

со съёмки и заканчивая добавлением интерактивных эффектов на панораму. Были созданы такие компоненты технологии, как панорамная головка, высотный штатив, программная система Rubius 3DTourKit Studio для создания виртуальных туров и добавления интерактивных эффектов, разработан модуль редактирования панорам посредством XML, а также карта тура для просмотра связей и переходов между отдельными панорамами.

При дальнейшей разработке программы планируется увеличить базу эффектов интерактивности, встроить в редактор синтаксиса технологию «IntelSense» (всплывающее окно с возможностью вы-

бора элемента синтаксиса), разрабатывать специализированные редакторы для сложных эффектов интерактивности. Получено свидетельство о регистрации ПО № 2009610539 [7].

Работа профинансирована грантами: «У.М.Н.И.К.», «Бизнес-СТАРТ», выполнена при поддержке Центра инноваций Microsoft при Национальном исследовательском Томском политехническом университете. По результатам VII Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Технологии Microsoft в теории и практике программирования» проект был награждён дипломом 1 степени в секции «Технологии разработки и проектирования информационных систем».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Панорамный мир. 2010. URL: <http://panoworld.narod.ru> (дата обращения: 08.07.2010).
2. Дорофеев С.Ю., Тюгаев Д.Н. Создание аппаратно-программного комплекса для изготовления виртуальных туров на основе интерактивных 3D-панорам // Инновационные технологии кафедры КСУП: Научно-практическая конференция. — Томск, 2008.
3. Дорофеев С.Ю., Тюгаев Д.Н. Интерактивные виртуальные 3D-туры // Научная сессия ТУСУР-2009: Матер. докладов Всеросс. научно-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных. — Томск: В-Спектр, 2009. — С. 338–341.
4. Панорама, снятая высотным штативом. 2010. URL: <http://www.teatro.tomsk.ru> (дата обращения: 08.07.2010).
5. Лысак А.П., Зайцева М.А., Сидоренко В.В. Проектирование системы для создания виртуальных туров Rubius 3DTourKit Studio // Научная сессия ТУСУР-2010: Матер. докл. Всеросс. научно-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных. — Томск: В-Спектр, 2010. — С. 347–349.
6. Лысак А.П., Зайцева М.А., Дорофеев С.Ю. Программа для создания виртуальных туров Rubius 3DTourKit Studio // Технологии Microsoft в теории и практике программирования: Сб. трудов VII Всеросс. научно-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных. — Томск: Изд-во ТПУ, 2010. — С.158–160.
7. Сайт компании-производителя Rubius 3DTourKit. 2010. URL: <http://www.rubius.com> (дата обращения 08.07.2010).

Поступила 05.09.2010 г.

УДК 681.5

СИНТЕЗ ПИД-РЕГУЛЯТОРА С УЧЕТОМ РАСПОЛОЖЕНИЯ НУЛЕЙ И ПОЛЮСОВ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

С.В. Ефимов, С.В. Замятин, С.А. Гайворонский

Томский политехнический университет
E-mail: efimov@tpu.ru

Получены соотношения, связывающие перерегулирование и время регулирования системы автоматического регулирования с расположением её нулей и полюсов. На основе этих соотношений разработана методика синтеза параметров ПИД-регулятора. Приводится числовой пример.

Ключевые слова:

Система автоматического регулирования, перерегулирование, время регулирования, нули и полюсы системы, корневой подход, синтез.

Key words:

Automatic control system, overshoot, settling time, zeros and poles of system, root approach, synthesis.

По различным оценкам, более 90 % реально используемых в системах автоматического регулирования (САР) регуляторов — это классические ПИД-регуляторы, синтезированные на основе традиционных инженерных методов [1]. Согласно проведенным на 350 предприятиях исследованиям ста тысяч контуров регулирования установлено, что 49...63 % контуров работают со «слабыми» (приближенными к размыканию контура) на-

стройками, что приводит к низкому качеству работы контуров регулирования [2]. Это в свою очередь влияет на качество выпускаемой продукции и ведет к излишним затратам предприятий.

Постановка задачи

Рассмотрим САР со структурой, представленной на рис. 1, где X — задающее воздействие, Y — выходной сигнал, ε — ошибка регулирования.

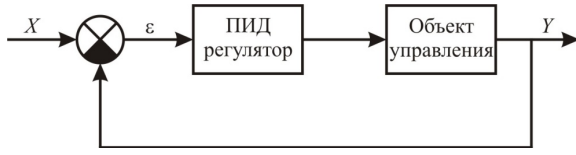


Рис. 1. Структура САР

Представим передаточную функцию (ПФ) ПИД-регулятора в виде:

$$W_p(s) = k_{\Pi} + \frac{k_{\text{И}}}{s} + k_{\text{Д}}s = \frac{k_p(s - N_{p1})(s - N_{p2})}{s}, \quad (1)$$

где s – оператор Лапласа; k_{Π} , $k_{\text{И}}$, $k_{\text{Д}}$ – соответственно коэффициенты пропорциональности, интегрирования, дифференцирования; k_p – постоянный множитель ПФ регулятора; N_{p1} , N_{p2} – нули регулятора.

Пусть ПФ объекта управления

$$W_{\text{ОУ}}(s) = \frac{kA(s)}{B(s)}, \quad (2)$$

где $k = a_m/b_n$ – постоянный множитель ПФ объекта управления; $A(s) = s^m + a_{m-1}s^{m-1} + \dots + a_0$, $B(s) = s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_0$ – полиномы, чьи корни являются нулями и полюсами объекта управления, соответственно.

С учетом (1), (2) и структуры на рис. 1, ПФ замкнутой системы управления примет вид:

$$W_3(s, k_p, N_{p1}, N_{p2}) = \frac{kk_p(s - N_{p1})(s - N_{p2})A(s)}{kk_p(s - N_{p1})(s - N_{p2})A(s) + sB(s)}. \quad (3)$$

Полагаем, что исходными данными для синтеза ПИД-регулятора САР являются ПФ объекта управления $W_{\text{ОУ}}(s)$ и заданные показатели качества: перерегулирование и время регулирования. Ставится задача определить значения коэффициентов ПИД-регулятора, обеспечивающих заданные показатели качества.

Вывод основных соотношений

Пусть для объекта управления второго порядка нули и полюсы системы с разомкнутым и замкнутым контуром расположены так, как показано на рис. 2, где N_j – нули системы; s'_i – полюсы разомкнутой системы; s – один из полюсов замкнутой САР; l_j^0 и l_i – расстояния от s до нулей и полюсов разомкнутой системы.

Тогда уравнение модулей системы с ПФ (3) $|W_p(s)W_{\text{ОУ}}(s)|=1$ можно представить в виде:

$$\frac{l_1 l_2 \dots l_n}{kk_p l_1^0 l_2^0 \dots l_m^0} = 1. \quad (4)$$

Выражение (4) позволяет получить зависимость множителя ПФ регулятора системы k_p через координаты нулей и полюсов разомкнутой системы с учетом того, что s – полюс ПФ замкнутой системы.

Пусть $s = \delta_1 + \omega_1 j$, а нули ПИД-регулятора образуют пару комплексно-сопряженных чисел $N_{p1, p2} = x \pm yj$. Тогда с учетом (4) получим:

$$k_p(\delta_1, \omega_1, x, y) = \frac{\sqrt{\delta_1^2 + \omega_1^2}}{k\sqrt{(x - \delta_1)^2 + (y - \omega_1)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{(x - \delta_1)^2 + (-y - \omega_1)^2}} \times \frac{\prod_{i=1}^m \sqrt{(\text{Re } s_{\text{OVi}} - \delta_1)^2 + (\text{Im } s_{\text{OVi}} - \omega_1)^2}}{\prod_{j=1}^n \sqrt{(\text{Re } N_{\text{Ovj}} - \delta_1)^2 + (\text{Im } N_{\text{Ovj}} - \omega_1)^2}}, \quad (5)$$

где $\text{Re } s_{\text{OVi}}$, $\text{Im } s_{\text{OVi}}$ и $\text{Re } N_{\text{Ovj}}$, $\text{Im } N_{\text{Ovj}}$ – действительные и мнимые части полюсов и нулей объекта управления. На рис. 3 построена поверхность $k_p(x, y)$, отображающая зависимость постоянного множителя ПФ ПИД-регулятора от расположения нулей регулятора для заданной точки корневой плоскости $s = \delta_1 + \omega_1 j$.

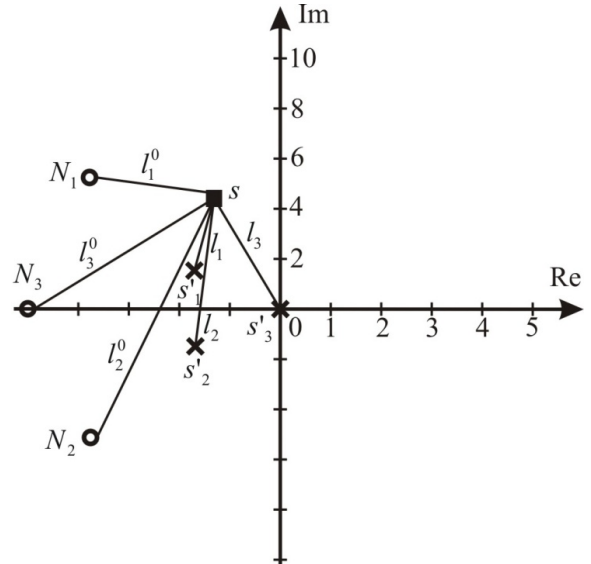
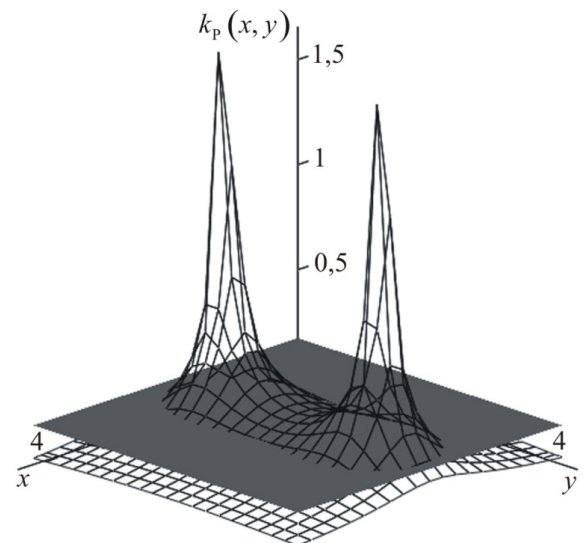


Рис. 2. Вариант расположения нулей и полюсов


 Рис. 3. Поверхность $k_p(x, y)$

При пересечении этой поверхности с горизонтальной плоскостью $k_p = \text{const}$ получается сечение, показанное на рис. 4, на котором располагается пара нулей регулятора. Таким образом, для заданной точки s корневой плоскости существует поверхность, которая при пересечении с n горизонтальными плоскостями даёт n пар комплексно-сопряжённых нулей регулятора. При этих нулях регулятора s является полюсом замкнутой системы, рис. 1.

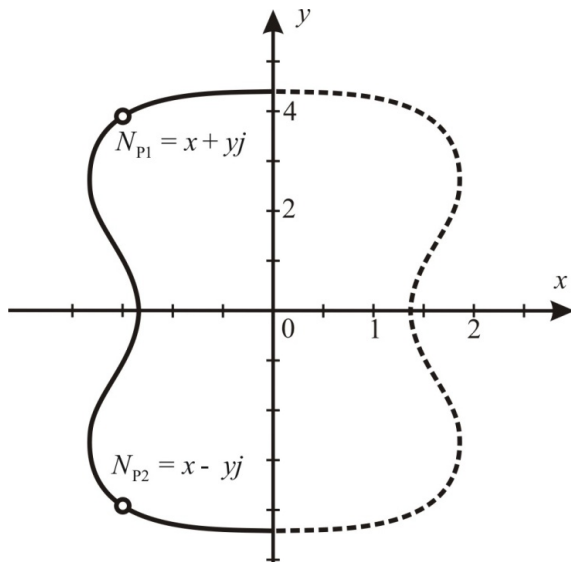


Рис. 4. Расположение N_{p1} и N_{p2} на линии пересечения $k_p(x, y)$ и плоскости

Рассмотрим расположение нулей и полюсов на рис. 5, где θ_j^0 и $\theta_j \in [-\pi; \pi]$ – углы, образованные полюсом s замкнутой системы, нулями или полюсами разомкнутой системы и положительным направлением оси абсцисс корневой плоскости.

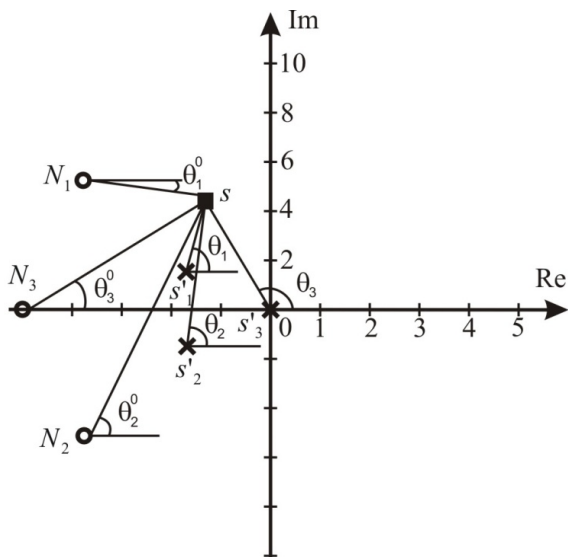


Рис. 5. Углы θ_j^0 и θ_j

Далее необходимо определить расположение пары нулей ПИД-регулятора для каждой из таких линий пересечения. Известно, что если точка

$s = \delta_1 + \omega j$ является корнем характеристического полинома системы с ПФ (3), то для нее существует уравнение фаз, которое можно представить в следующем виде [3]:

$$\sum_{j=1}^m \theta_j^0 - \sum_{i=1}^n \theta_i = \pm(2\nu + 1)\pi, \quad \nu = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

Согласно теореме косинусов, угол образованный точкой s корневой плоскости, одним из нулей N_j и положительным направлением оси абсцисс определяется по формуле [4]:

$$\theta_j^0 = \text{sign}(\delta_1 - \text{Re}(N_j)) \times \arccos \frac{l^2(s, N_j) + l^2(N_j, \text{Im } N_j) - l^2(s, \text{Im } N_j)}{2l(s, N_j)l(N_j, \text{Im } N_j)}, \quad (7)$$

где l – это расстояние между точками на корневой плоскости. Например, $l(a, b)$ – расстояние от точки a до точки b .

Аналогично для угла, образованного точкой s , одним из полюсов разомкнутой системы и положительным направлением оси абсцисс корневой плоскости:

$$\theta_i = \text{sign}(\delta_1 - \text{Re}(s'_i)) \times \arccos \frac{l^2(s, s'_i) + l^2(s'_i, \text{Im } s'_i) - l^2(s, \text{Im } s'_i)}{2l(s, s'_i)l(s'_i, \text{Im } s'_i)}. \quad (8)$$

Подставляя (7) и (8) в (6), получаем выражение:

$$f(\delta_1, \omega_1, x, y) \mp (2\nu + 1)\pi = 0. \quad (9)$$

Таким образом, выражение (9) позволяет судить о принадлежности точки корневой плоскости s к полюсам замкнутой САР с ПФ (3).

Рассматривая совместно выражения (5) и (9), можно получить кривую $k_p(x, y)$ в пространстве для заданного полюса замкнутой системы $s = \delta_1 + \omega j$, дающую аналитическую зависимость между постоянным множителем ПФ ПИД-регулятора и расположением его нулей.

Синтез ПИД-регулятора

Для решения задачи синтеза системы необходимо так расположить нули ПИД-регулятора на корневой плоскости, чтобы обеспечить заданные значения перерегулирования и времени регулирования.

Перерегулирование σ САР определяется выражением:

$$\sigma = \frac{\xi}{A_{\text{уст}}}, \quad (10)$$

где выброс $\xi = A_{\text{max}} - A_{\text{уст}}$, $A_{\text{уст}}$ – установившееся значение, A_{max} – максимальное.

В свою очередь, для колебательной системы выброс ξ определяется согласно [3] выражением:

$$\xi = 2A_1 \frac{\omega_1}{\omega_0} \exp \left[\frac{\delta_1}{\omega_1} \left(\pi + \sum_3^n \varphi_k - \sum_1^m \Phi_j \right) \right] + \sum_3^m B_k e^{s_k t_m}, \quad (11)$$

где $W(s) = \frac{G(s)}{H(s)}$; $s_1 = \delta_1 + \omega_1 j$ – доминирующий полюс; φ_k и Φ_j – углы, образованные доминирующим полюсом и другим полюсом или соответственно нулем системы;

$$\omega_0 = \sqrt{\delta_1^2 + \omega_1^2}; \quad A_1 = \left| \frac{G(s_1)}{s_1 H'(s_1)} \right|;$$

$$B_k = \left| \frac{G(s_k)}{s_k H'(s_k)} \right|; \quad t_m = \frac{1}{\omega_1} \left(\pi + \sum_3^n \varphi_k - \sum_1^m \Phi_j \right).$$

Подставив выражение (11) в (10), получим:

$$\sigma = \frac{2A_1 \frac{\omega_1}{\omega_0} \exp \left[\frac{\delta_1}{\omega_1} \left(\pi + \sum_3^n \varphi_k - \sum_1^m \Phi_j \right) \right] + \sum_3^m B_k e^{s_k t_m}}{A_{уст}}. \quad (12)$$

Для связи перерегулирования σ с расположением на корневой плоскости нулей регулятора $N_{p1,p2}$ необходимо на основании (12) получить зависимость $\sigma(\delta_1, \omega_1, x, y)$, где $N_{p1,p2} = x \pm yj$, а $s_1 = \delta_1 + \omega_1 j$ – доминирующий полюс. Необходимо учитывать, что на этапе синтеза системы априорно известны значения нулей и полюсов объекта управления.

Учитывая выражение (3), запишем:

$$A_1(\delta_1, \omega_1, x, y) = \frac{kk_p((\delta_1 + \omega_1 j) - (x + yj))}{(\delta_1 + \omega_1 j)} \times \frac{((\delta_1 + \omega_1 j) - (x - yj))A(s)}{(H(\delta_1 + \omega_1 j))'}, \quad (13)$$

где

$$H(\delta_1 + \omega_1 j) = (kk_p((\delta_1 + \omega_1 j) - (x + yj))((\delta_1 + \omega_1 j) - (x - yj)) \times A(s) + (\delta_1 + \omega_1 j)B(s))'.$$

Аналогичным образом можно было бы вычислить B_k , однако, если $s_{1,2} = \delta_1 \pm \omega_1 j$ – доминирующие полюсы, то расположение остальных полюсов (кроме доминирующих) замкнутой системы неизвестно.

Выразим оставшиеся полюсы замкнутой системы через переменные x, y, δ_1, ω_1 . Очевидно, что порядок характеристического полинома ПФ замкнутой системы (3) зависит от порядка объекта управления, то есть от полиномов $A(s)$ и $B(s)$. Рассмотрим два случая: первый, когда объект управления имеет один нуль и два полюса, и второй – два нуля и три полюса.

Первый случай: $A(s)$ – полином первого порядка, $B(s)$ – второго порядка, характеристический полином замкнутой системы – полином третьего порядка. Так как два корня характеристического полинома это доминирующие полюсы $s_{1,2} = \delta_1 \pm \omega_1 j$, то при делении характеристического полинома $H(s) = kk_p(s - (x + yj))(s - (x - yj))A(s) + sB(s)$ на полином $(s - (\delta_1 + \omega_1 j))(s - (\delta_1 - \omega_1 j))$ будет получен третий полюс замкнутой системы $s_3(\delta_1, \omega_1, x, y)$.

Второй случай: $A(s)$ – полином второго порядка, $B(s)$ – третьего порядка, характеристический полином замкнутой системы – полином четвертого порядка. Аналогично разделив характеристический полином на полином, образованный доминирующими полюсами, будет получен полином второго порядка. Воспользовавшись теоремой Виета, этот полином раскладываем на множители, тем самым получая зависимость $s_{3,4}(\delta_1, \omega_1, x, y)$.

Рассмотренные случаи, показывают, каким образом можно вычислить полюсы замкнутой системы управления, выражая их через переменные δ_1, ω_1, x, y . Заметим, что с увеличением порядка полиномов $A(s)$ и $B(s)$ возрастает сложность математических расчетов для определения полюсов.

С учетом выше изложенного, определим:

$$B_k = f(\delta_1, \omega_1, x, y). \quad (14)$$

Аналогично (7) и (8), на основе теоремы косинусов, вычислим углы φ_k и Φ_j :

$$\varphi_k = \text{sign}(\delta_1 - \text{Re}(s_k)) \times \arccos \frac{l^2(s_1, s_k) + l^2(s_k, \text{Im } s_k) - l^2(s_1, \text{Im } s_k)}{2l(s_1, s_k)l(s_k, \text{Im } s_k)}, \quad (15)$$

$$\Phi_j = \text{sign}(\delta_1 - \text{Re}(N_j)) \times \arccos \frac{l^2(s_1, N_j) + l^2(N_j, \text{Im } N_j) - l^2(s_1, \text{Im } N_j)}{2l(s_1, N_j)l(N_j, \text{Im } N_j)}. \quad (16)$$

Подставляя (13)–(16), в (12) получим искомую зависимость:

$$\sigma = f(\delta_1, \omega_1, x, y). \quad (17)$$

Таким образом, (17) определяет зависимость перерегулирования от расположения нулей ПИД-регулятора на корневой плоскости.

Для определения времени регулирования существуют различные формулы, в частности, известна

приближенная формула: $t_p = \frac{3}{\text{Re}(s)}$, где $\text{Re}(s)$ –

действительная часть полюса, наиболее приближенного к мнимой оси корневой плоскости [5]. Данная формула дает достаточно большую погрешность, а в некоторых случаях и ошибочные результаты. Для повышения точности расчетов в эту формулу вводят амплитуду A_1 от одного или более доминирующих полюсов. Так при двух комплексно-сопряженных доминирующих полюсах имеем

$$t_p = \frac{3 + \ln(2A_1)}{\text{Re}(s)} \quad [5].$$

Однако возможен и другой более точный способ определения t_p . Так рассмотрим формулу Хевисайда:

$$h(t) = \frac{G(0)}{H(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{G(s_k)e^{s_k t}}{s_k H'(s_k)}, \quad (18)$$

где $G(s)$ – числитель ПФ замкнутой системы, $H(s)$ – знаменатель ПФ замкнутой системы. С учетом (3), зная вычисленные через переменные δ_1, ω_1, x, y полюсы замкнутой системы, формула (18) примет вид:

$$h(t) = f(\delta_1, \omega_1, x, y, t). \quad (19)$$

Зависимость (19) для момента времени t_p примет вид:

$$h(\delta_1, \omega_1, x, y) = 1 \pm 0,05. \quad (20)$$

Объединив (5), (9), (17) и (20), получим систему уравнений относительно переменных x и y – действительной и мнимой частей нулей ПИД-регулятора и δ_1, ω_1 – действительной и мнимой частей доминирующего полюса:

$$\left\{ \begin{aligned} k_p(\delta_1, \omega_1, x, y) &= \frac{\sqrt{\delta_1^2 + \omega_1^2}}{k \sqrt{(x - \delta_1)^2 + (y - \omega_1)^2}} \times \\ &\times \frac{1}{\sqrt{(x - \delta_1)^2 + (-y - \omega_1)^2}} \times \\ &\times \frac{\prod_{i=1}^m \sqrt{(\operatorname{Re} s_{oyi} - \delta_1)^2 + (\operatorname{Im} s_{oyi} - \omega_1)^2}}{\prod_{j=1}^n \sqrt{(\operatorname{Re} N_{ovj} - \delta_1)^2 + (\operatorname{Im} N_{ovj} - \omega_1)^2}}, \\ f(\delta_1, \omega_1, x, y) \mp (2\nu + 1)\pi &= 0, \\ \sigma &= f(\delta_1, \omega_1, x, y), \\ h(\delta_1, \omega_1, x, y) &= 1 \pm 0,05. \end{aligned} \right. \quad (21)$$

В состав (21) входят заданные перерегулирование и время регулирования, а также значения доминирующих полюсов $s_{1,2} = \delta_1 + \omega_1 j$, нулей и полюсов объекта управления.

Решение (21) позволяет определить нули ПИД-регулятора. Далее, воспользовавшись (5), определяют постоянный множитель k_p ПФ регулятора. Затем в соответствии с ур. (1) легко найти настроечные коэффициенты k_p, k_i, k_d регулятора.

Синтез системы на основе решения (21) возможен двумя способами.

При решении первым способом разработчик системы задает значения доминирующих полюсов

$s_{1,2} = \delta_1 + \omega_1 j$. Относительно заданных доминирующих полюсов вычисляется расположение нулей ПИД-регулятора и его коэффициент передачи, обеспечивающие заданные показатели качества. Система уравнений (21) сводится к системе, зависящей от переменных x, y .

Второй способ не предусматривает задание значений доминирующих полюсов разработчиком. Система разрешается относительно переменных δ_1, ω_1, x, y . После получения значений этих переменных находят настройки ПИД-регулятора, обеспечивающие заданные перерегулирование и время регулирования.

В силу сложности и нелинейности системы уравнений (21) решение производится численными способами с использованием вычислительной техники.

Для анализа соответствия полученного решения заданным показателям качества рекомендуется проверка синтеза ПИД-регулятора путем подстановки найденных значений параметров в (3) и построения графика переходного процесса для этой ПФ.

Пример. Пусть задан объект управления с ПФ

$$W(s) = \frac{58s + 290}{s^3 + 14s^2 + 69s + 290}.$$

Необходимо синтезировать ПИД-регулятор, который обеспечит перерегулирование $\sigma = 10\%$, а время регулирования $t_p = 2$ с.

На основе выше описанного подхода для заданной ПФ объекта управления была получена система уравнений (21). Поиск решений этой системы осуществлялся в программном продукте MathCad с использованием процедуры Given–Minerr.

При решении системы (21) первым способом были заданы доминирующие полюсы $s_{1,2} = -1 + 6j$. Для заданных полюсов было получено решение $x = -1,58, y = 7,039, k_p = 0,158$. При этом были определены $k_p = 0,4993, k_i = 8,223, k_d = 0,158$.

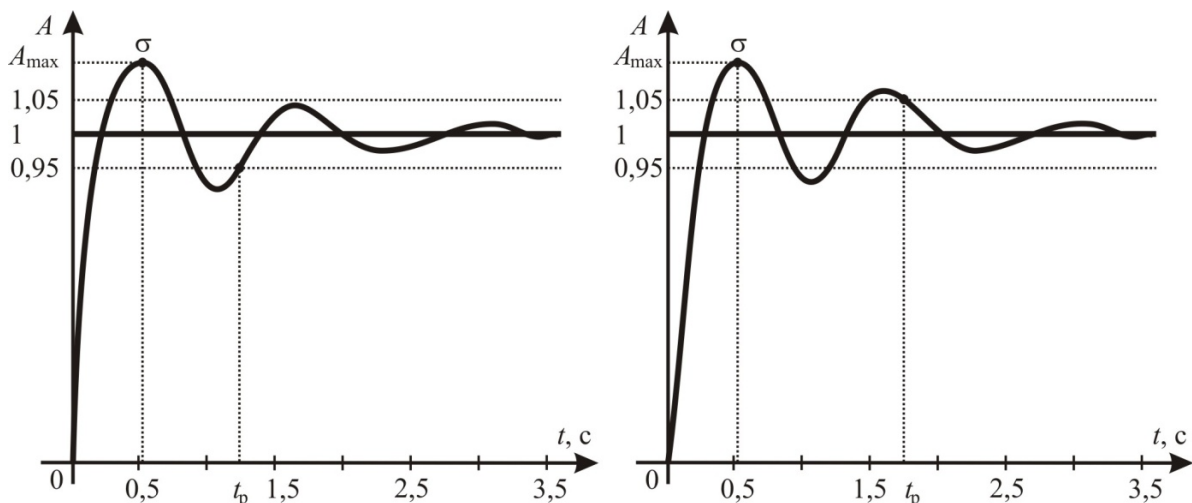


Рис. 6. Графики переходных процессов синтезированной системы: с заданием доминирующих полюсов (слева); без их задания (справа)

Во втором случае (без задания доминирующих полюсов) получено: $x=-2,39$, $y=8,205$, $k_p=0,066$, и следовательно, $k_{\Pi}=0,3155$, $k_{\Pi}=4,82$, $k_d=0,066$.

На рис. 6 представлены графики переходных процессов замкнутых САР с синтезированными параметрами ПИД-регулятора двумя способами: первый — с заданием доминирующих полюсов $s_{1,2}=-1+6j$, второй — без их задания.

Проверка результатов синтеза путем построения переходного процесса показала, что в первом случае перерегулирование составило $\sigma=10,1\%$, а время регулирования $t_p=1,23$ с. Во втором получено $\sigma=10,2\%$, а $t_p=1,72$ с. Абсолютная погрешность для заданного перерегулирования в первом случае составила $0,1\%$, а для времени регулирования $0,77$ с. Во втором случае — $0,2\%$ и $0,28$ с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Киселев О.Н., Поляк Б.Т. Синтез регуляторов низкого порядка по критерию H и по критерию максимальной робастности // Автоматика и телемеханика. — 1999. — № 3. — С. 119–130.
2. Штейнберг Ш.Е., Серёжин Л.П., Залуцкий И.Е., Варламов И.Г. Проблемы создания и эксплуатации эффективных систем регулирования // Промышленные АСУ и контроллеры. — 2004. — № 7. — С. 1–7.
3. Удерман Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем. — М.: Наука, 1972. — 448 с.

Выводы

1. Получена аналитическая зависимость постоянного множителя передаточной функции ПИД-регулятора от расположения его нулей на корневой плоскости. Исследована проблема получения прямых показателей качества.
2. Определены соотношения, связывающие прямые показатели качества, перерегулирование и время регулирования, с доминирующими полюсами и нулями ПИД-регулятора.
3. Предложена методика синтеза параметров ПИД-регулятора на основании расположения как полюсов системы, так и ее нулей.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. ГК 14.740.11.0542.

4. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В., Суходоев М.С. Определение желаемой области расположения доминирующих полюсов замкнутой системы с учетом её нулей // Известия Томского политехнического университета. — 2008. — Т. 312. — № 5. — С. 57–61.
5. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В. Задачи корневого анализа и синтеза и синтеза систем автоматического управления // Известия Томского политехнического университета. — 2010. — Т. 316. — № 5. — С. 16–20.

Поступила 16.09.2010 г.

УДК 681.5

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

С.В. Ефимов, С.В. Замятин, С.А. Гайворонский

Томский политехнический университет
E-mail: efimov@tpu.ru

Рассмотрены классические методы идентификации, исследованы их достоинства и недостатки. Получены соотношения, связывающие прямые показатели качества переходной характеристики идентифицируемого объекта с расположением его нулей и полюсов. На основе этих соотношений разработана методика идентификации линейного динамического объекта. Приводится числовой пример.

Ключевые слова:

Идентификация, переходная характеристика, перерегулирование, время регулирования, нули и полюса системы, корневой подход.

Key words:

Identification, transfer characteristic, overshoot, settling time, zeros and poles of system, root approach.

Анализ классических методов идентификации

В зависимости от принятого критерия классификации методы идентификации объектов автоматизации выделяются в отдельные группы — по объему исходной информации, по виду эксперимента, по типу исследуемого объекта, по исследуемому математическому аппарату и др.

Наиболее распространенными и часто встречающимися методами идентификации являются частотный и с помощью переходной функции [1].

Частотный метод идентификации, как правило, применяется в лабораторных условиях. Он подразумевает возможность искусственного воздействия на объект управления синусоидальным сигналом