
УПРАВЛЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

УДК 681.51
DOI: 10.17586/0021-3454-2017-60-9-834-841

РОБОТОТЕХНИЧЕСКАЯ СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С БЫСТРОЙ АДАПТАЦИЕЙ К НЕИЗВЕСТНОЙ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ

О. И. БОРИСОВ, В. С. ГРОМОВ, А. А. ВЕДЯКОВ, С. В. ШАВЕТОВ

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: borisov@corp.ifmo.ru*

Рассматривается задача слежения за мультigarмоническим сигналом с неизвестными параметрами с использованием робототехнической системы. Основной особенностью разработанного алгоритма является быстрая оценка частот сигнала с помощью метода динамического расширения регрессора, который позволяет улучшить качество переходных процессов одновременного оценивания нескольких частот. Предложенный алгоритм компенсации позволяет решать задачу при наличии временных запаздываний. Представлены результаты экспериментальных исследований и сравнительного анализа робототехнической следящей системы на базе метода динамического расширения регрессора и на базе классического градиентного метода.

Ключевые слова: оценка частот, компенсация мультigarмонического сигнала, адаптация, слежение, робототехническая система

Введение. Аппроксимация с помощью гармонических сигналов применяется во множестве приложений, включая системы динамического позиционирования для судов [1, 2], медицинские приборы [3], коммуникационные системы [4], в связи с чем были разработаны различные подходы.

Исследования, связанные с оцениванием частот, базируются на разных принципах [5—9]. Так, метод амплитудно-фазовой автоподстройки частоты предложен в работе [5]; устройства оценивания частот на базе адаптивных узкополосных заграждающих фильтров рассмотрены в работах [6—8]; влияние импульсного шума на оценку частот исследовано в работе [9]. Значительное достижение в этой области — разработка линейной регрессионной модели, которая позволяет осуществлять параметризацию с разделением известных и неизвестных элементов [10]. Помимо исследования вопросов устойчивости, всегда являющихся приоритетными, также уделяется внимание качеству процесса идентификации [11, 12].

Цель исследования, описываемого в настоящей статье, — повышение качества оценивания частот с помощью метода динамического расширения регрессора (ДРР), представленного в работах [13, 14], и демонстрация его практической значимости в задаче слежения за мультigarмоническим сигналом с помощью робототехнической системы при временных запаздываниях по входу, которые могут быть вызваны вычислительными и коммуникационными ограничениями. Статья представляет собой продолжение исследований, описанных в работе [15]. В ходе настоящего исследования достигнуты показатели качества, превосходящие полученные в [15].

Постановка задачи. Рассмотрим линейную стационарную систему вида

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t-h); \tag{1}$$

$$y(t) = Cx(t); \tag{2}$$

$$e(t) = g(t) - y(t), \tag{3}$$

где $x \in \mathbb{R}^n$ — вектор состояния; $u \in \mathbb{R}$ — входной сигнал; h — известное постоянное запаздывание; $y \in \mathbb{R}$ — выходной сигнал; $g \in \mathbb{R}$ — задающий сигнал; $e \in \mathbb{R}$ — ошибка слежения; $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ — матрицы и векторы модели в пространстве состояний; для входного сигнала выражение $u(t-h) = 0$ справедливо при $t < h$.

Задающий сигнал $g(t)$ представлен как сумма l синусоид с неизвестными амплитудами μ_i^g , v_i^g и частотами ω_i , $i = \{1, 2, \dots, l\}$, с общим смещением на σ^g :

$$g(t) = \sigma^g + \sum_{i=1}^l \mu_i^g \sin(\omega_i t) + v_i^g \cos(\omega_i t).$$

Задача исследования заключается в разработке такого закона управления $u(t)$, который будет обеспечивать асимптотическую сходимость ошибки слежения $e(t)$ к нулю:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0,$$

при следующих допущениях.

Допущение 1. Все параметры системы (1), (2) известны.

Допущение 2. Матрицы (A, B, C) полностью управляемы и наблюдаемы, а матрица A гурвицева.

Допущение 3. Нижняя граница частот ω_0 предполагается известной для задающего сигнала $g(t)$:

$$\omega_i \geq \omega_0, \quad i = \{1, 2, \dots, l\}.$$

Допущение 4. Частоты ω_i , $i = \{1, 2, \dots, l\}$, различны.

Синтез управления. На первом шаге необходимо определить сигнал, на базе которого будут строиться алгоритмы оценивания и компенсации. Воспользуемся наблюдателем вида

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t-h); \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t); \\ \hat{g}(t) &= \hat{y}(t) + e(t), \end{aligned} \tag{4}$$

где $\hat{x} \in \mathbb{R}^n$ — вектор состояния наблюдателя, $\hat{y} \in \mathbb{R}$ — выходной сигнал наблюдателя, $\hat{g} \in \mathbb{R}$ — оценка задающего сигнала.

Поскольку матрица A предполагается гурвицевой, ошибка наблюдения за состоянием $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ стремится к нулю. Тогда, принимая это во внимание, а также с учетом (3) выражение (4) для оценки задающего сигнала $\hat{g}(t)$ можно преобразовать к следующему виду:

$$\begin{aligned} \hat{g}(t) &= \hat{y}(t) + g(t) - y(t) = g(t) - \tilde{y}(t) = g(t) - C\tilde{x}(t) = \\ &= g(t) - \varepsilon(t) = \sigma^g + \sum_{i=1}^l \mu_i^g \sin(\omega_i t) + v_i^g \cos(\omega_i t) - \varepsilon(t), \end{aligned}$$

где $\varepsilon(t)$ — экспоненциально затухающая функция.

В результате получена оценка $\hat{g}(t)$, которая в дальнейшем будет использована в качестве носителя информации о задающем сигнале, за которым необходимо осуществлять слежение.

Далее перейдем к построению устройства оценивания частоты на базе известного

градиентного метода, улучшенного с помощью метода динамического расширения регрессора [13, 14].

Рассмотрим фильтр для сигнала $\hat{g}(t)$:

$$\xi(t) = \frac{\lambda^{2l+1}}{(p+\lambda)^{2l+1}} \hat{g}(t), \quad (5)$$

где $(p+\lambda)^{2l+1}$ — гурвицев полином.

Далее построим линейную регрессионную модель:

$$\xi^{(2l+1)}(t) = \mathbf{v}^T(t) \mathfrak{g} + \varepsilon(t), \quad (6)$$

где $\mathbf{v}^T(t) = [\xi^{(2l-1)}(t) \quad \dots \quad \xi^{(3)}(t) \quad \xi^{(1)}(t)]$ — регрессор, составленный из производных выхода фильтра; $\mathfrak{g}^T = [\bar{\theta}_1 \quad \dots \quad \bar{\theta}_{l-1} \quad \bar{\theta}_l]$ — вектор с оцениваемыми элементами, удовлетворяющими системе

$$\left. \begin{aligned} \bar{\theta}_1 &= \theta_1 + \theta_2 + \dots + \theta_l; \\ \bar{\theta}_2 &= -\theta_1\theta_2 - \theta_1\theta_3 - \dots - \theta_{l-1}\theta_l; \\ &\vdots \\ \bar{\theta}_l &= (-1)^{l+1}\theta_1\theta_2 \dots \theta_l, \end{aligned} \right\}$$

где $\theta_i = -\omega_i^2$.

Устройство оценивания частоты на основе градиентного метода, используемого в исследовании [15], описывается выражением

$$\dot{\hat{\mathfrak{g}}}(t) = K_g \mathbf{v}(t) (\xi(t) - \mathbf{v}^T \hat{\mathfrak{g}}(t)), \quad (7)$$

где $K_g \in \mathbb{R}^{l \times l}$, $K_g > 0$.

Метод обеспечивает экспоненциальную сходимость ошибки оценивания $\tilde{\mathfrak{g}}(t) = \hat{\mathfrak{g}}(t) - \mathfrak{g}$ к нулю.

Следуя процедуре ДРР (см. [13, 14]), рассмотрим линейную регрессионную модель (6) и выберем $l-1$ линейных \mathcal{L}_∞ -устойчивых операторов запаздывания:

$$[H_i(\cdot)](t) := (\cdot)(t - d_i),$$

где $i = \{1, 2, \dots, l-1\}$, $d_i > 0$ — различные запаздывания.

Определим $l-1$ отфильтрованных сигналов:

$$\mathbf{v}_{f_i}(t) = \mathbf{v}(t - d_i), \quad \xi_{f_i}(t) = \xi(t - d_i). \quad (8)$$

Комбинируя регрессор $\mathbf{v}^T(t)$ и выход фильтра $\xi(t)$ с сигналами (8), получаем

$$\Upsilon(t) := \begin{bmatrix} \mathbf{v}^T(t) \\ \mathbf{v}_{f_1}^T(t) \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{f_{l-1}}^T(t) \end{bmatrix}, \quad \Xi(t) := \begin{bmatrix} \xi(t) \\ \xi_{f_1}(t) \\ \vdots \\ \xi_{f_{l-1}}(t) \end{bmatrix},$$

где $\Upsilon(t) \in \mathbb{R}^{l \times l}$, $\Xi(t) \in \mathbb{R}^{l \times 1}$.

Определим

$$\psi(t) := \det\{\Upsilon(t)\}, \quad \Xi_i(t) := \text{adj}\{\Upsilon(t)\}\Xi(t), \quad i = \{1, 2, \dots, l\}.$$

Таким образом, получим систему l уравнений вида

$$\Xi_i(t) = \psi \vartheta_i.$$

Заменим выражение (7), описывающее устройство оценивания частоты, основанное на градиентном методе, на

$$\dot{\hat{\vartheta}}_i(t) = \gamma_i \psi(t) (\Xi_i(t) - \psi(t) \hat{\vartheta}_i(t)), \quad \gamma_i > 0.$$

Поскольку фильтр (5) линейный, его реакция на синусоидальный сигнал также носит гармонический характер с той же частотой. Таким образом, выход фильтра может быть выражен как

$$\xi(t) = \xi_0(t) + \sum_{i=1}^l \xi_i(t) + \varepsilon_\xi(t), \quad (9)$$

где $\xi_0(t)$ — смещение, $\sum_{i=1}^l \xi_i(t)$ — сумма l гармоник с частотами ω_i , $\varepsilon_\xi(t)$ — экспоненциально затухающая функция.

Сигналами, необходимыми для разработки регулятора, являются $\hat{\omega}_i(t)$, $\hat{\xi}_0(t)$, $\hat{\xi}_i(t)$ и $\dot{\hat{\xi}}_i(t)$. Пренебрегая экспоненциально затухающей функцией ε_ξ и дифференцируя выражение (9) $2l$ раз, получаем реализуемый наблюдатель сигналов $\hat{\xi}_i(t)$ и $\dot{\hat{\xi}}_i(t)$:

$$\begin{bmatrix} \hat{\xi}_1(t) \\ \hat{\xi}_2(t) \\ \vdots \\ \hat{\xi}_l(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 & \dots & \hat{\theta}_l \\ \hat{\theta}_1^2 & \dots & \hat{\theta}_l^2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\theta}_1^l & \dots & \hat{\theta}_l^l \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \xi^{(2)}(t) \\ \xi^{(4)}(t) \\ \vdots \\ \xi^{(2l)}(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \dot{\hat{\xi}}_1(t) \\ \dot{\hat{\xi}}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{\hat{\xi}}_l(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \hat{\theta}_1 & \dots & \hat{\theta}_l \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\theta}_1^{l-1} & \dots & \hat{\theta}_l^{l-1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \xi^{(1)}(t) \\ \xi^{(3)}(t) \\ \vdots \\ \xi^{(2l-1)}(t) \end{bmatrix}.$$

Смещение $\hat{\xi}_0(t)$ может быть рассчитано как

$$\hat{\xi}_0(t) = \xi(t) - \sum_{i=1}^l \hat{\xi}_i(t).$$

Наконец, запишем закон управления в виде

$$u(t) = -\frac{1}{L_0} \hat{\xi}_0(t) - \sum_{i=1}^l \frac{1}{\hat{L}_i(t)} \left(k_{pi}(t) \hat{\xi}_i(t) + k_{di}(t) \dot{\hat{\xi}}_i(t) \right),$$

где пропорциональный и дифференциальный коэффициенты определяются как

$$k_{pi}(t) = \cos(h\hat{\omega}_i(t) - \hat{\phi}_i(t)), \quad k_{di}(t) = \frac{\sin(h\hat{\omega}_i(t) - \hat{\phi}_i(t))}{\eta_i(t)};$$

$\eta_i(t)$ — оценки частот, ограниченные снизу значением ω_0 :

$$\eta_i(t) = \begin{cases} \hat{\omega}_i(t), & \text{если } \hat{\omega}_i \geq \omega_0; \\ \omega_0, & \text{если } \hat{\omega}_i < \omega_0; \end{cases}$$

коэффициент передачи для постоянного сигнала L_0 , оценки коэффициентов передачи \hat{L}_i и фазовых сдвигов $\hat{\phi}_i$ заданы как

$$L_0 = \frac{b_0}{a_0}; \quad \hat{L}_i(t) = \left| \frac{b(j\hat{\omega}_i(t))\lambda^{2l+1}}{a(j\hat{\omega}_i(t))(j\hat{\omega}_i(t) + \lambda)^{2l+1}} \right|; \quad \hat{\phi}_i(t) = \arg \frac{b(j\hat{\omega}_i(t))\lambda^{2l+1}}{a(j\hat{\omega}_i(t))(j\hat{\omega}_i(t) + \lambda)^{2l+1}},$$

где $j = \sqrt{-1}$ и $\frac{b(j\hat{\omega}_i)}{a(j\hat{\omega}_i)} = C(j\hat{\omega}_i \mathbf{I} - A)^{-1} B$ — передаточная функция от $u(t)$ к $y(t)$ системы (1), (2).

Экспериментальные исследования. Рассмотрим многозвенную робототехническую систему КИКА youBot (Германия) с цифровой камерой, закрепленной на последнем звене (рис. 1). Цель экспериментов — слежение видеокамерой за объектом, отображаемым на LCD-панели перед роботом и осуществляющим движение по мультигармоническим законам, заданным вдоль горизонтальной и вертикальной осей.

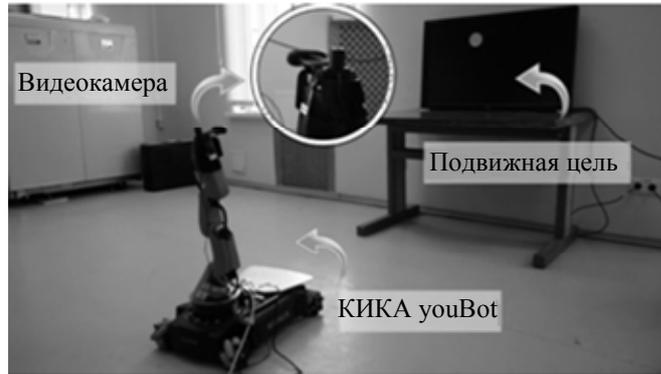


Рис. 1

При проведении экспериментов входное запаздывание системы управления было искусственно задано равным $h = 0,5$ с для демонстрации ее реализуемости в условиях вычислительных и коммуникационных ограничений.

Преимущества метода ДРП в сравнении с градиентным методом (ГМ) проявляются при оценивании нескольких частот, тогда как в случае оценивания одной частоты эти алгоритмы идентичны. В этой связи сравнение показателей качества, обеспечиваемых двумя методами, проведено только для случая оценивания нескольких частот по горизонтальной оси.

В первом эксперименте объект слежения движется по закону, представляющему собой сумму двух гармоник вдоль горизонтальной оси. Задающие сигналы для обеих подсистем определяются как

$$g_y(t) \approx 18 \sin(0,63t), \quad g_x(t) \approx 11 \sin(0,63t) + 14 \sin t.$$

На рис. 2 показаны результаты первого эксперимента: *а* — графики сигналов ошибок $e_x(t)$, *б* — графики сигналов оценок $\hat{\omega}_x(t)$.

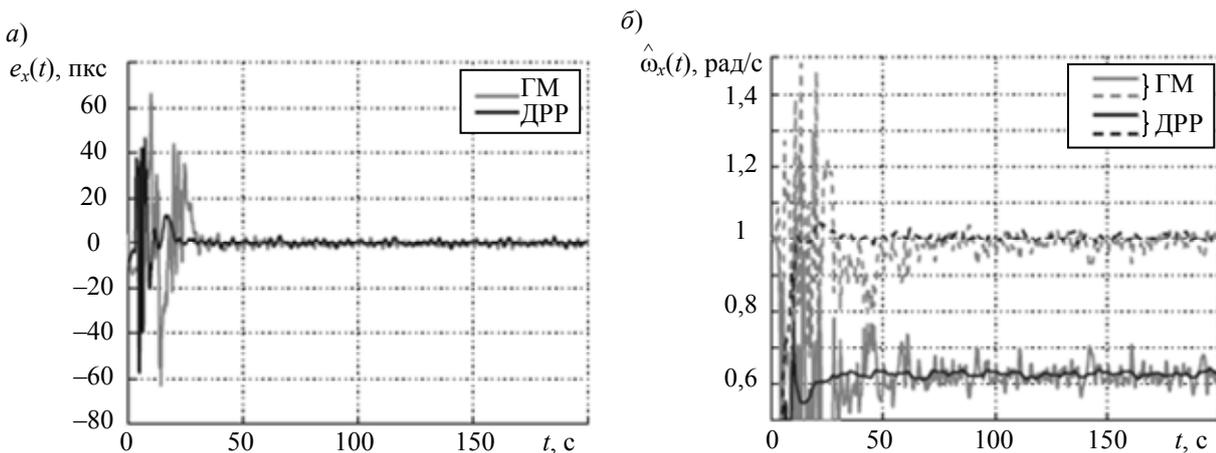


Рис. 2

Анализ графиков на рис. 2, *б* показывает, что переходные процессы оценивания частот с использованием метода ДРП более быстрые и гладкие по сравнению с классическим градиентным методом, что позволяет ускорить быстродействие системы в целом (см. рис. 2, *а*).

Во втором эксперименте объект слежения движется по закону, представляющему собой сумму трех гармоник вдоль горизонтальной оси. Задающие сигналы для обеих подсистем определяются как

$$g_y(t) \approx 18 \sin t, \quad g_x(t) \approx 12 \sin(1,16t) + 8 \sin(0,90t) + 7 \sin(0,63t).$$

Результаты второго эксперимента, показанные на рис. 3, наглядно демонстрируют несомненное преимущество метода ДРР при оценивании нескольких (трех) частот. Практическая эффективность градиентного метода существенно падает при увеличении количества оцениваемых параметров: анализ рис. 3, б показывает, что оценивание трех частот с его помощью за выделенное время невозможно, тогда как использование метода ДРР обеспечивает достаточно высокое быстродействие и гладкость переходного процесса.

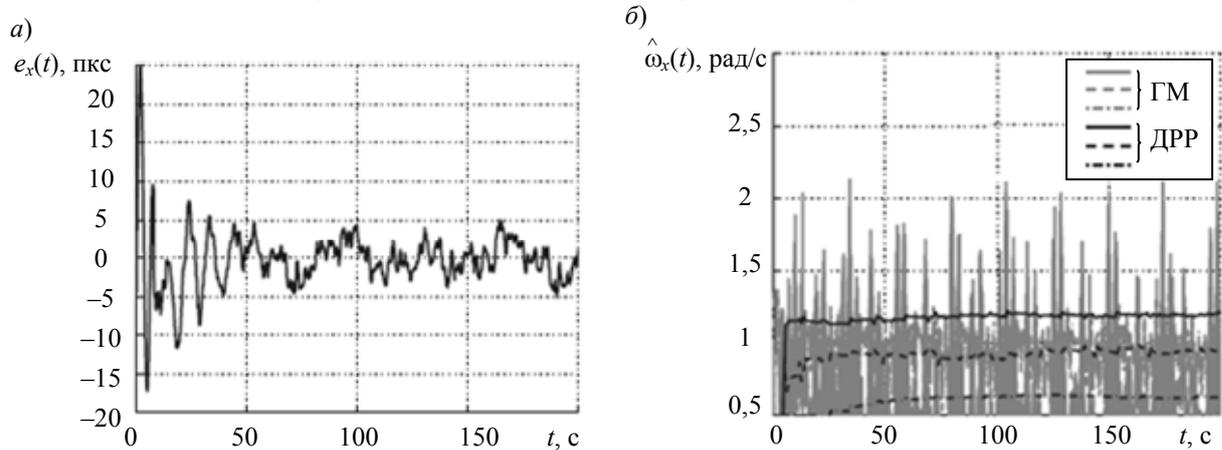


Рис. 3

Заключение. Представлены результаты исследования по практическому применению устройства оценивания частот на базе метода ДРР в задаче слежения за мультигармоническим сигналом. Результаты экспериментов, проведенных с использованием многозвенной робототехнической системы, подтвердили практические преимущества метода ДРР при оценивании нескольких частот по сравнению с классическим градиентным методом.

Работа выполнена при государственной финансовой поддержке ведущих университетов Российской Федерации (госзадание — проект 2.8878.2017) и гранта Президента РФ (№ 14.Y31.16.9281-НШ).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Belleter D. J. W., Breu D. A., Fossen T. I., Nijmeijer H. A globally K-exponentially stable nonlinear observer for the wave encounter frequency // IFAC Proc. Volumes (IFAC-PapersOnline). 2013. Vol. 9, N 1. P. 209—214. DOI: 10.3182/20130918-4-JP-3022.00016.
2. Belleter D. J. W., Galeazzi R., Fossen T. I. Experimental verification of a global exponential stable nonlinear wave encounter frequency estimator // Ocean Engineering. 2015. Vol. 97. P. 48—56. DOI: 10.1016/j.oceaneng.2014.12.030.
3. Yang B., Liu C., Zheng W., Liu S. Motion prediction via online instantaneous frequency estimation for vision-based beating heart tracking // Information Fusion. 2017. Vol. 35. P. 58—67. DOI: 10.1016/j.inffus.2016.09.004.
4. Zapateiro M., Vidal Y., Acho L. A secure communication scheme based on chaotic Duffing oscillators and frequency estimation for the transmission of binary-coded messages // Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation. 2014. Vol. 19, N 4. P. 991—1003. DOI: 10.1016/j.cnsns.2013.07.029.
5. Wu B., Bodson M. A magnitude/phase-locked loop approach to parameter estimation of periodic signals // IEEE Transact. on Automatic Control. 2003. Vol. 48, N 4. P. 612—618. DOI: 10.1109/TAC.2003.809796.
6. Hsu L., Ortega R., Damm G. A globally convergent frequency estimator // IEEE Transact. on Automatic Control. 1999. Vol. 44, N 4. P. 698—713. DOI: 10.1109/9.754808.
7. Mojiri M., Bakhshai A. R. An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal // IEEE Transact. on Automatic Control. 2004. Vol. 49, N 2. P. 314—318. DOI: 10.1109/TAC.2003.821414.

8. Syed A. A., Sun Q., Foroosh H. Frequency estimation of sinusoids from nonuniform samples // Signal Processing. 2016. Vol. 129. P. 67—81. DOI: 10.1016/j.sigpro.2016.05.024.
9. Liu H., Li Y., Zhou Y., Chang H.-C., Truong T.-K. Impulsive noise suppression in the case of frequency estimation by exploring signal sparsity // Digital Signal Processing: A Review Journal. 2016. Vol. 57. P. 34—45. DOI: 10.1016/j.dsp.2016.06.012.
10. Ioannou P. A., Sun J. Robust Adaptive Control. Courier Corporation, 2012.
11. Арановский С. В., Бобцов А. А., Ван Ц., Николаев Н. А., Пыркин А. А. Алгоритм улучшения идентифицирующих свойств в задачах оценки параметров линейной регрессионной модели // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. Т. 16, № 3. С. 565—567. DOI: 10.17586/2226-1494-2016-16-3-565-567.
12. Гриценко П. А., Арановский С. В., Бобцов А. А., Пыркин А. А. Повышение точности идентификации с использованием метода каскадной фильтрации // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 8. С. 587—592. DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-8-587-592.
13. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Performance enhancement of parameter estimators via dynamic regressor extension and mixing // IEEE Transact. on Automatic Control. 2016. DOI: 10.1109/TAC.2016.2614889.
14. Aranovskiy S., Bobtsov A., Ortega R., Pyrkin A. Improved transients in multiple frequencies estimation via dynamic regressor extension and mixing // IFAC-PapersOnLine. 2016. Vol. 49, N 13. P. 99—104. DOI: 10.1016/j.ifacol.2016.07.934.
15. Gromov V. S., Borisov O. I., Vedyakov A. A., Pyrkin A. A., Shavetov S. V., Bobtsov A. A., Salikhov V. I., Aranovskiy S. V. Adaptive multisinusoidal signal tracking system with input delay // IFAC-PapersOnLine. 2016. Vol. 49, N 13. P. 105—110. DOI: 10.1016/j.ifacol.2016.07.935.

Сведения об авторах

- | | |
|-----------------------------------|--|
| Олег Игоревич Борисов | — аспирант; Университет ИТМО; кафедра систем управления и информатики; E-mail: borisov@corp.ifmo.ru |
| Владислав Сергеевич Громов | — аспирант; Университет ИТМО; кафедра систем управления и информатики; E-mail: gromov@corp.ifmo.ru |
| Алексей Алексеевич Ведяков | — канд. техн. наук; Университет ИТМО; кафедра систем управления и информатики; E-mail: vedyakov@corp.ifmo.ru |
| Сергей Васильевич Шаветов | — канд. техн. наук; Университет ИТМО; кафедра систем управления и информатики; E-mail: s.shavetov@corp.ifmo.ru |

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
21.03.17 г.

Ссылка для цитирования: Борисов О. И., Ведяков А. А., Громов В. С., Шаветов С. В. Робототехническая следящая система с быстрой адаптацией к неизвестной траектории движения // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 9. С. 834—841.

ROBOTIC TRACKING SYSTEM WITH FAST ADAPTATION TO UNKNOWN TRAJECTORY OF MOVEMENT

O. I. Borisov, V. S. Gromov, A. A. Vedyakov, S. V. Shavetov

ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russia
E-mail: borisov@corp.ifmo.ru

The problem of tracking of a multi-sinusoidal signal with unknown parameters is solved with the use of a robotic system. The main feature of the proposed approach is a fast frequency estimation using the dynamic regressor extension and mixing (DREM) method allowing to improve performance of simultaneous multiple frequencies estimation. The developed compensation algorithm makes it possible to solve the problem in the presence of time delays. Results of the experimental study and comparison analysis of the robotic tracking system based on DREM and classical gradient methods are presented.

Keywords: frequency estimation, multi-sinusoidal signal compensation, adaptation, tracking, robotic system

Data on authors

- Oleg I. Borisov** — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Computer Science and Control Systems; E-mail: borisov@corp.ifmo.ru
- Vladislav S. Gromov** — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Computer Science and Control Systems; E-mail: gromov@corp.ifmo.ru
- Alexey A. Vedyakov** — PhD; ITMO University, Department of Computer Science and Control Systems; E-mail: vedyakov@corp.ifmo.ru
- Sergey V. Shavetov** — PhD; ITMO University, Department of Computer Science and Control Systems; E-mail: s.shavetov@corp.ifmo.ru

For citation: Borisov O. I., Gromov V. S., Vedyakov A. A., Shavetov S. V. Robotic tracking system with fast adaptation to unknown trajectory of movement. *Journal of Instrument Engineering*. 2017. Vol. 60, N 9. P. 834—841 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2017-60-9-834-841