



УДК 684.511

© 2009 г. **Е.Л. Еремин**, д-р техн. наук
(Амурский государственный университет, Благовещенск)

***L*-ДИССИПАТИВНОСТЬ СИСТЕМ АДАПТАЦИИ С ЭТАЛОННЫМ УПРЕДИТЕЛЕМ И ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ПО УПРАВЛЕНИЮ¹**

Рассматривается методика проектирования адаптивных *L*-диссипативных систем с эталонным упредителем для априорно неопределенных одноканальных объектов с запаздыванием по управлению без измерения их переменных состояния.

Ключевые слова: априорная неопределенность, запаздывание по управлению, эталонный упредитель, динамический корректор, гиперустойчивость, адаптивное управление, структурное возмущение, *L*-диссипативность.

Введение

Разработку высококачественных систем управления одноканальными объектами (вход и выход – скалярные величины), как правило, приходится осуществлять без измерения переменных состояния. Для строго минимально-фазового (*СМФ*) объекта управления (*ОУ*) этот недостаток преодолевается относительно просто, например, – с помощью фильтров переменных состояния, но для *ОУ* с относительным порядком $\rho > 1$, т.е. – нестрого минимально-фазового (*НМФ*), решение задач управления требует применения некоторых дополнительных мер. При этом наличие в объекте запаздывания по управлению значительно усложняет задачи проектирования, тем ни менее, в частности, – за счет использования в системе управления так называемого эталонного упредителя, решение некоторых из них можно упростить.

Один из способов построения систем управления с желаемыми свойствами, впервые предложенный в работе [1], опирается на использование отрицательных обратных связей с достаточно большими коэффициентами усиления. Развитие этого метода в настоящее время имеет ряд результативных продолжений [2 – 5], однако для *НМФ ОУ* с запаздыванием по управлению создание систем управления функционирующих в условиях априорной неопределенности по-прежнему является актуальной проблемой теории автоматического управления.

В данной работе, на основе применения критерия гиперустойчивости [6 – 10], рассматривается способ аналитического конструирования систем адаптации

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке АВЦП "Развитие научного потенциала высшей школы" в рамках проекта «Адаптивные и робастные системы управления сложными динамическими объектами с запаздыванием» (регистрационный номер: 2.1.2/373).

для одноканальных априорно-неопределенных *НМФ ОУ* с запаздыванием по управлению и эталонным упредителем. Отличительной особенностью предлагаемой системы является введение в основной контур управления двух быстродействующих динамических корректоров – упругого и апериодического.

Структурные схемы эквивалентных линейных блоков

Пусть линейный *НМФ ОУ* с запаздыванием по управлению и относительным порядком $\rho = n$ (значение ρ указано для *ОУ* без запаздывания τ) описывается уравнениями

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + bu(t - \tau) + f(t), \quad y(t) = L^T x = x_1(t), \quad (1)$$

$$u(\zeta) = \varphi(\zeta), \quad \zeta \in [-\tau, 0],$$

и функционирует в условиях априорной неопределенности вида

$$A = A(\xi), \quad b = b(\xi), \quad f(t) = f_\xi(t), \quad \xi \in \Xi, \quad (2)$$

где $x(t) \in R^n$ – вектор состояния; $y(t) \in R$ – выход; $\varphi(\zeta)$ – ограниченная непрерывная начальная вектор-функция, $\tau = const > 0$; A и b – матрица состояния в форме Фробениуса и вектор управления вида $b^T = (0, \dots, 0, b_n)$, элементы которых зависят от неизвестных параметров $\xi \in \Xi$; Ξ – известное множество; $u(t) \in R$ – управление; $L^T = (1, 0, \dots, 0)$ – матрица выхода; $f^T(t) = (0, \dots, 0, f_n(t)) \in R^n$ – внешнее возмущающее воздействие (помеха), $|f_n(t)| \leq f_0 = const > 0$.

Поскольку передаточная функция *НМФ ОУ* (1) имеет вид

$$W_{OY}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{L^T (sE - A)^+ b}{\det(sE - A)} e^{-s\tau} = \frac{b_n}{\gamma(s)} e^{-s\tau}, \quad (3)$$

где E – единичная матрица; $(.)^+$ – соответствующая присоединенная матрица, то с целью желаемого изменения динамических свойств объекта (3), на его вход можно подключить упругий корректор (*УК*) с передаточной функцией:

$$W_{YK}(s) = \frac{\Delta \delta(s)}{T(s)} = \frac{\delta_0 s^{n-1} + \delta_1 s^{n-2} + \dots + \delta_{n-2} s + \delta_{n-1}}{(T_* s + 1)^{n-1}}, \quad (4)$$

где $\delta(s)$ – соответствующий гурвицев полином; δ_j – произвольно выбираемые положительные константы, $j = 0, 1, \dots, n-1$; $T_* > 0$ – некоторый числовой параметр. В этом случае, структурную схему рассматриваемого соединения можно: во-первых, представить в виде, показанном на рис. 1а или изображенном эквивалентно на рис. 1б, где выделены – модифицированный объект управления (*МОУ*) и апериодический корректор (*АК*) соответственно имеющие передаточные функции

$$W_{MOY}(s) = \frac{b_n \delta(s)}{\gamma(s)} e^{-s\tau},$$

$$W_{AK}(s) = \frac{\Delta}{T(s)} = \frac{1}{(T_* s + 1)^{n-1}}; \quad (5)$$

во-вторых, – описать уравнением связи

$$y(s) = \frac{b_n \delta(s)}{\gamma(s) T(s)} \left(e^{-s\tau} u(s) + \bar{f}_n(s) \right), \quad \bar{f}_n(s) = \frac{\Delta T(s)}{\delta(s)} b_n^{-1} f_n(s). \quad (6)$$

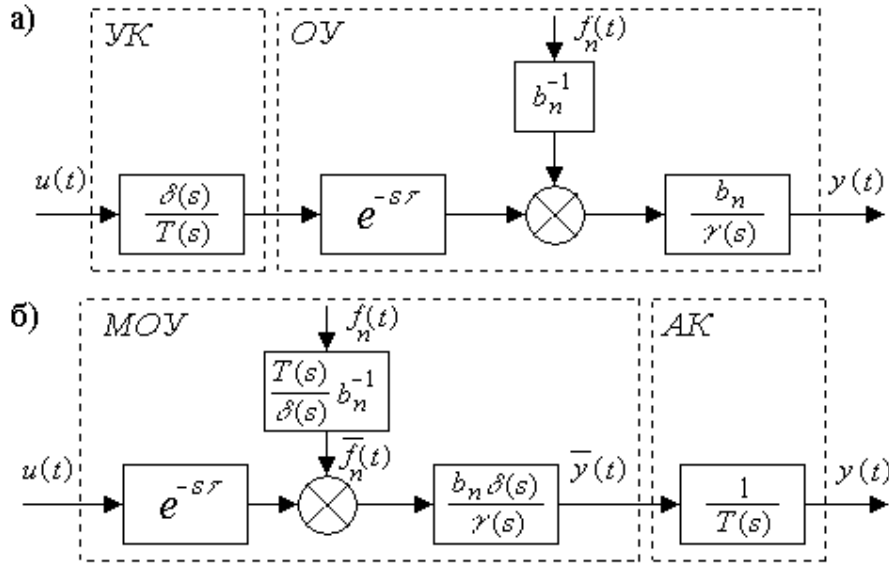


Рис. 1. Эквивалентные структурные схемы соединений ОУ с УК и АК.

Пусть, следуя [6], динамика ЭУ, предназначенного для компенсации запаздывания и задания в системе желаемого качества, определена математической моделью вида

$$\frac{d\bar{y}_M(t)}{dt} = -a_0 \bar{y}_M(t) + a_0 (u(t-h) - v(t)), \quad a_0 = \text{const} > 0, \quad (7)$$

где $\bar{y}_M(t)$ – регулируемая координата; $v(t)$ – сигнал адаптации, структура которого далее будет задана; a_0 – произвольная величина, от значения которой зависит длительность переходных процессов в системе управления по завершению процессов адаптации. Перепишем уравнение (7) эквивалентным образом:

$$\frac{dx_M(t)}{dt} = A_M x_M(t) + b_M a_0 (u(t-h) - v(t)), \quad (8)$$

$$\bar{y}_M(t) = \delta^T x_M(t),$$

где $x_M(t) \in R^n$ – расширенный вектор состояния ЭУ. Кроме того, за счет вектора $\delta^T = (\delta_{n-1}, \delta_{n-2}, \dots, \delta_0)$ сформируем скалярную величину $\bar{y}_M(t)$ и осуществим выбор значений элементов матрицы A_M , при $b_M^T = (0, \dots, 0, 1)$ так, чтобы имели место соотношения

$$W_{\text{ЭУ}}(s) = \frac{\Delta \bar{y}_M(s)}{v(s)} = \frac{a_0 \delta^T (sE - A_M)^+ b_M}{\det(sE - A_M)} = \frac{a_0 \delta(s)}{\gamma_0(s)} = \frac{a_0}{s + a_0}, \quad (9)$$

$$v(t) = u(t-h) - v(t), \quad \gamma_0(s) = (s + a_0) \delta(s),$$

тогда передаточные функции ЭУ вида (7) и (8) будут тождественными.

Можно показать, исходя из гурвицевости полинома $\delta(s) = \delta^T (sE - A_M)^+ b_M$ и соотношений (9), что при выполнении следующих условий:

$$A - A_M = a_0 c_0 b_M \delta^T; \quad b = a_0 (1 + k_0) b_M = b_n b_M, \quad (10)$$

где $c_0, k_0 = const$ – некоторые числа, ОУ (1) и ЭУ (8) оказываются структурно согласованными.

Если теперь к выходу ЭУ подключить АК и используя соотношения (5), (9), описать этот блок уравнением

$$y_M(s) = \frac{a_0 \delta(s)}{\gamma_0(s) T(s)} (e^{-s\tau} u(s) - v(s)), \quad (11)$$

то при параллельном соединении блоков (6), (11) можно построить структурную схему (рис. 2) с сигналом рассогласования вида

$$\bar{\theta}(t) \stackrel{\Delta}{=} \bar{y}_M(t) - \bar{y}(t), \quad (12)$$

где в отличие от S -модели, рассмотренной в работе [6] (на рис. 2 она выделена пунктиром), появился дополнительный блок АК, который далее будем называть блоком структурного возмущения (АК).

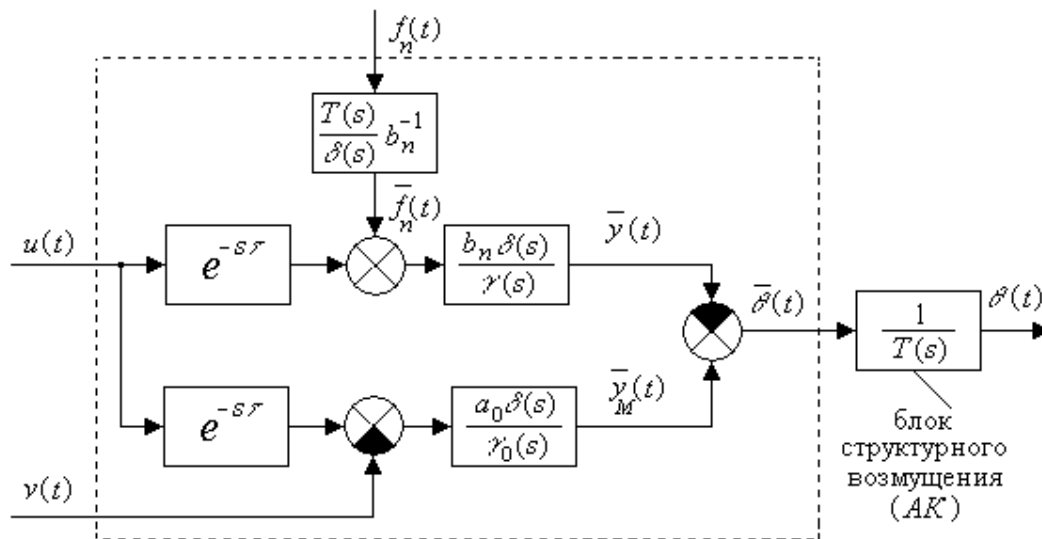


Рис. 2. Эквивалентная схема параллельного соединения МОУ и ЭУ с общим АК.

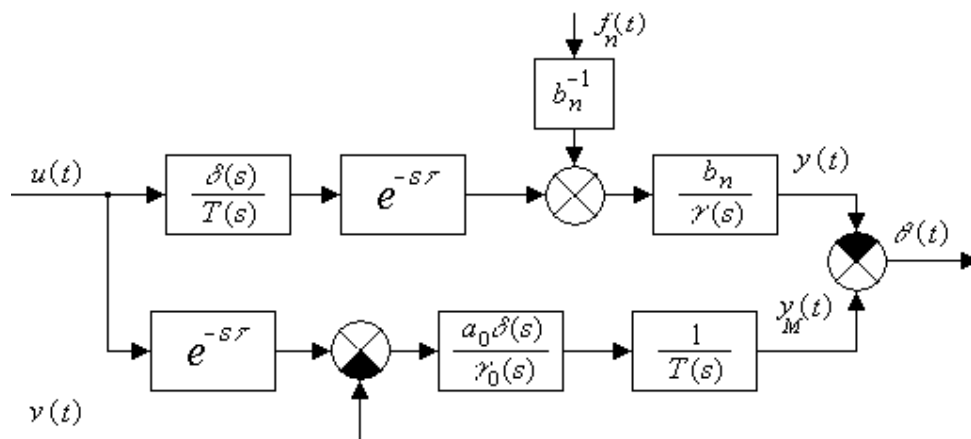


Рис. 3. Исходная схема параллельного соединения ОУ с УК и ЭУ с АК.

Таким образом, при построении системы управления для исходного ОУ с ЭУ и разными корректорами (рис. 3), синтез алгоритмов управления можно осу-

ществлять на основе ее эквивалентной схемы (см. рис. 2), в которой используется *МОУ* и общий корректор – *АК*.

Постановка задачи

В условиях априорной неопределенности (2) рассматривается функционирование соединения *МОУ* с *АК* (см. рис. 2), описываемого уравнениями

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}(t)}{dt} &= A\bar{x}(t) + bu(t-h) + \bar{f}(t), \quad \bar{y}(t) = \delta^T \bar{x}(t), \\ u(\zeta) &= \varphi(\zeta), \quad \zeta \in [-h, 0], \\ \frac{d\bar{z}(t)}{dt} &= T\bar{z}(t) + b_M \bar{y}(t), \quad y(t) = L^T \bar{z}(t), \end{aligned} \quad (13)$$

где $\bar{x}(t) \in R^n$, $\bar{z}(t) \in R^{n-1}$ – векторы состояний соответственно объекта и корректора; T – матрица в форме Фробениуса, собственные значения которой удовлетворяют тождеству $\det(sE - T) = (s + T_*^{-1})^{n-1}$; $\bar{f}^T(t) = (0, \dots, 0, \bar{f}_n(t)) \in R^n$ – возмущение, удовлетворяющее условию

$$|\bar{f}_n(t)| \leq \bar{f}_0 = (\delta_{n-1} \min b_n)^{-1} f_0. \quad (14)$$

Векторно-матричная модель последовательного соединения *ЭУ* с *АК*, согласно уравнению (11), в эквивалентной форме записи представлена в виде

$$\begin{aligned} \frac{dx_M(t)}{dt} &= A_M x_M(t) + b_M a_0 (u(t-h) - v(t)), \quad \bar{y}_M(t) = \delta^T x_M(t), \\ \frac{d\bar{z}_M(t)}{dt} &= T \bar{z}_M(t) + b_M \bar{y}_M(t), \quad y_M(t) = L^T \bar{z}_M(t), \end{aligned} \quad (15)$$

где $\bar{z}_M(t) \in R^{n-1}$ – вектор состояния корректора.

Исследуется применимость адаптивного регулятора, структура которого задана следующим образом:

$$u(t) = r(t) + v(t), \quad v(t) = c(t)y(t) + k(t)u(t-h), \quad (16)$$

где $r(t)$ и $v(t)$ – соответственно скалярные задающее воздействие и сигнал адаптации; $c(t)$, $k(t)$ – настраиваемые коэффициенты регулятора.

В системе адаптивного управления (13), (15), (16) требуется определить явный вид алгоритмов настройки коэффициентов $c(t)$ и $k(t)$ таким образом, чтобы в условиях априорной неопределенности (2), при любых начальных условиях и функциях выполнялись бы целевые условия вида

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \|x_M(t) - \bar{x}(t)\| &\leq \tilde{x}_0, \quad \tilde{x}_0 = const > 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) &\leq \tilde{c}_0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} k(t) \leq \tilde{k}_0, \quad \tilde{c}_0, \tilde{k}_0 = const. \end{aligned} \quad (17)$$

Алгоритмический и параметрический синтез контура адаптации

Решение поставленной задачи осуществим на основе критерия гиперустойчивости:

во-первых, предполагая, что блок структурного возмущения (см. рис. 2)

имеет единичную передаточную функцию (т.е. структурное возмущение в системе адаптации отсутствует), согласно [6, 7], выполним четыре базовых этапа синтеза системы управления;

во-вторых, на дополнительном пятом этапе, при наличии в системе блока структурного возмущения, определим, используя результаты [8 – 10], необходимое условие L -диссипативности синтезированной системы управления.

Первый этап. Пусть $\varepsilon(t) = x_M(t) - \bar{x}(t)$, тогда при отсутствии в уравнениях (13) и (15) структурных возмущений, получаем $y(t) = \bar{y}(t)$, $y_M(t) = \bar{y}_M(t)$ и, аналогично [6], эквивалентную модель системы (13), (15), (16) вида

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = A_M \varepsilon(t) + b_M a_0 \mu(t) + \bar{f}(t), \quad (18)$$

$$\theta(t) = y_M(t) - y(t) = \delta^T \varepsilon(t), \quad (19)$$

$$\mu(t) = -[(c(t) - c_0)y(t) + (k(t) - k_0)u(t - h)]. \quad (20)$$

Второй этап. Обеспечим выполнение интегрального неравенства Попова

$$\eta(0, t) = -\int_0^t \mu(q)\theta(q) dq \geq -\gamma_0^2 = const, \quad \forall t > 0, \quad (21)$$

рассматривая его относительно нелинейной части системы (18) – (20). С этой целью, учитывая явный вид закона управления (20), перепишем левую часть выражения (21) следующим образом:

$$\begin{aligned} \eta(0, t) = & 0.5 \int_0^t [(c(q) - c_0)y(q) + (k(q) - k_0)u(q - \tau_2)][\theta(q) + \Delta_0] dq + \\ & + 0.5 \int_0^t [(c(q) - c_0)y(q) + (k(q) - k_0)u(q - \tau_2)][\theta(q) - \Delta_0] dq, \end{aligned}$$

где алгоритмы настройки коэффициентов адаптивного регулятора (16) зададим соотношениями

$$\frac{dc(t)}{dt} = \begin{cases} 0, & \text{при } |\theta(t)| \leq \Delta_0, \\ \alpha_1 y(t)(\theta(t) - \Delta_0), & \text{при } \theta(t) > \Delta_0, \\ \alpha_1 y(t)(\theta(t) + \Delta_0), & \text{при } \theta(t) < -\Delta_0, \end{cases} \quad (22)$$

$$\frac{dk(t)}{dt} = \begin{cases} 0, & \text{при } |\theta(t)| \leq \Delta_0, \\ \alpha_2 u(t - h)(\theta(t) - \Delta_0), & \text{при } \theta(t) > \Delta_0, \\ \alpha_2 u(t - h)(\theta(t) + \Delta_0), & \text{при } \theta(t) < -\Delta_0, \end{cases} \quad (23)$$

$$\Delta_0, \alpha_1, \alpha_2 = const > 0,$$

тогда, аналогично [6, 7], что можно показать, для $\eta(0, t)$ будет справедлива искомая оценка

$$\eta(0, t) > -\gamma_0^2 = const, \quad \forall t > 0.$$

Третий этап. В силу передаточной функции (9) и аналогично [6], частотное неравенство записанное для линейной части системы (18) – (20) в виде

$$\operatorname{Re}W(j\omega) = \operatorname{Re}[a_0\delta^T(j\omega E - A_M)^{-1}b_M] > 0, \quad \forall \omega \geq 0, \quad (24)$$

всегда имеет место.

Четвертый этап – достижимость поставленных целей управления. Поскольку неравенства (21) и (24) справедливы при любых $\xi \in \Xi$, то система управления (18) – (20), (22), (23) – гиперустойчива и в ней достижимо первое из целевых условий (17). Кроме того, следуя [6], будут выполняться и другие требования (17). Действительно, учитывая явный вид алгоритмов адаптации и ограниченность реакций системы на воздействие сигналов $\mu(t)$ и $\bar{f}(t)$, очевидно, что в алгоритмах (22) и (23) можно так задать величину зоны нечувствительности Δ_0 , что коэффициенты $c(t)$ и $k(t)$ не только окажутся ограниченными по модулю, но и будут постоянными по величине.

Пятый этап. Отметим, что по окончании процессов адаптации передаточная функция системы управления (18) – (20), записанная для случая $\bar{f}(t) = 0$, совпадает (см. [10, с. 159]) с передаточной функцией системы (30)

$$\frac{b_n\delta(s)}{\gamma(s) - c_0b_n\delta(s)} = \frac{a_0\delta(s)}{\gamma_0(s)} = \frac{a_0}{s + a_0}.$$

Поэтому, если в системы (18) – (20) и (30) ввести блок структурного возмущения

$$\frac{1}{T(s)} = \frac{1}{(T_*s + 1)^{n-1}},$$

то передаточные функции указанных систем можно переписать в виде

$$\frac{\frac{b_n\delta(s)}{T(s)\gamma(s)}}{1 - \frac{c_0b_n\delta(s)}{T(s)\gamma(s)}} = \frac{a_0\delta(s)}{T(s)\gamma(s) - c_0b_n\delta(s)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{a_0\delta(s)}{D(s)}.$$

При этом, аналогично [10, с. 161, 162]), предполагая выбор и задание достаточно малой величины T_* , полином $D(s)$ можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} D(s) &= T(s)\gamma(s) - c_0b_n\delta(s) = T(s)\gamma(s) - c_0a_0(1 + k_0)\delta(s) \stackrel{\Delta}{=} T_0(s) + \delta_0(s), \\ T_0(s) &\stackrel{\Delta}{=} s^{n+1}\bar{T}_0(s), \\ \bar{T}_0(s) &\stackrel{\Delta}{=} T_*^{n-1}s^{n-2} + T_*^{n-2}\theta_1s^{n-3} + \dots + T_*^2\theta_{n-3} + T_*\theta_{n-2}, \\ \delta_0(s) &\stackrel{\Delta}{=} s^n + \delta_{M_1}s^{n-1} + \delta_{M_2}s^{n-2} + \dots + \delta_{M_{n-1}}s + \delta_{M_n} \cong 0, \end{aligned} \quad (26)$$

где $\bar{T}_0(s)$ – гурвицев полином с коэффициентами, зависящими от величины T_* и значений соответствующих чисел сочетаний

$$\begin{aligned} \theta_1 = \theta_{n-2} &= \frac{(n-1)!}{(n-2)!1!} = n-1, \quad \theta_2 = \theta_{n-3} = \frac{(n-1)!}{(n-3)!2!} = \frac{(n-1)(n-2)}{2}, \\ \theta_3 = \theta_{n-4} &= \frac{(n-1)!}{(n-4)!3!} = \frac{(n-1)(n-3)(n-3)}{6} \end{aligned}$$

и т.д.; $\delta_0(s)$ – гурвицев полином, коэффициенты которого $\delta_{M_i} = \delta_{M_i}(c_0, k_0)$, $i = \overline{1, n}$ зависят от априорно неизвестных чисел c_0 и k_0 , а также известных значений величины a_0 и коэффициентов полинома $\delta(s)$.

Поскольку гурвицевость полинома $D(s)$ для системы (30) является условием ее L -диссипативности (см. [10]) и, как следствие, – L -диссипативности системы (18) – (20), то, используя явный вид полинома

$$\begin{aligned} D(s) &= T_0(s) + \delta_0(s) = \\ &= T_*^{n-1} s^{n-2} + T_*^{n-2} \theta_1 s^{n-3} + \dots + T_*^2 \theta_{n-3} + T_* \theta_{n-2} + \\ &+ s^n + \delta_{M_1} s^{n-1} + \delta_{M_2} s^{n-2} + \dots + \delta_{M_{n-1}} s + \delta_{M_n}, \end{aligned} \quad (27)$$

и формируя для этого полинома, подобно [8, с. 97], так называемые коэффициенты устойчивости λ_i , можно записать следующие неравенства:

$$\lambda_i = \frac{T_*^2 \theta_{n-3}}{T_* \theta_{n-2}} \frac{\delta_{M_1}}{1} \leq 0.465; \quad \lambda_{i+1} = \frac{T_* \theta_{n-2}}{1} \frac{\delta_{M_2}}{\delta_{M_1}} \leq 0.465.$$

Эти оценки, аналогично [10, с. 162],

$$0 < T_* \leq \frac{0.93}{(n-2)\delta_{M_1}}, \quad 0 < T_* \leq \frac{0.465\delta_{M_1}}{(n-1)\delta_{M_2}}, \quad (28)$$

а точнее, наименьшая из них – $\min T_*$, ограничивает допустимый диапазон возможных значений параметра T_* .

Следует обратить внимание на то, что условия вида (28) значимы лишь теоретически, поскольку на практике значение T_* приходится задавать в ходе имитационного моделирования системы управления. Действительно, для достижения в синтезированной системе управления достаточно малой зоны диссипативности, как показывают результаты вычислительных экспериментов, фактически вместо соотношений (28) приходится использовать условие

$$0 < T_* \ll \min T_*, \quad (29)$$

т.е. более жесткое требование, чем любое из неравенств (28).

Пример

С целью анализа в условиях априорной неопределенности качества функционирования адаптивной системы управления (1), (4), (5), (7), (16), (22), (23) неустойчивым $НМФ ОУ$ с запаздыванием по управлению рассматривается иллюстративный пример, представленный на рис. 1, где для наглядности и удобства получения оценок ошибки регулирования в систему дополнительно введена явная эталонная модель. Временные характеристики, отражающие поведение выходных координат объекта управления и эталонной модели, а также внешнего возмущения изображены на рис. 2. Ошибка регулирования $\Delta(t) = y_{\text{эталон}}(t) - y_{\text{объект}}(t)$, показана на рис. 3.

Исходные данные для *Simulink*-модели адаптивной системы управления (1), (4), (5), (7), (16), (22), (23), за исключением тех, которые функционально или численно представлены на рис. 1, были заданы со следующими значениями:

$$x_1(0) = x_2(0) = x_3(0) = c(0) = k(0) = 0;$$

$u(\zeta) = \varphi(\zeta) = 0, \zeta \in [-\tau, 0];$
 $\tau = 0.5 \text{ с}; T_* = 0.001 \text{ с};$
 $r(t) = (0.75 + 0.5(\sin^2(0.005t))\sin(0.0075));$
 $f(t) = 0.15\sin(0.005t).$

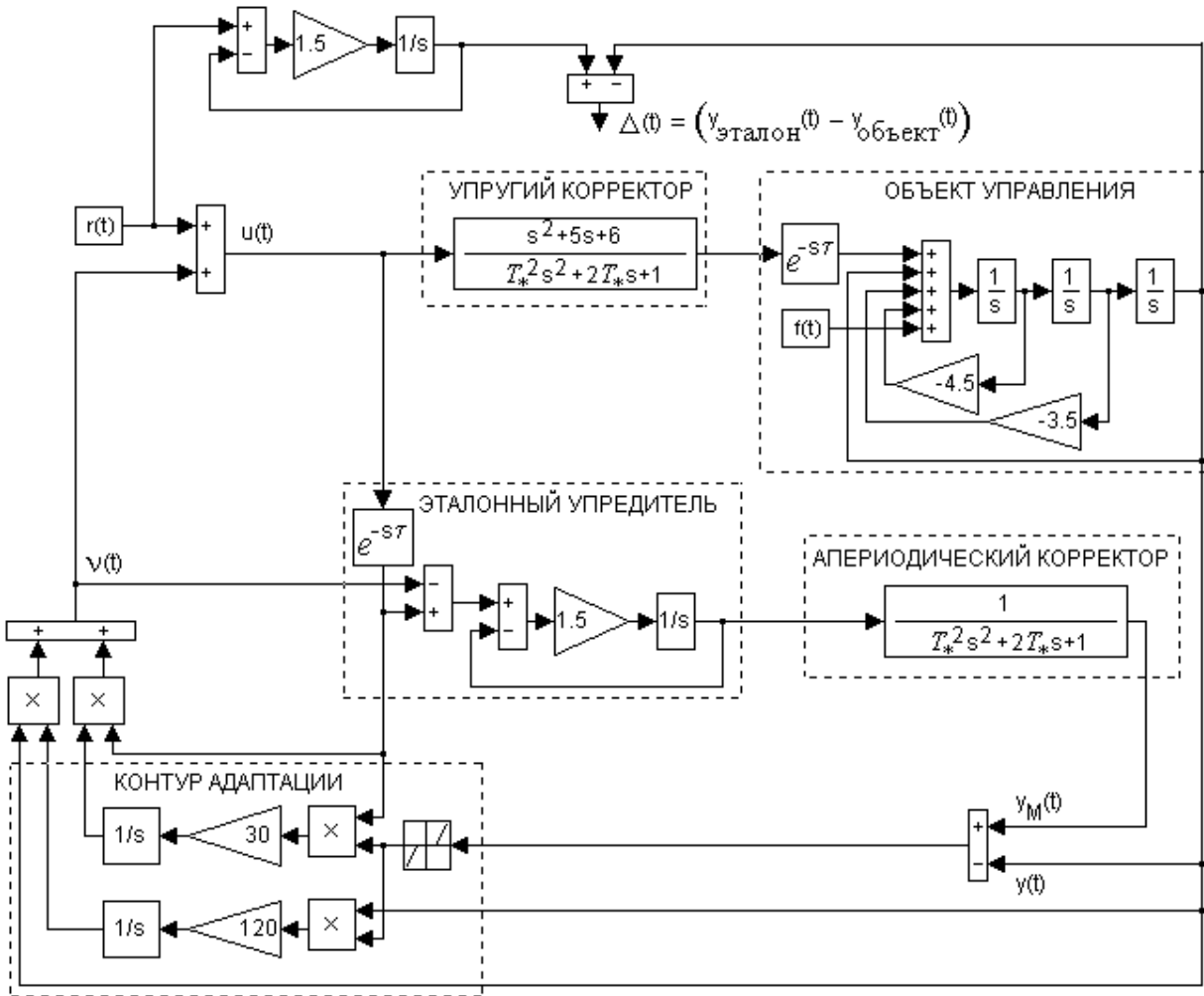


Рис. 1. Адаптивная система управления (1), (4), (5), (7), (16), (22), (23).

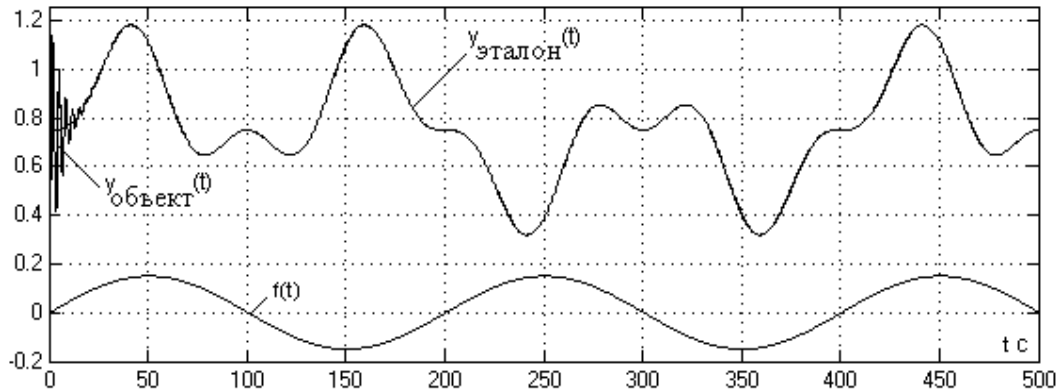


Рис. 2. Изменение координат $y_{\text{эталон}}(t)$, $y_{\text{объект}}(t)$ и возмущения $f(t)$ при $T_* = 0.001 \text{ с}$.

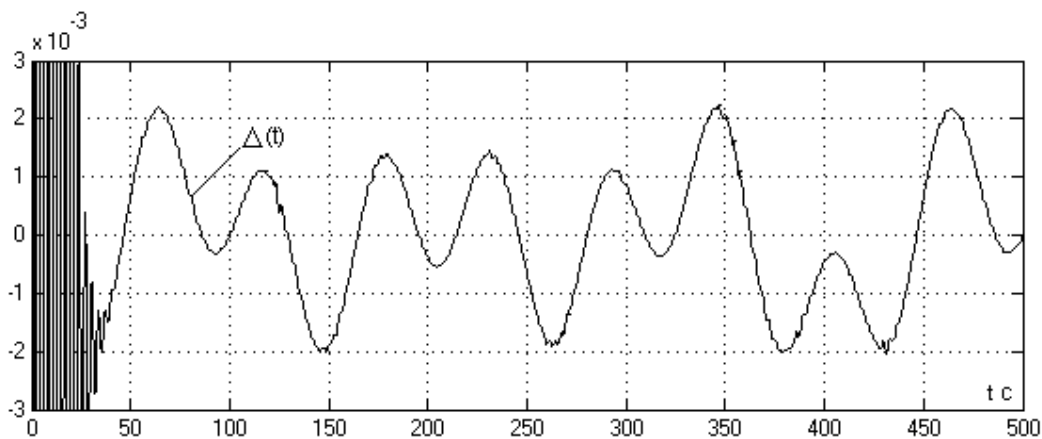


Рис. 3. Динамика ошибки регулирования $\Delta(t)$.

Как уже отмечалось – увеличение в системе значения T^* , как правило, приводит к ухудшению качества управления. В частности, – рассматривая отклонения между координатами $y_{\text{эталон}}(t)$ и $y_{\text{объект}}(t)$ при различных T^* , в частности, – равных соответственно 0.001с и 0.0035с, хорошо видно, например, – рис. 2 и 3, что для $T^* = 0.001\text{с}$ отклонения в системе управления попадают в зону ± 0.003 спустя 20-30с, тогда как при задании в 3,5 раза большего значения T^* , этот же эффект наступает только через 70-80с (рис. 4).

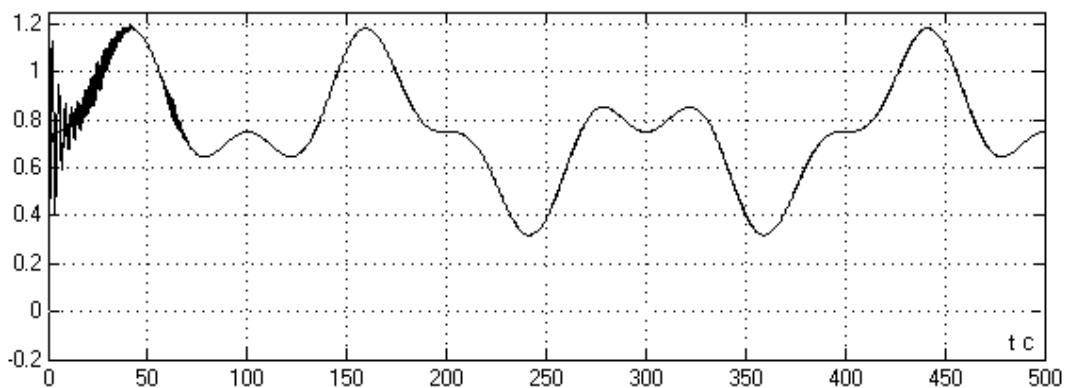


Рис. 4. Динамика координат $y_{\text{эталон}}(t)$ и $y_{\text{объект}}(t)$ при $T^* = 0.0035\text{ с}$.

Кроме того, при достаточно малом T^* по отношению к значению параметра $T_0 = (a_0)^{-1}$, определяющему длительность переходных процессов в эталонных управителе и модели, в адаптивной системы управления (1), (4), (5), (7), (16), (22), (23) допустимо структурное упрощение – замена передаточной функции аperiodического корректора (5) на единичную. В частности, – как показывают результаты имитационного моделирования, при $T_0 = 0.667\text{с}$ и $T^* = 0.001\text{с}$, графики ошибок $\Delta(t)$ в системах (1), (4), (5), (7), (16), (22), (23) и (1), (4), (7), (16), (22), (23) практически идентичны.

Заключение

Предложенный аналитический способ синтеза адаптивных систем управления для *НМФ ОУ* с запаздыванием по управлению позволяет разрабатывать системы управления с относительно простой структурой, которые сохраняют свою

работоспособность в условиях существенной параметрической неопределенности, априорной неустойчивости и подверженных действию ограниченных помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Мееров М.В.* Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. – М.: Наука, 1967.
2. *Фрадков А.Л.* Адаптивное управление в сложных системах: беспойсковые методы. – М.: Наука, 1990.
3. *Юркевич В.Д.* Синтез нелинейных нестационарных систем управления разнотемповыми процессами. – СПб.: Наука, 2000.
4. *Востриков А.С.* Синтез систем регулирования методом локализации. – Новосибирск: НГТУ, 2007.
5. *Бобцов А.А.* Адаптивное и робастное управление параметрически и функционально-неопределенными объектами в условиях возмущений и запаздывания: дис. ... д-ра техн. наук. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006.
6. *Еремин Е.Л.* Построение адаптивных систем с запаздыванием по управлению на основе эталонного упредителя // Информатика и системы управления. – 2005. – № 2(9). – С.122-128.
7. *Еремин Е.Л., Теличенко Д.А., Чепак Л.В.* Синтез адаптивных систем для скалярных объектов с запаздыванием по управлению. – Благовещенск: Изд-во АмГУ, 2006.
8. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I // Информатика и системы управления. – 2006. – № 2(12). – С. 94-101.
9. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
10. *Еремин Е.Л.* L-диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. III // Информатика и системы управления. – 2007. – № 2(14). – С.153-165.

E-mail:

Еремин Е.Л. – ereminel@mail.ru.

Научно-образовательная сеть Владивостока (НОСВ) соединяет собственными оптоволоконными каналами Академгородок ДВО РАН ([БПИ ДВО РАН](#), [ДВГИ ДВО РАН](#), [ИАПУ ДВО РАН](#), [ИБМ ДВО РАН](#), [ИПМ ДВО РАН](#), [ИХ ДВО РАН](#), [ТИБОХ ДВО РАН](#), [ТИГ ДВО РАН](#), [ТОИ ДВО РАН](#), [ЦНБ ДВО РАН](#), издательство «Дальнаука») и крупнейшие университеты Владивостока ([ДВГУ](#), [ВГУЭС](#), [ДВГТУ](#), [Морской физико-технический институт МГУ им. Невельского](#)). Имеется точка присутствия сети в [Президиуме ДВО РАН](#), есть FE подключение к коммутатору [ИПМТ ДВО РАН](#).

Оператором основного магистрального оборудования сети является [ИАПУ ДВО РАН](#). Для подключения к Internet участников НОСВ, относящихся к ДВО РАН, ИАПУ арендует на средства ДВО РАН услугу IP-access у магистральных операторов (ТрансТелеком и РосТелеком), емкостью 38Мбит/с. ИАПУ имеет статус LIR (член RIPE NCC). В декабре 2007 года, частным решением ГКРЧ для частот 5.1-5.25ГГц, ИАПУ получил право на развитие беспроводной сети с целью подключения удаленных подразделений ДВО РАН в заливе Петра Великого. ИАПУ сотрудничает с операторами общероссийских научно-образовательных сетей – ([RNet](#) и [RUNNet](#)).

Сети научных центров ([АмНС](#), [КамНС](#), [СВНС](#), ХабНС, СахНС) построены в значительной степени на арендуемых линиях связи. Для выхода в RNet и RUNNet ДВО РАН арендует каналы у владельцев междугородних оптических сетей и операторов спутниковой связи.