{1 + \left(4 \mu_{i-1} (1 - b_0 / \hat{b}_{0,i})\right) / \left(1 - \mu_i b_0 / \hat{b}_{0,i}\right)^2}\right).$$

Численно решая неравенство $|\rho_{1,2}| < 1$ в компьютерной среде MathCad для $0 < \mu < 1$, было определено достаточное условие выполнения последнего: $2 > b_0 / \hat{b}_{0,i} > 0.5$. Из него вместо (21) следуют более строгие соотношения

$$\text{sign}(\hat{b}_0) = \text{sign}(b_0), \quad 2|b_0| > |\hat{b}_0| > 0.5|b_0|. \quad (23)$$

Очевидно, что промежуточным условиям по (21)–(23) соответствуют и промежуточные решения, поэтому общими условиями сходимости $\varepsilon^{\text{вч}}$ являются

$$\text{sign}(\hat{b}_0) = \text{sign}(b_0), \quad \kappa |b_0| > |\hat{b}_0| > 0.5|b_0|, \quad \kappa \geq 2, \quad \hat{b}_0 \rightarrow \text{const}, \quad (24)$$

где число κ тем дальше от 2, и менее жестким является последнее из (24), чем сильнее реализовано ограничение скорости Δu .

Таким образом, для сходимости невязки идентификации в замкнутом контуре дискретной системы управления достаточно иметь малый временной шаг, корректную структуру используемой при идентификации математической модели объекта управления. Причем в силу малости Δt и низкочастот-

ных свойств исходного объекта корректность факторов в первую очередь касается только управляющего воздействия.

Таким образом, для быстрой диссипативной сходимости ε не требуется никаких дополнительных условий, кроме отмеченных выше. В отличие от нее, сходимость оценок к истинным значениям является более длительной и труднореализуемой, поскольку требует линейной независимости регрессоров, управляемости исходного объекта, «богатства» его входного сигнала, имеет проблемы в условиях замкнутого контура системы управления и др. [13].

Анализ результатов решения подобных задач другими авторами и собственный опыт исследований показывает, что, как правило, значение Δt выбирается гораздо меньшим, чем период основных частот $y(t)$. Во многих технических задачах структура математической модели объекта управления известна. В частности, здесь она задана в виде (1), поэтому состав регрессоров соответствует основной динамике объекта. По опыту исследований было установлено, что для оценивания эпизодических внешних воздействий обычно достаточным дополнительным регрессором является константа (требуется корректность факторов только для $U(t)$). Оценку \hat{b}_0 можно ограничить исходя из приближенного априорного знания о ней. В качестве фильтра низких частот для любого технического объекта выступает исполнительный привод. Поэтому сходимость ε при выполнении исходных условий происходит за несколько шагов алгоритма, а после этого выполняется условие (см. численные исследования ниже):

$$|\varepsilon| \ll A_{\dot{x}}, \quad (25)$$

где $A_{\dot{x}}$ – средний размах отклика объекта.

Таким образом, если невязка идентификации быстро сходится, то из (16) следует, что с такой же скоростью замкнутая система приобретает свойства эталона (10). Система управления с алгоритмом идентификации (11), (12) и законом управления (14) независимо от конкретных параметров объекта (1), его свойств устойчивости после воздействия ступенчатого входного сигнала или по окончании действия произвольного внешнего возмущения ведет себя почти как эталонная модель (10), а в конце переходного периода – как эталон (4). При этом от идентификатора не требуются точные оценки неизвестных параметров. Такое свойство замкнутой системы управления имеет место в силу того, что при синтезе закона управления используется аппроксимация математической модели объекта управления, построенная на текущих оценках от идентификатора. Достаточная степень точности такой аппроксимации выражается в требованиях (24), (25).

РЕШЕНИЕ ВТОРОЙ ЧАСТИ ЛИНЕЙНОЙ СТАЦИОНАРНОЙ ЗАДАЧИ – ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАДАННОГО «ПРОВАЛА» ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

Во многих случаях этот «провал» играет важную роль в управлении неминимально-фазовым объектом. Это касается неустойчивых объектов, режимов точного управления и др. В качестве примера можно привести известный

эффект «проседания» самолета при стремлении увеличить высоту полета посредством отклонения руля высоты, расположенного в хвосте самолета [14]. Это «проседание» объясняется тем, что продольное короткопериодическое движение самолета, как реакция на отклонение указанного руля, обладает неминимально-фазовостью.

Для минимизации указанного «провала» можно, например, в соответствии с (9) использовать ограничение скорости изменения сигнала $u_{\text{зад}}(t)$, что предлагалось в работе [15]. Однако более точным является решение, излагаемое ниже.

Для упрощения дальнейших выводов, основываясь на полученных выводах, предположим, что замкнутая законом (6) система управления полностью соответствует неминимально-фазовому эталону (10). В связи с этим перестроим форму заданного управления эталону (10) следующим: вместо ступенчатого сигнала $u_{\text{зад}}(t) = 1(t)$, будем использовать «экспоненциальный»:

$$u_{\text{зад}}^*(t) = \text{sat}_1(\mu(e^{zt} - 1 + \vartheta)1(t)), \quad (26)$$

где $\text{sat}_1()$ – функция ограничения величиной 1; $0 < \mu < 1$ – назначаемый коэффициент усиления закона управления; ϑ – назначаемая константа, такая что $0 \leq \mu\vartheta < 1$ (см. рис. 3).



Рис. 3. «Экспоненциальный» заданный входной сигнал и его линейная аппроксимация

Приравняв выражение (26) к единице, несложно определить период до насыщения:

$$\tau = z^{-1} \ln(\mu^{-1} - \vartheta + 1). \quad (27)$$

Далее найдем управляющее воздействие U_M на эталон (10), под которым будем понимать правую часть равенства (10), где заданное управление $u_{\text{зад}}(t)$ заменено на $u_{\text{зад}}^*(t)$. После подстановки и упрощения, учитывая что $(e^{zt} - 1)\delta(t) \equiv 0$, можно записать

$$U_M(t) = U_{M1}(t) + U_{M2}(t) \text{ при } t < \tau; \quad U_M(t) = U_{M3}(t) \text{ при } t \geq \tau, \quad (28)$$

где $U_{M1}(t) \stackrel{\Delta}{=} (b_M \mu \vartheta)(-z^{-1}\delta(t) + 1(t))$, $U_{M2}(t) \stackrel{\Delta}{=} -(b_M \mu)1(t)$, $U_{M3}(t) \stackrel{\Delta}{=} b_M 1(t - \tau)$.

Сравнивая приведенные выражения с правыми частями (10) и (4), можно видеть, что часть управляющего воздействия $U_{M1}(t)$ порождает такую же реакцию эталона (10), как и его входной сигнал: $u_{зад}(t) = (\mu\vartheta)l(t)$; части $U_{M2}(t)$ и $U_{M3}(t)$ порождают реакцию эталона (10), тождественно равную реакции минимально-фазового эталона (4): для $U_{M2}(t)$ – на входной сигнал $u_{зад}(t) = -\mu l(t)$, для $U_{M3}(t)$ – на входной сигнал $u_{зад}(t) = l(t - \tau)$. Отсюда следует, что $U_{M3}(t)$ порождает целевое поведение замкнутой системы без «провала», только с задержкой на период τ , а $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t)$ «мешают» этому.

Дальнейшим очевидным решением является такой выбор параметров μ и ϑ в (26), чтобы максимально взаимокompенсировать влияние $U_{M1}(t)$ и $U_{M2}(t)$.

Пусть задана граница относительного «провала» переходной характеристики системы управления – неминимально-фазового эталона (10) в виде требования

$$\left| \overline{h_{\min M}} \right| \leq M, \quad (29)$$

где M – положительное число, задающее указанную границу, $h_{\min M}$ – относительный «провал» переходной характеристики эталона (10), близкий к аналогичному параметру для замкнутой системы управления, который находится из (3) при использовании $k_{зад}$, $\omega_{зад}$, $\xi_{зад}$ вместо k , ω , ξ .

Реакция эталона (10) на управляющее воздействие $U_{M1}(t)$ дает относительное значение «провала» переходной характеристики величиной $(\mu\vartheta)\overline{h_{\min M}}$, а установившееся значение – величиной $(\mu\vartheta k_{зад})$. Установившееся значение эталона (10) на $U_{M2}(t)$ в соответствии с (5) будет иметь значение $(-\mu k_{зад})$. По установившейся реакции объекта на управляющее воздействие $(U_{M1}(t) + U_{M2}(t))$ с точки зрения выполнения (29) и минимизации τ в (28) примем условие $\mu\vartheta k_{зад} - \mu k_{зад} = -M k_{зад}$. Отсюда напрямую следует соотношение

$$\mu = M / (1 - \vartheta). \quad (30)$$

Чтобы на переходном периоде суммарная реакция на $(U_{M1}(t) + U_{M2}(t))$ не нарушала (29), примем, чтобы «провал» реакции на входное воздействие $U_{M1}(t)$ не превышал значения по модулю, например, $M/3$ (это решение можно уточнить по аналитическим зависимостям переходных процессов). Последнее означает: $\mu\vartheta k_{зад} \left| \overline{h_{\min M}} \right| = M k_{зад} / 3$. Разрешая это равенство совместно с (30), найдем

$$\vartheta = \left(3 \left| \overline{h_{\min M}} \right| + 1 \right)^{-1}, \quad (\mu\vartheta) = \left(3 \left| \overline{h_{\min M}} \right| \right)^{-1} M. \quad (31)$$

Таким образом, параметры «экспоненциального» заданного управления (26) для обеспечения требования (29) описываются соотношениями (26), (29)–(31).

Поскольку по условию задачи эталон (10) является полуопределенным, то не известна величина h_{\min} . На первом этапе ее можно задать приблизительно, а далее ее можно уточнять на основе соотношений (3), записанных для (10), где вместо k , ω , ξ надо брать $k_{\text{зад}}$, $\omega_{\text{зад}}$, $\xi_{\text{зад}}$, а также использовать текущие оценки \hat{a}_1 , \hat{a}_0 , \hat{b}_1 , \hat{b}_0 вместо их точных значений.

В соответствии с полученными выводами можно свести «провал» переходной характеристики системы управления практически до нуля, но это приводит к появлению задержки реакции системы (τ) тем большей, чем меньше «провал». Понятно, что компромиссное решение нужно принимать по условиям конкретной задачи управления. Следует отметить, что если время τ является небольшим, то вместо сигнала (26) можно использовать его линейную аппроксимацию (см. рис. 3).

РЕШЕНИЕ НЕСТАЦИОНАРНОЙ И НЕЛИНЕЙНОЙ ЗАДАЧ ОПРЕДЕЛЕННОГО КЛАССА И СЛУЧАЙ НЕВОЗМОЖНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОИЗВОДНЫХ

Из полученного вытекают очевидные следствия.

Во-первых, поскольку параметры объекта могут быть любыми, сформулированные выводы распространяются на случаи, когда исходный объект (1) является нестационарным со скоростью изменения параметров намного медленнее, чем скорость достижения условий (24) и (25), а она зависит от Δt и весьма высока.

Во-вторых, если объект вместо первого равенства в (1) описывается нелинейной структурой с линейностью относительно неизвестных параметров:

$$\begin{aligned} \ddot{x}(t) + a_1 f_1(\dot{x}, x, t) + a_0 f_2(\dot{x}, x, t) = \\ = -b_1 f_3(\dot{x}, x, \dot{u}, u, t) + b_0 f_4(\dot{x}, x, \dot{u}, u, t) + \zeta(t), \end{aligned} \quad (32)$$

где $f_1(\cdot)$, $f_2(\cdot)$, $f_3(\cdot)$, $f_4(\cdot)$ – известные функции своих аргументов, то структура функций $f_3(\cdot)$, $f_4(\cdot)$ предполагает определение по заданным их значениям закона управления. Тогда все полученные выводы распространяются и на этот случай, просто из указанных функций будет составлен вектор регрессоров в (11). Закон управления вместо (14) будет иметь вид в соответствии с функциями $f_3(\cdot)$, $f_4(\cdot)$.

В третьих, можно устранить необходимость измерения производных входа и выхода объекта. Рассмотрим это для линейной стационарной задачи, описанной уравнением (1). Проинтегрируем первое уравнение (1) и (4) на интервале от t_0 до t (начальные условия эталонной модели считаем нулевыми):

$$\dot{x}(t) + a_1 x(t) + a_0 \int_{t_0}^t x(t) dt = -b_1 u(t) + b_0 \int_{t_0}^t u(t) dt + \int_{t_0}^t \zeta(t) dt + c_0,$$

$$\dot{x}_M(t) + a_{M1}x_M(t) + a_{M0} \int_{t_0}^t x_M(t)dt = b_M \int_{t_0}^t u_{\text{зад}}(t)dt .$$

где c_0 – постоянная интегрирования. Тогда в алгоритме (11)

$$\theta = [-a_1, -a_0, -b_1, b_0, c_0]^T, \quad y = \left[x(t), \int_{t_0}^t x(t)dt, u(t), \int_{t_0}^t u(t)dt, 1 \right]^T .$$

Текущее значение закона управления определяется из зависимости, полученной аналогично рассмотренному (без учета влияния внешнего возмущения):

$$\left(\int_{t_0}^t \Delta u(t)dt \right)_i = \hat{b}_{0i-1}^{-1} \left[\begin{array}{l} (\hat{a}_{1i-1} - \hat{a}_{M1i-1})x_{i-1} + (\hat{a}_{0i-1} - \hat{a}_{M0i-1}) \left(\int_{t_0}^t x(t)dt \right)_{i-1} + \\ + (\hat{b}_{Mi-1} - \hat{b}_{0i-1}) \left(\int_{t_0}^t u_{\text{зад}}(t)dt \right)_i \end{array} \right]. \quad (33)$$

При такой реализации системы управления не требуется измерять вторую производную. Аналогичные соотношения можно получить при двойном интегрировании исходного объекта, т. е. измерения всех производных будут не нужны. Подобные рассуждения распространяются и на нестационарные объекты.

ПРИМЕРЫ

На рис. 4–7 представлены результаты исследования замкнутой системы управления для объекта, переходная характеристика которого представлена на рис. 1, при различных условиях. Общими из них являются следующие: $a_{M1} = 9.94$, $a_{M0} = 49$, $b_M = 98$ ($k_{\text{зад}} = 2$, $\omega_{\text{зад}} = 7c^{-1}$, $\xi_{\text{зад}} = 0.71$); временной шаг идентификации и формирования закона управления 0.01 с; $\gamma = 10$; $\beta = 0.9995$; $\hat{a}_1(t_0) = \hat{a}_0(t_0) = \hat{b}_1(t_0) = 0$; $\hat{b}_0(t_0) = 10$; $10 \leq \hat{b}_0 \leq 50$. Для текущей идентификации вместо сигналов x , \dot{x} , \ddot{x} использовались их измеренные значения в виде $\dot{x}_{\text{и}} = \dot{x} + \zeta_{\text{и}}$, где $\zeta_{\text{и}}$ – широкополосный гауссовский шум измерения с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением $0.3 c^{-1}$, что соответствует почти 1% от максимального размаха \dot{x} ; $x_{\text{и}}$ – интеграл от $\dot{x}_{\text{и}}$; $\ddot{x}_{\text{и}}$ – численная производная от $\dot{x}_{\text{и}}$ со сглаживанием на апериодическом звене с постоянной времени 0.01 с. Сигналы u и \dot{u} измеряются точно. Синтезируемый закон управления ограничивался по скорости изменения величиной $50 c^{-1}$. Использовалась среда MatLab.

На рис. 4 представлено поведение системы управления, когда внешнее возмущение воздействует в момент времени 2.5 с: $\zeta(t) = 5\delta(t - 2.5)$. Можем наблюдать, что невязка идентификации быстро приходит к очень малому значению в сравнении со средним размахом \ddot{x} . Текущие оценки не равны своим точным значениям, но адаптивная система управления обеспечивает время переходного периода и балансировочное значение выхода замкнутой

системы управления в соответствии с эталоном. Внешнее возмущение быстро компенсируется. Помехи измерения не оказывают существенного влияния на систему управления. Подобные результаты получены для неустойчивого и нестационарного объектов.

На рис. 5 – такое же исследование, но по сравнению с предыдущим объект является колебательно неустойчивым: $a_1 = -1.5$, остальные параметры те же. На рис. 6 условия исследования соответствуют рис. 4, но параметры объекта (1) – переменные по времени: $a_1 = 1.5 + 0.5 \sin t$, $a_0 = 25 + 1.5t$, $b_1 = 8 + 0.01t^2$, $b_0 = 25 - 0.3t$. Здесь принято $\beta = 0.998$. Подобные результаты были получены и для закона управления, описываемого в виде (33).

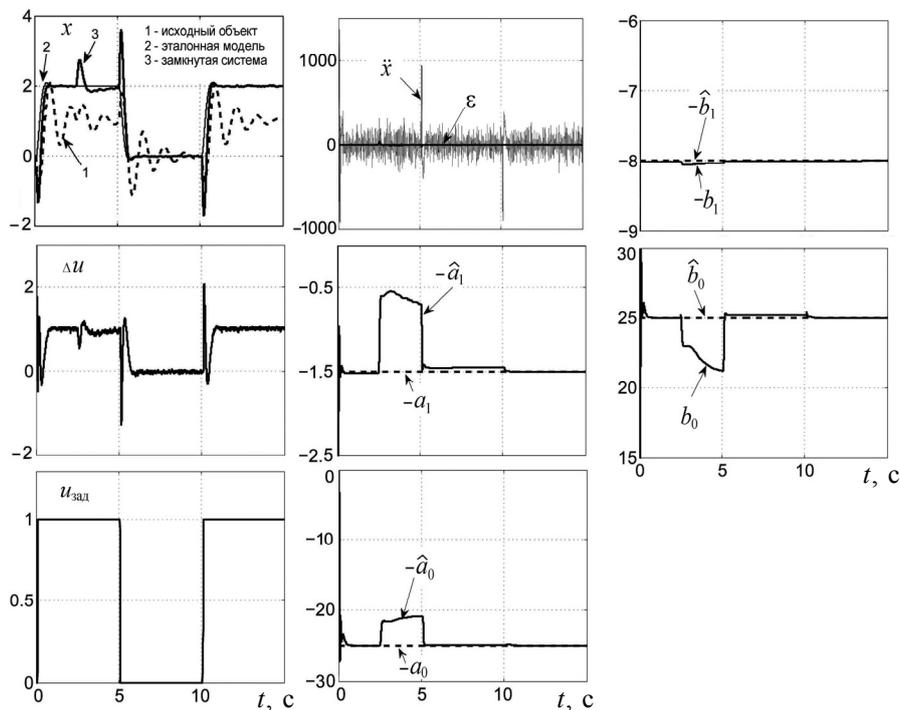


Рис. 4. Обеспечение заданных характеристик переходного процесса по первой части задачи

На рис. 7 приведены исследования по контролю над уровнем «провала» переходной характеристики системы управления, параметры которой соответствуют рис. 3, при разных ограничениях M по (21): 0.3, 0.1, 0.03. Так как для назначенного эталона $|h_{\min}| \approx 0.75$, то здесь $\vartheta \approx 0.3$, а параметр μ для разных M равен 0.43, 0.14, 0.04 (на рис. 7 соответствующие кривые обозначены цифрами 1, 2, 3). Оценка $\hat{z}(0) = 5$. Можно наблюдать, что величина «провала» переходной характеристики находится в назначенных пределах (за исключением начала управления, когда \hat{z} найдена неточно), при уменьшении этой границы увеличивается задержка τ . Подобные результаты были получены для неустойчивого и нестационарного объекта.

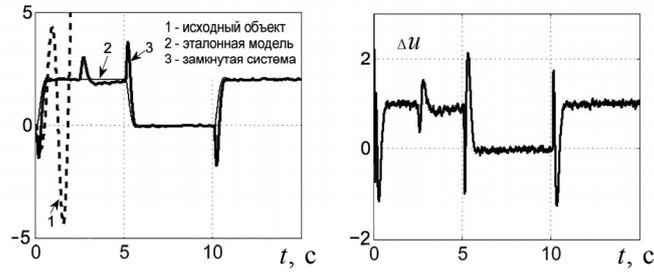


Рис. 5. Неустойчивый объект управления

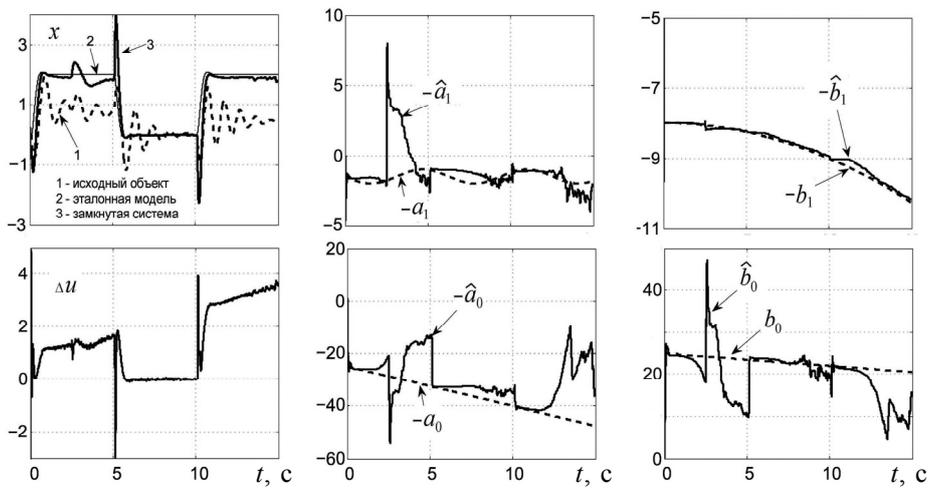


Рис. 6. Нестационарный объект управления

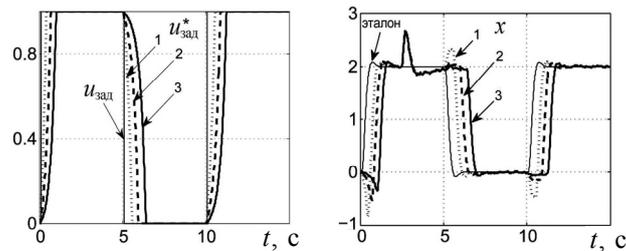


Рис. 7. Обеспечение заданного значения «провала» переходной характеристики

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования подтверждают теоретические выводы и показывают эффективность предлагаемого метода построения адаптивной системы управления неминимально-фазовым скалярным объектом второго порядка, в том числе неустойчивым, нестационарным и без измерения производных. Структура системы управления достаточно проста и содержит неявную эталонную модель (4), алгоритм текущей идентификации (11), (12) с соответствующими

регрессорами и законы управления – по зависимостям (14), (33) или аналогичным. От идентификатора требуется выполнение достаточно простых условий (24) и аналогичного (25), что значительно ослабляет требования к алгоритму текущей идентификации. В поставленной задаче это достигается, в частности, выбором достаточно малого временного шага Δt , в более сложных постановках также требуется указанная выше корректность регрессоров управляющего воздействия. Для ограничения «провала» переходной характеристики предлагается использовать модификацию заданного ступенчатого сигнала в виде экспоненциальной зависимости (26), параметры которой определяются по соотношениям (29)–(31).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цыпкин Я.З. Оптимальные дискретные системы управления неминимально-фазовыми объектами // *АиТ*. – 1991. – № 11. – С. 96–118.
2. Андриевский Б.Р., Фрадков А.Л. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке Matlab. – СПб.: Наука, 2000. – 471 с.
3. Еремин Е.Л. Адаптивное шунтирование в системах управления неминимально-фазовыми объектами // *Информатика и системы управления*. – 2001. – № 1. – С. 74–82.
4. Еремин Е.Л., Теличенко Д.А., Шеленок Е.А. Управление и автоматизация сложных систем в условиях неопределенности: монография. – Благовещенск: Изд-во АмГУ, 2015. – 247 с.
5. Фуртат И.Б. Адаптивное управление неминимально-фазовыми нелинейными объектами // *Известия вузов. Приборостроение*. – 2013. – Т. 56, № 3. – С. 30–37.
6. Фуртат И.Б. Адаптивное управление неминимально-фазовыми объектами определенного класса // *Проблемы управления*. – 2013. – № 1. – С. 19–25.
7. Агвами С.А., Коломейцева М.Б. Синтез адаптивной системы управления неминимально-фазовыми объектами // *Вестник МЭИ*. – 2012. – № 3. – С. 83–90.
8. Петров С.В., Шнилевая О.Я. Исследование адаптивной системы стабилизации динамических характеристик неминимально-фазового объекта // *Сборник научных трудов НГТУ*. – 2012. – № 3 (69). – С. 105–114.
9. Круглов С.П. Условия адаптируемости систем управления с идентификатором и эталоном: монография. – Saarbrücken: LAP Lambert Academic Publishing GmbH & Co., 2012. – 125 с.
10. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал). – М.: Машиностроение, 1977. – 463 с.
11. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя / под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука, 1991. – 432 с.
12. Первозванский А.А. Курс теории автоматического управления. – СПб.: Лань, 2015. – 624 с.
13. Перельман И.И. Оперативная идентификация объектов управления. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 272 с.
14. Кдумов А.С. Продольная устойчивость и управляемость маневренного самолета. – М.: Машиностроение, 1988. – 200 с.
15. Круглов С.П. Адаптивная стабилизация неминимально-фазового объекта на основе идентификационного алгоритма // *Труды X международной конференции «Идентификация систем и задачи управления» SICPRO'15*. – М., 2015. – С. 509–519.

Круглов Сергей Петрович, доктор технических наук, профессор кафедры «Автоматизация производственных процессов» Иркутского государственного университета путей сообщения. Основное направление научных исследований – адаптивные системы автоматического управления. Имеет более 100 публикаций, в том числе 2 монографии. E-mail: kruglov_s_p@mail.ru

Adaptive control of a non-minimal-phase scalar object of the second order with the maintenance of the preset transient characteristics*

S.P. KRUGLOV

Irkutsk State Transport University, 15 Chernishevsky St., Irkutsk, 664074, Russian Federation, D. Sc.(Eng.), professor. E-mail: kruglov_s_p@mail.ru

The problem of control system synthesis providing the preset transitive characteristic of the closed loop is studied in the paper. The loop includes a non minimal-phase scalar object of the second order (initially linear and stationary) with a positive zero of its transfer function under conditions of a priori uncertainty about its parameters and external disturbance. Features of the object's transitive characteristic and its control are also considered. Such preset characteristics of the transient process as gain, setting time, overshoot, and the preset undershoot level of the transitive characteristic are used. A scheme with an identifier, an implicit reference model and simplified adaptability conditions is applied as an adaptive control method. In doing so such a control law is derived that it does not change an unstable zero of the object transfer function while changing the specified above characteristics. It is shown that adaptability conditions are reduced to the convergence of the identification discrepancy of the algorithm delivering estimates of unknown parameters. The conditions for the identification discrepancy convergence in the control system closed loop are described. As a result to achieve adaptability accurate estimates of unknown parameters are not required, which considerably simplifies the adaptability conditions and the speed of its implementation. To eliminate the transitive characteristic undershoot it is proposed to use exponential control of a special kind instead of steady-state step control. It is shown that the given approach can be used for various cases such as when an object is steady or not, stationary or non-stationary with a limited speed of parameter change, or even a nonlinear object with linear unknown parameters. Other generalizations are obvious. Examples are given.

Keywords: non minimal-phase object, adaptive control system, transitive characteristic, reference model, algorithm of current identification, estimates of parameters, law of control, closed loop, adaptability conditions

DOI: 10.17212/1814-1196-2016-4-33-53

REFERENCES

1. Tsytkin Ya.Z. Optimal'nye diskretnye sistemy upravleniya neminimal'no-fazovymi ob"ektami [Optimal discrete control systems for non minimal-phase objects]. *Avtomatika i telemekhanika – Automation and Remote Control*, 1991, no. 11, pp. 96–118. (In Russian)
2. Andrievskii B.R., Fradkov A.L. *Izbrannye glavy teorii avtomaticheskogo upravleniya s primerami na yazyke Matlab* [The elected heads of the theory of automatic control with examples in language Matlab]. St. Petersburg, Nauka Publ., 2000. 471 p.
3. Eremin E.L. Adaptivnoe shuntirovanie v sistemakh upravleniya neminimal'no-fazovymi ob"ektami [Adaptive shunting in control systems of non minimal-phase objects]. *Informatika i sistema upravleniya – Information Science and Control Systems*, 2001, no. 1, pp. 74–82.
4. Eremin E.L., Telichenko D.A., Shelenok E.A. *Upravlenie i avtomatizatsiya slozhnykh sistem v usloviyakh neopredelennosti* [Management and automation of difficult systems in the conditions of uncertainty]. Blagoveshchensk, AmSU Publ., 2015. 247 p.
5. Furtat I.B. Adaptivnoe upravlenie neminimal'no-fazovymi nelineinymi ob"ektami [Adaptive control of non minimal-phase nonlinear objects]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Priborostroenie – Journal of Instrument Engineering*, 2013, vol. 56, no. 3, pp. 30–37.

* Received 02 December 2016.

6. Furtat I.B. Adaptivnoe upravlenie neminimal'no-fazovymi ob"ektami opredelenogo klassa [Adaptive control of non minimal-phase objects of a certain class]. *Problemy upravleniya – Control Sciences*, 2013, no 1, pp. 19–25.

7. Agvami S.A., Kolomeitseva M.B. Sintez adaptivnoi sistemy upravleniya neminimal'no-fazovymi ob"ektami [Synthesis of an adaptive control system of non minimal-phase objects]. *Vestnik MEI – MPEI Vestnik*, 2012, no. 3, pp. 83–90.

8. Petrov S.V., Shpilevaya O.Ya. Issledovanie adaptivnoi sistemy stabilizatsii dinamicheskikh kharakteristik neminimal'no-fazovogo ob"ekta [Study of adaptive control system with unstable inverted plant]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2012, no. 3 (69), pp. 105–114.

9. Kruglov S.P. *Usloviya adaptiruемости систем управления с идентификатором и эталоном* [Conditions of an adaptability of control systems with the identifier and a standard]. Saarbrücken, LAP Lambert Academic Publishing GmbH & Co., 2012. 125 p.

10. Makarov I.M., Menskii B.M. *Lineinye avtomaticheskie sistemy (elementy teorii, metody rascheta i spravochnyi material)* [Linear automatic systems (theory elements, methods of calculation and reference material)]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1977. 463 p.

11. Ljung L. *System identification: theory for the user*. New Jersey, Prentice Hall, 1987. 384 p. (Russ. ed.: L'yung L. *Identifikatsiya sistem. Teoriya dlya pol'zovatelya*. Translated from English. Moscow, Nauka Publ., 1991. 432 p.).

12. Pervozvanskii A.A. *Kurs teorii avtomaticheskogo upravleniya* [Course of the theory of automatic control]. St. Petersburg, Lan' Publ., 2015. 624 p.

13. Perel'man I.I. *Operativnaya identifikatsiya ob"ektov upravleniya* [Expeditious identification of objects of control]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1982. 272 p.

14. Klumov A.S. *Prodol'naya ustoychivost' i upravlyaemost' manevrennogo samoleta* [Longitudinal stability and controllability of the maneuverable plane]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1988. 200 p.

15. Kruglov S.P. [Adaptive stabilization of a nonminimum-phase plant on the basis of an identification algorithm]. *Trudy X mezhdunarodnoi konferentsii "Identifikatsiya sistem i zadachi upravleniya" SICPRO'15* [Proceedings of the X International Conference "System Identification and Control Problems" SICPRO'15]. Moscow, 2015, pp. 509–519. (In Russian)