

---

# ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

---

УДК 62-506  
DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-3-199-207

## СИНТЕЗ РОБАСТНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ ОБЪЕКТА С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРАДИЦИОННЫХ ЗАКОНОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ

И. В. ГОГОЛЬ, О. А. РЕМИЗОВА, В. В. СЫРОКВАШИН, А. Л. ФОКИН

*Санкт-Петербургский государственный технологический институт (технический университет),  
190013, Санкт-Петербург, Россия  
E-mail: remizova-oa@yandex.ru*

Предложена методика синтеза робастных регуляторов на основе ПИ- и ПИД-законов регулирования для линейного объекта с запаздыванием при наличии параметрической неопределенности инерционной части и неопределенности задания величины запаздывания. Использование методики позволяет обеспечить компромисс между грубостью системы регулирования и ее быстродействием. В основу методики положены робастный критерий устойчивости Найквиста и метод динамической компенсации.

**Ключевые слова:** *компенсация возмущений, робастное управление, запаздывание по управлению, передаточная функция, номинальная система, точность системы, установившийся режим, следящая система, предиктор*

Задача управления объектами с запаздыванием, широко применяемыми в промышленности, исследуется во многих публикациях [1—4]. При этом особую значимость имеют методы робастного управления, которые активно развиваются в последнее время [5—10]. Однако остается открытым вопрос робастного управления объектом с запаздыванием с использованием традиционных ПИ- и ПИД-законов регулирования, которые часто применяются при решении практических задач. Например, при автоматизации технологических процессов основная часть систем управления (до 95 %) строится с использованием ПИД-законов регулирования [11, 12]. В этой связи разработка методов синтеза робастных регуляторов на основе традиционных законов регулирования представляется актуальной задачей.

В этом классе систем увеличение грубости обычно сопровождается потерей быстродействия. Этим обуславливается необходимость построения методики синтеза робастных регуляторов, которая позволит обеспечить компромисс между этими характеристиками. Разработке такой методики и посвящена настоящая статья.

Так как динамика инерционной части объекта может иметь произвольную сложность, то для упрощения процедуры синтеза и придания ей универсальности математическая модель в общем случае редуцируется к определенному виду — базовой модели, для которой формируется методика построения базового робастного регулятора, обеспечивающая компромисс между грубостью и быстродействием. При этом упрощенная математическая модель описывает только основную (доминирующую) составляющую изменения выходной переменной.

Для того чтобы учесть дополнительную минимально фазовую и устойчивую динамику объекта при формировании передаточной функции регулятора, используется метод динамической компенсации, как показано в работах [13—16].

Рассмотрим передаточные функции объекта

$$W_o(p) = k_o \frac{\beta_m(p)}{\alpha_n(p)} \exp(-\tau_o p), \quad (1)$$

где  $\alpha_n(p), \beta_m(p)$  — полиномы порядков  $n$  и  $m$ ,  $\alpha_n(0) = \beta_m(0) = 1$ ;  $k_o$  — коэффициент передачи,  $\underline{k_o} \leq k_o \leq \overline{k_o}$ ;  $\tau_o$  — запаздывание,  $\underline{\tau} \leq \tau_o \leq \overline{\tau}$ ; коэффициенты полиномов  $\alpha_n(p), \beta_m(p)$  могут изменяться в заданных интервалах.

Будем считать, что корни полинома  $\beta_m(p)$  расположены строго левее мнимой оси, а корни полинома  $\alpha_n(p)$  либо лежат левее мнимой оси, либо некоторые из них расположены в точке нуля.

Наряду с реальной передаточной функцией рассматривается номинальная передаточная функция объекта, которая по структуре совпадает с передаточной функцией (1):

$$W_o^0(p) = k_o^0 \frac{\beta_m^0(p)}{\alpha_n^0(p)} \exp(-\tau_o^0 p), \quad (2)$$

где  $k_o^0, \tau_o^0$  — номинальные значения коэффициента передачи и запаздывания,  $\underline{k_o} \leq k_o^0 \leq \overline{k_o}$ ,  $\underline{\tau} \leq \tau_o^0 \leq \overline{\tau}$ ;  $\beta_m^0(p), \alpha_n^0(p)$  — номинальные полиномы числителя и знаменателя,  $m \leq n, \beta_m^0(0) = \alpha_n^0(0) = 1$ ; корни полиномов  $\beta_m^0(p)$  расположены строго слева от мнимой оси, а корни полинома  $\alpha_n^0(p)$  либо лежат левее мнимой оси, либо некоторые из них расположены в точке нуля (число таких корней такое же, как в реальной модели).

Заметим, что требование устойчивости и минимальной фазовости передаточных функций (1), (2) обусловлено последующим применением метода динамической компенсации для аппроксимирующей передаточной функции. В случае когда передаточная функция объекта имеет полюсы в точке нуля, при синтезе регулятора используется аппроксимация вида

$$\frac{1}{p} \approx \frac{1}{p + \varepsilon} = \frac{\gamma}{\gamma p + 1}, \quad (3)$$

где  $\varepsilon \ll 1$ ,  $\gamma = \varepsilon^{-1} \gg 1$ .

Для синтеза регулятора используется редуцированная аппроксимирующая модель, которая формируется в два этапа. На первом этапе инерционная часть номинальной модели (2) представляется в виде

$$k_o^0 \frac{\beta_0(p)}{\alpha_0(p)} \approx \frac{k_o^0 \exp(-\tau_l p)}{\chi_l(p)}, \quad (4)$$

где  $\chi_l(p)$  — гурвицев полином пониженного  $l$ -го порядка,  $l = 1, 2, 3$ ;  $\tau_l$  — дополнительное (переходное) запаздывание.

Порядок полинома  $\chi_l(p)$  зависит от характера динамики инерционности в левой части выражения (4) [14]. Если это апериодическая динамика, то  $l = 1$ , если колебательная, то  $l = 2$ , если дополнительно присутствует интегратор, то  $l = 3$ . В последнем случае для аппроксимации используется формула (3). Построение модели (4) легче всего осуществить с помощью переходной характеристики.

В результате получим вместо (2) модель динамики вида

$$W_o^0(p) \approx \frac{k_o^0 \exp(-\tau_o p)}{\chi_l(p)}, \quad (5)$$

где  $\tau_o = \tau_o^0 + \tau_l$ .

На втором этапе на основе выражения (5) формируется упрощенная (базовая) модель, для которой в дальнейшем предполагается использование метода компенсации. В настоящей статье рассматриваются две базовые модели. Первая является звеном запаздывания

$$W_o^0(p) = k_o^0 \exp(-\tau_0 p) \quad (6)$$

и используется в случаях, когда в динамике инерционной части (2) нет доминирующей постоянной времени. Если это не так, то используется вторая базовая модель

$$W_o^0(p) = \frac{k_o^0 \exp(-\tau_0 p)}{T_0 p + 1}, \quad (7)$$

где  $T_0$  — номинальное значение доминирующей постоянной времени.

Для передаточной функции (6) рассматривается базовый ПИ-закон регулирования:

$$W_{p1}(p) = \frac{k_{p1}}{k_o^0 \tau_0} \frac{T_1 p + 1}{p}, \quad (8)$$

где  $k_{p1}$  — настраиваемый коэффициент передачи,  $T_1$  — настраиваемая постоянная времени.

Для передаточной функции (7) рассматривается ПИД-закон регулирования:

$$W_{p2}(p) = \frac{k_{p2}}{\tau_0 k_o^0} \frac{T_1 p + 1}{p} \frac{T_2 p + 1}{T_E p + 1}, \quad (9)$$

где  $k_{p2}, T_1, T_2$  — настраиваемые параметры; малая постоянная времени  $T_E \ll \min(T_1, T_2)$  вводится для обеспечения условия физической реализуемости передаточной функции регулятора.

Системы (6), (8) и (7), (9) формируют два варианта желаемого движения. На основе базовых законов регулирования (8), (9) с помощью метода динамической компенсации формируются реальные законы регулирования:

$$W_p(p) = W_{pi}(p) \frac{\chi_i(p)}{(T_E p + 1)^l}, \quad i = 1, 2. \quad (10)$$

Заметим, что при этом не происходит компенсации реальной динамики (2), так как компенсируется динамика аппроксимирующей модели.

Для синтеза базового робастного регулятора предлагается использовать робастный критерий Найквиста [17]. Пусть в качестве аддитивной меры неопределенности передаточной функции разомкнутой системы используется неравенство

$$|W(j\omega) - W^0(j\omega)| \leq \gamma, \quad (11)$$

где  $W(j\omega) = W_p(j\omega)W_o(j\omega)$ ,  $W^0(j\omega) = W_p(j\omega)W_o^0(j\omega)$  — частотные передаточные функции реальной и номинальной разомкнутых систем соответственно,  $W_p(j\omega)$  — частотная передаточная функция регулятора,  $\gamma > 0$  — положительное число.

Согласно робастному критерию Найквиста [17] АФХ разомкнутой номинальной системы  $W^0(j\omega)$  не должна охватывать окружность радиусом  $\gamma$  с центром в точке  $(-1, j_0)$ . Анализ рис. 1 показывает, что грубость системы связана с запасом устойчивости по амплитуде  $h$ , но эта величина не является мерой грубости, так как возможна ситуация, когда АФХ пересекает окружность, радиус которой равен запасу устойчивости по амплитуде.

Далее предлагается использовать параметр  $h$  только в качестве критерия для синтеза системы, так как эту величину легче связать с временем регулирования и перерегулированием, чем радиус  $\gamma$  окружности, который используется для оценки грубости системы.

На рис. 1 показана схема построения запретной области для ФЧХ, гарантирующей заданный радиус  $\gamma$ . Эта схема аналогична известной процедуре построения запретной области, гарантирующей заданную величину показателя колебательности [18].

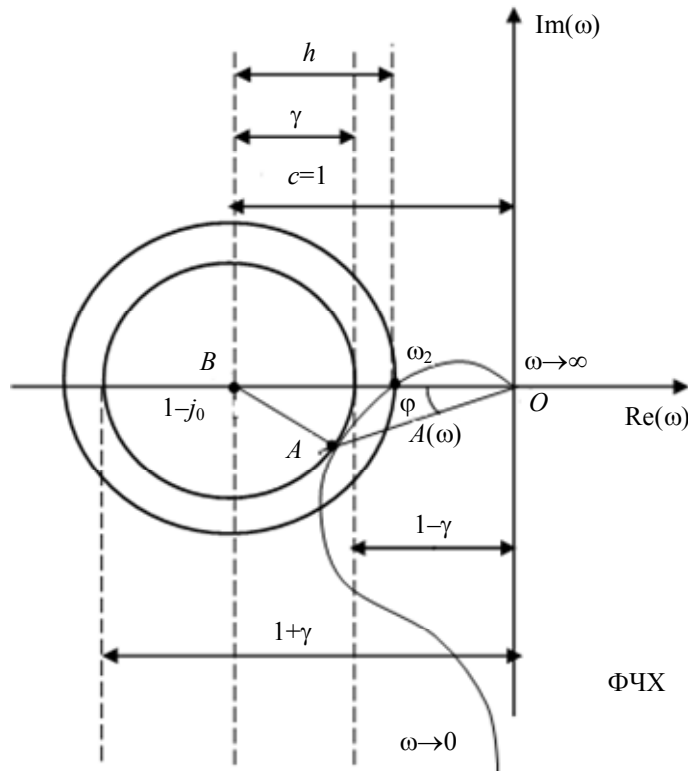


Рис. 1

На основании теоремы косинусов для треугольника  $OAB$  (см. рис. 1) получим

$$\cos \varphi = \frac{A^2(\omega) + c^2 - \gamma^2}{2A(\omega)c} = \frac{A^2(\omega) + 1 - \gamma^2}{2A(\omega)}, \quad 1 - \gamma \leq A(\omega) \leq 1 + \gamma. \quad (12)$$

Отсюда граница запретной области для ФЧХ может быть построена согласно соотношению

$$\varphi(\omega) = \arccos \left( \frac{A^2(\omega) + 1 - \gamma^2}{2A(\omega)} \right), \quad 1 - \gamma \leq A(\omega) \leq 1 + \gamma. \quad (13)$$

Если ФЧХ касается запретной области, то грубость системы оценивается величиной  $\gamma$ .

Предлагаемая методика синтеза ПИ- и ПИД- базовых робастных законов регулирования для передаточных функций (6), (7) с заданной грубостью позволяет варьировать параметры регуляторов для обеспечения быстродействия и перерегулирования. Окончательно передаточная функция регулятора рассчитывается по формуле (10).

Для базовой передаточной функции (6) используется базовый ПИ-закон регулирования (8); передаточная функция формируется как обобщение результата [14, 15], оптимального по критерию аperiodической устойчивости, где значения параметров регуляторов вычисляются по формулам

$$k_{p1} = 0,5414, \quad T_1 = \tau_0/4. \quad (14)$$

В результате рассмотрим передаточную функцию разомкнутой номинальной системы (6), (8) с базовым ПИ-регулятором:

$$W^0(p) = k \frac{T_1 p + 1}{p} \exp(-\tau_0 p), \quad (15)$$

где  $k = k_{p1}/\tau_0$ .

Запас устойчивости по амплитуде можно вычислить по формуле

$$h_1 = -20 \lg k \frac{\sqrt{1 + T_1^2 \omega_1^2}}{\omega_1}, \quad (16)$$

где частота  $\omega_1$  вычисляется в результате решения уравнения

$$\tau_0 = \frac{1}{\omega_1} \left\{ \pi - \operatorname{arctg} \left( \frac{1}{T_1 \omega_1} \right) \right\}. \quad (17)$$

Это уравнение при заданном значении  $T_1$  можно решить относительно  $\omega_1$  приближенными методами. Здесь возможен компромисс между грубостью и быстродействием, так как быстродействие определяется коэффициентом  $k$ , а заданное значение  $h_1$  зависит от пары  $(k, T_1)$ . Следовательно, в заданном диапазоне изменения параметров  $(k, T_1)$  можно найти их значения, соответствующие минимальному времени регулирования при заданном значении запаса устойчивости по амплитуде  $h_1$ .

После определения варианта построения системы с наибольшим быстродействием для выбранного значения  $h_1$  определяется радиус  $\gamma$  окружности (см. рис. 1) путем построения запретной области (13). Если полученное значение  $\gamma$  не устраивает разработчика, то величина  $h_1$  изменяется и процедура повторяется.

С целью увеличения быстродействия при наличии доминирующей постоянной времени в инерционной части объекта далее рассматривается базовая номинальная передаточная функция объекта вида (7). В качестве базового рассмотрим ПИД-закон регулирования вида (9).

Запас устойчивости по амплитуде можно вычислить по формуле

$$h_2 = -20 \lg k \frac{\sqrt{(1 - T_1 T_2 \omega_2^2)^2 + (T_1 + T_2)^2 \omega_2^2}}{\sqrt{(T_0 + T_E)^2 \omega_2^4 + \omega_2^2 (1 - T_0 T_E \omega_2^2)^2}}, \quad (18)$$

где  $k = k_{p2}/\tau_0$ , частота  $\omega_2$  определяется из соотношения

$$\omega_2 = \frac{\varphi(\omega_1) - a_1(\omega_1, T_1, T_2)\omega_1 - a_2(\omega_1)\omega_1}{\tau_0 - a_1(\omega_1, T_1, T_2) - a_2(\omega_1)}, \quad \omega_1 = \frac{\pi}{2\tau_0}, \quad (19)$$

здесь

$$a_1(\omega_1, T_1, T_2) = \frac{(T_1 + T_2)(1 + T_1 T_2 \omega_1^2)}{1 + (T_1^2 + T_2^2 + T_1^2 T_2^2 \omega_1^2)\omega_1^2}, \quad a_2(\omega_1) = -\frac{(T_0 + T_E)(1 + T_0 T_E \omega_1^2)}{1 + (T_0^2 + T_E^2 + T_0^2 T_E^2 \omega_1^2)\omega_1^2};$$

$$\varphi(\omega_1) = \operatorname{arctg} \left( \frac{(T_1 + T_2)\omega_1}{1 - T_1 T_2 \omega_1^2} \right) + \operatorname{arctg} \left( \frac{1 - T_0 T_E \omega_1^2}{\omega_1 (T_0 + T_E)} \right) + \pi.$$

Для пары  $(k_{p2}, T_1)$  определяется значение  $T_2$ , чтобы выполнялось условие (18). Далее для тройки  $(k_{p2}, T_1, T_2)$  строится переходная характеристика, по которой определяются быстродействие и перерегулирование. При этом грубость и быстродействие зависят от выбранной пары  $(T_1, T_2)$ , а величина перерегулирования в основном зависит от  $k_{p2}$ ; далее вычисляется мера грубости  $\gamma$ .

*Пример.* Рассмотрим номинальную передаточную функцию объекта с доминирующей постоянной времени, а также ее аппроксимацию в виде модели с редуцированной инерционной частью, которая используется для синтеза регулятора:

$$W_o^0(p) = \frac{k_o^0 \exp(-10p)}{(40p+1)(4p+1)^3} \approx \frac{k_o^0 \exp(-14)}{(40p+1)(8p+1)}, \quad (20)$$

где  $k_o^0 = 1$ .

В данном случае целесообразно использовать базовую передаточную функцию (7) с  $T_0 = 40$  с, чтобы исключить компенсацию этой постоянной времени совместно с компенсацией второй постоянной времени  $T_2 = 8$  с в аппроксимированной модели.

Передаточная функция базового ПИД-закона имеет вид (9), а передаточная функция реального регулятора (10) при наличии компенсации определяется как

$$W_{p2}(p) = \frac{k_{p2}}{\tau_0 k_o^0} \frac{T_1 p + 1}{p} \frac{T_2 p + 1}{T_E p + 1} \frac{8p + 1}{T_E p + 1}. \quad (21)$$

При 5 %-ной точности вычисления времени регулирования минимальное значение достигается при 5 %-ном перерегулировании. Причем первая положительная полуволна переходного процесса должна иметь примерно одинаковую амплитуду с отрицательной полуволной. С учетом этих предположений передаточная функция регулятора (21) будет иметь вид

$$W_{p2}(p) = \frac{0,75}{14k_o^0} \frac{35p+1}{p} \frac{7,3p+1}{0,1p+1} \frac{8p+1}{0,1p+1}. \quad (22)$$

Переходная характеристика системы с исходной передаточной функцией (20) и регулятором с передаточной функцией (22) для  $h = 9$  дБ показана на рис. 2, здесь ось ординат соответствует реакции на единичное ступенчатое воздействие ( $y(T_2)$ ). При этом максимальное значение амплитуды управления по модулю не превышает 0,3.

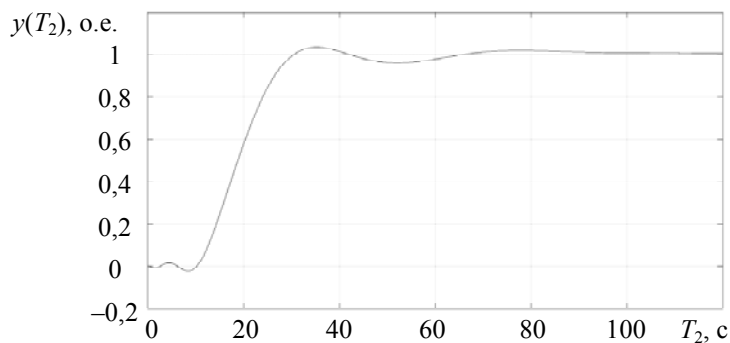


Рис. 2

Для определения грубости системы с учетом ограничения (11) осуществлено построение запретной области (13): см. рис. 3, пунктирная линия; при этом  $\gamma = 0,639$ .

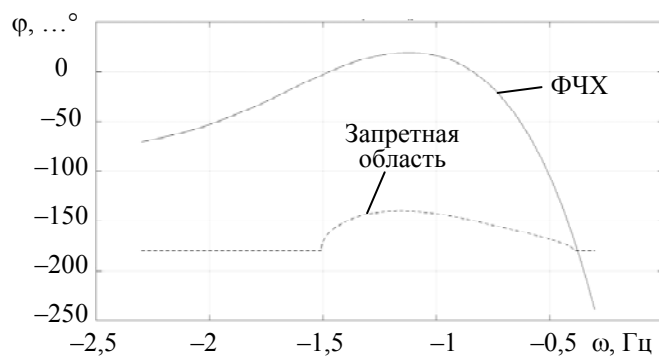


Рис. 3

Итак, рассмотрена задача построения робастных систем для объекта с запаздыванием по управлению с использованием традиционных регуляторов. Основу предложенной методики синтеза составляют робастный критерий устойчивости Найквиста и метод динамической компенсации. Показано, что в качестве критерия синтеза системы может быть использован запас устойчивости системы по амплитуде, а для оценки грубости системы — радиус окружности с центром в точке  $(-1, j_0)$ , которая не охватывается АФХ разомкнутой номинальной системы.

Для заданного значения запаса устойчивости по амплитуде определяются параметры регулятора. Так как эта задача неоднозначна, то из всех возможных значений векторов параметров выбирается тот, который обеспечивает максимальное быстродействие в рамках заданной структуры системы при выполнении ограничений по грубости. Разработанная методика позволяет обеспечить компромисс между грубостью системы и ее быстродействием.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. O'Dwyer A. A summary of PI and PID controller tuning rules for processes with time delay. Part 1: PI tuning rules // Proc. of PID '00: IFAC Workshop on Digital Control, Terrassa, Spain. 2000. P. 175—180.
2. O'Dwyer A. Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules, London: Imperial College Press, 2009.
3. PID Control for Multivariable Processes. Berlin — Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. 264 p.
4. Александров А. Г., Паленов М. В. Состояние и перспективы развития адаптивных ПИД-регуляторов // Автоматика и телемеханика. 2014. № 2. С. 16—30.
5. Паршева Е. А., Цыкунов А. М. Адаптивное управление объектом с запаздывающим управлением со скалярными входом-выходом // Автоматика и телемеханика. 2001. № 1. С. 142—149.
6. Output control algorithm for unstable plant with input delay and cancellation of unknown biased harmonic disturbance / A. A. Pyrkin, A. Smyshlyaev, N. Bekiaris-Liberis, M. Krstic // Time Delay Systems. 2010. Vol. 9. P. 39—44.
7. Григорьев В. В., Бойков В. И., Быстров С. В., Рябов А. И., Мансурова О. К. Исследование процессов позитивных систем на основе качественной экспоненциальной устойчивости // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 43, № 4. С. 15—20.
8. Гайдук А. Р., Плаксиенко Е. А. Управление нелинейными объектами с компенсацией неопределенных возмущений // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 1. С. 2—8.
9. Власов С. М., Борисов О. И., Громов В. С., Пыркин А. А., Бобцов А. А. Алгоритмы адаптивного и робастного управления по выходу роботизированным макетом надводного судна // Мехатроника, автоматизация, управление. 2016. Т. 17, №1. С. 18—25.
10. Фуртат И. Б., Тупичин Е. А. Управление нелинейными объектами с запаздыванием на базе модифицированного алгоритма бэкстеппинга // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 9. С. 707—712.
11. Денисенко В. В. Разновидности ПИД-регуляторов // Автоматизация в промышленности. 2007. № 6. С. 45—50.
12. Яковис Л. М. От единого информационного пространства к единому пространству управления производством // Автоматизация в промышленности. 2013. № 1. С. 20—26.
13. Фокин А. Л., Харазов В. Г. Управление линейным объектом с запаздыванием // Автоматизация и современные технологии. 2002. № 5. С. 13—17.
14. Фокин А. Л. Синтез робастных систем управления технологическими процессами с типовыми регуляторами // Изв. СПбГТИ(ТУ). 2014. № 27. С. 101—106.
15. Ремизова О. В., Сыровяшин В. В., Фокин А. Л. Синтез робастных систем управления с типовыми регуляторами // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 12. С. 966—972.
16. Яковис Л. М. Простые способы расчета типовых регуляторов для сложных объектов промышленной автоматизации // Автоматизация в промышленности. 2007. № 6. С. 51—56.
17. Поляк Б. Т., Цыпкин Я. З. Робастный критерий Найквиста // Автоматика и телемеханика. 1992. Вып. 7. С. 25—31.

18. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. 768 с.

#### Сведения об авторах

- Иван Владимирович Гоголь** — аспирант; СПбГТИ, кафедра автоматизации процессов химической промышленности; E-mail: new.ivan.gogol@gmail.com
- Ольга Александровна Ремизова** — канд. техн. наук, доцент; СПбГТИ, кафедра автоматизации процессов химической промышленности; E-mail: remizova-oa@yandex.ru
- Владислав Викторович Сыроквашин** — канд. техн. наук, доцент; СПбГТИ, кафедра автоматизации процессов химической промышленности
- Александр Леонидович Фокин** — д-р техн. наук, профессор; СПбГТИ, кафедра автоматизации процессов химической промышленности; E-mail: fokin\_sa@mail.ru

Поступила в редакцию  
17.10.18 г.

**Ссылка для цитирования:** Гоголь И. В., Ремизова О. А., Сыроквашин В. В., Фокин А. Л. Синтез робастных регуляторов для объекта с запаздыванием с использованием традиционных законов регулирования // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 3. С. 199—207.

### SYNTHESIS OF ROBUST CONTROLLERS FOR AN OBJECT WITH DELAY USING TRADITIONAL CONTROL LAWS

I. V. Gogol, O. A. Remizova, V. V. Syrokvashin, A. L. Fokin

St. Petersburg State Institute of Technology (Technical University), 190013, St. Petersburg, Russia  
E-mail: remizova-oa@yandex.ru

A method is proposed for synthesis of robust controllers based on PI and PID control laws for linear object with delay in the presence of parametric uncertainty of the inertial part and the uncertainty of setting the delay value. The method is based on robust Nyquist stability criterion and dynamic compensation technique. It is argued that the use of the proposed approach allows for a compromise between the rudeness of the control system and its performance.

**Keywords:** disturbance compensation, robust control, delay in control, transfer function, nominal system, system accuracy, steady-state mode, servo system, predictor

#### REFERENCES

- O'Dwyer A. *Preprints of Proceedings of PID'00: IFAC Workshop on Digital Control*, Terrassa, Spain, 2000, April, pp. 175–180.
- O'Dwyer A. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*, 3rd ed., London, Imperial College Press, 2009.
- PID Control for Multivariable Processes*, Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag, 2008, 264 p.
- Alexandrov A.G., Palenov M.V. *Automation and Remote Control*, 2014, no. 2(75), pp. 188–199.
- Parsheva E.A., Tsykunov A.M. *Automation and Remote Control*, 2001, no. 1(62), pp. 124–131.
- Pyrkin A.A., Smyshlyaev A., Bekiaris-Liberis N., Krstic M. *Time Delay Systems*, Prague, Czech Republic, IFAC, 2010, vol. 9, pp. 39–44.
- Grigor'yev V.V., Boykov V.I., Bystrov S.V., Ryabov A.I., Mansurova O.K. *Journal of Instrument Engineering*, 2013, no. 4(43), pp. 15–20. (in Russ.)
- Gayduk A.R., Plaksiyenko E.A. *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2013, no. 1, pp. 2–8. (in Russ.)
- Vlasov S.M., Borisov O.I., Gromov V.S., Pyrkin A.A., Bobtsov A.A. *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2016, no. 1(17), pp. 18–25. (in Russ.)
- Furtat I.B., Tupichin E.A. *Journal of Instrument Engineering*, 2015, no. 9(58), pp. 707–712. (in Russ.)
- Denisenko V.V. *Automation in Industry*, 2007, no. 6, pp. 45–50. (in Russ.)
- Yakovis L.M. *Automation in Industry*, 2013, no. 1, pp. 20–26. (in Russ.)
- Fokin A.L., Kharazov V.G. *Avtomatizatsiya i sovremennyye tekhnologii*, 2002, no. 5, pp. 13–17. (in Russ.)
- Fokin A.L. *Izvestiya Sankt-Peterburgskogo Gosudarstvennogo Tekhnologicheskogo Instituta (Tekhnicheskogo Universiteta)*, 2014, no. 27, pp. 101–106. (in Russ.)
- Remizova O.V., Syrokvashin V.V., Fokin A.L. *Journal of Instrument Engineering*, 2015, no. 12(58), pp. 12–18. (in Russ.)
- Yakovis L.M. *Automation in Industry*, 2007, no. 6, pp. 51–56. (in Russ.)
- Polyak B.T., Tsytkin Ya.Z. *Automation and Remote Control*, 1992, no. 7(53), pp. 972–977.
- Besekerskiy V.A., Popov E.P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya (The Theory of Automatic Control Systems)*, Moscow, 1972, 768 p. (in Russ.)



**Data on authors**

- |                                 |   |  |
|---------------------------------|---|--|
| <b>Ivan V. Gogol</b>            | — | Post-Graduate Student; St. Petersburg State Institute of Technology, Department of Chemical Engineering Control;<br>E-mail: new.ivan.gogol@gmail.com |
| <b>Olga A. Remizova</b>         | — | PhD, Associate Professor; St. Petersburg State Institute of Technology, Department of Chemical Engineering Control;<br>E-mail: remizova-oa@yandex.ru |
| <b>Vladislav V. Syrokvashin</b> | — | PhD, Associate Professor; St. Petersburg State Institute of Technology, Department of Chemical Engineering Control;                                  |
| <b>Aleksander L. Fokin</b>      | — | Dr. Sci., Professor; St. Petersburg State Institute of Technology, Department of Chemical Engineering Control;<br>E-mail: fokin_sa@mail.ru           |

**For citation:** Gogol I. V., Remizova O. A., Syrokvashin V. V., Fokin A. L. Synthesis of robust controllers for an object with delay using traditional control laws. *Journal of Instrument Engineering*. 2019. Vol. 62, N 3. P. 199—207 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-3-199-207