
Конструкция ПИД-регулятора на основе прямого синтеза для неустойчивых процессов

А.А. Любишев, И.М. Сафаров, Е.Л. Филиппов

Казанский государственный энергетический университет, Казань

Аннотация: В данной статье рассматривается схема пропорционально-интегрально-производного регулятора для неустойчивой системы с задержкой в параллельной структуре управления. Структура параллельного управления имеет два отдельных контроллера для отслеживания задач и подавления возмущений нагрузки. Рассмотренный контроллер разработан на основе подхода прямого синтеза путем выбора отдельной эталонной модели с обратной связью. Предлагаемый метод проектирования применим как для низшего, так и для высокоуровневого неустойчивого процесса без редукции модели в процессе более высокого порядка. Эффективность предложенного метода демонстрируется посредством моделирования примера и сравнения с методами, опубликованными в литературе.

Ключевые слова: схема пропорционально-интегрально-производного регулятора, прямой синтез, эталонная модель, метод проектирования.

Управление неустойчивыми процессами с помощью пропорционально-интегрально-производного регулятора (далее ПИД) или пропорционально-интегрального (далее ПИ) регулятора является сложной задачей и требует особого внимания. ПИД-контроллер это составная единица, объединяющая в себе функции, как датчика, так и контроллера. На основе этих двух компонентов строится любая сложная система автоматических систем регулирования [1]. Предполагается, что в ближайшие годы технологии с управляемыми контроллерами придут в сферы грузоперевозок, бурения скважин, экскавации в угледобывающей промышленности [2].

В последнее десятилетие ряд авторов пытаются получить улучшенные выходные характеристики для различных типов неустойчивых процессов с помощью ПИД-регулятора. Сводка правил настройки ПИ / ПИД-регулятора приведена в O'Dwyer Handbook of PI and PID controller tuning rules (2009) [3], в котором правила настройки для неустойчивых процессов меньше по сравнению со стабильными процессами. Конструкция ПИД-регулятора в конфигурации отрицательной обратной связи для неустойчивых процессов

предложена несколькими авторами для нестабильных процессов с временной задержкой первого и второго порядка, но она вызывает большое перерегулирование и большее время установления для выходного отклика.

В 2008 году была предложена конструкция ПИД-регулятора последовательно с фильтром опережения-запаздывания для нестабильного процесса первого порядка с задержкой, которая основана на принципе внутреннего управления моделью [4], тогда как Бегум К.Г. в 2016 предложили аналитические правила настройки, основанные на желаемом уровне устойчивости для отложенного нестабильного процесса первого порядка [5]. ПИД-регулятор, соединенный последовательно с регулятором опережения / запаздывания второго порядка, разработал Вуппу в 2015 для системы с задержкой по времени, но он дает надежную работу только для простых интегрирующих процессов с задержкой [6]. В 2011 году доказана возможность применения метода незатухающих колебаний для определения настроек ПИД-контроллера [7].

В этой статье предлагается обобщенная конструкция регулятора для нестабильных процессов с базовой параллельной структурой управления.

В параллельной структуре управления есть два контроллера для отслеживания задач и подавления возмущения нагрузки, которые отделены друг от друга.

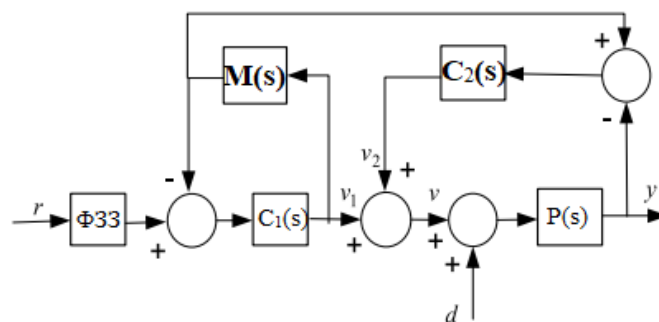


Рис. 1 Базовая структура параллельного управления

Два контроллера разработаны с помощью метода прямого синтеза с выбором желаемой эталонной модели. Контроллер слежения за задачами разрабатывается путем выбора желаемой реакции, а контроллер подавления возмущений нагрузки разрабатывается путем выбора желаемой реакции возмущения нагрузки. Структура параллельного управления показана на рис. 1, где $P(s)$ - это контролируемый процесс, а $M(s)$ - номинальная модель процесса. Два контроллера - это $C_1(s)$ и $C_2(s)$ с управляющим сигналом v_1 и v_2 для задач и отклика на возмущение нагрузки соответственно. ФЗЗ - это фильтр заданного значения для уменьшения перерегулирования отклика заданного значения.

Передаточная функция замкнутого контура от величины опорного сигнала «R» к выходному «Y» задается следующим образом (при возмущении $d=0$):

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = T_{r,y} = \frac{P(s)}{M(s)} \left[\frac{C_1(s)M(s)}{1+C_1(s)M(s)} \right] \left(\frac{1+C_2(s)M(s)}{1+C_2(s)P(s)} \right) \quad (1)$$

Для идеального моделирования процесса $P(s)=M(s)$ уравнение (1) упрощается как:

$$T_{r,y}(s) = \left[\frac{C_1(s)M(s)}{1+C_1(s)M(s)} \right] \quad (2)$$

Номинальная модель процесса может быть представлена, как:

$$M(s) = \frac{Ke^{-ts}}{\left(\frac{1}{h_1}s-1\right)\left(\frac{1}{h_2}s-1\right)\dots\left(\frac{1}{h_n}s-1\right)} \quad (3)$$

где h_1, h_2, \dots, h_n - положение полюсов на s -плоскости (положительное для нестабильных полюсов и отрицательное для стабильных полюсов), K - коэффициент усиления, а t - временная задержка модели процесса.

Обобщенная эталонная модель с обратной связью для отклика задач нестабильного процесса выбрана, как:

$$Q_{r,y}(s) = \frac{(\sum_{m=1}^p a_m s^m + 1)e^{-ts}}{(\lambda_1 s + 1)^{p+1}} \quad (4)$$

где p - номер реальных нестабильных или сложных полюсов. Член $\sum_{m=1}^p a_m s^m + 1$ в числителе уравнения (4) необходим для игнорирования компенсации нестабильных полюсов между процессом и контроллером в передаточной функции с обратной связью, что объясняет наличие e^{-ts} (запаздывание транспортировки процесса, которое не может быть устранено контроллером). Порядок знаменателя на единицу выше, чем числителя, чтобы выходной ответ был замкнутой реакцией первого порядка, λ_1 -параметр настройки контроллера отслеживания задач, который определяет скорость отклика.

В прямом синтезе передаточная функция с обратной связью приравнивается к желаемой эталонной модели, то есть:

$$T_{r,y}(s) \cong Q_{r,y}(s) \quad (5)$$

Используя уравнение 2 и 5, значение $C_1(s)$ можно записать, как:

$$C_1(s) = \frac{Q_{r,y}(s)}{M(s)[1 - Q_{r,y}(s)]} \quad (6)$$

Используя уравнение 3, 4, 6, получим следующее выражение регулятора:

$$C_1(s) = \frac{\sum_{m=1}^p a_m s^m + 1 \left(\frac{1}{h_1} s - 1\right) \left(\frac{1}{h_2} s - 1\right) \dots}{K [(\lambda_1 s + 1)^{p+1} - \sum_{m=1}^p a_m s^m + 1] e^{-ts}} \quad (7)$$

Для гарантии внутренней стабильности, значения λ_1 при разных значениях a_m выбраны таким образом, что выражение $C_1(s)$ игнорирует нулевой полюс в сложных и реальных нестабильных полюсах процесса.

В свою очередь неустойчивые нули в контроллере $C_1(s)$ будут иметь вид:

$$(\lambda_1 s + 1)^{p+1} - \left(\sum_{m=1}^p a_m s^m + 1 \right) e^{-ts} \Big|_{s=h_1, h_2, \dots, h_p} = 0 \quad (8)$$

Таким образом, неустойчивые нули в контроллере $C_1(s)$ будут учитываться с условием уравнения (8) для выбранного значения λ_1 .

Порядок контроллера $C_1(s)$ может быть высоким или может иметь сложную структуру, которая может быть физически не реализуема. Для практической реализации контроллера $C_1(s)$ аппроксимируется в параллельную форму ПИД-регулятора $C(s)$ путем согласования частотной характеристики при двух низкочастотных точках. Подробное объяснение можно найти в [8].

Параллельная форма ПИД-регулятора для отслеживания установки может быть записана, как:

$$C_1^{\text{ПИД}}(s) = K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s} + K_{D1}s \quad (10)$$

В двух точках низкой частоты (ω_0 и ω_1), $C_1 s$ дает два реальных компонента $C_{1R}(\omega_0)$ и $C_{1R}(\omega_1)$ и две мнимые составляющие $C_{1I}(\omega_0)$ и $C_{1I}(\omega_1)$. Когда части $C_1(s)$ аппроксимируются действительной частью $C_1^{\text{ПИД}}(j\omega_0)$ и $C_1^{\text{ПИД}}(j\omega_1)$, получим значение пропорционального усиления K_{P1} . Таким образом, берется среднее значение пропорционального усиления, которое задается следующим образом:

$$K_{P1} = \frac{C_{1R}(\omega_0) + C_{1R}(\omega_1)}{2} \quad (11)$$

K_{I1} и K_{D1} можно найти, аппроксимируя мнимую часть $C_1(s)$ с мнимой частью $C_1^{\text{ПИД}}(s)$, записав в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{\omega_0} & \omega_0 \\ -\frac{1}{\omega_1} & \omega_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{I1} \\ K_{D1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1I}(\omega_0) \\ C_{1I}(\omega_1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

Таким образом, с использованием уравнений (11) и (12), могут быть получены параметры ПИД-регулятора для отслеживания заданного значения.

Поскольку эталонная модель с обратной связью для контроллера слежения за заданными значениями содержит нули, это может вызвать перерегулирование в ответе задач. Чтобы уменьшить перерегулирование в ответе на заданное значение, можно использовать фильтр заданного значения.

$$\Phi_{ЗЗ} = \frac{(\lambda_1 s + 1)^{p+1}}{(\sum_{m=1}^p a_m s^m + 1)} \quad (13)$$

Чтобы проанализировать влияние возмущения нагрузки, передаточная функция с обратной связью от возмущающего входа «d» к выходу «y» рассматривается путем удаления опорного входа ($\Gamma = 0$), как:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = T_{d,y}(s) = \frac{P(s)}{1 + C_2(s)P(s)} \quad (14)$$

Для идеального моделирования процесса, при $P(s) = M(s)$ уравнение (14) можно записать:

$$T_{d,y}(s) = \frac{M(s)}{1 + C_2(s)M(s)} \quad (15)$$

Желаемую передаточную функцию отклика на возмущение нагрузки можно принять в обобщенном виде, как:

$$Q_{d,y}(s) = \frac{s e^{-ts}}{K_{I2}(\lambda_2 s + 1)^q} \quad (16)$$

В уравнении (16) для устранения эффекта ступенчатых возмущений берется ноль в начале координат. Интегральное усиление K_{I2} в знаменателе связано с тем, что при использовании ПИД-регулятора передаточная функция с обратной связью содержит постоянный член $1 / K_I$, что также объясняется в [9].

С помощью уравнений (15) и (16) получим:

$$T_{d,y}(s) = Q_{d,y}(s) \quad (17)$$

$$\frac{M(s)}{1+C_2(s)M(s)} = \frac{se^{-ts}}{K_{I2}(\lambda_1 s+1)^q} \quad (18)$$

Предполагая, что $Q_{d,y}(s) = \frac{se^{-ts}}{(\lambda_1 s+1)^q}$, можно представить $C_2(s)$ в

следующем виде:

$$C_2(s) = \frac{K_{I2}}{Q_{DY}(s)} - \frac{1}{M(s)} \quad (19)$$

Контроллер $C_2(s)$ может быть приближен к ПИД-контроллеру $C_2^{\text{ПИД}}(s)$ в двух низкочастотных точках в частотной области. Тогда, $C_2^{\text{ПИД}}(s)$ будет иметь вид:

$$C_2^{\text{ПИД}}(s) = K_{p2} + \frac{K_{I2}}{s} + K_{D2}s \quad (20)$$

Для согласования частотной характеристики, уравнения (19) и (20) можно приравнять, приняв $s=j\omega_0$ и $s=j\omega_1$

$$K_{p2} + \frac{K_{I2}}{j\omega_0} + K_{D2}j\omega_0 = \frac{K_{I2}}{Q_{DY}(j\omega_0)} - \frac{1}{M(j\omega_0)} \quad (21)$$

$$K_{p2} + \frac{K_{I2}}{j\omega_1} + K_{D2}j\omega_1 = \frac{K_{I2}}{Q_{DY}(j\omega_1)} - \frac{1}{M(j\omega_1)} \quad (22)$$

Таким образом, $X_1 = \frac{1}{Q_{DY}(j\omega_0)}$, $Y_1 = \frac{1}{M(j\omega_0)}$ и $X_2 = \frac{1}{Q_{DY}(j\omega_1)}$, $Y_2 = \frac{1}{M(j\omega_1)}$

Параметры регулятора могут быть получены из формул (21) и (22) путем разделения действительной и мнимой частей, что дает четыре одновременных линейных уравнения с тремя неизвестными. Для нахождения трех параметров нужны только три уравнения, которые записываются в матричной форме, как:

$$\begin{bmatrix} 1 & -Re[X_1] & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\omega_0} - Im[X_1] & \omega_0 \\ 1 & -Re[X_2] & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{p2} \\ K_{I2} \\ K_{D2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Re[Y_1] \\ -Im[Y_1] \\ -Re[Y_2] \end{bmatrix} \quad (23)$$

Таким образом, параметры регулятора подавления помех могут быть найдены из уравнения (23).

Из исследований моделирования было обнаружено, что описанная выше простая параллельная форма ПИД-регулятора не может быть эффективно применена для процесса, имеющего сложные полюса в правой половине s -плоскости, что редко встречается в обрабатывающих отраслях промышленности. Также для большой системы с задержкой по времени предложенная конструкция контроллера может не дать хорошего отклика на выходе. Сложная структура на основе предсказателя может использоваться для больших систем с временной задержкой.

Пример при нестабильном первом порядке.

Данный процесс взят из [10], принятый, как:

$$P_1(s) = \frac{e^{-0,5s}}{s-1} \quad (24)$$

Параметры настройки для двух контроллеров выбираются на отрицательном наклоне графика между параметром настройки и функцией максимальной чувствительности (M_s) после пикового значения. Максимальная чувствительность определяет уровень устойчивости контроллера, и для нестабильной системы это значение обычно варьируется от 2 до 5. Но для системы с доминирующей задержкой это значение может быть выше. Для предлагаемого метода два контроллера разработаны с использованием формул (11) и (12) и уравнением (23) соответственно и сведены в табл. 1

Результаты моделирования сравниваются с [10] и [11] для описанного выше процесса и показаны на рис. 2, 3, 4 и 5 для номинальной модели процесса, которая показывает, что предлагаемый метод дает лучшее подавление возмущений нагрузки, чем другой метод.

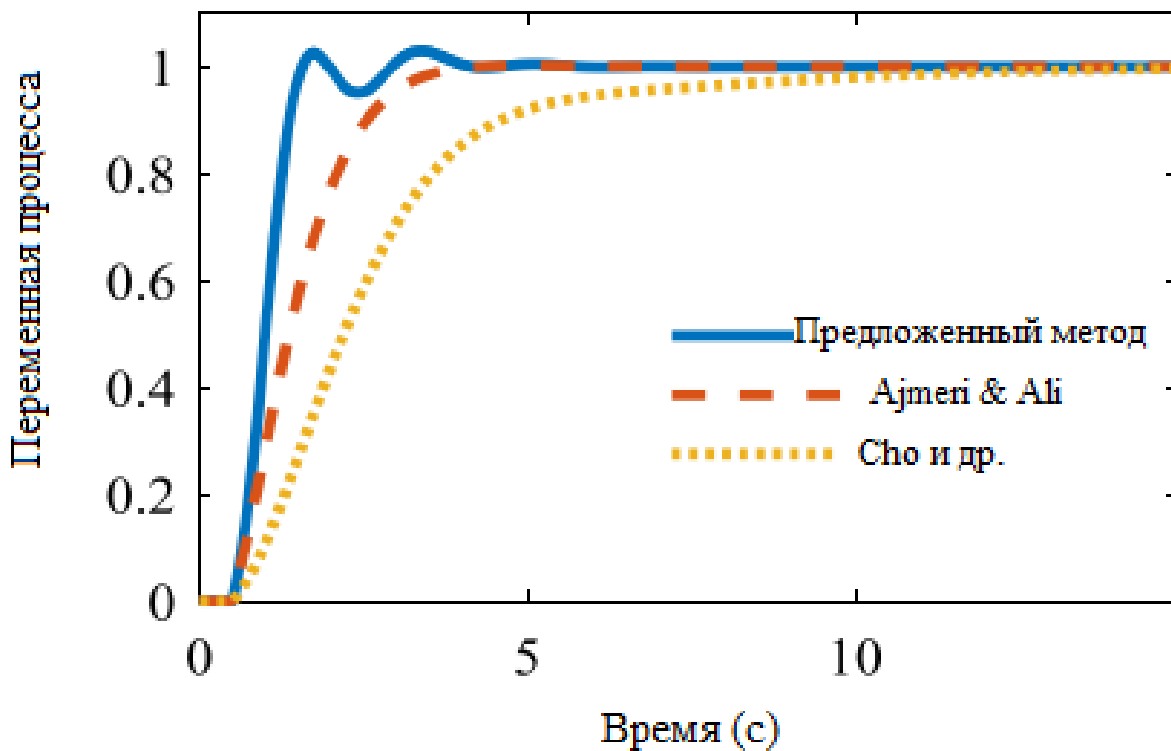


Рис.2 Время отклика P(s)

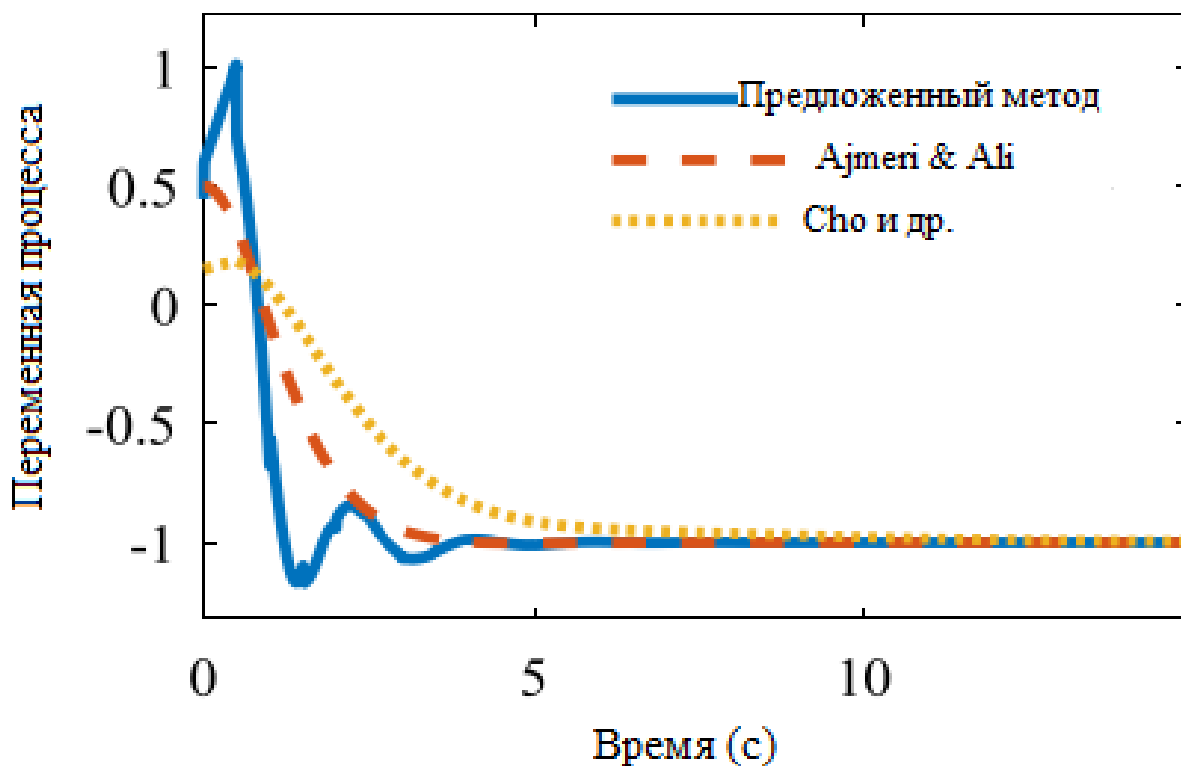


Рис.3 Управляемость отклика заданного значения для P(s)

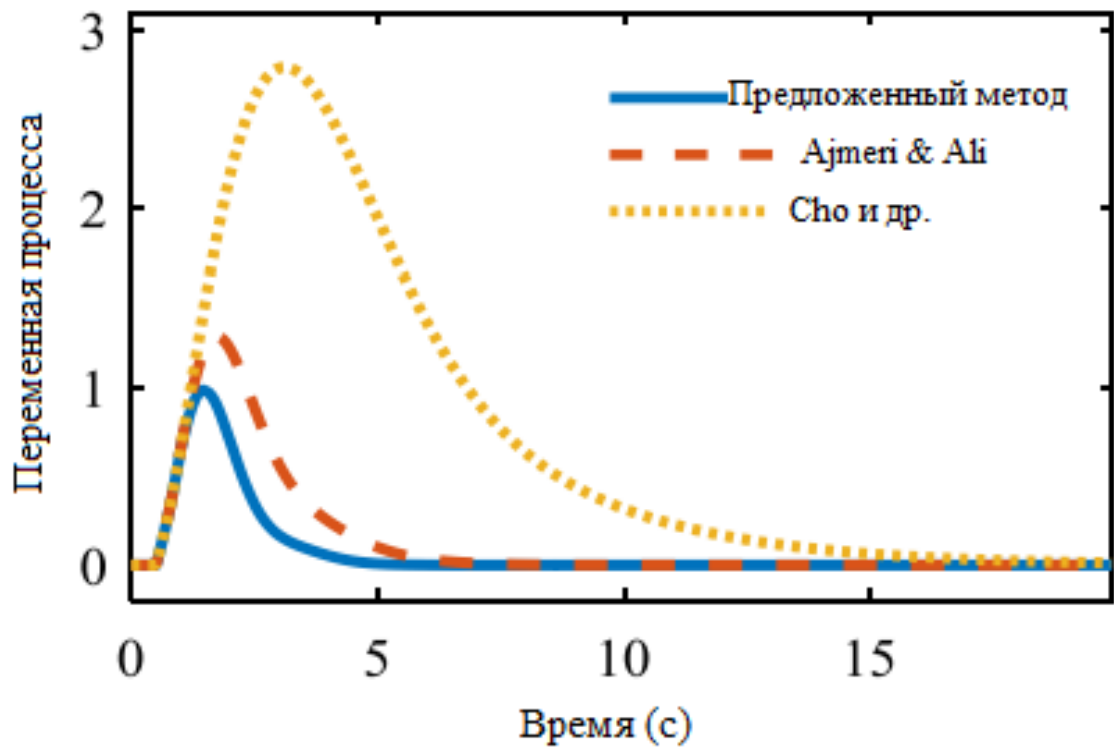


Рис.4 Реакция на возмущение нагрузки $P(s)$

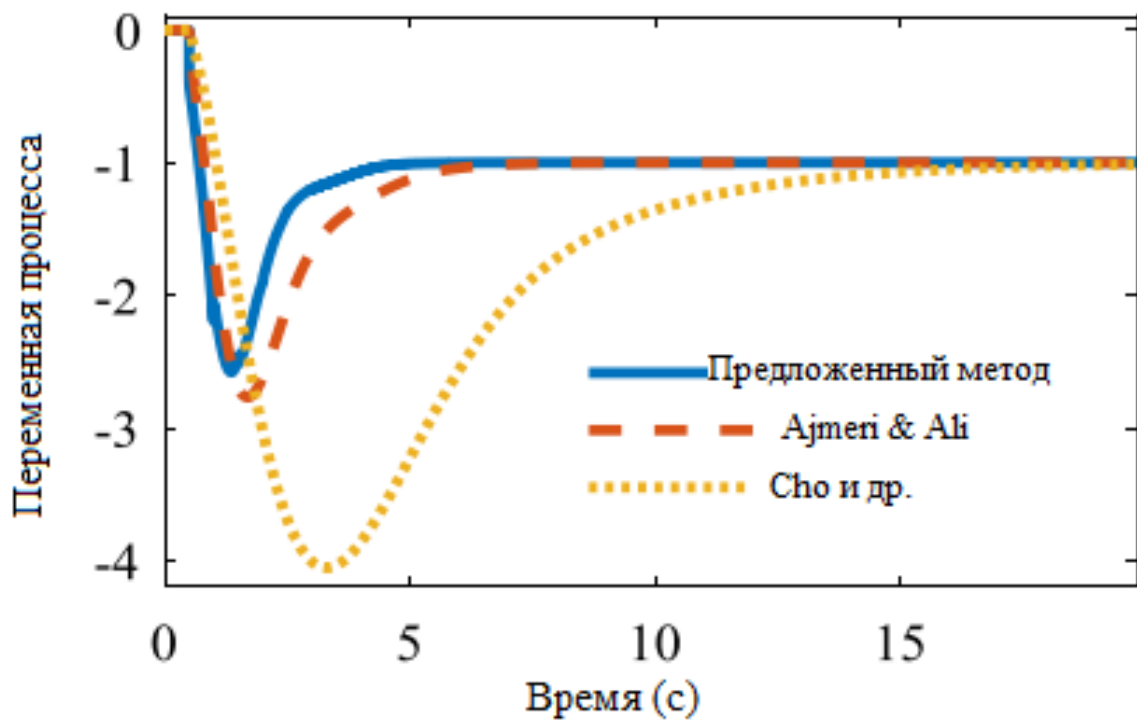


Рис.5. Управляемость реакции на возмущение нагрузки для $P(s)$

Таблица №1

Метод	K_p	K_I	K_D	λ	Интегральная абсолютная погрешность управляемости		Интегральная абсолютная погрешность возмущения нагрузки	
					Номинал	Возмуц.	Номин ал.	Возмуц.
Предложенный	2.42	0.83	0.5 1	0.5	1.06	1.50	1.53	1.79
	2.2	0.65	0.4 1	0.44 5				
Ajmeri & Ali	0.5	2.0	-	0.5	1.51	1.75	2.79	2.79
	1.79	0.36	-	0.65				
Cho и др	1.34	0.069	-	2.2	2.69	3.95	14.5	14.1

Литература

1. Софиева Ю.Н., Абрамов К.В. Применение пакета моделирующих программ ChemCAD в учебно- тренировочных комплексах для изучения систем автоматизации ректификационных установок // Инженерный вестник Дона, 2011, №1. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2012/619
2. Рябых И.А., Абдрахманов А.М. Подготовка кадров для роботизации энергетики. Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Двадцать шестая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов (12–13 марта 2020 г., Москва): Тез. докл. — М.: ООО «Центр полиграфических услуг „Радуга “», 2020. С. 1009.

3. O'Dwyer, A. Handbook of PI and PID controller tuning rules (3rd ed.). London: Imperial College Press, 2009. URL:cyxtp.ucoz.ru/pdf/Aidan_O_Dwyer_Handbook_of_PI_and_PID_Controller_Tuning_Rules.pdf
 4. Shamsuzzoha, M., & Lee, M. Analytical design of enhanced PID filter controller for integrating and first order unstable processes with time delay. Chemical Engineering Science, 2008, pp. 2717–2731.
 5. Begum, K. G., Rao, A. S., & Radhakrishnan, T. K. Maximum sensitivity based analytical tuning rules for PID controllers for unstable dead time processes. Chemical Engineering Research and Design, 2016, pp.593–606.
 6. Vuppu, G. K. R. P., Venkata, S. M., & Kodati, S. Robust design of PID controller using IMC technique for integrating process based on maximum sensitivity. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2015, pp.466–475.
 7. Абрамов К.В. Методика определения коэффициентов ПИД-контроллера при моделировании автоматизированных систем управления ректификационной колонной с применением пакета ChemCAD// Инженерный вестник Дона, 2011, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2011/444
 8. Anwar, M. N., & Pan, S. A frequency response model matching method for PID controller design for processes with dead time. ISA Transactions, 2015, pp.175–187.
 9. Chen, D., & Seborg, D. E. PI/PID controller design based on direct synthesis and disturbance rejection. Industrial and Engineering Chemistry Research, 2002, pp. 4807–4822.
 10. Ajmeri, M., & Ali, A. Two degree of freedom control scheme for unstable processes with small time delay. ISA Transactions, 2015, pp.308–326.
-

11. Cho, W., Lee, J., & Edgar, T. F. Simple analytic proportional-integral-derivative (PID) controller tuning rules for unstable processes. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 2014, pp. 5048–5064.

References

1. Sofieva Yu.N., Abramov K.V. *Inzhenernyj vestnik Dona*, 2011, № 1. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2012/619
 2. Ryabykh I.A., Abdrakhmanov A.M. Podgotovka kadrov dlya robotizacii e`nergetiki. *Radioe`lektronika, E`lektrotexnika I E`nergetika: Dvadczat` shestaya Mezhdunar. nauch.-texn. konf. studentov i aspirantov* [Personnel training for robotization of power engineering. *Radioelectronics, Electrical Engineering and Energy: 26th Int. scientific and technical conf. undergraduate and graduate students*] (12–13 marta 2020 g., Moskva): Tez. dokl. — M.: OOO «Centr poligraficheskikh uslug „Raduga “», 2020. p. 1009.
 3. O'Dwyer, A. *Handbook of PI and PID controller tuning rules* (3rd ed.). London: Imperial College Press, 2009. URL: cyxtp.ucoz.ru/pdf/Aidan_O_Dwyer_Handbook_of_PI_and_PID_Controller_Tuning_Rules.pdf
 4. Shamsuzzoha, M., & Lee, M. Analytical design of enhanced PID filter controller for integrating and first order unstable processes with time delay. *Chemical Engineering Science*, 2008, pp. 2717-2731.
 5. Begum, K. G., Rao, A. S., & Radhakrishnan, T. K. Maximum sensitivity based analytical tuning rules for PID controllers for unstable dead time processes. *Chemical Engineering Research and Design*, 2016, pp. 593-606.
 6. Vuppu, G. K. R. P., Venkata, S. M., & Kodati, S. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 2015, pp. 466–475.
 7. Abramov K.V. *Inzhenernyj vestnik Dona*, 2011, № 2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2011/444
-



8. Anwar, M. N., & Pan, S. A frequency response model matching method for PID controller design for processes with dead-time. *ISA Transactions*, 2015, pp. 175-187.
9. Chen, D., & Seborg, D. E. PI / PID controller design based on direct synthesis and disturbance rejection. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 2002, pp. 4807-4822.
10. Ajmeri, M., & Ali, A. Two degree of freedom control scheme for unstable processes with small time delay. *ISA Transactions*, 2015, pp. 308–326.
11. Cho, W., Lee, J., & Edgar, T. F. Simple analytic proportionalintegral-derivative (PID) controller tuning rules for unstable processes. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 2014, pp. 5048-5064.