



Заключение

С учетом вышеизложенного в системах стабилизации скорости двигателя постоянного тока с силовой коррекцией силовым корректирующим звеном целесообразно управлять по ошибке скорости, а в контуре скорости ШИП использовать ПИ-регулятор с 10...20 кратным уменьшением пропорциональной и интегральной составляющих (отклонение от стандартной настройки на симметричный оптимум).

ЛИТЕРАТУРА

1. Васильченко С.А., Горячев В.Ф., Латышко В.Д., Соловьев В.А. Устройство регулирования тока. А.С. №1332283 (СССР). Кл. G05F1/44. Оpubл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки». – 1987. – №31.
2. Васильченко С.А., Мурашко Ю.П., Латышко В.Д., Соловьев В.А. Электропривод постоянного тока. А.С. №1628173 (СССР). Кл. H02P5/06, Оpubл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки». – 1991. – №6.
3. Соловьев В.А., Васильченко С.А., Гнедин П.А. Улучшение динамических характеристик контура тока электропривода путем нелинейной силовой коррекции // Современные технологии в области энергоснабжения и автоматизации автономных объектов. Сборник докладов научно-практической конференции. – СПб.: ВИСУ, 2006. – С.33-43.

Статья представлена к публикации членом редколлегии Чье Ен Уном.

УДК 004.65:004.051

© 2007 г. **Е.Л. Еремин**, д-р техн. наук
(Амурский государственный университет, Благовещенск)

L-ДИССИПАТИВНОСТЬ ГИПЕРУСТОЙЧИВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРИ СТРУКТУРНОМ ВОЗМУЩЕНИИ. III¹

Определены достаточные условия L -диссипативности систем с явно-неявной эталонной моделью для управления неустойчивыми минимально-фазовыми скалярными объектами (имеющими относительный порядок передаточной функции больше единицы) с использованием метода структурного возмущения упрощенных гиперустойчивых систем последовательностью малоинерционных апериодических звеньев.

¹ Работа выполнена в рамках плана НИР по заданию Федерального агентства по образованию в 2007 г. «Модели и алгоритмы непрерывных и гибридных систем управления априорно неопределенными нелинейно-нестационарными объектами» и частично при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект 07-08-00045).

Введение

Исследуется система управления с заданной структурной схемой и явно-неявной эталонной моделью (ЯНЭМ) [1], показанная на рис. 1.

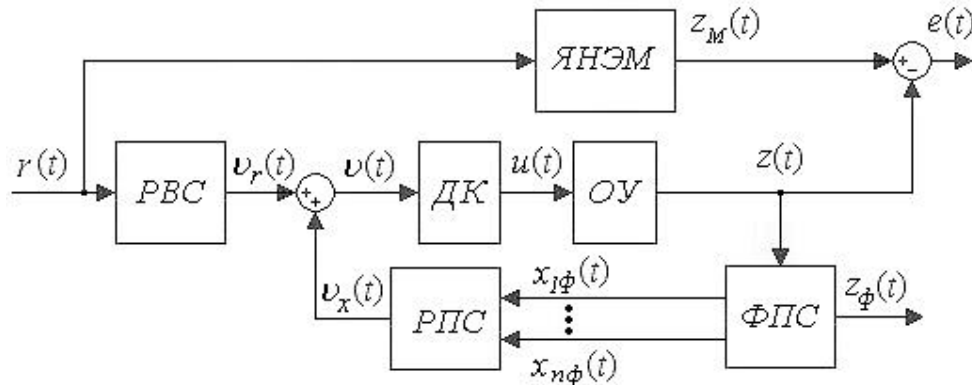


Рис. 1.

В основной контур этой системы с целью придания ей желаемых свойств, кроме регуляторов входного сигнала (РВС) и пространства состояний (РПС), введено дополнительное устройство – динамический корректор (ДК), сформированный в виде последовательного соединения k -упругих быстродействующих звеньев

$$u(s) = \frac{d(s)}{g(s)} u(s) = \frac{(Ts + 1)^k}{(T_*s + 1)^k} u(s), \quad (1)$$

где $u(t)$ и $u(t)$, $u(s)$ и $u(s)$ – скалярные входной и выходной сигналы ДК и их изображения по Лапласу; $d(s)$, $\gamma(s)$ – соответствующие многочлены; T , T_* – постоянные времени, T_* достаточно малая величина; $k = (r - 1)$, r – относительный порядок передаточной функции объекта управления (ОУ), описываемого уравнением

$$z(s) = \frac{a(s)}{b(s)} u(s) = \frac{a_0 s^m + a_1 s^{m-1} + \dots + a_{m-1} s + a_m}{s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_{n-1} s + b_n} u(s), \quad (2)$$

здесь $r = \deg b(s) - \deg a(s) = n - m > 1$; $z(t)$ и $z(s)$ – оригинал и изображение скалярного выходного сигнала ОУ; $a(s)$ и $b(s)$ – многочлены, первый гурвицев, а второй с произвольным расположением корней; a_j и b_i – соответствующие константы $j = 1, \dots, m$, $i = 1, \dots, n$. Кроме того, аналогично [1], для получения n -мерного вектора $x_\phi(t)$, состоящего из оценок $x(t)$ – недоступных измерению состояний ОУ, на его выходе установлен фильтр переменных состояния (ФПС), имеющий описание вида

$$z_\phi(s) = \frac{l_1 s^{n-1} + l_2 s^{n-2} + \dots + l_{n-1} s + l_n}{l_1 s^{n-1} + l_2 s^{n-2} + \dots + l_{n-1} s + l_n} z(s), \quad (3)$$

где $z_\phi(s)$ – изображение выхода ФПС; l_1, \dots, l_n – некоторые произвольно задаваемые коэффициенты гурвицевого многочлена.

Уравнения обобщенного регулятора (см. рис. 1) и ЯНЭМ, записанные

в изображениях, заданы следующим образом:

$$\mathbf{u}(s) = c_0 r(s) + c_0^T x_\Phi(s), \quad (4)$$

$$z_M(s) = \frac{K_M}{T_M s + 1} r(s), \quad (5)$$

где $\mathbf{u}(s) = (\mathbf{u}_r(s) - \mathbf{u}_x(s))$; c_0 и c_0^T – скалярный и векторный коэффициенты регулятора; $z_M(s)$ – изображение выхода эталонной модели; K_M , T_M – желаемые значения коэффициента передачи и постоянной времени эталона.

Для исходной системы управления (1) – (5) можно получить эквивалентную систему. Действительно, в силу уравнений (1), (2) и выполнения очевидного тождества

$$z(s) = \frac{d(s)}{g(s)} \cdot \frac{a(s)}{b(s)} \mathbf{u}(s) = \frac{1}{g(s)} \cdot \frac{d(s)a(s)}{b(s)} \cdot \mathbf{u}(s), \quad (6)$$

а также введения в рассмотрение математических моделей:

видоизмененного ДК (ВДК)

$$\tilde{u}(s) = \frac{1}{g(s)} \mathbf{u}(s) = \frac{1}{(T_* s + 1)^k} \mathbf{u}(s), \quad (7)$$

где $\tilde{u}(s)$ – соответствующее изображение;

видоизмененного ОУ (ВОУ)

$$z(s) = \frac{d(s)a(s)}{b(s)} \tilde{u}(s) = \frac{(Ts + 1)^k (a_0 s^m + a_1 s^{m-1} + \dots + a_{m-1} s + a_m)}{s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_{n-1} s + b_n} \tilde{u}(s), \quad (8)$$

получаем структуру видоизмененной системы управления (рис. 2), описываемую уравнениями (3) – (8) и эквивалентную системе (1) – (5).

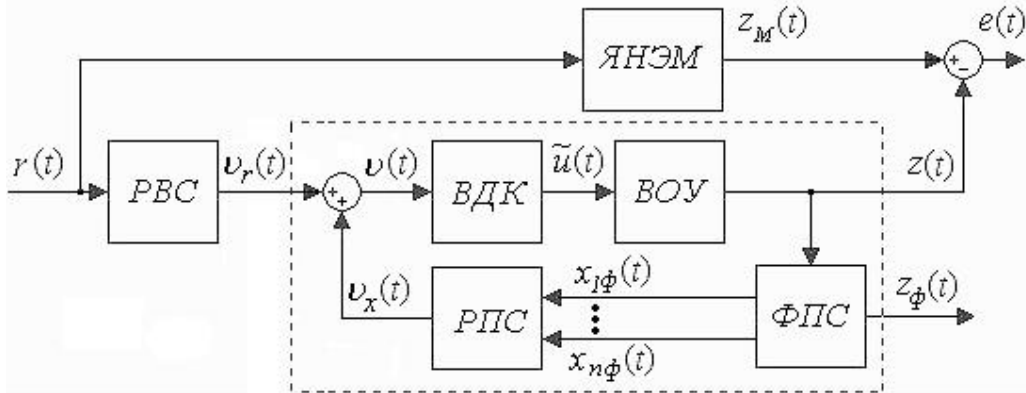


Рис. 2.

Как и в работах [2, 3], будем рассматривать так называемую упрощенную систему управления, т.е., предполагая существенную малость величины T_* по отношению к значениям любой другой постоянной времени системы (3) – (8), передаточную функцию ВДК (7) будем считать единичной. Следовательно, упрощенную систему можно описать уравнениями (3) – (6), (8), построив ее структурную схему в виде, представленном на рис. 3.

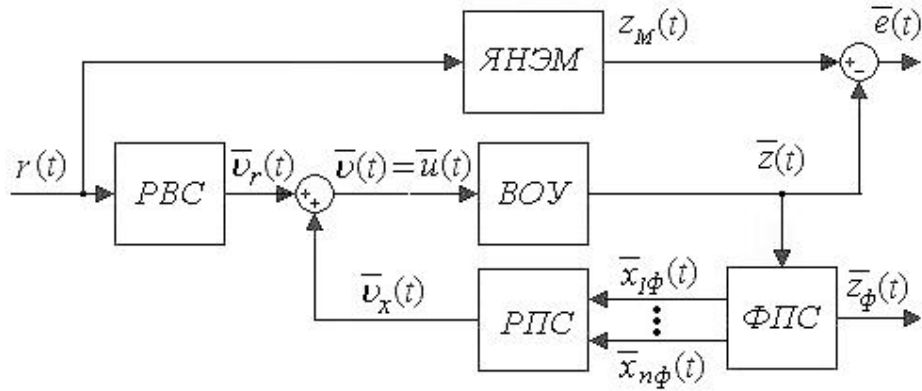


Рис. 3.

Покажем: во-первых, что за счет выбора значений параметров $ДК$ и $ФПС$, а также коэффициентов $РВС$ и $РПС$ можно обеспечить асимптотическую гиперустойчивость упрощенной системы. Во-вторых, в результате возмущения структуры гиперустойчивой упрощенной системы с помощью инерционного звена (7) можно получить (см. рис. 2) видоизмененную систему, которая уже не будет гиперустойчивой. Однако путем задания соответствующего значения постоянной времени T_* эту же систему можно сделать L -диссипативной, т.е. все ее траектории с течением времени будут входить в некоторое ограниченное множество и оставаться там при $t \rightarrow \infty$ [4, 5].

Постановка задачи

По известным – скалярной величине $k = (r - 1) > 1$, гурвицевому многочлену $a(s)$ и многочлену $b(s)$ с произвольным набором числовых коэффициентов – *требуется выбрать значения* элементов вектора c_0 и скалярной величины s_0 , а также параметров $ДК$ (1) таким образом, чтобы обеспечивалась L -диссипативность эквивалентных систем (1) – (5) и (3) – (8), т.е. имело бы место выполнение предельного неравенства

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = \lim_{t \rightarrow \infty} |z_M(t) - z(t)| \leq e_0, \quad (9)$$

где $e_0 > 0$ – некоторая константа.

Эквивалентное описание последовательного соединения $ВОУ$ и $ФПС$

Рассматривая в выражении (8) передаточную функцию и учитывая, что ее числитель имеет порядок $(k + m) = (n - 1)$, для $ВОУ$ можно получить форму записи в пространстве состояний

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B\tilde{u}(t), \quad z(t) = L^T x(t), \quad (10)$$

где $x(t) \in R^n$ – вектор состояния; $z(t) \in R$ и $u(t) \in R$ – скалярные выход и вход; A и B, L – матрица состояния и векторы соответственно управления и выхода вида

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -b_n & -b_{n-1} & -b_{n-2} & \dots & -b_1 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad L = \begin{pmatrix} l_n \\ \dots \\ l_2 \\ l_1 \end{pmatrix}, \quad (11)$$

где коэффициенты $l_i, i = \overline{1, n}$ однозначно вычисляются из тождества

$$\bar{a}(s) \stackrel{\Delta}{=} (l_1 s^{n-1} + \dots + l_{n-1} s + l_n) = (Ts + 1)^k (a_0 s^m + \dots + a_{m-1} s + a_m), \quad (12)$$

Поскольку описание (10) можно представить с помощью передаточной функции

$$W_{BOY}(s) = \frac{\bar{a}(s)}{b(s)} = L^T (sE - A)^{-1} B, \quad (13)$$

где $(.)^{-1}$ – обратная матрица; E – единичная матрица размера $(n \times n)$, то, с учетом (8), (12), имеют место очевидные соотношения

$$\bar{a}(s) = L^T (sE - A)^+ B, \quad b(s) = \det(sE - A), \quad (14)$$

здесь $(.)^+$ и $\det(.)$ – соответственно присоединенная матрица и детерминант.

Значения элементов вектора L известны, следовательно, для (10) всегда можно сформировать ФПС желаемым образом и с передаточной функцией

$$W_\phi(s) = \frac{\bar{a}(s)}{a(s)} = 1. \quad (15)$$

Тогда, в силу существования тождеств

$$W_0(s) = W_1(s), \quad (16)$$

$$W_1(s) = W_0(s)W_\phi(s), \quad (17)$$

формы матописания BOY с помощью передаточных функций $W_0(s)$ и $W_1(s)$ можно считать эквивалентными.

При этом, с учетом передаточных функций (14) – (17), можно показать, что векторно-матричной форме записи BOY соответствует система уравнений

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B\bar{u}(t), \quad z(t) = L^T x(t), \quad (18)$$

$$\frac{dx_\phi(t)}{dt} = Mx_\phi(t) + Nz(t), \quad z_\phi(t) = C^T x_\phi(t) + Dz(t), \quad x(t) \cong x_\phi(t),$$

полностью эквивалентная соотношениям (10), где гурвицевая матрица M , векторы N, C и скаляр D должны формироваться в силу тождества

$$L^T (sE - A)^+ B = C^T (sE - M)^+ N + D \det(sE - M). \quad (19)$$

Здесь важным обстоятельством является то, что недоступные измерению элементы вектора состояния $x(t)$ могут быть заменены их точными оценками $x_\phi(t)$, а это допускает обоснованное применение структурной схемы, показанной на рис. 4 и имеющей следующее математическое описание:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + B\bar{u}(t),$$

$$x(t) = x_\phi(t), \quad z(t) = L^T x(t).$$
(20)

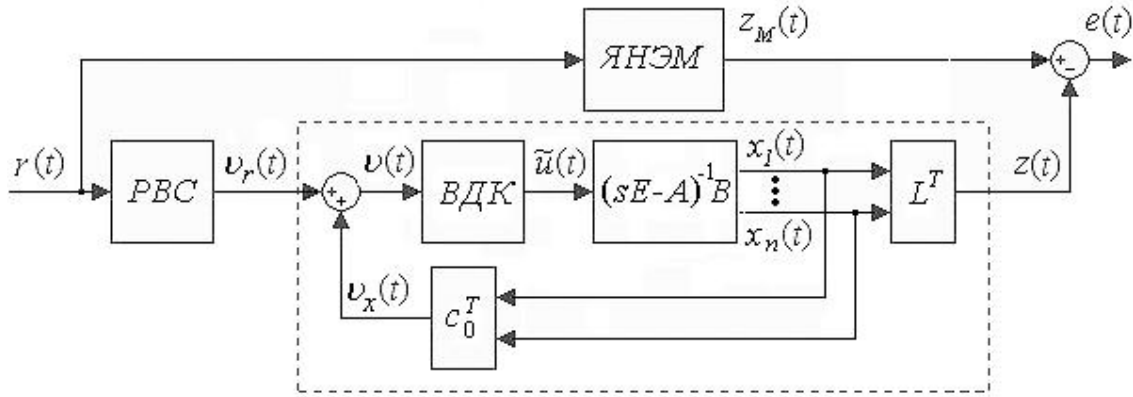


Рис. 4.

На рис. 2 и 4 пунктиром выделены фрагменты систем, которые являются взаимозаменяемыми, а также (см. рис. 4) использованы математические описания в пространстве состояний *РПС* и *ВОУ*.

Гиперустойчивость упрощенной системы

В соответствии с рис. 2 или 4, а также уравнениями (4), (5), (20), описывающими видоизмененную систему, можно построить математическую модель упрощенной системы, которую, согласно структурной схеме на рис. 3 (т.е. исключив из рассмотрения *ВДК*), будем описывать следующими уравнениями:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t), & \bar{z}(t) = L^T \bar{x}(t), \quad \bar{x}(t) = \bar{x}_\phi(t), \\ \bar{u}(t) = \bar{u}(t) = c_0 r(t) + c_0^T \bar{x}_\phi(t), \end{cases} \quad (21)$$

$$\bar{e}(t) \stackrel{\Delta}{=} z_M(t) - \bar{z}_\phi(t), \quad (22)$$

$$\frac{dz_M(t)}{dt} = -\frac{1}{T_M} z_M(t) + \frac{K_M}{T_M} r(t), \quad (23)$$

где уравнение *ЯНЭМ* (23), учитывая соотношения (5), (12), может быть записано как в изображениях с помощью передаточной функции

$$z_M(s) = \frac{K_M (l_1 s^{n-1} + \dots + l_{n-1} s + l_n)}{(T_M s + 1)(l_1 s^{n-1} + \dots + l_{n-1} s + l_n)} r(s), \quad (24)$$

так и уравнениями в пространстве состояний

$$\frac{dx_M(t)}{dt} = A_M x_M(t) + B_M r(t), \quad z_M(t) = L^T x_M(t), \quad (25)$$

где $x_M(t) \in R^n$ – вектор состояния *ЯНЭМ*; A_M и B_M – гурвицева матрица состояния и вектор выхода, имеющие вид

$$A_M = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -b_{Mn} & -b_{Mn-1} & -b_{Mn-2} & \dots & -b_{M1} \end{pmatrix}, B_M = \begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ K_M \end{pmatrix}, \quad (26)$$

причем собственные значения матрицы A_M отвечают очевидному тождеству

$$\begin{aligned} \det(IE - A_M) &= s^n + (b_M)_1 s^{n-1} + \dots + (b_M)_{n-1} s + (b_M)_n = \\ &= (T_M s + 1)(l_1 s^{n-1} + \dots + l_{n-1} s + l_n) = \\ &= (T_M s + 1)(Ts + 1)^k (a_0 s^m + \dots + a_{m-1} s + a_m). \end{aligned} \quad (27)$$

Таким образом, математическое описание упрощенной системы (см. рис. 3) будет иметь вид (21) – (23) или (21), (22), (25).

Полагая выполненными условия структурного согласования

$$B_M = K_M B, \quad A_M - A = B(\Delta b)^T, \quad (28)$$

$$(\Delta b)^T = \begin{pmatrix} -(b_{Mn} - b_n) & -(b_{Mn-1} - b_{n-1}) & \dots & -(b_{M1} - b_1) \end{pmatrix},$$

введем в рассмотрение величину рассогласования состояний

$$e(t) = x_M(t) - x_\phi(t) = x_M(t) - \bar{x}_\phi(t), \quad (29)$$

тогда для систем (21) – (23) и (21), (22), (25), с учетом соотношений (28) и (29), можно получить их эквивалентное описание:

$$\begin{cases} \frac{de(t)}{dt} = A_M e(t) + Bm(t), \\ n(t) = \bar{e}(t) = L^T e(t), \\ m(t) = (K_M - c_0)r(t) + (\Delta b - c_0)^T \bar{x}_\phi(t). \end{cases} \quad (30)$$

Утверждение 1. Для асимптотической гиперустойчивости системы (30) необходимо и достаточно в законе регулирования (4) выбрать значения настроек c_0 и K_M таким образом, чтобы при выполнении условий (12), (27), (28) имели бы место тождества

$$c_0 = K_M, \quad c_0 = \Delta b. \quad (31)$$

Действительно, поскольку для эквивалентного ОУ упрощенной системы передаточная функция, рассматриваемая относительно входа $m(t)$ и выхода $n(t)$ с учетом равенств (12), (27), будет описываться выражением

$$W(s) = L^T (sE - A_M)^{-1} B = \frac{1}{T_M s + 1}, \quad (32)$$

то, во-первых, очевидно выполнение частотного неравенства

$$\operatorname{Re} W(jw) = \operatorname{Re} \frac{1}{jwT_M + 1} > 0, \quad \forall w > 0, \quad (33)$$

во-вторых, для интеграла Попова [6], записанного в виде

$$\begin{aligned}
 h(0, t) &= - \int_0^{\Delta} \int_0^t n(q) m(q) dq = \\
 &= - \int_0^t n(q) (K_M - c_0) r(q) dq + \int_0^t n(q) (\Delta b - c_0)^T \bar{x}_\phi(q) dq,
 \end{aligned}
 \tag{34}$$

при выполнении тождеств (31), имеет место интегральное неравенство

$$h(0, t) \geq 0, \quad \forall t \geq 0.
 \tag{35}$$

Таким образом, при выполнении неравенств (34), (35) согласно критерию гиперустойчивости [6] имеет место асимптотическая гиперустойчивость системы (30). Следовательно, асимптотически гиперустойчивы и эквивалентные ей упрощенные системы с описанием вида (21) – (23) или (21), (22), (25), что и требовалось показать.

Условия L -диссипативности видоизмененной и исходной систем

Очевидно, что выполнение условия L -диссипативности видоизмененной системы и, как следствие, – исходной связано с обеспечением устойчивости ее фрагмента (см. выделенный пунктиром замкнутый контур на рис. 4). Действительно, пусть этот контур устойчив, тогда для любых ограниченных входных функций $r(t)$ реакции $z(t)$, $z_M(t)$ и рассогласование $e(t)$ также будут ограничены. Следовательно, в силу выполнения предельного соотношения (9) будет иметь место L -диссипативность как видоизмененной, так и исходной систем.

Однако исследовать устойчивость указанного фрагмента удобно, рассматривая его автономно (рис. 5).

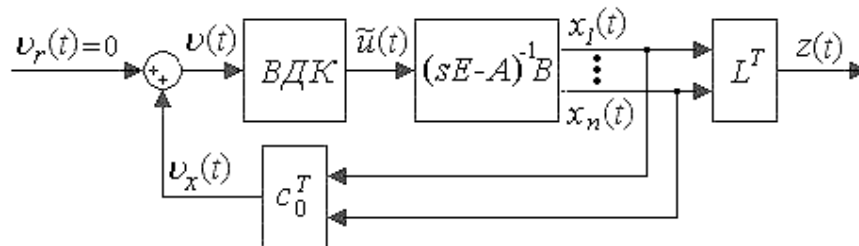


Рис. 5.

Для нахождения условий устойчивости замкнутого контура (см. рис. 5) определим явный вид его передаточной функции, – например, пусть

$$W(s) = \frac{\Delta u_x(s)}{u_r(s)},
 \tag{36}$$

и запишем соответствующее характеристическое уравнение.

С этой целью, во-первых, получим из уравнения (20) соотношение

$$x(s) = (sE - A)^{-1} B \tilde{u}(s);
 \tag{37}$$

во-вторых, выбирая значения элементов вектора c_0 из условия (31), запишем из уравнения (4) и соотношения (37) следующее выражение:

$$\mathbf{u}_x(s) = \Delta \mathbf{b}^T x(s) = \Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^{-1} B \tilde{u}(s); \quad (38)$$

в-третьих, поскольку ВДК описывается уравнением (7), перепишем уравнение (38) в виде

$$\mathbf{u}_x(s) = \frac{\Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^+ B}{(T_*s + 1)^k \det(sE - A)} \mathbf{u}(s). \quad (39)$$

Следовательно, передаточная функция (36), учитывая соотношение (39), имеет вид

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{\Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^+ B}{(T_*s + 1)^k \det(sE - A)} = \\ &= \frac{\Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^+ B}{1 - \frac{\Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^+ B}{(T_*s + 1)^k \det(sE - A)}} = \\ &= \frac{\Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^+ B}{(T_*s + 1)^k \det(sE - A) - \Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^+ B}, \end{aligned}$$

причем, учитывая получаемое из выражений (26), (28) равенство

$$\Delta \mathbf{b}^T (sE - A)^+ B = -(\mathbf{b}_{M_1} - \mathbf{b}_1) s^{n-1} - \dots - (\mathbf{b}_{M_{n-1}} - \mathbf{b}_{n-1}) s - (\mathbf{b}_{M_n} - \mathbf{b}_n),$$

ее характеристическое уравнение будет следующим:

$$\begin{aligned} (T_*s + 1)^k (s^n + \mathbf{b}_1 s^{n-1} + \dots + \mathbf{b}_{n-1} s + \mathbf{b}_n) + \\ + (\mathbf{b}_{M_1} - \mathbf{b}_1) s^{n-1} + \dots + (\mathbf{b}_{M_{n-1}} - \mathbf{b}_{n-1}) s + \mathbf{b}_{M_n} - \mathbf{b}_n = 0. \end{aligned} \quad (40)$$

При этом, используя соотношение

$$(T_*s + 1)^k = T_*^k s^k + \sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{q}_i T_*^{k-i} s^{k-i} + 1, \quad (41)$$

где каждый коэффициент \mathbf{q}_i определен числом сочетаний

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_1 = \mathbf{q}_{k-1} &= \frac{k!}{(k-1)!} = k, \\ \mathbf{q}_2 = \mathbf{q}_{k-2} &= \frac{k!}{(k-2)!2!} = \frac{k(k-1)}{2}, \\ \mathbf{q}_3 = \mathbf{q}_{k-3} &= \frac{k!}{(k-3)!3!} = \frac{k(k-1)(k-2)}{6} \end{aligned} \quad (42)$$

и т.д., уравнение (40) можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} \left(T_*^k s^k + \sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{q}_i T_*^{k-i} s^{k-i} \right) (s^n + \mathbf{b}_1 s^{n-1} + \dots + \mathbf{b}_{n-1} s + \mathbf{b}_n) + \\ + s^n + \mathbf{b}_{M_1} s^{n-1} + \dots + \mathbf{b}_{M_{n-1}} s + \mathbf{b}_{M_n} = 0 \end{aligned} \quad (43)$$

или переписать в виде

$$\begin{aligned}
& T_*^k s^{k+n} + T_*^{k-1} (q_1 + T_* b_1) s^{k+n-1} + \dots + \\
& + T_*^2 (q_{k-2} + q_{k-3} T_* b_1 + q_{k-4} T_*^2 b_2 + \dots + T_*^{k-2} b_{k-2}) s^{n+2} + \\
& + T_* (q_{k-1} + q_{k-2} T_* b_1 + q_{k-3} T_*^2 b_2 + \dots + T_*^{k-1} b_{k-1}) s^{n+1} + \\
& + (1 + b_1 q_{k-1} T_* + b_2 q_{k-2} T_*^2 + \dots + b_k T_*^k) s^n + \\
& + (b_{M_1} + b_2 q_{k-1} T_* + b_3 q_{k-2} T_*^2 + \dots) s^{n-1} + \\
& + (b_{M_2} + b_3 q_{k-1} T_* + b_4 q_{k-2} T_*^2 + \dots) s^{n-2} + \dots + \\
& + (b_{M_{n-1}} + b_3 q_{k-1} T_*) s + b_{M_n}.
\end{aligned} \tag{44}$$

Если для достаточно малой положительной величины $T_* \ll 1$ ее значение выбрано так, что будут иметь место оценки

$$\begin{aligned}
& |T_* b_1| \leq d_{k+n-1}, \dots, |q_{k-3} T_* b_1 + q_{k-4} T_*^2 b_2 + \dots + T_*^{k-2} b_{k-2}| \leq d_{n+2}, \\
& |q_{k-2} T_* b_1 + q_{k-3} T_*^2 b_2 + \dots + T_*^{k-1} b_{k-1}| \leq d_{n+1}, \\
& |b_1 q_{k-1} T_* + b_2 q_{k-2} T_*^2 + \dots + b_k T_*^k| \leq d_n, \\
& |b_2 q_{k-1} T_* + b_3 q_{k-2} T_*^2 + \dots| \leq d_{n-1}, \\
& |b_3 q_{k-1} T_* + b_4 q_{k-2} T_*^2 + \dots| \leq d_{n-2}, \dots, |b_3 q_{k-1} T_*| \leq d_1,
\end{aligned} \tag{45}$$

где $d_j > 0, j = 1, 2, \dots, n, (n+1), (n+2)$ – некоторые относительно малые величины, то для характеристического уравнения (44) можно записать приближенное равенство

$$\begin{aligned}
& T_*^k s^{k+n} + T_*^{k-1} q_1 s^{k+n-1} + \dots + T_*^2 q_{k-2} s^{n+2} + T_* q_{k-1} s^{n+1} + \\
& + s^n + b_{M_1} s^{n-1} + b_{M_2} s^{n-2} + \dots + b_{M_{n-1}} s + b_{M_n} \cong 0.
\end{aligned} \tag{46}$$

Утверждение 2. Чтобы система, показанная на рис. 5, являлась устойчивой и, как следствие, видоизмененные системы (см. рис. 4 и 2) были L -диссипативными, необходимо значение параметра T_* выбрать из выполнения неравенства

$$0 < T_* < T_*^+, \tag{47}$$

где величина T_*^+ определится (при соответствующих числах $k > 1, b_{M_1}, b_{M_2}$) меньшим значением, вычисленным из следующих соотношений:

$$(T_*^+)_1 \leq \frac{0.93}{(k-1)b_{M_1}}, \quad (T_*^+)_2 \leq \frac{0.465b_{M_1}}{kb_{M_2}}. \tag{48}$$

Замечание. В утверждении 2 аналитически могут быть сформулированы и достаточные условия, – например, в виде некоторых требований к выполнению оценок (45), но в этом нет практической надобности. Действительно, как показывают результаты имитационного моделирования, во-первых, L -диссипативность и устойчивость соответствующих систем имеют место при T_* , близких по значению к величине T_*^+ ; во-вторых, для по-

$$W_{OУ}(s) = \frac{1}{s^3 + 4s^2 - 2s + 3}, W_{ФПС}(s) = \frac{s^2 + 4s + 4}{s^2 + 4s + 4}, W_{ДК}(s) = \frac{s^2 + 4s + 4}{(T_*s + 1)^2},$$

причем параметр T_* с учетом (48) и (50) при $k = 2$, в силу соотношений

$$(T_*^+)_1 \leq \frac{0.93}{(k-1)b_{M_1}} = 0.186, (T_*^+)_2 \leq \frac{0.465b_{M_1}}{kb_{M_2}} = 0.145,$$

должен удовлетворять двойному неравенству

$$0 < T_* < T_*^+ = 0.145;$$

уравнения РПС и РВС, значения коэффициентов которых определены согласно (31), заданы следующим образом:

$$u_x(s) = x_{1\phi}(s) + 10x_{2\phi}(s) + x_{3\phi}(s), u_r(s) = 3r(s).$$

На рис. 7 при $T_* = 0.14$ приведены динамические характеристики системы управления (рис. 6), отражающие характер изменения выходов ОУ и ЯНЭМ, которые показывают, что при наличии в системе свойств L -диссипативности ошибка в ней относительно большая ($e(t) \approx 8.5\%$).

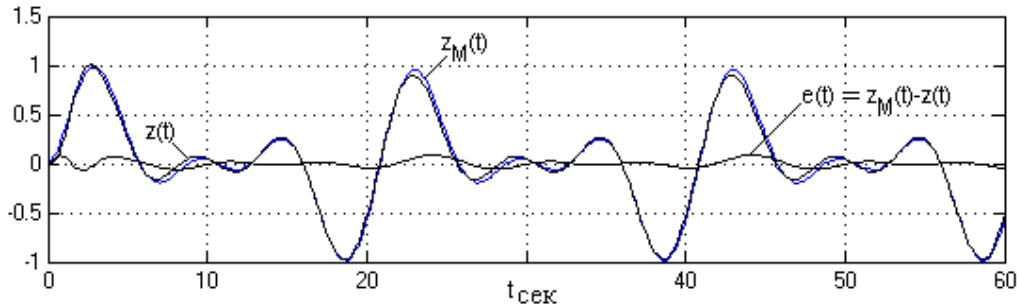


Рис. 7.

Однако, например, при значении $T_* = 0.001$ результаты работы системы управления (рис. 8) становятся существенно лучше, поскольку ошибка $e(t)$ не превышает 0.07%, т.е. качество функционирования системы оказывается достаточно высоким.

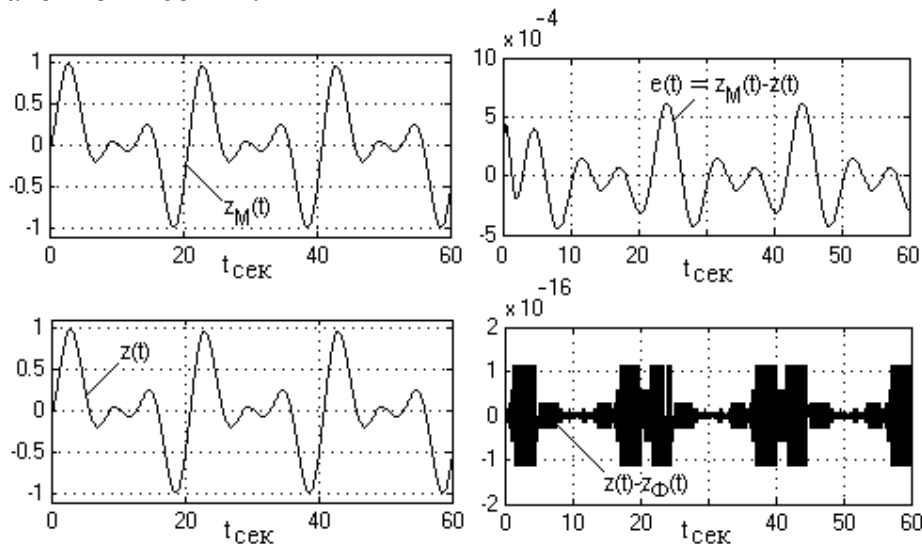


Рис. 8.

Заключение

В данной работе и статьях [1, 2], в рамках критерия гиперустойчивости и способа структурного возмущения основного контура, изложена методика построения систем управления для скалярных OU с относительным порядком передаточных функций больше единицы. Предлагаемый подход к построению систем позволяет: придать замкнутой системе управления свойства аperiodического звена первого порядка; упростить структуру основного контура управления; создать эффективные системы управления для объектов с запаздыванием по управлению, запаздыванием по состоянию и с запаздыванием нейтрального типа [7]; найти решения соответствующих задач синтеза в условиях априорной неопределенности.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Еремин Е.Л.* Алгоритмы адаптивной системы управления с явно-неявной эталонной моделью для строго минимально-фазового объекта // Информатика и системы управления. – 2004. – №2(8). – С.157-167.
2. *Еремин Е.Л.* L -диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. I // Информатика и системы управления. – 2006. – № 2(12). – С.94-101.
3. *Еремин Е.Л.* L -диссипативность гиперустойчивой системы управления при структурном возмущении. II // Информатика и системы управления. – 2007. – № 1(13). – С.130-139.
4. *Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л.* Нелинейное адаптивное управление сложными динамическими системами. – СПб.: Наука, 2000.
5. *Levinson N.* Transformation theory of nonlinear differential equations of the second order // Ann. Math. – 1944. – Vol. 45, №4. – P.723-737.
6. *Попов В.М.* Гиперустойчивость автоматических систем. – М.: Наука, 1970.
7. *Еремин Е.Л., Теличенко Д.А.* Алгоритмы адаптивной системы с запаздыванием по управлению в схеме с расширенной ошибкой и эталонным упредителем // Мехатроника, автоматизация и управление. – 2006. – №6. – С. 9-16.