

В.Н. Сизых¹, М.В. Баканов¹

¹ *Иркутский государственный университет путей сообщения, г. Иркутск, Российская Федерация*

МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОБИЛЬНЫМ РОБОТОМ ПРИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ ОТКЛОНЕНИИ КОЛЕСНОЙ ПАРЫ

Аннотация. В статье представлена математическая модель трехколесного мобильного робота в операторном виде, на основе которой осуществляется синтез его адаптивной системы управления по методике построения модальных ПИД-регуляторов.

Ключевые слова: модальное управление, ПИД-регулятор, операторная модель трехколесного автономного робота, колесная пара.

V.N. Sizykh¹, M.V. Bakanov¹

¹ *Irkutsk State Transport University, Irkutsk, Russia*

MODAL CONTROL OF THE MOBILE ROBOT AT THE DIFFERENTIAL DEVIATION OF WHEEL

Abstract. In article the mathematical model of the three-wheeled mobile robot on basis Laplacian performance is presented. Synthesis of the adaptive control system by a technique of creation of modal PID-controllers is considered.

Keywords: modal control, PID-controller, high pass filter, model on basis Laplacian performance, wheel couple.

Введение

ПИД-регуляторы являются самыми широко используемыми промышленными контроллерами, так как могут обеспечить высокую эффективность управления, несмотря на различные динамические характеристики объекта. В мире около 90...95% находящихся в эксплуатации регуляторов [1-15] используют ПИД алгоритм. Количество журнальных публикаций по теории ПИД-регуляторов не только не снижается, но и постоянно увеличивается [5]. Причиной этого является тот факт, что проблема синтеза даже обычных промышленных регуляторов до сих пор не решена на уровне современных требований.

Современные методики настройки параметров ПИД-регуляторов на базе микроконтроллеров и АЦП осуществляются по методам Циглера-Николса и Чейна-Хронеса-Резвика [8, 9], но имеют ряд существенных недостатков [2-4]. Проблемы усложняются тем, что зачастую динамика объекта неизвестна, сам объект многосвязен (имеются перекрестные связи между контурами управления), измерения сильно зашумлены (необходима фильтрация сигналов). Поэтому желательно иметь какую-либо регулярную процедуру синтеза системы автоматического управления, которая бы позволяла при известной структуре алгоритма регулирования получать конкретные законы изменения параметров ПИД-регулятора на основе результатов экспериментального исследования временных характеристик свободного движения объекта.

Предлагается модальный способ определения параметров ПИД-регулятора на основе принципа динамической компенсации [2]: требуется по экспериментальным характеристикам свободного движения объекта определить параметры ПИД-регулятора таким образом, чтобы характеристики замкнутой регулятором системы соответствовали желаемым свойствам апериодического звена с минимальным временем регулирования. В качестве объекта управления в статье принят трехколесный мобильный робот.

Представлена наиболее полная динамическая модель робота в операторной форме, на основе которой реализован модальный способ управления объектом второго порядка и построена его Simulink – модель при дифференциальном отклонении колесной пары.

1. Математическое описание мобильного робота

Аналогично случаю синхронного отклонения колес робота [1] приведем матричные уравнения к нормальной форме Коши через замену переменных $x = x_1, \dot{x} = x_2$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -Dx_1 - Cx_2 + bu. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь $x_1 = (\tau_L, \tau_R)$, $x_2 = (\dot{x}_L, \dot{x}_R)$, τ_R, τ_L – электромагнитные моменты, развиваемые электродвигателями, x – обобщенная линейная координата положения платформы,

$$C = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 \\ 0 & a_{11} \end{bmatrix} = \text{diag}\{a_{11}, a_{11}\} - \text{диагональная матрица}, \quad D = \begin{bmatrix} a_{12} \frac{1}{\rho m} + \frac{l^2}{4\rho J_C} & a_{12} \frac{1}{\rho m} - \frac{l^2}{4\rho J_C} \\ a_{12} \frac{1}{\rho m} - \frac{l^2}{4\rho J_C} & a_{12} \frac{1}{\rho m} + \frac{l^2}{4\rho J_C} \end{bmatrix}$$

– симметричная матрица ($D^{-1} = D^T$),

$$a_{11} = \frac{R}{L}, \quad a_{12} = \frac{K_M K_W i_p}{\rho L}, \quad b_{11} = \frac{K_M}{L}, \quad m - \text{масса}; \quad \rho - \text{радиус двух ведущих колес}; \quad J_C - \text{мо-}$$

мент инерции платформы относительно центра масс, K_M, K_W – приведенные конструктивные постоянные ЭД по электромагнитному моменту и угловой скорости его вращения, L – индуктивность цепи якоря; I – ток, протекающий в обмотке якоря; R – активное сопротивление обмотки якоря;

В блочной форме последние формулы принимают вид

$$\dot{Y} = AY + Bu, \quad (2)$$

где $Y = (x_1, x_2)$ – обобщенный вектор состояния размера 4×1 ; $u = (\dot{U}_L, \dot{U}_R)$ – вектор управления размерности 2×1 ;

$$A = \begin{bmatrix} O_{(2 \times 2)} & I_{(2 \times 2)} \\ -D_{(2 \times 2)} & -C_{(2 \times 2)} \end{bmatrix} - \text{блочная матрица при векторе состояния размера } 4 \times 4;$$

$$B = \begin{bmatrix} O_{(2 \times 2)} \\ b_{(2 \times 2)} \end{bmatrix} - \text{блочная матрица при векторе управления размера } 4 \times 2.$$

Через преобразование Лапласа система дифференциальных уравнений преобразуется в систему алгебраических уравнений вида

$$A^{**}(p)Y(p) = Bu(p),$$

$$\text{где } A^{**}(p) = (Ip - A) = \begin{bmatrix} I_{(2 \times 2)}p & -I_{(2 \times 2)} \\ D_{(2 \times 2)} & I_{(2 \times 2)}p + C \end{bmatrix}; \quad I_{(2 \times 2)} - \text{единичная матрица.}$$

Так как $\Delta(p) = \det A^{**}(p) \neq 0$, то система является невырожденной и имеет единственное решение, определяемое через наибольший общий делитель нуля (НОД) [5]

$$Y_{ij}(p) = \frac{\Delta_{ij}(p) \text{НОД}_j(p)}{\Delta(p)} u_j(p), \quad i = \overline{1, n}; \quad j = \overline{1, m}.$$

В нашем случае $n = 4, m = 2$. Поэтому робот как объект управления является многомерным и многосвязным (многоконтурным).

Здесь частный определитель равен $\Delta_{ij}(p) = \det A_{ij}^{**}(p)$, а матрица $A_{ij}^{**}(p)$ определяется через замену в матрице $A^{**}(p)$ i -го столбца на j -ый столбец свободных членов. Общее решение при m управляющих воздействиях получается, как суперпозиция частных решений

$$x_i(p) = \sum_{j=1}^m x_{ij}(p) = \sum_{j=1}^m \frac{\Delta_{ij}(p) \text{НОД}_j(p)}{\Delta(p)} u_j = \sum_{j=1}^m W_{ij}(p) u_j,$$

где $\text{НОД}_j(p)$ – наибольший общий делитель по j -ому входу управления.

Таким образом, в общем случае имеют место обобщенные управления и матричные передаточные функции (передаточные матрицы) числителя и знаменателя.

Передаточные функции от управляющих воздействий к моментам правого и левого колеса определяются по формулам:

$$W_{\frac{\dot{u}_R}{\dot{u}_R}}(p) = \frac{\Delta_{11} \text{НОД}_1(p)}{\Delta(p)},$$

где $\Delta_{11} = b_{11}$;

$$\text{НОД}_1(p) = \text{НОД}_L(p) = p^2 + a_{11}p + d_{11} - d_{12} = p^2 + a_{11}p + \frac{l^2}{2\rho J_C}.$$

$$W_{\frac{\dot{u}_L}{\dot{u}_L}}(p) = \frac{\Delta_{12} \text{НОД}_2(p)}{\Delta(p)},$$

где $\Delta_{12} = b_{11}$;

$$\text{НОД}_2(p) = \text{НОД}_R(p) = p^2 + a_{11}p + d_{11} + d_{12} = p^2 + a_{11}p + \frac{2a_{12}}{2\rho m};$$

$$\begin{aligned} \Delta(p) &= \text{НОД}_1(p) \text{НОД}_2(p) = (p^2 + a_{11}p + d_{11} - d_{12})(p^2 + a_{11}p + d_{11} + d_{12}) = \\ &= \left(p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{2K_w^2 i_p}{\rho^2 mL} \right) \left(p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{l^2}{2\rho J_C} \right). \end{aligned}$$

$$W_{11} = W_{\frac{\dot{u}_L}{\dot{u}_L}}(p) = \frac{b_{11}}{p^2 + a_{11}p + d_{11} - d_{12}} = \frac{b_{11}}{p^2 + a_{11}p + \frac{l^2}{2\rho J_C}};$$

$$W_{12}(p) = pW_{11}(p);$$

$$W_{22}(p) = W_{\frac{\dot{u}_R}{\dot{u}_R}}(p) = \frac{b_{11}}{p^2 + a_{11}p + d_{11} + d_{12}} = \frac{b_{11}}{p^2 + a_{11}p + \frac{2K_w^2 i_p}{\rho^2 mL}};$$

$$W_{21}(p) = pW_{22}(p).$$

2. Модальный способ управления для объекта второго порядка

На основе передаточных функций (ПФ) ПИД-регулятора с идеальным и реальным дифференцирующими звеньями по доминантным характеристикам свободного движения объекта достаточно просто определяются его параметры. Предлагается методика конструирования ПИД-регуляторов, которая применима к системам первого, второго и высших порядков на основе их аппроксимации системами первого или второго порядка с доминирующими полюсами.

$$G_{PID}(s) = \frac{K_D \left[s^2 + \frac{K_P}{K_D} s + \frac{K_I}{K_D} \right]}{s} = \frac{K_D [S^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2]}{s} \quad (3)$$

$$G_{PID} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{1 + \frac{T_D s}{N}} \right) \quad (4)$$

где $\omega_n^2 = \frac{K_I}{K_D}$, $2\xi\omega_n = \frac{K_P}{K_D}$, $\tau = \frac{T_D}{N}$ – постоянная времени инерционной составляющей компенсации высокочастотного шума, константа N определяет коэффициент усиления K_{HF} ПИД-регулятора в диапазоне высоких частот. Коэффициент усиления K_{HF} должен быть ограничен, поскольку сигнал измерения шума часто содержит высокочастотные компоненты. Как правило, делитель N выбирается в диапазоне от 2 до 20 [9].

ПФ регулятора (3) определяется через постоянные времени для дифференциальной и интегральной составляющих в следующей форме

$$G_{PID} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (5)$$

Здесь T_I – постоянная времени интегральной составляющей $T_I = \frac{K_P}{K_I}$, T_D – постоянная вре-

мени дифференциальной составляющей $T_D = \frac{K_D}{K_P}$. Поэтому имеем: $K_I = \frac{K_P}{T_I}$, $K_D = K_P T_D$.

Требуется по характеристикам свободного движения редуцированного объекта ω_n, ξ определить параметры ПИД-регулятора таким образом, чтобы нули его ПФ приближенно совпадали с полюсами ПФ редуцированного объекта, то есть, чтобы приближенно выполнялись равенства:

$$\omega_n^2 = \frac{K_I}{K_D}, \quad 2\xi\omega_n = \frac{K_P}{K_D}, \quad K_D = X_{\text{зад}}.$$

Общая стандартная форма описания систем второго порядка с доминирующим полюсом в виде ПФ колебательного звена с коэффициентом относительного затухания ξ и частотой свободных колебаний объекта ω_n определяется формулой

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \Leftrightarrow G_{PID}(s) = \frac{K_D [s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2]}{s},$$

что равносильно описанию ПФ ПИД-регулятора выражением (6). Если принять параметры демпфированных колебаний равными параметрам свободных колебаний: $\omega_n = \omega_n$ и $\zeta = \xi$, то

$G_{PID}(s)G(s) = \frac{KK_D\omega_n^2}{s}$, а ПФ замкнутой регулятором системы будет иметь вид аperiodического звена $F(s) = \frac{1}{T_S + 1}$ с постоянной времени $T = 1/(KK_D\omega_n^2)$.

Тогда параметры ПИД-регулятора K_P , K_I , K_D могут быть найдены по формуле (3) через коэффициент относительного затухания ξ и частоту свободных колебаний ω_n объекта:

$$\omega_n^2 = \frac{K_I}{K_D} \Rightarrow K_D = \frac{K_I}{\omega_n^2}, \quad (6)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{K_P}{K_D} \Rightarrow K_D = \frac{K_P}{2\xi\omega_n}. \quad (7)$$

Принимая в пропорциональной составляющей закона ПИД регулирования коэффициент усиления равным единице ($K_P = 1$), из выражений (6), (7) найдем коэффициенты усиления K_I , K_D интегральной и дифференциальной составляющих:

$$\frac{K_P}{2\xi\omega_n} = \frac{K_I}{\omega_n^2} \Rightarrow \frac{1}{2\xi\omega_n} = \frac{K_I}{\omega_n^2} \Rightarrow K_I = \frac{\omega_n^2}{2\xi\omega_n} \Rightarrow K_I = \frac{\omega_n}{2\xi},$$

$$K_D = \frac{K_P}{2\xi\omega_n} \Rightarrow K_D = \frac{1}{2\xi\omega_n} \quad (8)$$

Однако расчет по формулам (8) коэффициентов ПИД-регулятора приводит к начальному перерегулированию и к затянутости переходного процесса, поскольку для устойчивой системы частота недемпфированных (свободных) колебаний ω_n определяет число этих колебаний и оказывает прямое влияние на показатели качества переходных процессов. Поэтому для ускорения затухания процессов и уменьшения перерегулирования вводятся настроечные

коэффициенты сглаживания $\varepsilon = \frac{\xi}{\zeta}$ и демпфирования $\alpha = \frac{\omega_n}{\omega_n}$, с помощью которых корректируются параметры интегральной (коэффициент K_I) и реге дифференциальной (коэффициент K_D) составляющих ПИД-регулятора.

Таким образом, через свойства свободного движения объекта могут быть выделены все три составляющие параметров ПИД-регулятора:

$$K_P = 1, K_D = \alpha \frac{1}{2\xi\omega_n}, K_I = \varepsilon \frac{\omega_n}{2\xi}. \quad (9)$$

Исследования показывают, что введение коэффициента сглаживания ε в интегральную составляющую позволяет устранить колебательность переходного процесса в диапазоне его изменения от 0,1 до 2. Дальнейшее увеличение значения ε уменьшит время регулирования, но приведет к некоторому колебательному переходному процессу. С помощью настроечного коэффициента демпфирования α в дифференциальной составляющей K_D обеспечивается минимальное время регулирования процесса. Сводные формулы для расчетов и диапазоны ограничений параметров ПИД-регуляторов приведены в таблице 1.

Аналогичные формулы для расчета параметров ПИД-регуляторов через постоянные времени T_D и T_I получаются из уравнений (4), (5):

$$T_I = \frac{K_P}{K_I} = \frac{2\xi K_P}{\varepsilon \omega_n} = \frac{2\xi}{\varepsilon \omega_n}, \quad T_D = \frac{K_D}{K_P} = \frac{\alpha \frac{1}{2\xi\omega_n}}{K_P} = \frac{\alpha}{2\xi\omega_n} = K_D.$$

Таблица 1.

Формулы для расчетов коэффициентов ПИД-регуляторов

Объект		Параметры ПИД-регуляторов					
		K_P	K_I	K_D	T_D	T_I	N
ξ	ω_n	1	$\frac{\omega_n}{2\xi}$	$\frac{1}{2\xi\omega_n}$	$\frac{1}{2\xi\omega_n}$	$\frac{2\xi}{\omega_n}$	2 ÷ 20
Пределы ограничений		1	$\varepsilon \frac{\omega_n}{2\xi}$ $\varepsilon = 0.1 \div 2$	$\alpha \frac{1}{2\xi\omega_n}$ $\alpha = 0.58 \div 1.5$	$\frac{\alpha}{2\xi\omega_n}$	$\frac{2\xi}{\varepsilon\omega_n}$	

3. Simulink-модель трехколесного робота

На основе предлагаемого выше способа модального ПИД-регулирования была построена Simulink-модель трехколесного робота как многомерного многосвязного объекта (рис. 1)

($n = 4, m = 2$) для случаев стабилизации моментов с помощью идеального и реального (с реальным дифференцирующим звеном) ПИД-регуляторов. Устойчивость системы управления обеспечивалась за счет введения внешней отрицательной обратной связи по угловой скорости движения платформы робота, так как его исходная динамическая модель [1] содержит два последовательно включенных интегрирующих звена (структурный признак неустойчивости).

В качестве задающих воздействий использовались указанные в технических характеристиках номинальные значения угловой скорости движения платформы робота, пересчитанные в изменения напряжения питания электрической цепи колесной пары.

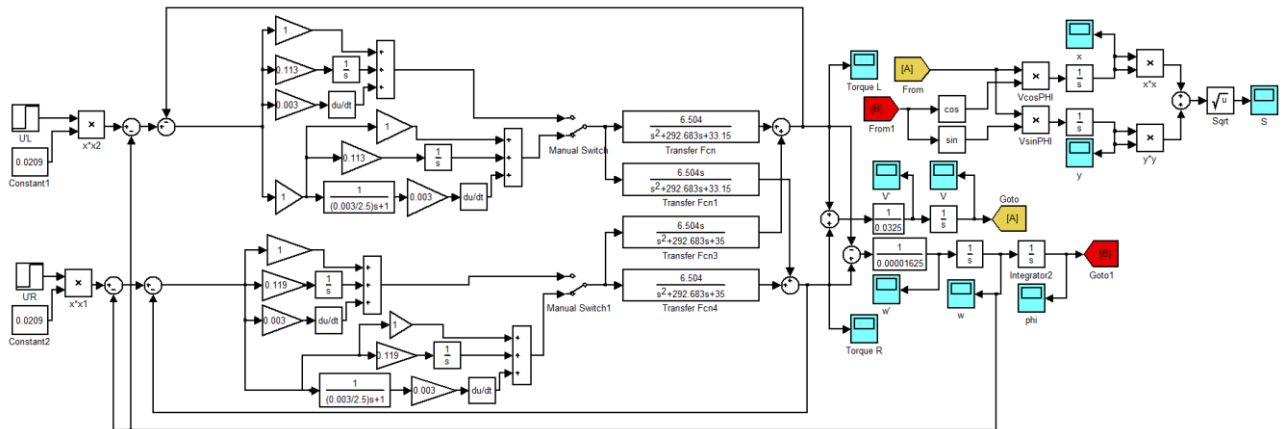


Рис. 1. Simulink-модель при дифференциальном отклонении колес робота

Результаты моделирования приведены на рис. 2-11 для двух случаев:

а). С использованием идеальных модальных ПИД-регуляторов:

коэффициенты ПИД1 для левого колеса: $K_P = 1, K_I = 0.113, K_D = 0.003$;

коэффициенты ПИД2 для правого колеса: $K_P = 1, K_I = 0.119, K_D = 0.003$.

б). С использованием реальных модальных ПИД-регуляторов:

коэффициенты ПИД3 для левого колеса: $K_P = 1, K_I = 0.113, K_D = 0.003, N = 2.5$;

коэффициенты ПИД4 для правого колеса: $K_P = 1, K_I = 0.119, K_D = 0.003, N = 2.5$.

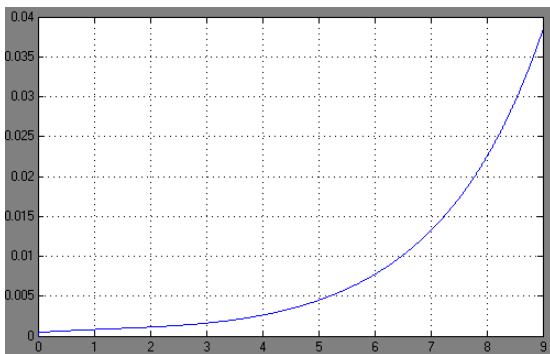


Рис. 2. Момент левого колеса (идеальный ПИД1)

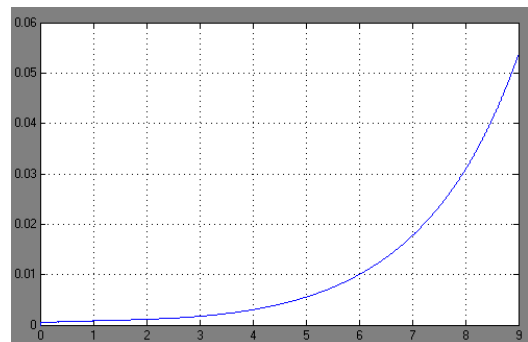


Рис. 3. Момент левого колеса (реальный ПИД3)

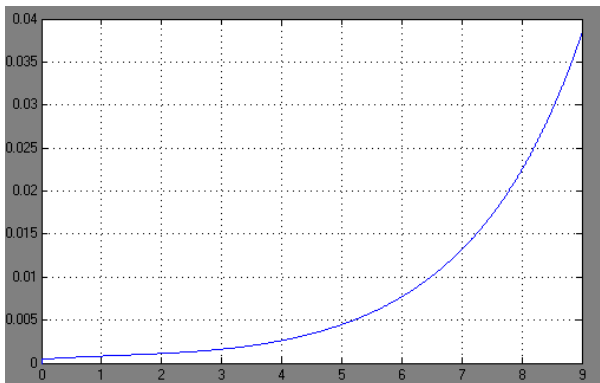


Рис. 4. Момент правого колеса (идеальный ПИД2)

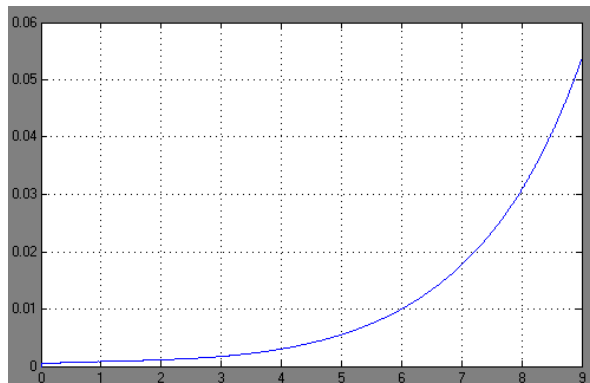


Рис. 5. Момент правого колеса (реальный ПИД4)

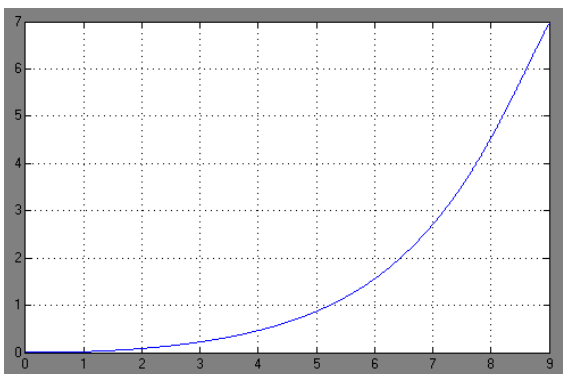


Рис. 6. Изменение координаты x (идеальные ПИД-регуляторы)

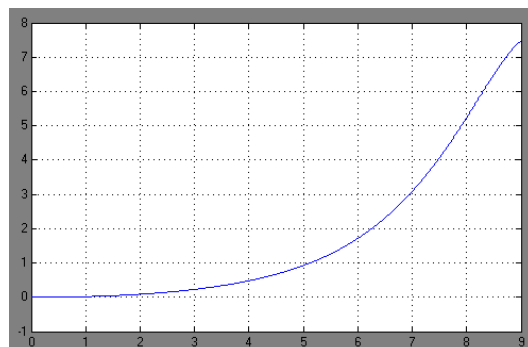


Рис. 7. Изменение координаты x (реальные ПИД-регуляторы)

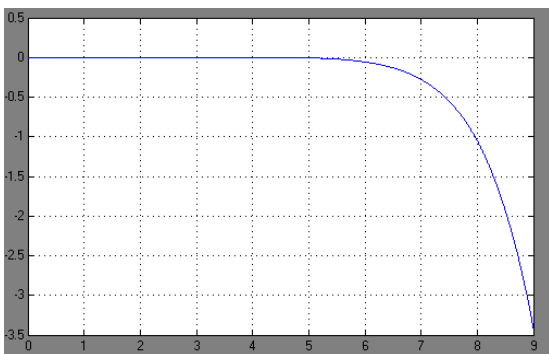


Рис. 8. Изменение координаты y (идеальные ПИД-регуляторы)

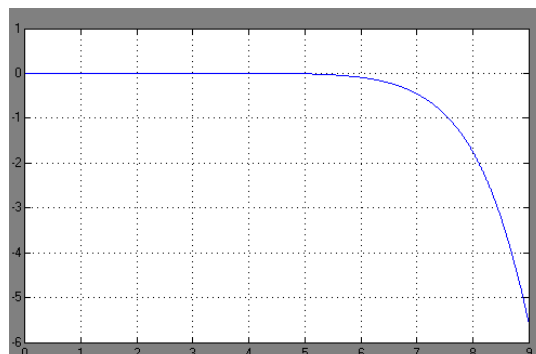


Рис. 9. Изменение координаты y (реальные ПИД-регуляторы)

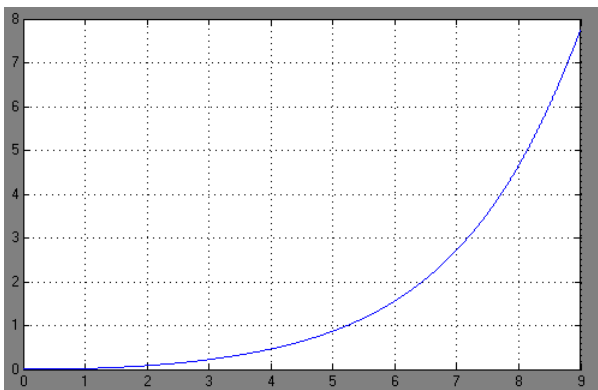


Рис. 10. Изменение положения робота в пространстве (идеальные ПИД-регуляторы)

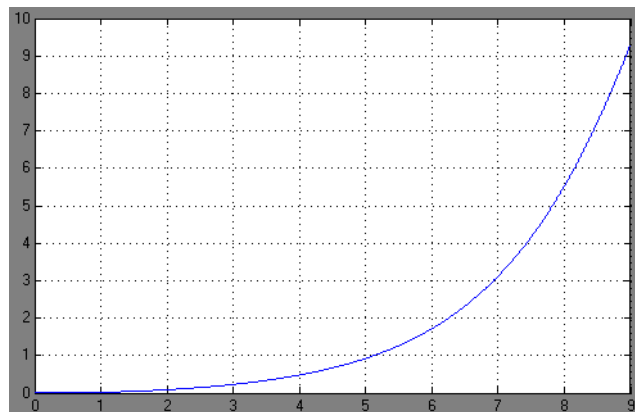


Рис. 11. Изменение положения робота в пространстве (реальные ПИД-регуляторы)

Анализ результатов моделирования показывает, что по экспериментальным характеристикам свободного движения робота можно определить параметры ПИД-регуляторов таким образом, чтобы характеристики замкнутой регуляторами адаптивной системы управления соответствовали желаемым свойствам апериодического звена с минимальным временем регулирования. При этом весьма предсказуемым остается тот факт, что прямые показатели качества (время регулирования) становятся для системы управления с ПИД-регуляторами, содержащими реальные дифференцирующие звенья, хуже из-за инерционности формирующего фильтра высоких частот.

Заключение

Таким образом, в статье разработана многомерная многосвязная динамическая модель трехколесного робота в операторной форме, на основе которой реализовано его модальное управление. Построена Simulink – модель робота при дифференциальном отклонении колесной пары.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сизых В.Н. Математическая модель для адаптивного управления трёхколёсным мобильным роботом/ В.Н. Сизых, М.В. Баканов // Транспортное, горное и строительное машиностроение: наука и производство. – Материалы международной научно-практической конференции. – Санкт-Петербург: СПбФ НИЦ МС, 2018. – № 1. – С. 9-18.
2. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.3: Синтез регуляторов систем автоматического управления /Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616 с.
3. Ang A.H., Chong G., Li Y. PID control system analysis, desing and technology /IEEE Trans. on Control Syst. Tech., 2005. Vol. 13, No. 4.– Pp. 559-576.
4. Astom K.J., Hagglunk T. Advanced PID control. // Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006. – 406 p.
5. Quevedo J., Escobet T. Digital control: past, present and future of PID control. // Proc. IFACWorkshop. – Terassa, Spain, Apr. 5-7, 2000.
6. Булгаков В.В. Сравнительный анализ формализованных методов синтеза регулятора следящей системы / В.В. Булгаков, В.С. Кулабухов// Приборы. 2013. № 1 (151).– С. 39-44.
7. Ким Д.П. Алгебраический метод синтеза линейных непрерывных систем управления. / Д.П. Ким// Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 1. – С. 9-15.
8. Ziegler J.G., Nichols N.B. Optimum setting for automatic controllers. // Trans. ASME. 1942. Vol. 64. – pp. 759-768.
9. Farhan A.S. New efficient model-based PID design method. // European Scientific Journal Edition. 2013. Vol. 9.No. 15. – Pp. 181-190.
10. Сизых В.Н., Ассоциативный автомат адаптивного управления технологическими процессами на основе нейронных сетей. / В.Н. Сизых, А.Ю. Мухопад// Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2014. № 1 (54). – С. 34-45.
11. Агеев А.М. Синтез оптимальных регуляторов системы управления самолетом через решение обратной задачи АКОР/ А.М. Агеев, В.Н. Сизых// Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2014. № 3 (56). – С. 7-22.
12. Leva A., Cox C., Ruano A. Hands-on PID autotuning: a guide to better utilization – IFAC Professional Brief, <http://www.ifac-control.org> – 84p.
13. Изерман Р. Цифровые системы управления/ Р. Изерман //М.: Мир, 1984. – 541с.
14. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления. Учебник/ под ред. Н.Д. Егупова, изд. 2-е. М.:изд-во МГТУ им. Баумана, 2002. – 744с.
15. Ротач В.Я. Теория автоматического управления/ В.Я. Ротач //М.: МЭИ, 2004. – 400с.

REFERENCES

1. Sizykh V.N., Bakanov M.V. Mathematical model for the adaptive control of wheeled mobile robot// Transport, mining and construction engineering: science and production. – Proceedings of international scientific-practical conference. – Saint-Petersburg: SPbB SRC MS, 2018. – № 1. – p. 9-18.
2. Methods of the classical and modern theory of automatic control. vol.3: Synthesis of regulators of systems of automatic control / Under the editorship of K.A. Pupkov and N.D. Egupov. – M.: MSTU publishing house of N.E. Bauman, 2004. – 616 pages.
3. Ang A.H., Chong G., Li Y. PID control system analysis, desing and technology /IEEE Trans. on Control Syst. Tech., 2005. Vol. 13, No. 4.– P. 559-576.
4. Astom K.J., Hagglunk T. Advanced PID control. // Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006. – 406 p.
5. Quevedo J., Escobet T. Digital control: past, present and future of PID control. // Proc. IFACWorkshop. – Terassa, Spain, Apr. 5-7, 2000.
6. Bulgakov V.V., Kulabukhov V.S. The comparative analysis of the formalized methods of synthesis of the regulator of the watching system. // Devices. 2013. № 1 (151).– С. 39-44.
7. Kim D.P. Algebraic method of synthesis of linear continuous control systems. // Mechatronics, automation, management. 2011. № 1. – С. 9-15.
8. Ziegler J.G., Nichols N.B. Optimum setting for automatic controllers. // Trans. ASME. 1942. Vol. 64. – pp. 759-768.
9. Farhan A.S. New efficient model-based PID design method. // European Scientific Journal Edition. 2013. Vol. 9.No. 15. – Pp. 181-190.
10. Sizykh V.N., Mukhopad A. Yu. The associative automatic machine of adaptive management of technological processes on the basis of neural networks.//Scientific bulletin of Novosibirsk State Technical University. 2014. No. 1 (54). – Page 34-45.
11. Ageev A.M., Sizykh V.N. Synthesis of optimum regulators of a control system of plane through the solution of the return problem of AKOR.//Scientific bulletin of the Novosibirsk state technical university. 2014. № 3 (56). – С. 7-22.
12. Leva A., Cox C., Ruano A. Hands-on PID autotuning: a guide to better utilization – IFAC Professional Brief, <http://www.ifac-control.org> – 84p.
13. Izerman R. Digital control systems. M.Zh Mir, 1984, 541 pages.
14. Methods of robastny, neuro and indistinct and adaptive management. The textbook / under the editorship of N.D. Egupov, prod. the 2nd. M.: MSTU publishing house of Bauman, 2002, 744 pages.
15. Rotach V.Ya. Theory of automatic control. M.: MEI, 2004, 400 pages.

Информация об авторах:

Сизых Виктор Николаевич – д.т.н., доцент, профессор кафедры «Автоматизация производственных процессов», Иркутский государственный университет путей сообщения, г. Иркутск e-mail: sizykh_vn@mail.ru

Баканов Максим Витальевич – магистрант, Иркутский государственный университет путей сообщения, г. Иркутск e-mail: bakanovmax@protonmail.ch

Authors:

Victor N. Sizykh – doctor of technical sciences, associate professor, professor of department «Automation of production processes», Irkutsk state transport university, Irkutsk, e-mail: sizykh_vn@mail.ru

Maxim V. Bakanov – graduate student, Irkutsk state transport university, Irkutsk, e-mail: bakanovmax@protonmail.ch

Для цитирования

Сизых В.Н., Баканов М.В. Модальное управление мобильным роботом при дифферен-

- 71 циальном отклонении колесной пары // «Информационные технологии и математическое моделирование в управлении сложными системами»: электрон. науч. журн. – 2019. – №1. – С. 62-71 – Режим доступа: <http://ismm-irgups.ru/toma/12-2019>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. рус., англ. (дата обращения: 25.03.2019)

For citation

Sizykh V.N., Bakanov M.V. Modal'noye upravleniye mobil'nym robotom pri differentsial'nom otklonenii kolesnoy pary [Modal control of the mobile robot at the differential deviation of wheel] // Informacionnye tehnologii i matematicheskoe modelirovanie v upravlenii slozhnymi sistemami: ehlektronnyj nauchnyj zhurnal [Information technology and mathematical modeling in the man-agement of complex systems: electronic scientific journal], 2019, No. 1, P. 62-71. [Accessed 25/03/19]