

УДК 681.5.01(075.8)

Синтез алгоритмов управления системой «Каретка – Инвертированный маятник» методом сигнально адаптивной обратной модели^{*}

В.В. ПАНКРАТОВ, А.А. ТАТАРНИКОВА, А.Б. ТАТАРНИКОВ

Рассмотрены несколько задач автоматического управления объектом «каретка – однозвенный инвертированный маятник»: стабилизация маятника в отсутствии ограничений на координаты каретки, управление скоростью или положением каретки со стабилизацией маятника, в том числе – управление положением с подчиненной системой регулирования скорости. Синтез алгоритмов управления выполнен методом сигнально адаптивной обратной модели (САОМ) исходя из требований желаемого распределения полюсов линеаризованной «нуль-подсистемы» и преднамеренной организации трехтемповых процессов регулирования. Приведены результаты цифрового моделирования, подтверждающие эффективность метода САОМ при управлении одноканальными структурно неустойчивыми объектами, содержащими вырожденную подсистему.

Ключевые слова: автоматическое управление, каретка – инвертированный маятник, метод сигнально адаптивной обратной модели.

ВВЕДЕНИЕ

С начала 60-х гг. прошлого века в зарубежной литературе по проблемам синтеза алгоритмов автоматического управления в качестве модельного объекта для апробации разрабатываемых методов активно используется система «каретка (тележка) – инвертированный (перевернутый) маятник», знакомая отечественным специалистам, в частности, по переводу классической монографии Х. Квакернаака и Р. Сивана (1977 г.). Это объясняется тем, что данный объект является весьма наглядным примером неустойчивой механической системы, а также простейшей моделью большого числа реальных управляемых процессов.

Целью данной работы является апробация на примерах нескольких задач управления системой «каретка – инвертированный маятник» метода сигнально адаптивной обратной модели (САОМ), разрабатываемого на кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Данный метод ориентирован на синтез систем автоматического управления (САУ) нелинейными и нестационарными обратимыми динамическими объектами и уже прошел несколько стадий развития. В работах [1, 2] и в учебном пособии [3] описаны предпосылки и основная идея метода, приведен пример его применения для синтеза САУ квазистационарным линейным объектом второго порядка. В статьях [4, 5] сделана попытка обобщения метода на многоканальные САУ. Наконец, в работе [6] преимущества метода проиллюстрированы примером построения системы управления моментом и магнитным состоянием магнитоэлектрического синхронного двигателя. В данной статье метод САОМ впервые применен к структурно неустойчивому объекту, причем последовательно решены три имеющие реальный технический смысл задачи управления.

^{*} Статья получена 11 февраля 2013 г.

1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ «КАРЕТКА – ИНВЕРТИРОВАННЫЙ МАЯТНИК»

При «стандартных» допущениях движения расположенной на горизонтальной поверхности каретки (тележки) с однозвенным инвертированным маятником (рис. 1) описываются дифференциальными уравнениями, известными из многочисленной литературы:

$$\begin{cases} (M + m)\ddot{x} - mL \cos(\varphi)\ddot{\varphi} + k_1\dot{x} + mL \sin(\varphi)\dot{\varphi}^2 = u, \\ -mL \cos(\varphi)\ddot{x} + (J + mL^2)\ddot{\varphi} + k_2\dot{\varphi} - mgL \sin(\varphi) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где u – управляющее воздействие (сила, действующая на каретку); x – координата линейного перемещения каретки (отсчитывается слева направо); φ – угол отклонения маятника от вертикали (отсчитывается против часовой стрелки); m, M – массы маятника и каретки соответственно; L – расстояние от оси вращения маятника до его центра масс; J – момент инерции маятника относительно центра масс; g – ускорение свободного падения; k_1, k_2 – коэффициенты вязкого трения.

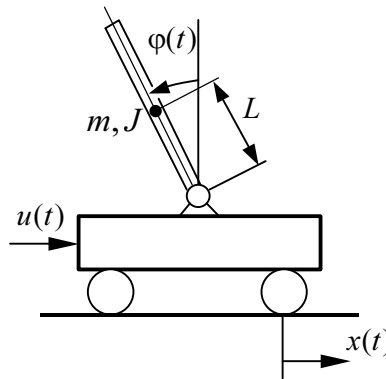


Рис. 1. Каретка – инвертированный маятник

С целью построения пригодной для решения задач синтеза САУ математической модели объекта управления преобразуем систему (1) к виду

$$\begin{bmatrix} M + m & -mL \cos(\varphi) \\ -mL \cos(\varphi) & J + mL^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u + f_1 \\ f_2 \end{bmatrix},$$

где

$$f_1 = -k_1\dot{x} - mL \sin(\varphi)\dot{\varphi}^2, \quad f_2 = -k_2\dot{\varphi} + mgL \sin(\varphi),$$

откуда окончательно получаем уравнение

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} = \frac{1}{(M + m)(J + mL^2) - (mL \cos(\varphi))^2} \begin{bmatrix} J + mL^2 & mL \cos(\varphi) \\ mL \cos(\varphi) & M + m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u + f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

В качестве иллюстрации к модели (2) на рис. 2 приведены результаты численного моделирования собственных движений объекта «каретка – маятник» в программном пакете MATLAB – Simulink при возмущении по начальным условиям $\varphi(0)$, соответствующем углу отклонения 10° . Параметры объекта: $m = M = 10$ кг, $L = 1$ м, $k_1 = 0$, $k_2 = 0$, $J = mL^2 / 12$ (тонкий стержень). Как и следовало ожидать, маятник «падает», и в системе возникают неза-

тухающие колебания координат маятника (относительно «нижнего» равновесного положения), а также самой каретки.

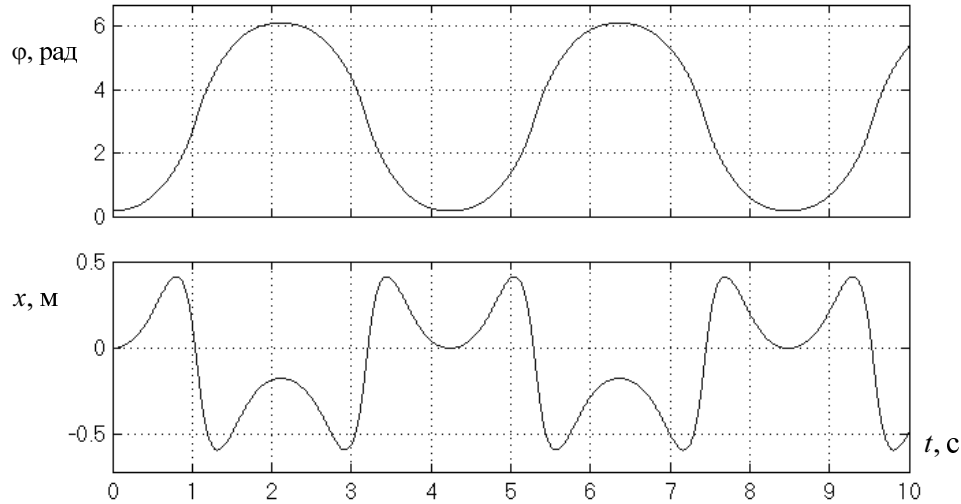


Рис. 2. Собственные движения объекта «каретка – маятник»

2. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА СТАБИЛИЗАЦИИ ИНВЕРТИРОВАННОГО МАЯТНИКА

Простейшая задача управления рассматриваемой системой заключается в стабилизации маятника в «верхнем» равновесном состоянии при начальном возмущении по отклонению φ и отсутствии ограничений по положению и скорости перемещения каретки. В данной задаче согласно (2) модель объекта управления в переменных «вход – выход» имеет вид

$$\ddot{\varphi} = b_1 u + \xi_1(\varphi, \dot{\varphi}, x, \dot{x}),$$

где

$$b_1 = \frac{mL \cos(\varphi)}{(M + m)(J + mL^2) - (mL \cos(\varphi))^2},$$

а функция

$$\xi_1 = \frac{1}{(M + m)(J + mL^2) - (mL \cos(\varphi))^2} (mL \cos(\varphi) f_1 + (M + m) f_2)$$

может быть интерпретирована в терминах метода САОМ как «приведенное возмущение».

Тогда, задаваясь линейным уравнением желаемых движений (УЖД) с постоянными коэффициентами

$$\ddot{\varphi} = -T_1^{-2}(\varphi + A_1 T_1 \dot{\varphi}),$$

где T_1, A_1 – постоянная времени и коэффициент демпфирования (формы) желаемых процессов, при допущении о непосредственных измерениях координат состояния $\varphi, \dot{\varphi}$ и $\dot{x}$ согласно методу САОМ получаем закон управления

$$u = -\frac{1}{T_1^2 b_1} (\varphi + A_1 T_1 \dot{\varphi}) - \frac{1}{b_1} \hat{\xi}_1$$

и асимптотический наблюдатель «приведенного возмущения»

$$\begin{cases} \dot{\eta}_1 = -\mu_1^{-1}(b_1 u + \hat{\xi}_1), \\ \dot{\hat{\xi}}_1 = \eta_1 + \mu_1^{-1} \dot{\phi}, \end{cases}$$

где μ_1 – малый положительный параметр (постоянная времени наблюдателя); $\hat{\xi}_1$ – оценка переменной ξ_1 ; причем в качестве параметра b_1 целесообразно использовать приближенное значение

$$b_1 \approx \frac{mL}{(M+m)(J+mL^2) - (mL)^2}.$$

Для иллюстрации работоспособности синтезированной системы стабилизации на рис. 3 приведены результаты ее моделирования при параметрах желаемых движений $T_1 = 0,1$ с; $A_1 = \sqrt{2}$ (настройка по Баттерворту) и значении $\mu_1 = 10^{-2}$ с.

Качество процесса стабилизации маятника соответствует принятому УЖД. По окончании переходного процесса по отклонению маятника каретка совершает равномерное движение, так как в описанных выше условиях моделирования объекта отсутствуют все силы сопротивления и, следовательно, потери энергии.

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ КАРЕТКИ С ИНВЕРТИРОВАННЫМ МАЯТНИКОМ

Так как задача регулирования скорости перемещения каретки с инвертированным маятником не подразумевает введение ограничений на ее линейное перемещение x , не входящую в правую часть уравнения (2), исключим из модели объекта эту координату состояния и перепишем (2) в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} = \frac{1}{(M+m)(J+mL^2) - (mL \cos(\phi))^2} \begin{bmatrix} J+mL^2 & mL \cos(\phi) \\ mL \cos(\phi) & M+m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u + f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $v = \dot{x}$ – скорость перемещения каретки; $\omega = \dot{\phi}$ – угловая скорость маятника;

$$f_1 = -k_1 v - mL \sin(\phi) \omega^2; \quad f_2 = -k_2 \omega + mgL \sin(\phi).$$

В настоящей работе предлагается следующий подход к синтезу САУ скоростью каретки. Введем в рассмотрение «новую» регулируемую переменную $z(t)$ как линейную комбинацию координат состояния объекта и задающего воздействия:

$$z = (r - v) + a_\phi \phi + a_\omega \omega,$$

здесь $r = \text{const}$ – заданное значение скорости перемещения каретки; a_ϕ , a_ω – постоянные коэффициенты.

Если по аналогии с материалом предыдущего раздела на основе метода САОМ организовать достаточно быстрый вывод изображающей точки объекта на многообразие $z = 0$ (выбрав достаточно малую постоянную времени УЖД по $z(t)$), то дальнейшие движения САУ будут протекать в силу так называемой «нуль-системы», модель которой можно получить, подставляя выраженное из условий $z = 0$, $\dot{z} = 0$ предельное управляющее воздействие в уравнение объекта управления (3) с учетом равенства $v = r + a_\phi \phi + a_\omega \omega$. Именно эта «нуль-система» второго порядка должна быть застabilизирована выбором коэффициентов a_ϕ , a_ω .

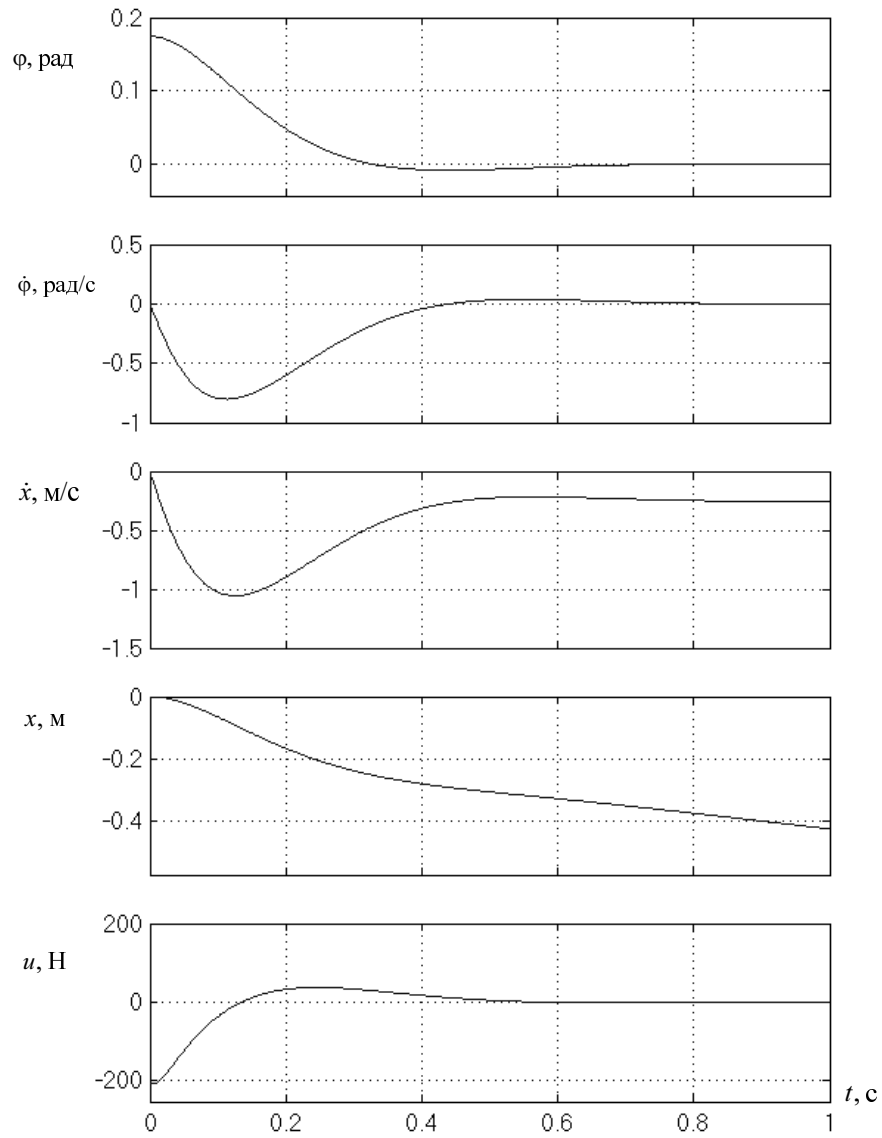


Рис. 3. Результаты моделирования синтезированной системы стабилизации маятника

С целью определения структуры и параметров закона управления линеаризуем (3) в точке $v = 0$, $\omega = 0$, $\varphi = 0$. Тогда расчетная модель объекта принимает вид

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \frac{1}{(M+m)(J+mL^2)-(mL)^2} \begin{bmatrix} J+mL^2 & mL \\ mL & M+m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u - k_1 v \\ -k_2 \omega + mgL \varphi \end{bmatrix}, \\ \dot{\varphi} = \omega, \end{cases}$$

или в классической форме записи

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \\ \varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} a_{11} &= -d^{-1}(J + mL^2)k_1; \quad a_{12} = -d^{-1}mLk_2; \quad a_{13} = d^{-1}(mL)^2 g; \\ a_{21} &= -d^{-1}mLk_1; \quad a_{22} = -d^{-1}(M + m)k_2; \quad a_{23} = d^{-1}(M + m)mgL; \\ b_1 &= d^{-1}(J + mL^2); \quad b_2 = d^{-1}mL; \quad d = (M + m)(J + mL^2) - (mL)^2. \end{aligned}$$

Согласно (4) процессы по переменной $z(t)$ «в малом» описываются уравнением

$$\dot{z} = a_{zv}v + a_{z\omega}\omega + a_{z\phi}\phi + b_z u, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} a_{zv} &= a_{\omega} a_{21} - a_{11}; \quad a_{z\omega} = a_{\phi} + a_{\omega} a_{22} - a_{12}; \quad a_{z\phi} = a_{\omega} a_{23} - a_{13}; \\ b_z &= a_{\omega} b_2 - b_1. \end{aligned}$$

Это позволяет на основе метода САОМ синтезировать алгоритм управления и наблюдатель «приведенного возмущения» вида

$$u = -\frac{1}{T_2 b_z} z - \frac{1}{b_z} \hat{\xi}_2, \quad \begin{cases} \dot{\eta}_2 = -\mu_2^{-1}(b_z u + \hat{\xi}_2), \\ \dot{\hat{\xi}}_2 = \eta_2 + \mu_2^{-1}z. \end{cases}$$

Здесь T_2 – постоянная времени аperiodических желаемых процессов по $z(t)$; μ_2 – малый параметр – постоянная времени наблюдателя. Кроме того, для упрощения иллюстративных выкладок все слагаемые правой части (5), не содержащие управляющего воздействия, отнесены к «приведенному возмущению» ξ_2 , что, конечно же, увеличивает «нагрузку» на наблюдатель, и на практике далеко не всегда целесообразно.

Для определения искомых коэффициентов a_{ϕ} и a_{ω} используем линеаризованную модель «нуль-системы», описывающей динамику замкнутой САУ на многообразии $z = 0$. Из уравнения (5) и условия $\dot{z} = 0$ предельное управление определяется как

$$u^{\lim} = -b_z^{-1}(a_{zv}r + a_{u\phi}\phi + a_{u\omega}\omega),$$

где

$$a_{u\phi} = a_{zv}a_{\phi} + a_{z\phi}, \quad a_{u\omega} = a_{zv}a_{\omega} + a_{z\omega}.$$

Подставляя его во второе и третье уравнения системы (4), с учетом равенства $v = r + a_{\phi}\phi + a_{\omega}\omega$ (т. е. $z = 0$), замещающего 1-е уравнение (4), получим собственную матрицу «нуль-системы»

$$\begin{bmatrix} a_{22} + a_{21}a_{\omega} - a_{u\omega}b_2b_z^{-1} & a_{23} + a_{21}a_{\phi} - a_{u\phi}b_2b_z^{-1} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

и ее характеристический полином

$$p^2 + p(a_{u\omega}b_2b_z^{-1} - a_{22} - a_{21}a_{\omega}) + a_{u\phi}b_2b_z^{-1} - a_{23} - a_{21}a_{\phi} = p^2 + pA_2\Omega + \Omega^2$$

Задаваясь коэффициентом формы A_2 и среднегеометрическим корнем Ω , отсюда можно найти требуемые параметры функции $z(r, v, \phi, \omega)$.

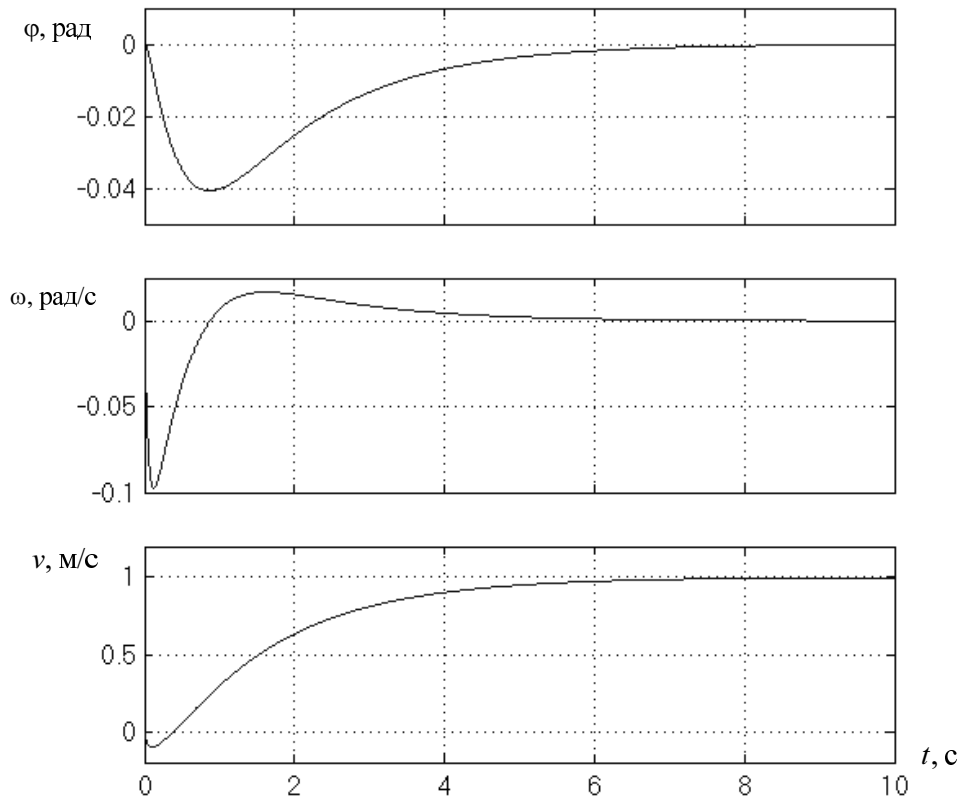


Рис. 4. Графики переходного процесса в синтезированной системе регулирования скорости

На рис. 4 приведены графики переходного процесса в синтезированной таким образом системе управления описанным выше модельным объектом (2) при нулевых начальных условиях, единичном ступенчатом задающем воздействии $r(t)$ и коэффициентах $a_\omega = 11$ м/рад, $a_\varphi = 19,8$ м/с/рад, которые соответствуют $A_2 = 2$ (биномиальное распределение корней) и $\Omega = 1$ рад/с. Постоянные времени алгоритма сигнальной адаптации $T_2 = 0,25$ с; $\mu_2 = 5 \cdot 10^{-2}$ с выбраны из условий обеспечения трехтемпового характера движений в САУ.

4. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ КАРЕТКИ С ИНВЕРТИРОВАННЫМ МАЯТНИКОМ

Методика решения задачи позиционирования каретки с инвертированным маятником аналогична рассмотренной в п.3 статьи. Для синтеза алгоритма управления используется модель объекта (2), предварительно линеаризованная и представленная в форме

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \frac{1}{(M+m)(J+mL^2)-(mL)^2} \begin{bmatrix} J+mL^2 & mL \\ mL & M+m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u - k_1 v \\ -k_2 \omega + mgL \varphi \end{bmatrix}, \\ \dot{\varphi} = \omega, \\ \dot{x} = v, \end{cases}$$

или по-другому,

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{\omega} \\ \dot{\phi} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \omega \\ \phi \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u. \quad (6)$$

Комбинированную регулируемую переменную $z(t)$ введем по формуле

$$z = (r - x) + a_{\phi} \phi + a_{\omega} \omega + a_v v,$$

здесь $r = \text{const}$ – заданное значение положения каретки; a_{ϕ} , a_{ω} , a_v – постоянные коэффициенты.

Согласно (6) процессы по $z(t)$ «в малом» описываются уравнением

$$\dot{z} = a_{zv} v + a_{z\omega} \omega + a_{z\phi} \phi + b_z u \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} a_{zv} &= a_{\omega} a_{21} + a_v a_{11} - 1; & a_{z\omega} &= a_{\phi} + a_{\omega} a_{22} + a_v a_{12}; \\ a_{z\phi} &= a_{\omega} a_{23} + a_v a_{13}; & b_z &= a_v b_1 + a_{\omega} b_2. \end{aligned}$$

Следовательно, алгоритм управления и наблюдатель «приведенного возмущения» метода САОМ можно задать в виде

$$u = -\frac{1}{T_3 b_z} z - \frac{1}{b_z} \hat{\xi}_3, \quad \begin{cases} \dot{\eta}_3 = -\mu_3^{-1} (b_z u + \hat{\xi}_3), \\ \dot{\hat{\xi}}_3 = \eta_3 + \mu_3^{-1} z. \end{cases}$$

Здесь T_3 – постоянная времени желаемых процессов по $z(t)$; μ_3 – малый параметр; все слагаемые правой части (7), не содержащие управляющего воздействия, вновь отнесены к «приведенному возмущению» ξ_3 .

В данной задаче определению из условий требуемого качества линеаризованной «нуль-системы» подлежат три коэффициента – a_v , a_{ϕ} и a_{ω} . Из уравнений $z = 0$, $\dot{z} = 0$ находим соответственно

$$x = r + a_{\phi} \phi + a_{\omega} \omega + a_v v,$$

и предельное управление

$$u^{\lim} = -b_z^{-1} (a_{zv} v + a_{z\omega} \omega + a_{z\phi} \phi).$$

Подставляя $u^{\lim}$ в первое, второе и третье уравнения системы (6), получим собственную матрицу «нуль-системы»

$$\begin{bmatrix} a_{11} - a_{zv} b_1 b_z^{-1} & a_{12} - a_{z\omega} b_1 b_z^{-1} & a_{13} - a_{z\phi} b_1 b_z^{-1} \\ a_{21} - a_{zv} b_2 b_z^{-1} & a_{22} - a_{z\omega} b_2 b_z^{-1} & a_{23} - a_{z\phi} b_2 b_z^{-1} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

и ее характеристический полином

$$\begin{aligned}
 & p^3 + p^2(a_{zv} b_1 b_z^{-1} - a_{11} + a_{z\omega} b_2 b_z^{-1} - a_{22}) + \\
 & + p((a_{z\omega} b_1 b_z^{-1} - a_{12})(a_{21} - a_{zv} b_2 b_z^{-1}) + \\
 & + a_{z\varphi} b_2 b_z^{-1} - a_{23} + (a_{zv} b_1 b_z^{-1} - a_{11})(a_{z\omega} b_2 b_z^{-1} - a_{22})) + \\
 & + (a_{zv} b_1 b_z^{-1} - a_{11})(a_{z\varphi} b_2 b_z^{-1} - a_{23}) + (a_{z\varphi} b_1 b_z^{-1} - a_{13})(a_{21} - a_{zv} b_2 b_z^{-1}) = \\
 & = p^3 + p^2 A_{32} \Omega + p A_{31} \Omega^2 + \Omega^3.
 \end{aligned}$$

Задавая коэффициентами формы A_{31} , A_{32} и среднегеометрическим корнем Ω , отсюда следует найти требуемые параметры функции $z(r, x, v, \varphi, \omega)$.

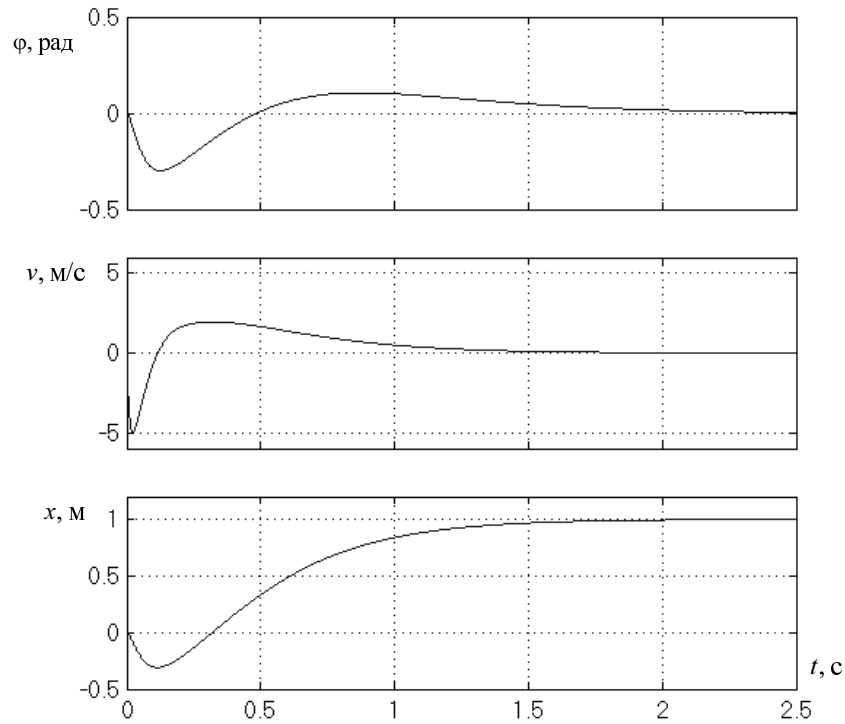


Рис. 5. Графики переходного процесса в системе управления положением каретки с инвертированным маятником

В качестве примера на рис. 5 приведены графики переходного процесса в данной системе управления объектом (2) при нулевых начальных условиях, единичном ступенчатом задающем воздействии $r(t)$ и коэффициентах $a_v = -0,83$ с, $a_\omega = 1,1$ м/(рад/с), $a_\varphi = 3,3$ м/рад, которые соответствуют $A_{31} \approx A_{32} \approx 3$ и $\Omega = 3,65$ рад/с. Постоянные времени алгоритма сигнальной адаптации $T_3 = 5,0 \cdot 10^{-2}$ с; $\mu_3 = 1,0 \cdot 10^{-2}$ с.

5. О ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ КАРЕТКИ НА БАЗЕ ПОДЧИНЕННОЙ САУ СКОРОСТЬЮ

Если допустимо при сохранении значения среднегеометрического корня линеаризованной «нуль-системы» несколько ослабить требования к быстродействию САУ положением каретки, появляется возможность построить ее на основе системы регулирования скорости (п. 3) по принципу подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией. При этом задающее воздействие по скорости каретки формируется регулятором, реализующим управление по отклонению положения каретки от заданного. В простейшем случае регулятор положения может быть пропорциональным, так как астатизм САУ по отношению к неучтенным в модели объекта (2) возмущениям обеспечивается подчиненной системой регулирования скорости.

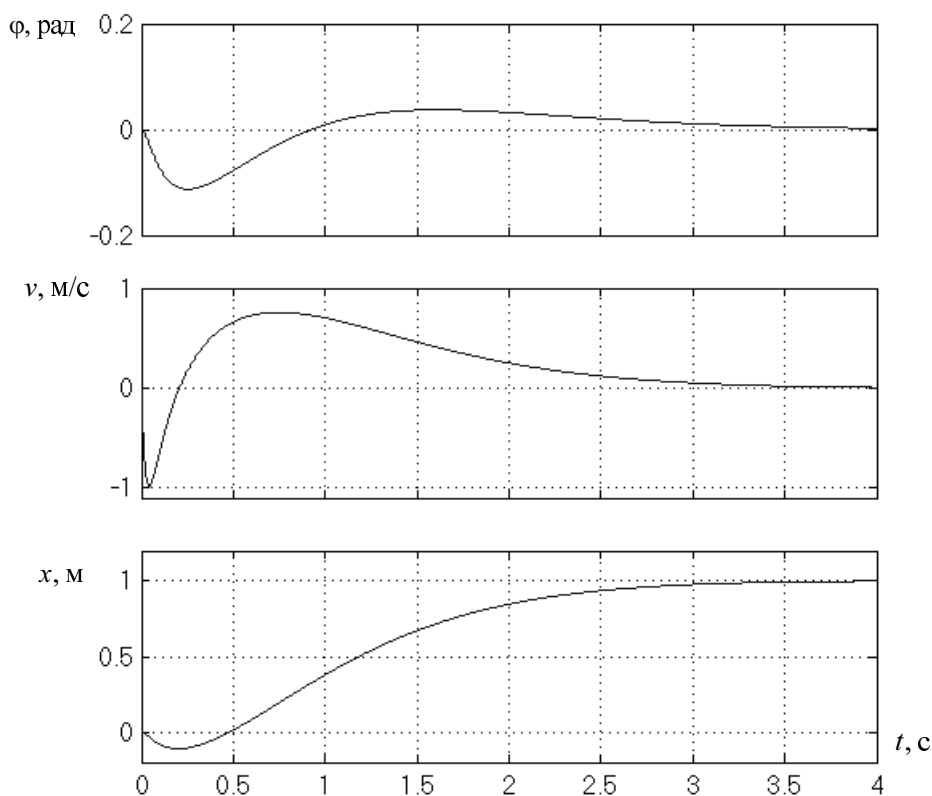


Рис. 6. Графики переходного процесса в системе регулирования положения каретки на базе подчиненной САУ скоростью

На рис. 6 приведен пример графиков переходного процесса в такой САУ положением при нулевых начальных условиях, единичном ступенчатом задающем воздействии и следующих параметрах подсистемы управления скоростью: $a_\omega = 1,82$ м/рад, $a_\varphi = 5,5$ м/с/рад, $A_2 \approx 2$ и $\Omega = 3,65$ рад/с, $T_2 = 0,1$ с, $\mu_2 = 2,0 \cdot 10^{-2}$ с. Коэффициент передачи пропорционального регулятора положения (при единичной обратной связи) рассчитывался как $K_{рп} = \Omega / a_p$, где $a_p \approx 5$ – эмпирический коэффициент разделения темпов движений.

Преимуществом такого алгоритмического решения является возможность простого и эффективного ограничения скорости перемещения каретки «в большом» посредством ограничения выхода регулятора положения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На примере трех имеющих реальный технический смысл задач управления системой «каретка – однозвенный инвертированный маятник» разработана методика и продемонстрирована эффективность метода сигнально адаптивной обратной модели при решении задач синтеза одноканальных САУ структурно неустойчивым объектом, содержащим вырожденную «нуль-систему». Предлагаемая процедура синтеза включает в себя:

- 1) приведение дифференциальных уравнений модели объекта к нормальной форме Коши, при этом вектор координат состояния должен содержать, в том числе, выходную переменную;
- 2) формирование комбинированной управляемой переменной с первым относительным порядком инерционности по управляющему воздействию в виде линейной комбинации задающего воздействия, выходной переменной и других координат состояния с неопределенными коэффициентами;
- 3) построение алгоритма управления комбинированной переменной методом САОМ;
- 4) линеаризацию модели замкнутой САУ и выделение «нуль-системы»;
- 5) расчет параметров (коэффициентов) комбинированной переменной из условий желаемого расположения полюсов «нуль-системы»;
- 6) определение параметров алгоритма САОМ (УЖД по комбинированной переменной и наблюдателя «приведенного возмущения») исходя из условий преднамеренного выделения в замкнутой системе движений трех темпов – в «нуль-системе» (медленных), собственно в САОМ (быстрых) и в наблюдателе (сверхбыстрых).

Хотя в статье не рассматриваются вопросы, связанные с решением на пятом шаге методики синтеза систем уравнений параметров, обеспечивающих желаемое расположение полюсов линеаризованной «нуль-системы», следует заметить, что эти системы уравнений могут быть несовместными для некоторых сочетаний желаемых коэффициентов формы и средне-геометрического корня.

Проведенный в ходе исследования сравнительный анализ полученных результатов показывает, что близкие по основным, медленным процессам системы можно получить на основе других методов синтеза САУ с разделяющимися движениями и «высокой эффективностью» управления – метода больших коэффициентов, метода скользящих режимов и метода локализации при использовании различных регуляторов: интегрального, релейно-интегрального и пропорционального (пропорционально-интегрального) соответственно. Преимуществом метода САОМ по сравнению с ними является меньшая «нагрузка» на канал управления по отклонению относительной старшей производной регулируемой переменной, что позволяет улучшить помехозащищенность САУ путем снижения быстродействия наблюдателя «приведенного возмущения» и увеличения малого параметра. Также возможно повышение порядка инерционности наблюдателя с целью улучшения его фильтрующих свойств. По-видимому, следующим шагом развития метода САОМ должна стать разработка методики синтеза многоканальных САУ с вырожденной подсистемой.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, проект № 7.559.2011, гос. рег. номер НИР 01201255056.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Панкратов В.В. Метод синтеза робастных алгоритмов управления на основе адаптивных обратных моделей / В.В. Панкратов // Автоматизированные электромеханические системы. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – С. 14–27.
- [2] Панкратов В.В. Метод синтеза систем управления на основе адаптивных обратных моделей / В.В. Панкратов // Материалы IX междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-2008. – Т. 7. – Новосибирск: НГТУ, 2008. – С. 165–169.
- [3] Панкратов В.В. Избранные разделы теории автоматического управления: учеб. пособие / В.В. Панкратов, О.В. Нос, Е.А. Зима. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011.
- [4] Панкратов В.В. Сигнально адаптивные обратные модели как метод синтеза робастных алгоритмов автоматического управления / В.В. Панкратов // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – № 2. – С. 23–32.

[5] Пankратов В.В. Синтез систем автоматического управления методом сигнально-адаптивной обратной модели / В.В. Пankратов // Автоматизированные электромеханические системы. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – С. 5–15.

[6] Пankратов В.В., Котин Д.А., Кучер Е.С. Синтез алгоритмов управления электрическими машинами переменного тока методом сигнально-адаптивной обратной модели / В.В. Пankратов, Д.А. Котин, Е.С. Кучер // Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2012. – Иваново: ИГЭУ, 2012. – С. 400–405.

Пankратов Владимир Вячеславович – доктор технических наук, профессор кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Специализируется в области адаптивного и оптимального управления системами электромеханики, силовой электроники и мехатроники в условиях неопределенности при ограниченных энергетических ресурсах. Подготовил 5 кандидатов наук. Автор более чем 170 научных трудов, 9 учебных пособий, 5 изобретений. E-mail: pankratov_v_v@ngs.ru

Татарникова Алина Александровна – младший научный сотрудник кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Автор 2 научных работ в области автоматического управления электромеханическими системами. E-mail: Alina_tatarnikova@mail.ru

Татарников Алексей Борисович – аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Автор 2 научных работ в области автоматического управления электромеханическими системами. E-mail: Aleksey_tatarnikov@mail.ru

Pankratov V.V., Tatarnikova A.A., Tatarnikov A.B.

Synthesis of control algorithms for the "carriage – an inverted pendulum" system by signal adaptive inverse model technique

In this article several problems of automatic control of the object "carriage - inverted pendulum" are considered such as: stabilization of the pendulum in the absence of restrictions on the carriage position, speed and position control of the carriage with the stabilization of the pendulum, including position control on the base of adjustable speed control system. Synthesis of control algorithms is executed by signal adaptive inverse model technique based on the requirements of the desired distribution of the poles of the linearized "zero-subsystem" and on deliberate organization of three-temp control processes. The results of numerical simulations are shown, confirming the effectiveness of the method in the tasks of single-channel structurally unstable objects control that contain a zero - subsystem.

Key words: automatic control, the carriage - an inverted pendulum, the method of signal adaptive inverse model.