УДК 681.5.03

А.В. Цавнин, С.В. Ефимов, С.В. Замятин

Корневой подход к синтезу параметров ПИД-регулятора, гарантирующий отсутствие перерегулирования в переходной характеристике системы управления

Предложен метод устранения в системе перерегулирования за счет выбора настроечных коэффициентов классического ПИД-регулятора таким образом, чтобы обеспечить вещественные значения для полюсов передаточной функции замкнутой системы управления с колебательным объектом второго порядка. Получены аналитические выражения, определяющие допустимые диапазоны значений настроечных параметров, было проведено моделирование системы управления для произвольного объекта в среде Matlab.

Ключевые слова: система управления, ПИД-регулятор, нули, полюса, перерегулирование.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-2-77-82

При разработке и внедрении систем управления технологическими процессами к ним предъявляются требования, определяющие качество производимой продукции. Одним из таких требований может являться наличие перерегулирования в контурах систем управления. Например, в контуре управления уровнем воды в барабане котла незначительное превышение управляемой величины ведет к срабатыванию системы противоаварийной защиты [1].

Начиная с 70-х годов XX в. проведены многочисленные исследования в области корневых подходов к синтезу систем управления как отечественными, так и зарубежными специалистами. Ряд работ посвящен разработке подходов, обеспечивающих технологические переходные процессы как с некоторым минимально допустимым значением перерегулирования [2, 3], так и без перерегулирования, в основе которых лежат как алгебраические критерии, так и частотные [4–7]. В работе [8] получены правила взаимного расположения нулей и полюсов передаточной функции замкнутой системы управления, гарантирующие монотонный переходный процесс. Несмотря на то, что на основе всевозможных критериев сформулирован целый ряд методов и подходов к синтезу регуляторов различной структуры и проведены их сравнительные анализы в контексте различных объектов управления [9–14], задача настройки регуляторов, обеспечивающих нулевое перерегулирование в системах управления, остается актуальной и в настоящее время. Кроме того, стоит обратить внимание на тот факт, что методы синтеза регуляторов, представленные в [2] и [9–14], а также ряд общеизвестных методов, таких как Циглера–Никольса, CHR, Коэна–Куна и др. позволяют получить определенные численные решения, но не дают представления о всей области допустимых значений коэффициентов регуляторов, что требуется для корректировки значений параметров, обусловленной изменяющимися условиями функционирования. Говоря, в частности, о методе последовательной коррекции, то для него неточное знание параметров объекта повысит порядок замкнутой системы, что

также может внести нежелательный эффект в динамику конечного процесса.

Постановка задачи

Пусть задана система управления, представленная на рис. 1, где P – ПИД-регулятор с передаточной функцией $W_{PID}(s) = \frac{Ds^2 + Ks + I}{s}$, а D, K и I – настроечные коэффициенты дифференцирования, пропорциональности и интегрирования соответственно. ОУ – объект управления.

Рис. 1. Структурная схема системы управления

Пусть передаточная функция объекта управления имеет вид

$$W(s) = \frac{K_P}{s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 + \omega^2},$$

где α, β – действительная и мнимая составляющие комплексно-сопряженных полюсов объекта управления, K_P – коэффициент усиления объекта управления.

Ставится задача определить настроечные параметры ПИД-регулятора, обеспечивающие отсутствие перерегулирования.

Предлагаемый подход

В [8] предложена и доказана теорема, определяющая правила взаимного расположения нулей и полюсов передаточной функции (ПФ) замкнутой системы управления, обеспечивающие монотонную неубывающую переходную характеристику:

1. Каждому вещественному нулю z_i требуется вещественный полюс λ_i , такой что $\lambda_i > z_i$.

2. Каждой паре комплексно-сопряженных нулей $-\delta \pm j\beta$, располагающихся в отрицательной комплексной полуплоскости, требуется три отрицательных вещественных полюса λ_1, λ_2 и λ_3 , удовлетворяющих условиям $-\delta - |\beta| < \lambda_2 < -\delta + |\beta|$, $\lambda_1 - \lambda_2 = \lambda_2 - \lambda_3$, или два отрицательных веществен-

ных полюса λ_1 и λ_2 , удовлетворяющих условию $\lambda_1 + \lambda_2 > 2\delta$.

3. Оставшиеся полюсы принимаются отрицательными и вещественными и располагаются произвольно в отрицательной комплексной полуплоскости.

В данном случае замкнутая система управления содержит только нули ПИД-регулятора, и их расположение определяется его настроечными параметрами D, K и I .

Используя вышеизложенные правила, сформируем требования к значениям настроечных параметров регулятора.

В силу того, что теорема доказана относительно нулей с отрицательной вещественной частью, то ограничим значения настроечных коэффициентов регулятора исключительно положительными вещественными значениями.

Согласно [8] для решения задачи устранения перерегулирования необходимо, чтобы все полюса ПФ системы были вещественными. Определим, при каких значениях настроечных параметров регулятора полюса ПФ замкнутой системы принимают отрицательные вещественные значения.

ПФ замкнутой системы примет вид

$$W_{CL}(s) = \frac{DK_P s^2 + KK_P s + IK_P}{s^3 + (2\alpha + DK_P)s^2 + (\alpha^2 + \omega^2 + KK_P)s + IK_P}.$$

Заменим DK_P , KK_P и IK_P на D' , K' и I' соответственно. Тогда характеристическое уравнение замкнутой системы примет вид

$$s^3 + (2\alpha + D')s^2 + (\alpha^2 + \omega^2 + K')s + I' = 0.$$

Характеристическое уравнение замкнутой системы представляет собой кубическое уравнение. Известно, что для того, чтобы корни уравнения принимали вещественные значения, необходимо, чтобы дискриминант уравнения был больше нуля. Запишем выражение для дискриминанта характеристического уравнения в матричной форме [16]. Для уравнения порядка $n=3$ порядок матрицы определителя будет $2n-1=5$, а выражение для ее определителя примет вид

$$\begin{aligned} D_S(\alpha, \omega, K', I', D') = & (2\alpha + D')^2 (\omega^2 + \alpha^2 + K')^2 - \\ & - 27I'^2 - 4I'(2\alpha + D')^3 - 4(\omega^2 + \alpha^2 + K')^3 + \\ & + I'(36\alpha + 18D')(\omega^2 + \alpha^2 + K'). \end{aligned} \quad (1)$$

Даже с учетом того, что параметры α и ω являются известными константами, данная функция имеет три независимые переменные, что усложняет дальнейшее исследование. Для решения данной проблемы было принято решение зафиксировать параметр K' .

Придадим параметрам α , ω и K' произвольные вещественные положительные значения. Тогда функция (1) станет функцией двух переменных, для которой можно построить поверхность. Также в этой же системе координат построим плоскость

$D_S = 0$, чтобы наглядно оценить, где дискриминант принимает положительные значения. Полученный результат представлен на рис. 2.

Рис. 2. Поверхность второго порядка функции дискриминанта и нулевая плоскость

Из построения видно, что область положительных значений дискриминанта при положительных значениях настроечных коэффициентов ограничена двумя кривыми. Рассмотрим проекцию на плоскость $D-I$.

Рис. 3. Проекция области положительных значений дискриминанта на плоскость $D-I$

Необходимо определить аналитические выражения кривых, ограничивающих область положительных значений дискриминанта. Приравняем выражение (1) к нулю и выразим из него одну из составляющих, в данном случае – интегральную. В итоге получим решение в общем виде как две функции четырех переменных вида

$$\begin{aligned} I'_{1,2}(\alpha, \omega, K', D') = & \left\{ \frac{18\alpha K' + 9D'K'}{27} + \frac{2\sqrt{(\alpha^2 - 3\omega^2 + 4\alpha D' + D'^2 - 3K')^3}}{27} + \right. \\ & + \frac{18\omega^2\alpha + 9\omega^2 D' - 12\alpha D'^2}{27} - \frac{15\alpha^2 D' + 2\alpha^3 - 2D'}{27}; \\ & \left. \frac{18\alpha K' + 9D'K'}{27} - \frac{2\sqrt{(\alpha^2 - 3\omega^2 + 4\alpha D' + D'^2 - 3K')^3}}{27} + \right. \\ & + \frac{18\omega^2\alpha + 9\omega^2 D' - 12\alpha D'^2}{27} - \frac{15\alpha^2 D' + 2\alpha^3 - 2D'}{27}. \end{aligned} \quad (2)$$

Из рис. 3 видно, что область имеет некоторую точку, координатами которой являются максимально допустимое значение коэффициента интегрирования и минимально допустимое значение коэффициента дифференцирования при фиксированном коэффициенте пропорциональности для данного объекта. Обозначим данную точку как ξ .

Смысл данного значения ξ состоит в том, что для того, чтобы обеспечить вещественные значения для полюсов замкнутой системы колебательного звена второго порядка, интегральная составляющая не должна превышать некоторого значения $I_{\max}$, а дифференциальная составляющая должна быть больше некоторого значения $D_{\min}$.

Определим координаты точки ξ . Для этого приравняем первое и второе выражения в системе уравнений (2) и выразим из них дифференциальную составляющую. В результате получим пару функций вида

$$D'_{\xi}(\alpha, \omega, K') = \begin{cases} -2\alpha + \sqrt{3(\alpha^2 + \omega^2 + K')} \\ -2\alpha - \sqrt{3(\alpha^2 + \omega^2 + K')} \end{cases}. \quad (3)$$

В силу того, что значения α , ω и K' исключительно положительные, то условие сохранения значения дифференциальной составляющей больше нуля выполняется только для первого выражения в системе (3). Подставив полученное выражение в систему (2), получим выражение для определения максимально допустимого значения интегральной составляющей для заданного объекта управления

$$I'_{\xi}(\alpha, \omega, K') = \frac{\sqrt{3(\alpha^2 + \omega^2 + K')^3}}{9}. \quad (4)$$

Определив координаты точки области ξ допустимых значений настроечных коэффициентов можно сказать, что ее значение, помимо параметров объекта, определяется также выбранным коэффициентом пропорциональности регулятора. В силу того, что было решено выбирать значения коэффициентов положительными, то можно сделать выводы о влиянии выбранного коэффициента пропорциональности и, далее, наложить ограничения на его значения таким образом, чтобы диапазон допустимых настроечных параметров для выбранного объекта лежал в положительной полуплоскости.

Рассматривая выражение (4), можно сказать, что с ростом коэффициента пропорциональности, предельно допустимое значение коэффициента интегрирования также будет расти.

Однако, рассматривая аналитическое выражения для минимально допустимого значения коэффициента дифференцирования

$$D'_{\min} = -2\alpha + \sqrt{3(\alpha^2 + \omega^2 + K')}$$

можно заметить, что при различных значениях K' значение $D'_{\min}$ может принимать как положитель-

ные, так и отрицательные значения. Определим значения K' такие, при которых минимально допустимое произведение коэффициента дифференцирования на коэффициент усиления объекта будет больше нуля, т.е. $D'_{\min} > 0$. Получим

$$K' > \frac{\alpha^2 - 3\omega^2}{3}. \quad (5)$$

Из (5) видно, что значение коэффициента пропорциональности ограничено параметрами объекта управления, причем если $\alpha < \sqrt{3}\omega$, то нижнее ограничение принимает отрицательные значения, а значит, значение K' может быть любым положительным числом. В том случае, если $\alpha > \sqrt{3}\omega$, то выбранное значение коэффициента пропорциональности должно удовлетворять условию (5).

Таким образом, можно сказать, что для того, чтобы гарантировать вещественные полюса замкнутой системы с ПИД-регулятором и объектом второго порядка с комплексно-сопряженными полюсами $-\alpha \pm j\omega$, составляющие регулятора должны удовлетворять следующей системе ограничений:

$$\begin{cases} 0 < I' < I'_1(\alpha, \omega, K', D'); \\ I' > I'_2(\alpha, \omega, K', D') > 0; \\ I_{\max} = \sqrt{3(\alpha^2 + \omega^2 + K')^3} / 9; \\ D_{\min} = -2\alpha + \sqrt{3(\alpha^2 + \omega^2 + K')}; \\ K' > (\alpha^2 - 3\omega^2) / 3. \end{cases}$$

Стоит заметить, что каждому значению коэффициента интегрирования из диапазона $(0; I'_{\max})$ соответствует множество допустимых значений коэффициента дифференцирования. Необходимо найти аналитические выражения, которые позволят однозначно определить границы интервала допустимых значений параметра D' .

Найдем обратную функцию от функций (2), чтобы определить значения коэффициента D' при выбранном значении I' . В итоге левая и правая границы D'_L и D'_R множества допустимых значений параметра D' при заданном значении I' примут вид

$$\begin{cases} D'_L(A, B, C, E, F, I') = -\frac{1}{24} \frac{\sqrt[3]{24\sqrt{3}A - B - C}}{I'} - \\ - \frac{1}{24} \frac{E}{I'^3 \sqrt[3]{24\sqrt{3}A - B - C}} + \frac{1}{12} \frac{F}{I'} - \frac{1}{2} i \sqrt{3} \left(\frac{1}{12} \frac{\sqrt[3]{24\sqrt{3}A - B - C}}{I'} - \right. \\ \left. - \frac{1}{12} \frac{E}{I'^3 \sqrt[3]{24\sqrt{3}A - B - C}} \right); \\ D'_R(A, B, C, E, F, I') = \frac{1}{12} \frac{\sqrt[3]{24\sqrt{3}A - B - C}}{I'} + \\ + \frac{1}{12} \frac{E}{I'^3 \sqrt[3]{24\sqrt{3}A - B - C}} + \frac{1}{12} \frac{F}{I'}, \end{cases} \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned}
 A &= I' \left((-\alpha^6 - 3\alpha^4 \omega^2 - 3\alpha^2 \omega^4 - \omega^6 - 3K'\alpha^4 - 6K'\alpha^2 \omega^2 - \right. \\
 &\quad \left. - 3K'\omega^4 - 3K'^2 \alpha^2 - 3K'^2 \omega^2 - K^3 + 27I'^2)^3 \right)^{\frac{1}{2}}; \\
 B &= -\alpha^{12} - \omega^{12} - K'^6 + 5832I'^4 - 6\alpha^{10} \omega^2 - 15\alpha^8 \omega^4 - \\
 &\quad - 20\alpha^6 \omega^6 - 15\alpha^4 \omega^8 - 6\alpha^2 \omega^{10} - 6K'\alpha^{10} - 6K'\omega^{10} - \\
 &\quad - 15K'^2 \alpha^8 - 15K'^2 \omega^8 - 20K'^3 \alpha^6 - 20K'^3 \omega^6 + \\
 &\quad + 540I'^2 \alpha^6 - 15K'^4 \alpha^4 - 15K'^4 \omega^4 - 6K'^5 \alpha^2 - \\
 &\quad - 6K'^5 \omega^2 + 540I'^2 \omega^6 + 540I'^2 K'^3; \\
 C &= -30K'\alpha^8 \omega^2 - 60K'\alpha^6 \omega^4 - 60K'\alpha^4 \omega^6 - \\
 &\quad - 30K'\alpha^2 \omega^8 - 60K'^2 \alpha^6 \omega^2 - 90K'^2 \alpha^4 \omega^4 - \\
 &\quad - 60K'^2 \alpha^2 \omega^6 - 60K'^3 \alpha^4 \omega^2 - 60K'^3 \alpha^2 \omega^4 + \\
 &\quad + 1620I'^2 \alpha^4 \omega^2 + 1620I'^2 \alpha^2 \omega^4 - 30K'^4 \alpha^2 \omega^2 + \\
 &\quad + 1620I'^2 K'\alpha^4 + 1620I'^2 K'^2 \alpha^2 + 1620I'^2 K'\omega^4 + \\
 &\quad + 1620I'^2 K'^2 \omega^2 + 3240I'^2 K'\alpha^2 \omega^2; \\
 E &= 12 \cdot I' \left(4\alpha^5 + 8\alpha^3 \omega^2 + 4\alpha \omega^4 + 8K'\alpha^3 - 30I'\alpha^2 + \right. \\
 &\quad \left. + 18I'\omega^2 + 4K'^2 \alpha + 18I'K' \right) + \left(\alpha^4 + 2\alpha^2 \omega^2 + \omega^4 + \right. \\
 &\quad \left. + 2K'\alpha^2 + 2K'\omega^2 - 24I'\alpha + K'^2 \right)^2; \\
 F &= \alpha^4 + 2\alpha^2 \omega^2 + \omega^4 + 2K'\alpha^2 + 2K'\omega^2 - 24I'\alpha + K'^2.
 \end{aligned}$$

Таким образом, на основании полученных соотношений и ограничений сформулируем методику выбора коэффициентов регулятора:

1. Для известного объекта управления выбрать значение коэффициента пропорциональности регулятора K исходя из ограничения (5).
2. Выбрать значение параметра I' из полученного интервала допустимых значений коэффициента интегрирования $(0; I'_{\max})$.
3. Для выбранного значения параметра I' определить границы интервала допустимых значений коэффициента дифференцирования D'_L, D'_R с помощью (6) и далее выбрать значение, лежащее внутри полученных границ.

Пример

Зададимся объектом управления с передаточной функцией вида

$$W(s) = \frac{52}{s^2 + 4s + 14,24}.$$

Данный объект имеет пару комплексно-сопряженных полюсов $-\alpha \pm j\omega = -2 \pm 3,2j$, а его реакция на единичное ступенчатое воздействие представлена на рис. 4.

Переходная характеристика объекта управления имеет перерегулирование $\sigma = 14\%$ и время переходного процесса $t_p = 1,4$ с.

Произведем синтез регулятора для данного объекта согласно описанному подходу с использовани-

ем пакета прикладных программ Matlab. Основным требованием будет являться отсутствие перерегулирования. В качестве дополнительного условия выберем уменьшение времени переходного процесса.

Рис. 4. Переходная характеристика объекта управления

Далее примем значение коэффициента пропорциональности регулятора $K = 13$. Тогда, с учетом коэффициента усиления объекта управления $K' = 676$. Для заданного объекта и выбранного коэффициента пропорциональности, согласно (4), $0 < I' < 3498$. Полученная область настроечных параметров, гарантирующих вещественные значения полюсов замкнутой системы, представлена на рис. 5.

Рис. 5. Область параметров $I'(D')$, ограничивающих значения настроечных параметров

Выберем значение параметра I' из полученного интервала. Пусть $I' = 468$. Тогда, границы интервала допустимых значений параметра D' примут значения $D'_L = 47,85$ и $D'_R = 2518$. Примем значение коэффициента дифференцирования $D = 149,9$ и получим ПФ замкнутой системы

$$W_{CL}(s) = \frac{149s^2 + 676s + 468}{s^3 + 153,9s^2 + 690,2s + 468},$$

полюса которой примут значения

$$s_k = \begin{pmatrix} -0,8312 \\ -3,7725 \\ -149,2514 \end{pmatrix}, k = \overline{1,3}.$$

Рис. 6. Переходная характеристика замкнутой системы с синтезированным регулятором

Как видно из рис. 6, получившийся переходный процесс характеризуется нулевым перерегулированием, характер процесса монотонный, время переходного процесса снижено до $t_p = 0,02$ с.

Заключение

В результате работы были получены аналитические соотношения, которые ограничивают множество допустимых значений настроечных параметров регулятора, обеспечивающие исключительно вещественные решения характеристического уравнения замкнутой системы для объекта второго порядка. Полученные результаты дают представление о всем множестве допустимых значений настроечных параметров регулятора, которые удовлетворяют заявленным требованиям, а следовательно, о диапазонах подстройки значений параметров, а также позволяют масштабировать предложенный подход на системы с интервально заданными параметрами. Кроме того, определение именно области приемлемых значений позволяет также компенсировать неточность знания параметров объекта управления и меняющиеся условия функционирования. В работе [15] автором отмечено, что существенный недостаток численных расчетов не дает представления об аналитической связи полученного частного решения с поведением системы, что актуализирует полученные результаты.

По итогам работы было произведено моделирование в среде Matlab и полученный теоретический результат был подтвержден.

Литература

1. Федоров Ю.Н. Справочник инженера по АСУТП: Проектирование и разработка: учеб.-практ. пособие. – М.: Инфра-Инженерия, 2008. – 928 с.
2. Ефимов С.В. Синтез ПИД-регулятора с учетом расположения нулей и полюсов системы автоматического регулирования / С.В. Ефимов, С.В. Замятин., С.А. Гайворонский // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2010. – Т. 317, № 5. – С. 102–107.
3. Замятин С.В. Размещение областей локализации доминирующих полюсов интервальной системы с обеспечением заданных показателей качества // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2006. – Т. 309, № 7. – С. 10–12.
4. Zemanian H. The properties of pole and zero locations for nondecreasing step responses // Trans. Amer. Inst. Elec.

Eng. Part I: Communication and Electronics. – 1960. – Vol. 79. – P. 421–426.

5. Jayasuriya S. On the synthesis of compensators for nonovershooting step response / S. Jayasuriya, J.W. Song // Proc. Amer. Contr. Conf. – Chicago: IEEE, 1992. – P. 683–684.

6. Hang C.C. The choice of controller zeros. // IEEE Control Systems Magazine. – 1989. – Vol. 9, No. 1. – P. 72–75.

7. Leon de la Barra B.A. Transient properties of type m continuous time scalar systems / B.A. Leon de la Barra, M.A. Fernandez // Automatica. – 1994. – Vol. 30, No. 9. – P. 1495–1496.

8. Kobayashi H. Output overshoot and pole-zero configuration // Proc. 12th IFAC World Congr. Automat. Contr. – 1993. – Vol. 2. – P. 529–532.

9. Herjolfsson G. Direct computation of optimal PID controllers / G. Herjolfsson, A.S. Hauksdottir // Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control. – Maui: IEEE, 2003. – P. 1120–1225.

10. Синтез робастного регулятора методом двойной итеративной параллельной численной оптимизации / Б.В. Поллер, В.А. Жмудь, С.П. Новицкий, А.Н. Заворин // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 2. – С. 196–200.

11. Жмудь В.А. Моделирование, исследование и оптимизация замкнутых систем автоматического управления. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2012. – 335 с.

12. Schmidt D.K. Loop shaping and a zero-placement technique as applied to the benchmark problem // International journal of robust and nonlinear control. – 1995. – Vol. 1. – P. 33–51.

13. Prokopiev A.P. Synthesis PID Controller for Objects Second Order with Regard to the Location Poles / A.P. Prokopiev, V.I. Ivanchura, R.T. Emelyanov // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. – 2016. – Vol. 1, No. 9. – P. 50–60.

14. Завьялов В.А. Расчёт параметров ПИД-регулятора / В.А. Завьялов, В.А. Величкин // Науч.-техн. вестник Поволжья. – 2014. – №5. – С. 190–192.

15. Ross Barmish B. New Tools for robustness of linear systems. – New York: Macmillan Publishing Company, 1994. – 394 p.

16. Фаддеев Д.К. Лекции по алгебре: учеб. пособие для вузов. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. – 416 с.

Цавнин Алексей Владимирович

Аспирант отд. автоматизации и робототехники (ОАР) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ) Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-890-51-68
Эл. почта: avc14@tpu.ru

Ефимов Семен Викторович

Канд. техн. наук, доцент ОАР НИ ТПУ
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 60-62-59
Эл. почта: efimov@tpu.ru

Замятин Сергей Владимирович

Канд. техн. наук, доцент ОАР НИ ТПУ
Ленина пр-т, 30, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-56-60
Эл. почта: zamsv@tpu.ru

Tsavnin A.V., Efimov S.V., Zamyatin S.V.

PID-controller tuning approach guaranteeing non-overshooting step response

The PID-controller tuning approach for non-overshooting transient guaranteeing response is considered. The approach is based on tuning parameters of PID-controller that provide closed-loop system with second-order oscillatory plant having exclusively real poles. Analytic expressions that constrain range of acceptable tuning parameters are obtained. Modeling was conducted using Matlab.

Keywords: control system, PID-controller, zeros, poles, overshoot.

doi: 10.21293/1818-0442-2019-22-2-77-82

References

1. Fedorov Y.N. *Spravochnik injenera po ASUTP: Prjektirovani I razrabotka* [ACS engineer handbook: design and development]. Moscow, Infra-Injeneriya Publ., 2008, 928 p. (in Russ.).
2. Efimov S.V., Zamyatin S.V., Gaivoronskiy S.A. [PID-controller design with respect to zeros and poles location]. *Bulletin of Tomsk Polytechnic University*, 2010, vol. 317, no. 5, pp. 102–107 (in Russ.).
3. Zamyatin S.V. [Dominating poles regions of localization positioning providing required performance index]. *Bulletin of Tomsk Polytechnic University*, 2006, vol. 309, no. 7, pp. 10–12 (in Russ.).
4. Zemanian H. The properties of pole and zero locations or nondecreasing step responses. *Trans. Amer. Inst. Elec. Eng. Part I: Communication and Electronics*, 1960, vol. 79, pp. 421–426.
5. Jayasuriya S, Song J.W. On the synthesis of compensators for nonovershooting step response. *Proc. Amer. Contr. Conf*, 1992, vol. 1, pp. 683–684.
6. Hang C.C. The choice of controller zeros, *IEEE Control Systems Magazine*, 1989, vol. 9, no. 1, pp. 72–75.
7. Leon de la Barra B.A., Fernandez M. A. Transient properties of type m continuous time scalar systems. *Automatica*, 1994, vol. 30, no. 9, pp. 1495–1496.
8. Kobayashi H. Output overshoot and pole-zero configuration. *Proc. 12th IFAC World Congr. Automat. Contr.*, 1993, vol. 2, pp. 529–532.
9. Herjolfsson G., Hauksdottir A. S. Direct computation of optimal PID controllers. *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, 2003, vol. 1, pp. 1120–1225.

10. Zavorin A., Novitskiy S., Zhmud V, Yadrishnikov O., Poller B. The design of the robust regulator by means of the double iterative numerical optimization. *Nauchnyy vestnik NGTU*, 2012, no. 2, pp. 196–200 (in Russ.).

11. Zhmud V.A. *Modelirovaniye, issledovaniye i optimizatsiya zamknytykh sistem avtomaticheskogo upravleniya. Monografiya* [Closed-loop control systems modeling, research and optimization. Monograph]. Novosibirsk. NGTU Publ., 2012. 335 p. (in Russ.).

12. Schmidt D.K. Loop shaping and a zero-placement technique as applied to the benchmark problem. *International journal of robust and nonlinear control*, 1995, vol. 1, pp. 33–51.

13. Prokopyev A.P., Ivanchura V.I., Emelyanov R.T. Synthesis PID Controller for Objects Second Order with Regard to the Location Poles. *Journal of Siberian Federal University: Engineering & Technologies*, 2016, vol. 1, no. 9, pp. 50–60.

14. Zavialov V.A., Velichkin V.A. [PID-controller parameters calculation]. *Scientific and technical Volga region bulletin*, 2014, no. 5, pp. 190–192 (in Russ.).

15. Ross Barmish B. *New Tools for robustness of linear systems*, Macmillan Publishing Company, New York, 1994, 394 p.

16. Faddeev D.K. *Leksii po algebre: Uchebnoye posobie dlya vuzov* [Algebra lectures: Study guide for universities]. Moscow, Nauka Publ., 1984, 416 p. (in Russ.).

Alexey V. Tsavnin

PhD Student, Division for Automation and Robotics (DAR), National Research Tomsk Polytechnic University (NR TPU) 30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-890-51-68
Email: avc14@tpu.ru

Semen V. Efimov

Candidate of Engineering, Associate Professor DAR NR TPU 30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 60-62-59
Email: efimov@tpu.ru

Sergey V. Zamyatin

Candidate of Engineering, Associate Professor DAR NR TPU 30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-56-60
Email: zamsv@tpu.ru