

ПОЛИНОМИАЛЬНЫЙ МЕТОД СИНТЕЗА ДЛЯ ОБЪЕКТА С ДВУМЯ ВХОДАМИ И ОДНИМ ВЫХОДОМ*

А.А. ВОЕВОДА¹, К.М. БОБОБЕКОВ², В.Ю. ФИЛЮШОВ³

¹ 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, доктор технических наук, профессор кафедры автоматики. E-mail: ucit@ucit.ru

² 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, кандидат технических наук. E-mail: kurbon_111@mail.ru

³ 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, аспирант кафедры автоматики. E-mail: filiushov.vladislav@gmail.com

Рассмотрена линейная модель объекта, имеющая два канала по входному воздействию и один канал по выходному. Проблема состояла в том, что необходимо добиться определенных показателей качества выходного скалярного процесса при управлении двумя входными воздействиями. Такая задача является необычной, примером таких объектов может быть манипулятор с двумя органами управления или, например, двигатель переменного тока, где одним входным воздействием является ток по оси d , а вторым – ток по оси q . Для решения поставленной задачи был использован полиномиальный метод синтеза. Объект был представлен в виде левого полиномиального разложения, а регулятор – в виде правого. При решении поставленной задачи могут появиться свободные параметры регулятора, которые позволяют понять, какие возможности нам представляет регулятор.

Ключевые слова: полиномиальный синтез, многоканальный регулятор, неквадратный объект, матричное полиномиальное разложение

ВВЕДЕНИЕ

Распространенным методом синтеза для одноканальных и многоканальных систем является *полиномиальный метод синтеза*. В диссертационной работе [1] рассмотрен этот метод синтеза пониженного порядка для многоканальных систем. В работе [2] используется повышенный порядок, а в работе [3] – полный. В этих работах рассмотрены объекты, имеющие количество

* Статья получена 13 августа 2019 г.

входов, равное количеству выходов, такие объекты будем называть *квадратными*. Интересен вопрос, можно ли методы синтеза *квадратных* объектов перенести на *неквадратные*, где число входов не равно числу выходов. В данной работе приводится пример синтеза регулятора полного порядка для модели объекта с одним выходом и с двумя входами, что подтверждает возможность использования полиномиального метода синтеза для такого класса объектов. Для синтеза нелинейных систем возможно применение линеаризации обратной связью [7–9], которая может быть распространена на многоканальные объекты [10–13].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В одноканальных системах управления не имеет значение порядок следования звеньев. В многоканальных САУ можно выделить два эквивалентных вида записи передаточной функции.

$$W(s) = N_r(s) D_r^{-1}(s) = D_l^{-1}(s) N_l(s),$$

где $N_r(s)$ и $D_r(s)$ – «числитель» и «знаменатель» матричной передаточной функции при правом матричном полиномиальном представлении, $N_l(s)$ и $D_l(s)$ – при левом представлении [4–6]. Если полином с отрицательной степенью стоит справа, то это *правое полиномиальное разложение*, если слева, то *левое полиномиальное разложение*.

Исследуем объект, представленный на рис. 1, с двумя входами и одним выходом, где $u_1(s)$, $u_2(s)$ – входы и $y(s)$ выход объекта управления.

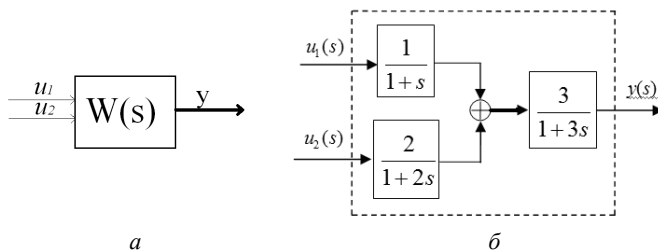


Рис. 1. Структурная схема объекта:

a – свернутая; *б* – развернутая

Запишем уравнение входа-выхода объекта:

$$y(s) = \frac{3}{3s+1} \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ (s+1) & (2s+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}.$$

Применим эквивалентные преобразования:

$$y(s) = \begin{pmatrix} 3 & 6 \\ (s+1)(3s+1) & (2s+1)(3s+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}.$$

Найдем левое разложение объекта. Для этого получим полином, наименьший общей кратности (НОК):

$$(s^3 + 6s^2 + 11s + 6)y(s) = (3s + 6 \quad 6s + 6) \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix},$$

$$y(s) = (s^3 + 6s^2 + 11s + 6)^{-1} (3s + 6 \quad 6s + 6) \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = D_l^{-1}(s) N_l(s) U, \quad (1)$$

где $N_l = \begin{pmatrix} n_1^1 s + n_0^1 & n_1^2 s + n_0^2 \end{pmatrix}$, $D_l = d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$.

2. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА

Знаменатель объекта, записанный в виде левого полиномиального разложения (1), имеет размерность $D_l \in R^{1 \times 1}$, в то время как числитель имеет размерность $N_l \in R^{1 \times 2}$. Порядок регулятора $m = 2$ выбираем на единицу меньше, чем порядок объекта $n = 3$. Запишем регулятор полного порядка в виде правого полиномиального разложения:

$$W_{reg}(s) = Y_r^{-1}(s) X_r(s), \quad (2)$$

где $X_r = \begin{pmatrix} x_2^1 s^2 + x_1^1 s + x_0^1 \\ x_2^2 s^2 + x_1^2 s + x_0^2 \end{pmatrix}$, $Y_r = y_2 s^2 + y_1 s + y_0$.

Выбор правого разложения регулятора (2) объясняется удобством расчета при левом разложении объекта.

Структурная схема системы управления приведена на рис. 2.

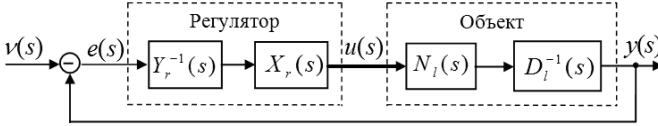


Рис. 2. Структурная схема САУ

Запишем *передаточную функцию замкнутой системы (ПФЗС)*:

$$W_{cl}(s) = (N_l X_r + D_l Y_r)^{-1} N_l X_r. \quad (3)$$

Знаменатель уравнения (3) – это *характеристический полином замкнутой системы (ХПЗС)*, который приравнивается к *желаемому характеристическому полиному замкнутой системы (ЖХПЗС) c(s)*:

$$N_l X_r + D_l Y_r = c(s), \quad (4)$$

где $N_l = \begin{pmatrix} n_1^1 s + n_0^1 & n_1^2 s + n_0^2 \end{pmatrix}$, $D_l = d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0$, а $X_r(s)$ и $Y_r(s)$ приведены выше под уравнением (2). Степень ЖХПЗС выбирается по формуле $f = m + n = 5$, тогда

$$c(s) = c_5 s^5 + c_4 s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s^1 + c_0. \quad (5)$$

От полиномиального уравнения (5) перейдем к числовым матрицам

$$\mathfrak{YR} = \mathfrak{N}, \quad (6)$$

где

$$\mathfrak{Y} = \begin{pmatrix} y_2 & y_1 & y_0 & x_2^1 & x_2^2 & x_1^1 & x_1^2 & x_0^1 & x_0^2 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

$$\mathfrak{N} = (c_5 \quad c_4 \quad c_3 \quad c_2 \quad c_1 \quad c_0),$$

Матрица Сильвестра \mathfrak{R} имеет размерность 9×6 . При этом ранг $\mathfrak{R} = 6$, что говорит о том, что она включает в себя три линейно зависимые строки. Из этого можно сделать вывод о регуляторе, имеющем больше параметров, чем необходимо. Такие лишние параметры будем называть *свободными параметрами*. Выбор этих трех строк неоднозначен, что означает различный вид конечного регулятора:

$$\mathfrak{R} = \begin{pmatrix} 1 & 6 & 11 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 6 & 11 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 6 & 11 & 6 \\ 0 & 0 & 3 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 6 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & 6 \end{pmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \end{matrix}. \quad (8)$$

Рассмотрим несколько вариантов набора *свободных параметров*. Если убрать строки 4, 5, 7, что соответствует параметрам регулятора $x_2^1 \ x_2^2 \ x_1^2$ (*свободные параметры*), то ранг матрицы \mathfrak{R} не изменится, что говорит о правильном выборе комбинации. Перенесем направо свободные параметры регулятора, тогда уравнение (6) примет вид $\mathfrak{Z}_r \mathfrak{R}_r = \mathfrak{N}_r$. Вектор \mathfrak{Z}_r получен путем исключения элементов регулятора из (7) с индексами зачеркнутых строк; \mathfrak{R}_r составлена из зачеркнутых строк матрицы Сильвестра, тогда получим

$$\mathfrak{N}_{r1} = \mathfrak{N} - \begin{pmatrix} x_2^1 & x_2^2 & x_1^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 3 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6 & 6 & 0 \end{pmatrix},$$

после умножения

$$\mathfrak{N}_{r1} = \begin{pmatrix} c_5 & c_4 & c_3 - (3x_2^1 + 6x_2^2) & c_2 - (6x_2^2 + 6x_2^1 + 3x_1^1) & c_1 - 6x_1^1 & c_0 \end{pmatrix},$$

$$\mathfrak{R}_{r1} = \begin{pmatrix} 1 & 6 & 11 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 6 & 11 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 6 & 11 & 6 \\ 0 & 0 & 0 & 6 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 6 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & 6 \end{pmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 6 \\ 8 \\ 9 \end{matrix}.$$

Проверим степень обусловленности полученной матрицы Сильвестра, для этого введем команду в пакете MatLab $\text{cond}(\mathfrak{R}_{r1}) = 1230$. Вектор неизвестных коэффициентов регулятора примет вид

$$\mathfrak{T}_1 = (y_2 \quad y_1 \quad y_0 \quad x_1^1 \quad x_0^1 \quad x_0^2). \quad (9)$$

Тогда регулятор примет вид $X_{r1} = \begin{pmatrix} x_1^1 s + x_0^1 \\ x_0^2 \end{pmatrix}$, $Y_r = y_2 s^2 + y_1 s + y_0$.

Выбрав корни ЖХПЗС, например, равными -1 , получим

$$c(s) = s^5 + 5s^4 + 10s^3 + 10s^2 + 5s^1 + 1,$$

$$\mathfrak{N}_{r1} = \begin{pmatrix} 1 & 5 & 10 - (3x_2^1 + 6x_2^2) & 10 - (6x_2^2 + 6x_1^2 + 3x_1^1) & 5 - 6x_1^1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Вычислим вектор неизвестных коэффициентов (9) следующим образом:

$$\mathfrak{T}_r = \mathfrak{N}_r \mathfrak{R}_r^{-1}, \quad (10)$$

$$\text{тогда } \mathfrak{T}_1 = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 5 - (6x_2^2 + 3x_1^2) & -5 + 4x_1^2 + 10x_2^2 - 2x_2^1 \\ \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} 3x_1^2 - 2x_1^2 + 10x_2^2 - 5 & 0.167 + 2x_1^2 + 4x_2^2 \end{pmatrix}.$$

На данном этапе примем все свободные параметры равными нулю: $x_1^2 = x_2^2 = x_1^2 = 0$, тогда $\mathfrak{Z}_1 = (1 \quad -1 \quad 5 \quad -5 \quad -5 \quad 0.167)$, а искомый регулятор примет вид

$$X_{r1} = \begin{pmatrix} -5s-5 \\ 0.167 \end{pmatrix}, \quad Y_{r1} = s^2 - s + 5.$$

Повторим вышеизложенные вычисления, исключая строки 4, 5, 6. При этом ранг матрицы сохраняется. Ниже представлена матрица Сильвестра для второго случая:

$$\mathfrak{R}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 6 & 11 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 6 & 11 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 6 & 11 & 6 \\ 0 & 0 & 0 & 6 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 6 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & 6 \end{pmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \end{matrix}.$$

Проверим степень обусловленности полученной матрицы Сильвестра, для этого введем команду в пакете MatLab $\text{cond}(\mathfrak{R}_2) = 885$.

Также приравняв свободные параметры к нулю, получим новый регулятор следующего вида:

$$X_{r2} = \begin{pmatrix} 0 \\ -2.5s-4.83 \end{pmatrix}, \quad Y_{r2} = s^2 - s + 5. \quad (11)$$

Передающая функция замкнутой системы для первого и второго случая в соответствии с уравнением (3) примет вид

$$W_{cl1}(s) = W_{cl2}(s) = -\frac{15s^2 + 44s + 29}{s^5 + 5s^4 + 10s^3 + 10s^2 + 5s + 1}.$$

Как видно из (11), произошел разрыв управления по первому каналу, что недопустимо. Заметим, что уравнения решены правильно, но это не дает гарантий существования регулятора, удовлетворяющего как физические, так и качественные оценки синтезируемой системы управления.

Этот разрыв является следствием *общих сомножителей* желаемого полинома и объекта. Нули числителя передаточной функции равняются $(-1, -1,932)$. Про моделируем первый и второй случай.

Как видим, несмотря на различие регуляторов, задание отрабатывается одинаково для первого и второго случая (рис. 3). Но качество регулирования в статическом режиме неудовлетворительно, в то время как в динамическом – удовлетворительно.

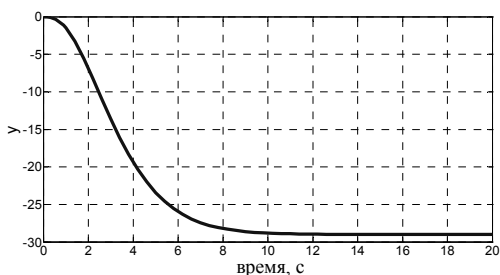


Рис. 3. Переходный процесс выходного сигнала первого и второго случая при $\nu = 1$ и корнях ХПЗС, равных -1

Для исключения сокращения сомножителей выберем корни ХПЗС равными -4 , тогда получим следующие переходные процессы выходной величины и управляющих сигналов (рис. 4).

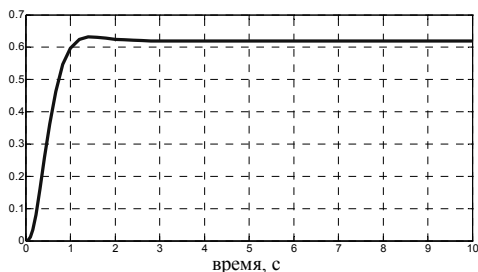


Рис. 4. Переходные процессы выходного сигнала при корнях ХПЗС, равных -4

Как видно из рис. 4, переходные процессы выходного сигнала равны между собой для первого и второго случая. Время переходного процесса равно 2.2 секунды, перерегулирование 5 %. При этом статическая ошибка достаточно большая, около 38 %. Для исключения статической ошибки требуется добавить в систему астатизм за счет интегрирующего звена в контур регулятора. Для этого свободный член знаменателя приравняем к нулю, также уберем еще два свободных параметра, сохраняя ранг матрицы $\mathfrak{R} = 6$. Таким образом исключим, например, строки 3, 5 и 6:

$$\mathfrak{R}_3 = \begin{pmatrix} 1 & 6 & 11 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 6 & 11 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 6 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & 6 \end{pmatrix} \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 4 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \end{matrix},$$

тогда регулятор примет вид

$$X_{r3} = \begin{pmatrix} x_2^1 s^2 + x_0^1 \\ x_1^2 s + x_0^2 \end{pmatrix}, \quad Y_{r3} = y_2 s^2 + y_1 s.$$

Выберем корни замкнутой системы равными -1 . Решив уравнение (10), получим

$$\mathfrak{T}_3 = \begin{pmatrix} y_2 & y_1 & x_2^1 & x_1^2 & x_0^1 & x_0^2 \end{pmatrix} = (1 \quad -1 \quad 1.67 \quad 0.83 \quad -1.67 \quad 1.83),$$

а регулятор примет вид $X_{r3} = \begin{pmatrix} 1.67s^2 - 1.67 \\ 0.83s + 1.83 \end{pmatrix}, \quad Y_{r3} = s^2 - s.$

Теперь исключим строки 3, 4, 7, тогда

$$X_{r4} = \begin{pmatrix} 3.33s + 3.33 \\ 0.83s^2 - 3.67 \end{pmatrix}, \quad Y_{r4} = s^2 - s.$$

Ниже представлены графики переходных процессов для третьего и четвертого случая:

$$W_{cl3}(s) = W_{cl4}(s) = -\frac{5s^3 + 15s^2 + 8s - 2}{s^5 + 5s^4 + 10s^3 + 10s^2 + 5s + 1}.$$

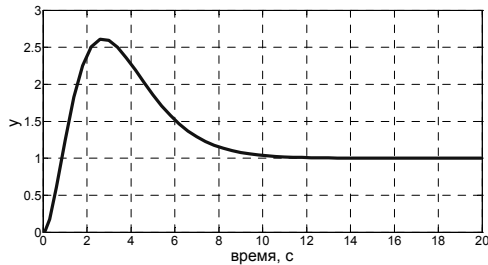


Рис. 5. Переходные процессы выходного сигнала при корнях ХПЗС, равных -1 , для астатической САУ

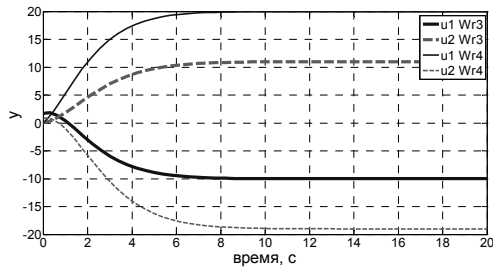


Рис. 6. Переходные процессы управляющих сигналов при корнях ХПЗС, равных -1 , для астатической САУ

Для того чтобы выявить причину сильного перерегулирования синтезированной САУ, вычислим нули замкнутой системы:

$$5s^3 + 15s^2 + 8s - 2 = 0 \Rightarrow s_{1,2,3} = -1, -2.183, 0.183.$$

Вследствие положительного нуля замкнутая система для 3-го и 4-го случая имеет большое перерегулирование, тем не менее из-за интегрирующего

звена в регуляторе статическая ошибка равна нулю. По графикам управляющих сигналов (рис. 5) видно, что два канала управления имеют разные знаки, как бы противодействуя друг другу.

Ниже приведены графики переходных процессов для астатической САУ с корнями ХПЗС, равными -4 (рис. 7 и 8).

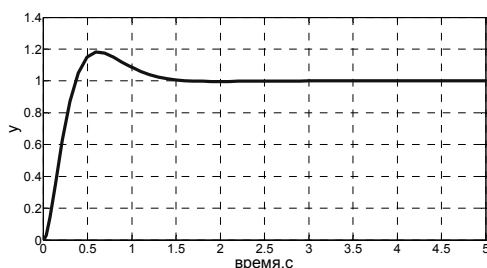


Рис. 7. Переходные процессы выходного сигнала при корнях ХПЗС, равных -4 , для астатической САУ

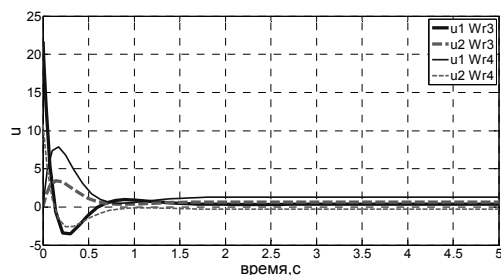


Рис. 8. Переходные процессы управляющих сигналов при корнях ХПЗС, равных -4 , для астатической САУ

Возможность выбора различных комбинаций *свободных параметров* позволяет синтезировать различные по виду регуляторы. В первом и втором случае знаменатель объекта содержал свободный член y_0 , а числитель содержал полиномы первого порядка в первом случае в первом канале, а во втором случае – во втором канале. Из-за не правильного выбора корней замкнутой системы может произойти сокращение сомножителей, что скажется на динамике процессов, а также в частных случаях разрыва одного из управляющих

каналов. Для наличия астатизма замкнутой системы в регуляторе должен содержаться интегратор. Для этой цели свободный член знаменателя y_0 приравниваем к нулю, что показано в случаях 3 и 4, где удалось добиться астатизма. Из за положительных нулей замкнутой системы динамические характеристики могут оказаться неудовлетворительными, как на рис. 6.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Синтез управляющего воздействия для объектов, имеющих неквадратную структуру, возможен благодаря полиномиальному методу синтеза. Появление свободных параметров делает неоднозначным выбор регулятора. Выбор свободных параметров основывается на сохранении ранга матрицы Сильвестра (8). При детальном анализе модели объекта и планируемого регулятора можно не рассматривать все варианты комбинаций свободных параметров, а ограничиться необходимым набором. Это также дает возможность разработки методики синтеза регуляторов для неквадратных объектов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Вороной В.В.* Полиномиальный метод расчета многоканальных регуляторов пониженного порядка: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01: защищена 22.10.2013. – Новосибирск, 2013. – 173 с.
2. *Шоба Е.В.* Модальный метод синтеза многоканальных динамических систем с использованием полиномиального разложения: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01. – Новосибирск, 2013. – 192 с.
3. *Бобобеков К.М.* Полиномиальный метод синтеза многоканальных регуляторов с использованием матрицы Сильвестра: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01. – Санкт–Петербург, 2019. – 168 с.
4. *Воевода А.А., Вороной В.В.* Модальный синтез регуляторов пониженного порядка методом дифференцирования характеристического полинома // Сборник научных трудов НГТУ. – 2011. – № 1 (63). – С. 3–12.
5. *Воевода А.А.* Матричные передаточные функции. (Основные понятия): конспект лекций по курсу «Проектирование систем управления» для 4–5 курсов АВТФ (спец. 2101). – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1994. – 94 с.
6. *Воевода А.А.* Стабилизация двухмассовой системы: модальный метод синтеза с использованием полиномиального разложения // Научный вестник НГТУ. – 2010. – № 1 (38). – С. 195–198.
7. *Филюшов В.Ю.* Линеаризация обратной связи: эвристический подход // Сборник научных трудов НГТУ. – 2016. – № 1 (83). – С. 37–46.

8. Воевода А.А., Филюшов В.Ю. Линеаризация обратной связью // Сборник научных трудов НГТУ. – 2016. – № 2 (84). – С. 68–76.

9. Воевода А.А., Филюшов В.Ю. Линеаризация обратной связью: перевернутый маятник // Сборник научных трудов НГТУ. – 2016. – № 3 (85). – С. 49–60.

10. Филюшов В.Ю. Примеры использования нелинейных обратных связей для нелинейных объектов // Сборник научных трудов НГТУ. – 2016. – № 3 (85). – С. 61–70.

11. Воевода А.А., Вороной В.В. Синтез нелинейного регулятора для динамического нелинейного объекта // Сборник научных трудов НГТУ. – 2013. – № 1 (71). – С. 3–12.

12. Филюшов В.Ю. Линеаризация нелинейного трехканального динамического объекта обратной связью // Научный вестник НГТУ. – 2017. – № 1 (66). – С. 74–85.

13. Воевода А.А., Филюшов В.Ю. Линеаризация двухканальной системы с нелинейным выходом при помощи обратной связи // Сборник научных трудов НГТУ. – 2016. – № 4 (86). – С. 49–61.

Воевода Александр Александрович, доктор технических наук, профессор кафедры автоматики Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – управление многоканальными объектами. Имеет более 200 публикаций. E-mail: ucit@ucit.ru

Бобобеков Курбонмурод Мулломиракович, специалист по технологиям машиностроения, 2008–2013 гг. – кафедра «Технология машиностроения, металлорежущие станки и инструменты» механико-технологического факультета Таджикского технического университета (ТТУ) им. акад. М.С. Осими. С 2013 по 2015 г. ассистент Таджикского технического университета. С 2015 г. аспирант кафедры автоматики Новосибирского государственного технического университета. С 2019 г. кандидат технических наук. В настоящее время специализируется в области синтеза систем управления техническими системами. Имеет более 20 публикаций. E-mail: kurbon_111@mail.ru

Филюшов Владислав Юрьевич, аспирант кафедры автоматики НГТУ. Основное направление научных исследований – теория автоматического управления. Имеет более 10 публикации. E-mail: filiushov.vladislav@gmail.com

DOI: 10.17212/2307-6879-2019-3-4-17-32

Polynomial synthesis method for objects with two inputs and one output***A.A. Voevoda¹, K.M. Bobobekov², V.Yu. Filiushov³**

¹ Novosibirsk State Technical University, 20 Karl Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, doctor of Technical Sciences, professor of the automation department. E-mail: ucit@ucit.ru

² Novosibirsk State Technical University, 20 Karl Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, candidate of Technical Sciences. E-mail: kurbon_111@mail.ru

³ Novosibirsk State Technical University, 20 Karl Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation post graduate student. E-mail: filiushov.vladislav@gmail.com

A linear model of the object is considered having 2 channels for input and 1 channel for output. The problem was that it was necessary to achieve certain quality indicators of the output scalar process when controlling two input influences. Such a task is not ordinary, an example of such objects can be a manipulator with two controls or for example an AC motor, where one input is the current along the d axis, and the second along the q axis. To solve the problem, a polynomial synthesis method was used. The object was presented in the form of a left polynomial decomposition, and the regulator of the right. When solving this problem, free regulator parameters may appear that allow us to understand what possibilities the regulator presents to us.

Keywords: polynomial synthesis, multi channel regulator, non square object, polynomial matrix decomposition

REFERENCES

1. Voronoi V.V. *Polinomial'nyi metod rascheta mnogokanal'nykh regulyatorov ponizhennogo poryadka*. Diss. kand. tekhn. nauk [Design of multi-channel reduced degree controllers. PhD eng. sci. diss.]. Novosibirsk, 2013. 173 p.
2. Shoba E.V. *Modal'nyi metod sinteza mnogokanal'nykh dinamicheskikh sistem s ispol'zovaniem polinomial'nogo razlozheniya*. Diss. kand. tekhn. nauk [The modal method for the synthesis of multi-channel dynamic systems using a polynomial expansion. PhD eng. sci. diss.]. Novosibirsk, 2013. 192 p.
3. Bobobekov K.M. *Polinomial'nyi metod sinteza mnogokanal'nykh regulyatorov s ispol'zovaniem matritsy Sil'vestra*. Diss. kand. tekhn. nauk [Polynomial control method for multi-channel dynamic system by Silvester matrix. PhD eng. sci. diss.]. St. Petersburg, 2019. 168 p.
4. Voevoda A.A., Voronoi V.V. *Modal'nyi sintez regulyatorov ponizhennogo poryadka metodom differentsirovaniya kharakteristicheskogo polinoma* [Modal design of reduced order controllers by method of differentiation of the characteristic

* Received 13 August 2019.

polynomial]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2011, no. 1 (63), pp. 3–12.

5. Voevoda A.A. *Matrichnye peredatochnye funktsii (Osnovnye ponyatiya): konspekt lektsii po kursu "Proektirovanie sistem upravleniya"* [Matrix transfer functions (Basic concepts): a summary of lectures on the course "Designing of control systems"]. Novosibirsk, NSTU Publ., 1994. 94 p.

6. Voevoda A.A. Stabilizatsiya dvukhmassovoi sistemy: modal'nyi metod sinteza s ispol'zovaniem polinomial'nogo razlozheniya [Stabilisation of two-mass system by a modal method of synthesis with polynomial factorization]. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2010, no. 1 (38), pp. 195–198.

7. Filiushov V.Yu. Linearizatsiya obratnoi svyaz'yu: evristicheskii podkhod [Feedback linearization: heuristic approach]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2016, no. 1 (83), pp. 37–46.

8. Voevoda A.A., Filiushov V.Yu. Linearizatsiya obratnoi svyaz'yu [Feedback linearization]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2016, no. 2 (84), pp. 68–76.

9. Voevoda A.A., Filiushov V.Yu. Linearizatsiya obratnoi svyaz'yu: perevernutyi mayatnik [Feedback linearization: inverted pendulum]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2016, no. 3 (85), pp. 49–60.

10. Filiushov V.Yu. Primery ispol'zovaniya nelineinykh obratnykh svyazei dlya nelineinykh ob"ektov [Examples of applying of nonlinear output injection for nonlinear objects]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2016, no. 3 (85), pp. 61–70.

11. Voevoda A.A., Voronoi V.V. Sintez nelineinogo regul'yatora dlya dinamicheskogo nelineinogo ob"ekta [The nonlinear controller synthesis for a dynamic nonlinear object]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2013, no. 1 (71), pp. 3–12.

12. Filyushov V.Yu. Linearizatsiya nelineinogo trekhkanal'nogo dinamicheskogo ob"ekta obratnoi svyaz'yu [Linearization of multichannel object by output injectio]. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2017, no. 1 (66), pp. 74–85.

13. Voevoda A.A., Filyushov V.Yu. Linearizatsiya dvukhkanal'noi sistemy s nelineinym vykhodom pri pomoshchi obratnoi svyazi [Linearization by feedback of two channel object]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2016, no. 4 (86), pp. 49–61.

Для цитирования:

Воевода А.А., Бобобеков К.М., Филушов В.Ю. Полиномиальный метод синтеза для объекта с двумя входами и одним выходом // Сборник научных трудов НГТУ. – 2019. – № 3–4 (96). – С. 17–32. – DOI: 10.17212/2307-6879-2019-3-4-17-32.

For citation:

Voevoda A.A., Bobobekov K.M., Filiushov V.Yu. Polinomial'nyi metod sinteza dlya ob"ekta s dvumya vkhodami i odnim vykhodom [Polynomial synthesis method for objects with two inputs and one output]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2019, no. 3–4 (96), pp. 17–32. DOI: 10.17212/2307-6879-2019-3-4-17-32.