

УДК 621.382.3

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ ПО ПЕРЕХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКЕ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ

А.Г. СТРИЖНЕВ*, А.В. МАРКОВ, А.Н. РУСАКОВИЧ*

*ООО «ТЕХНОСОЮЗПРОЕКТ»
пр-т Независимости, 115, Минск, 220114, Беларусь

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 21 марта 2012

Изложен метод идентификации объекта управления по переходной характеристике замкнутой системы. Рассмотрены переходные функции типовых звеньев: апериодического - первого, второго и высокого порядка; колебательного. Получены аналитические выражения, позволяющие определить параметры передаточных функций объектов управления по параметрам переходных функций замкнутых систем. На конкретном примере осуществлен расчет параметров различных объектов управления, и через дискретные передаточные функции объектов управления синтезированы цифровые регуляторы для проверки полученных результатов. Проведено цифровое моделирование, подтверждающее правильность сделанных расчетов. Сформулированы рекомендации по практическому применению полученных результатов.

Ключевые слова: объект управления, переходная характеристика, цифровые регуляторы.

Введение

Разработке любой системы автоматического управления (САУ) предшествует изучение объекта управления и определение его математической модели. Математическая модель объекта включает математическое описание зависимостей между основными переменными (выходные регулируемые переменные, управляющие воздействия и возмущения) и накладываемые на них ограничения. Существуют различные (статические и динамические) виды математических моделей, однако на практике наиболее широко используют математические модели в виде передаточных функций. Для определения передаточных функций объектов применяют аналитические и экспериментальные методы идентификации [1]. Аналитические методы используют тогда, когда хорошо изучены и могут быть описаны количественно физические процессы, происходящие в объекте. Когда такой информации нет, или невозможно получить модель аналитически, применяют экспериментальные методы. Вместе с тем, создание точной рабочей модели сложного объекта управления без экспериментальной проверки и доводки практически невозможно. С учетом того, что процесс разработки САУ всегда ограничен по времени, на практике широко используют различные экспериментальные (активные и пассивные) методы идентификации объектов управления. При активном эксперименте на объект подают пробные воздействия различного вида (ступенчатые, импульсные, гармонические, случайные и др.) и фиксируется реакция объекта на эти воздействия. При пассивном эксперименте пробные воздействия не подают, а осуществляется непрерывная регистрация входных и выходных переменных в процессе нормальной эксплуатации объекта. Следует заметить, что в большинстве случаев разработчики САУ отдают предпочтение активным экспериментальным методам идентификации.

Для определения математических моделей линейных объектов с помощью активного эксперимента наибольшее распространение получили методы анализа временных (переходных

и импульсных переходных) характеристик и методы анализа частотных характеристик. Наиболее простым из них является метод анализа переходных характеристик, полученных при подаче на вход объекта ступенчатого воздействия величиной Δx относительно x_0 нормального (установившегося) режима работы объекта.

При постановке данного эксперимента величина Δx должна выбираться по возможности большей, чтобы свести к минимуму погрешности измерений. С другой стороны, величина Δx ограничена допустимыми значениями x и зоной линейности статической характеристики исследуемого объекта. Проведение данного эксперимента существенно затрудняется и даже становится невозможным, когда объект управления имеет узкий диапазон изменения выходной координаты y . Этот недостаток может быть устранен, если математическая модель объекта управления определяется по переходной характеристике замкнутой системы.

Идентификация объекта управления по переходной характеристике замкнутой системы

Сущность данного метода заключается в том, что на вход замкнутой системы (рис. 1,а) подаются возмущающие воздействия, например в виде ступенчатых сигналов Δx , а на выходе в течение определенного времени t наблюдают реакцию y системы.

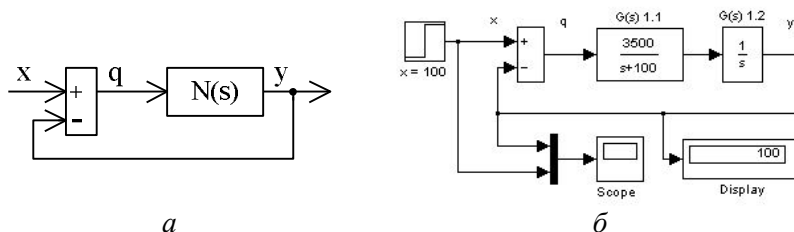


Рис. 1. Структурная схема: а - замкнутой системы; б - модели замкнутой системы

Изменение выходной координаты y системы во времени t представляет собой переходную функцию замкнутой системы. Переходная функция определяется внутренней структурой системы и может иметь различные формы, которые описываются соответствующими дифференциальными уравнениями. В теории автоматического управления все многообразие поведения элементов автоматики принято сводить к поведению нескольких типовых, элементарных звеньев, переходные функции которых приведены на рис. 2.

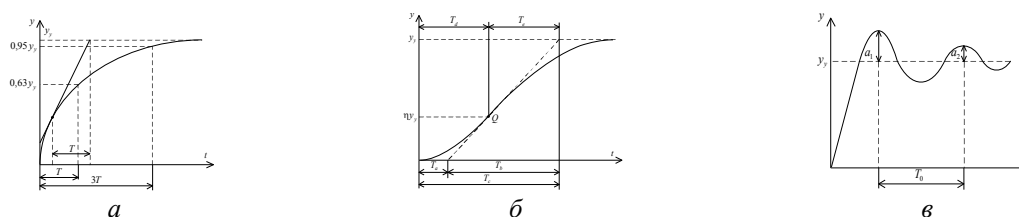


Рис. 2. Переходная функция звена: а – аperiodического первого порядка; б – аperiodического высокого порядка; в – колебательного

Процесс (рис. 2,а) имеет вид экспоненты и похож на переходную функцию типового аperiodического звена первого порядка с дифференциальным уравнением $T \frac{dy}{dt} + y = kx$ и передаточной функцией

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{Ts + 1}, \quad (1)$$

где k – коэффициент усиления замкнутой системы в установившемся состоянии; T – постоянная времени.

Коэффициенты k и T легко можно вычислить через параметры переходной функции (рис. 2,а):

$$k = \frac{y_y}{x}; y(T) = 0,63y_y; y(3T) = 0,95y_y, \quad (2)$$

где x – значение входной координаты; y_y – установившееся значение выходной координаты.

Процесс (рис. 2,б) имеет вид двойной экспоненты и похож на переходную функцию апериодического звена высокого порядка с дифференциальным уравнением

$$T_n^n \frac{d^n y}{dt^n} + T_{n-1}^{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + T_1 \frac{dy}{dt} + y = kx \text{ и передаточной функцией}$$

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \dots (T_n s + 1)}. \quad (3)$$

Коэффициенты k и T_n легко можно вычислить через параметры переходной функции (рис. 2,б) только для апериодического звена второго порядка с дифференциальным уравнением

$$T_2^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + T_1 \frac{dy}{dt} + y = kx \text{ и передаточной функцией}$$

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \quad (4)$$

где k – коэффициент усиления системы в установившемся состоянии; T_1, T_2 – постоянные времени, причем $T_1 \geq 2T_2$.

Параметры переходной функции (рис. 2,б) и параметры передаточной функции (4) апериодического звена второго порядка связаны соотношениями [2]:

$$k = \frac{y_y}{x}; T_1 = T_e - T_2; T_2 = T_a; T_d = \frac{T_1 T_2}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_1}{T_2}, \quad (5)$$

где x – значение входной координаты; y_y – установившееся значение выходной координаты; T_a, T_b, T_c, T_d, T_e – параметры переходной функции, причем $T_c = T_a + T_b = T_d + T_e$.

Вычисление параметров апериодического звена выше второго порядка обычно из-за сложности на практике не используют. Однако процесс вычисления параметров апериодического звена высокого порядка значительно упрощается, если передаточную функцию (3) представить в обобщенном виде [3]:

$$F(s) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \dots (T_n s + 1)} \approx \frac{k}{(\tau s + 1)^n}, \quad (6)$$

где k – коэффициент усиления системы в установившемся состоянии, τ – обобщенная постоянная времени, n – количество обобщенных постоянных времени.

Для определения τ и n следует использовать табл. 1 и значения $\eta, T_a/T_b, T_e/T_b$. Параметры η, T_a, \dots, T_e , определяют относительно точки перегиба Q (рис. 1,б), в которой производная $d^2 y / dt^2$ равна нулю. После определения степени n из T_a/T_b (и проверки по T_e/T_b) можно найти τ из уравнения (6) по величине T_a/τ (и проверки по $T_b/\tau, T_d/\tau, T_e/\tau$) на соответствие с табл. 2.

Процесс (рис. 2,в) имеет вид затухающей синусоиды и похож на переходную функцию типового колебательного звена с дифференциальным уравнением $T^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + 2\xi T \frac{dy}{dt} + y = kx$ и передаточной функцией

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}, \quad (7)$$

где k – коэффициент усиления системы в установившемся состоянии; T – постоянная времени; ξ – коэффициент относительного демпфирования, причем $0 < \xi < 1$.

Коэффициенты k , ξ и T легко можно вычислить через параметры переходной функции (рис. 2,в) [4]:

$$k = \frac{y_y}{x}; \quad \xi = \frac{1}{\sqrt{\frac{4\pi^2}{\delta^2} + 1}}; \quad T = \frac{T_0 \sqrt{1 - \xi^2}}{2\pi}, \quad (8)$$

где y_y – установившееся значение выходной координаты; $\delta = \ln\left(\frac{a_1}{a_2}\right)$ – логарифмический декремент затухания; a_1, a_2 – амплитуды, взятые в моменты времени, отличающиеся на период колебаний T_0 .

Таблица 1. Справочные данные для апериодического звена второго порядка ($n=2$)

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_a / T_b	0	0,104	0,218	0,319	0,410	0,493	0,570	0,642	0,709	0,773
T_c / T_b	1	0,736	0,677	0,647	0,629	0,616	0,606	0,599	0,593	0,587
η	0	0,264	0,323	0,353	0,371	0,384	0,394	0,401	0,407	0,413

Таблица 2. Справочные данные для параметра τ

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_a / τ	0	0,282	0,805	1,425	2,1	2,811	3,549	4,307	5,081	5,869
T_b / τ	1	2,718	3,695	4,463	5,119	5,699	6,226	6,711	7,164	7,59
T_d / τ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
T_e / τ	1	2	2,5	2,888	3,219	3,51	3,775	4,018	4,245	4,458

Замкнутая система с единичной обратной связью (рис. 1,а) имеет передаточную функцию

$$M(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{N(s)}{1 + N(s)}, \quad (9)$$

где $N(s)$ – передаточная функция прямой цепи системы. Приравняв $M(s)$ и $F(s)$, из выражения (9), получим

$$N(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{F(s)}{1 - F(s)}. \quad (10)$$

Последовательно подставляя выражения (1), (4), (6) и (7) в (10) и с учетом, что у замкнутой системы коэффициент передачи $k \approx 1$, соответственно получим:

$$N_1(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{T}; \quad (11)$$

$$N_2(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s(s+b)}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{T_1 T_2}, \quad b = \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}; \quad (12)$$

$$N_3(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s(s^2 + bs + a)}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{\tau^3}, \quad b = \frac{3}{\tau}, \quad a = \frac{3}{\tau^2}. \quad (13)$$

$$N_4(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s(s+b)}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{T^2}, \quad b = \frac{2\xi}{T}. \quad (14)$$

Здесь выражение (13) получено за счет использования выражения (6) для аperiodического звена третьего порядка. Аналогичным образом можно определить передаточную функцию объекта более высокого порядка, но на практике часто ограничиваются третьим порядком.

Моделирование работы замкнутых систем

Проверку полученных результатов осуществим с помощью цифрового моделирования, которое проведено в среде Simulink пакета программ MATLAB, на примере объекта управления, математическая модель которого описывается передаточной функцией $G(s) = \alpha[s(s+b)]^{-1}$, где $\alpha = 328,2 \text{ с}^{-2}$, $b = 30 \text{ с}^{-1}$.

Схема моделирования работы системы приведена на рис. 1,б.

При подаче на вход замкнутой системы сигнала $x = 100$ дел, на выходе получим переходную функцию, которая приведена на рис. 3,а.

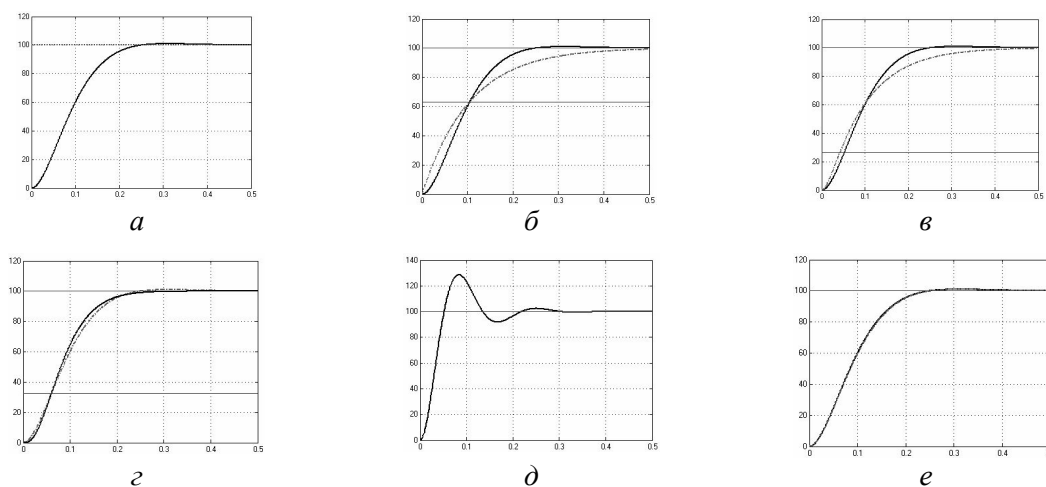


Рис. 3. Результаты моделирования работы замкнутых систем: а - с объектом $G(s)$; б - с объектами $G(s)$ и $N_1(s)$; в - с объектами $G(s)$ и $N_2(s)$; г - с объектами $G(s)$ и $N_3(s)$; д - с объектом $G(s)$ и дополнительным усилителем $k_0 = 5$; е - с объектами $G(s)$ и $N_4(s)$

Отождествим данный переходной процесс с переходной функцией аperiodического звена первого порядка (рис. 2,а), для чего определим значение постоянной времени $T = 0,1046 \text{ с}$, когда выходная координата $y = 63$ дел. Используя выражение (11) находим параметр $\alpha = 9,5602 \text{ с}^{-1}$ объекта управления $N_1(s)$, результаты моделирования работы которого, приведены на рис. 3,б. Отождествим данный переходной процесс с переходной функцией аperiodического звена второго порядка (рис. 2,б). Для выходной координаты $y = \eta \cdot x = 26,4$ дел определим параметр переходной функции $T_d = 0,0521 \text{ с}$. Из табл.1 для аperiodического звена второго порядка ($n = 2$) находим: $T_a / T_b = 0,104$, $T_e / T_b = 0,736$. Используя выражения (5), последовательно определим $T_a = 0,0147 \text{ с}$, $T_b = 0,1416 \text{ с}$, $T_c = 0,1563 \text{ с}$, $T_e = 0,1042 \text{ с}$, $T_1 = 0,0895 \text{ с}$, $T_2 = 0,0147 \text{ с}$. Используя выражение (12), находим параметры $\alpha = 760,0806 \text{ с}^{-2}$, $b = 79,2004 \text{ с}^{-1}$ объекта управления $N_2(s)$, результаты моделирования которого приведены на рис. 3,в.

Отождествим данный переходной процесс с переходной функцией аperiodического звена третьего порядка (рис. 2,б). Для выходной координаты $y = \eta \cdot x = 32,3$ дел определим параметр переходной функции $T_d = 0,06 \text{ с}$. Из табл. 1 для аperiodического звена третьего порядка ($n = 3$) находим: $T_a / T_b = 0,218$, $T_e / T_b = 0,677$. Используя выражения (5) последовательно определим $T_a = 0,0242 \text{ с}$, $T_b = 0,1109 \text{ с}$, $T_c = 0,1351 \text{ с}$, $T_e = 0,0751 \text{ с}$. Из табл. 2 находим параметр $\tau = T_a / 0,805 = 0,03 \text{ с}$. Используя выражение (13) находим параметры $\alpha = 37037,037 \text{ с}^{-3}$, $b = 100 \text{ с}^{-1}$, $a = 3333,333 \text{ с}^{-2}$ объекта управления $N_3(s)$, результаты моделирования которого

приведены на рис. 3,з. Для получения колебательного переходного процесса в прямую цепь замкнутой системы (рис. 1,б) включим дополнительный усилитель с коэффициентом усиления $k_o = 5$. Переходная функция, полученная при подаче на вход замкнутой системы сигнала $x = 100$ дел, представлена на рис. 3,д. Отожествим данный переходной процесс с переходной функцией колебательного звена (рис. 2,в) и определим параметры $a_1 = 28,52$ дел, $a_2 = 2,33$ дел, $T_0 = 0,167$ с. Используя выражения (8), находим параметры $\xi = 0,37$; $T = 0,025$. Используя выражения (13), находим параметры $\alpha = 320$ с⁻², $b = 29,6$ с⁻¹ объекта управления $N_4(s)$, результаты моделирования которого, приведены на рис. 3,е. Анализируя результаты моделирования можно отметить, что чем выше порядок апериодического звена $F(s)$, отождествляемого переходной процесс замкнутой системы, тем точнее определяется передаточная функция $N(s)$ объекта управления и ближе становятся переходные процессы в системах с реальным $G(s)$ и идентифицированным $N(s)$ объектами управления (см. рис. 3,б,в,з). В том случае, когда идентифицированная $N(s)$ передаточная функция объекта управления приближается к реальному $G(s)$, происходит совпадение переходных процессов замкнутых систем (см. рис. 3,е).

Расчет цифровых регуляторов для различных объектов управления

Конечной целью, для которой определяется передаточная функция объекта управления, является создание САУ, удовлетворяющей определенным требованиям. Для придания системе требуемых динамических свойств, в ее состав включают корректирующие устройства (регуляторы). В современных системах обычно используют цифровые регуляторы ЦР, которые реализуют на микро-ЭВМ или микропроцессорах, работающих в дискретном режиме.

С целью проверки полученных результатов, осуществим синтез цифровых регуляторов для различных объектов управления $N_1(s)$, $N_2(s)$, $N_3(s)$ и $N_4(s)$, полученных ранее. Проще всего можно определить передаточную функцию $W(z)$ цифрового регулятора через дискретную передаточную функцию $HN(z)$ объекта управления при заданном шаге квантования.

Согласно рекомендациям [5], для объекта управления, имеющего дискретную передаточную функцию $HG(z) = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_N z^{-N}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + \dots + d_N z^{-N}}$, передаточная функция цифрового регулятора имеет вид $W(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}}{1 - k_1 z^{-1} - k_2 z^{-2} - \dots - k_N z^{-N}}$, где $b_1 = d_1$, $b_2 = d_2$, ..., $b_N = d_N$;

$k_1 = c_1 K_0$, $k_2 = c_2 K_0$, ..., $k_N = c_N K_0$; $K_0 = \frac{1}{c_1 + c_2 + \dots + c_N}$. Приближенную дискретную модель объекта управления можно получить из непрерывной модели с помощью метода прямоугольников $s = \frac{1 - z^{-1}}{h}$, или метода трапеций $s = \frac{2}{h} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$, где z^{-1} – символ, означающий задержку на время h ; h – шаг квантования. Более точная дискретная модель объекта управления может быть получена из непрерывной модели с помощью пакета прикладных программ MATLAB на основе фиксатора нулевого порядка. Экстраполятор нулевого порядка фиксирует значение входного сигнала $u(t)$ в начале интервала квантования h и поддерживает на выходе это значение – сигнал $u[k]$, до окончания интервала квантования [6]. Затем выходной сигнал изменяется скачком до величины входного сигнала на следующем шаге $k = 0, 1, 2, \dots$ квантования $u(t) = u[k]$, $kh \leq t < (k+1)h$. Экстраполятор нулевого порядка имеет импульсную переходную функцию прямоугольного вида.

В пакете MATLAB для дискретного преобразования используется функция: $c2d(ob, h, 'method')$, где ob – непрерывная передаточная функция объекта управления; h – шаг квантования, c ; $method$ – метод дискретного преобразования (для фиксатора нулевого порядка zoh). Важнейшей характеристикой любой дискретной модели является шаг квантования мгно-

венного ключа h (интервал дискретизации аналогового сигнала), выбору которого необходимо уделять особое внимание. При выборе шага квантования h требуется учитывать ряд противоречивых требований и следовать рекомендациям [6]. Однако для многих практических применений достаточно иметь от 6 до 15 шагов квантования за время установления переходного процесса в замкнутой системе управления. Для дальнейших расчетов выберем шаг дискретизации $h = 0,01$ с. Используя пакет MATLAB, определены дискретные передаточные функции ранее полученных объектов управления и передаточные функции цифровых регуляторов:

$$HN_1(z) = \frac{c_1 z^{-1}}{1 + d_1 z^{-1}}, \quad W_1(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1}}{1 - k_1 z^{-1}}, \quad \text{где } c_1 = 0,0956; \quad K_0 = \frac{1}{c_1} = 10,46; \quad b_1 = d_1 = -1;$$

$$k_1 = c_1 K_0 = 1;$$

$$HN_2(z) = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}}, \quad W_2(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - k_1 z^{-1} - k_2 z^{-2}}, \quad \text{где } c_1 = 0,02968; \quad c_2 = 0,02282;$$

$$K_0 = \frac{1}{c_1 + c_2} = 19,0471; \quad b_1 = d_1 = -1,453; \quad b_2 = d_2 = 0,4529; \quad k_1 = c_1 K_0 = 0,5653; \quad k_2 = c_2 K_0 = 0,4347;$$

$$HN_3(z) = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3}}, \quad W_3(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 - k_1 z^{-1} - k_2 z^{-2} - k_3 z^{-3}}, \quad \text{где } c_1 = 0,004819;$$

$$c_2 = 0,01504; \quad c_3 = 0,002921; \quad K_0 = \frac{1}{c_1 + c_2 + c_3} = 43,8998; \quad b_1 = d_1 = -2,163; \quad b_2 = d_2 = 1,531;$$

$$b_3 = d_3 = -0,3679; \quad k_1 = c_1 K_0 = 0,2116; \quad k_2 = c_2 K_0 = 0,6602; \quad k_3 = c_3 K_0 = 0,1282;$$

$$HN_4(z) = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}}, \quad W_4(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - k_1 z^{-1} - k_2 z^{-2}}, \quad \text{где } c_1 = 0,01453; \quad c_2 = 0,01317;$$

$$K_0 = \frac{1}{c_1 + c_2} = 36,1028; \quad b_1 = d_1 = -1,744; \quad b_2 = d_2 = 0,7438; \quad k_1 = c_1 K_0 = 0,5246; \quad k_2 = c_2 K_0 = 0,4754.$$

Моделирование работы замкнутых систем с цифровыми регуляторами

Для проверки полученных результатов проведено моделирование работы замкнутых систем с объектом $G(s)$ и различными цифровыми регуляторами $W_1(z)$, $W_2(z)$, $W_3(z)$ и $W_4(z)$.

Результаты моделирования при входном сигнале $x = 100$ дел, представлены на рис. 4.

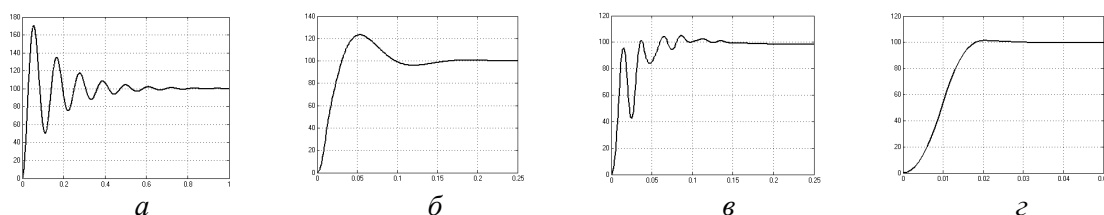


Рис. 4. Результаты моделирования работы замкнутых систем с объектом $G(s)$ и различными цифровыми регуляторами: а - $W_1(z)$; б - $W_2(z)$; в - $W_3(z)$; з - $W_4(z)$

Анализируя результаты моделирования, можно отметить, что наилучшие (рис. 4,з) показатели качества работы системы обеспечивает цифровой регулятор $W_4(z)$, а системы с цифровыми регуляторами $W_1(z)$, $W_2(z)$ и $W_3(z)$ обеспечивают (рис. 4,а-в) колебательный переходной процесс. Если требования по быстродействию невысокие, то в значительной степени колебательность переходного процесса можно уменьшить и даже исключить путем подбора коэффициента усиления K_0 цифрового регулятора. В том случае, когда требуется получить оптимальный переходной процесс без перерегулирования за минимальное время, следует использовать цифровые оптимальные по быстродействию регуляторы или регуляторы, которые функционируют на базе нечеткой логики [7-9].

Заключение

Проведенные исследования показывают, что параметры объектов управления могут быть определены через переходные характеристики замкнутых систем. Используя переходные характеристики реальных замкнутых систем, цифровое моделирование и изложенные аналитические зависимости, разработчик может определить передаточные функции объектов управления, когда невозможно применить другие методы идентификации.

CONTROL OBJECT IDENTIFICATION USING CLOSED-LOOP SYSTEM TRANSIENT RESPONSE

A.G. STRYZHNIU, A.V. MARKOV, A.N. RUSAKOVICH

Abstract

The method of control object identification using the transient response of closed-loop system is given. The transient functions of typical elements are considered. These elements are the inertial element of first, second and higher order and the oscillating element. Analytical expressions allowing to determine parameters of control objects transfer functions using parameters of transient functions of the closed-loop systems are received. The parameters of various control objects are calculated on a concrete example. The digital regulators are synthesized using the discrete transfer functions of control objects. The digital modeling is realized for calculations verification. Recommendations concerning practical application of the received results are presented.

Список литературы

1. *Красовский А.Я.* Локальные системы автоматизации: Конспект лекций. Минск, 2003.
2. *Бесекерский В.А., Попов Е.П.* Теория систем автоматического управления. СПб., 2003.
3. *Грон Д.* Методы идентификации систем. М., 1979.
4. *Попов Д.Н.* Механика гидро- и пневмоприводов. М., 2002.
5. *Гостев В.И., Стеклов В.К.* Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами. Киев, 1998.
6. *Franklin G.F.* Digital Control of Dynamic Systems. Addison-Wesley, 1998.
7. *Гостев В.И., Худолый Д.А., Баранов А.А.* Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления. Киев, 2000.
8. *Гостев В.И.* Проектирование нечетких регуляторов для систем автоматического управления. СПб., 2011.
9. *Стрижнев А.Г., Ледник Г.В.* // Информатика. 2011. №2(30). С. 124-133.