

ИНФОРМАЦИОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

INFORMATION
TECHNOLOGIES
AND TELECOMMUNICATIONS

УДК 681.5.037.4

DOI: 10.17212/2782-2001-2023-3-37-46

Применение модального метода синтеза для дискретных систем*

А.А. ВОЕВОДА^а, В.И. ШИПАГИН^б

630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет

^а ucit@ucit.ru ^б shipagin@mail.ru

Работы, рассматривающие модальный синтез, используют полиномиальное разложение передаточных функций моделей объекта и регулятора в основном для непрерывных систем автоматического управления. При этом в некоторых случаях требуется рассмотрение систем дискретного вида. Приведен пример синтеза системы автоматического управления для стола точного позиционирования, приводимого в действие двигателем с прямым приводом. Такие системы обеспечивают точное позиционирование в процессах изготовления и обработки деталей. Они используются в различных областях промышленности: медицинской, аэрокосмической, автомобильной и других. В частности, приведенная модель стола точного позиционирования используется для упаковки полупроводниковых элементов. Особенностью данного примера является представление передаточной функции модели объекта в дискретном виде и наличие в ней звеньев задержки на четыре такта. Кроме этого, указанная модель неустойчива из-за наличия в ней полюсов, лежащих на границе устойчивости. В качестве метода синтеза применяется модальный метод, использующий полиномиальное разложение передаточной функции модели объекта управления и регулятора. Также продемонстрирован подход, позволяющий сократить объем вычислений при синтезе регуляторов благодаря уменьшению порядка рассматриваемой передаточной функции модели объекта и сокращению числа неизвестных параметров регулятора. При этом получен регулятор, отличающийся от исходного. Анализируются различные варианты выбора желаемых полюсов передаточной функции замкнутой системы. Выбор желаемых полюсов осуществляется в пользу уменьшения величины перерегулирования системы относительно переходных процессов системы с изначальным выбором полюсов.

Ключевые слова: дискретная система, система автоматического управления, запаздывание, астатические системы, синтез дискретных систем, полиномиальный метод, передаточная функция, диофантово уравнение, матрица Сильвестра, звено запаздывания, характеристический полином

* Статья получена 21 декабря 2022 г.

ВВЕДЕНИЕ

В работе применяется модальный метод синтеза регуляторов, использующий полиномиальное разложение передаточных функций модели объекта управления и регулятора, продемонстрированный в работах [1, 2]. Он основан на решении диофантова уравнения, в котором в качестве неизвестных выступают параметры передаточной функции (ПФ) регулятора, а известными являются параметры ПФ объекта и желаемого характеристического полинома замкнутой системы (ХПЗС). То есть необходимые требования к системе управления в данном случае могут быть обеспечены через расположение корней характеристического полинома замкнутой системы. Для решения диофантова уравнения авторами [3–9] используется матрица Сильвестра.

В приведенных работах в основном рассматриваются только непрерывные системы. Однако в связи с развитием цифровой вычислительной техники всё чаще системы представляются не в аналоговом, а в дискретном виде [10–12]. В настоящей работе рассмотрен случай синтеза регулятора для системы, представленной в дискретном виде. Для синтеза применяется модальный метод, использующий полиномиальное разложение ПФ объекта и регулятора. Для наглядности демонстрируется пример одноканальной системы, однако данную методику можно также распространить и на многоканальный случай. Кроме этого, приводится также пример использования модификации алгоритма, представленного в работе [4], позволяющей сократить объем и сложность вычислений при синтезе САУ.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматривается модель объекта «стол точного позиционирования с двигателем на прямом приводе» [13, 14]. Такая система используется, например, для упаковки полупроводниковых элементов. Объект может перемещаться с ускорением свыше 5g и точностью позиционирования на микронном уровне. Объект управления выбран с учетом удобства демонстрации расчетов синтеза системы автоматического управления (САУ) с помощью модального метода, использующего полиномиальное разложение ПФ модели объекта и регулятора.

Для синтеза регулятора и исследования свойств системы используется номинальная модель объекта в дискретном времени, заданная ПФ:

$$w_o(z^{-1}) = \frac{z^{-4}b_0(1+z^{-1})}{1-2z^{-1}+z^{-2}}, \quad (1)$$

где $z \in \mathbb{C}$ – аргумент дискретного преобразования Лапласа; b_0 – параметр модели. В настоящей работе для простоты будем считать, что $b_0 = 1$ (с помощью указанного метода легко можно пересчитать и для других значений параметра). Расчеты приведены для шага дискретизации $\Delta t = 0.1$ с.

Представим выражение (1) в удобном для работы алгоритма виде:

$$w_o(z) = \frac{z+1}{z^5-2z^4+z^3} = \frac{z+1}{z^3(z-1)^2}. \quad (2)$$

Полиномы числителя и знаменателя ПФ объекта взаимно-простые (т. е. не имеют общих корней), а значит, согласно [1] данная модель объекта управляема и наблюдаема. Объект является неустойчивым, так как некоторые корни характеристического уравнения лежат на границе единичного круга на z -плоскости корней $p_{1,2} = 1$. В ПФ объекта присутствует ноль $n_1 = -1$. Переходная и импульсная характеристики приведены на рис. 1.

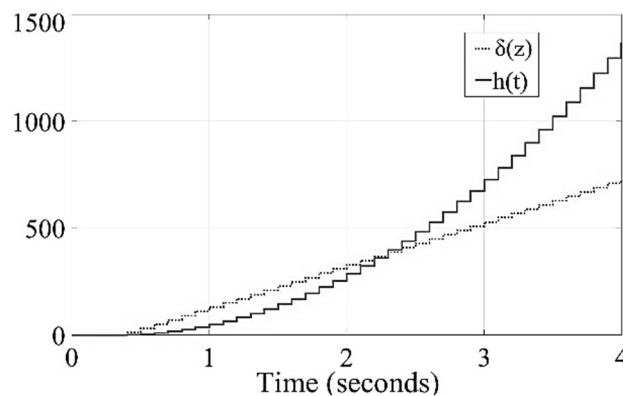


Рис. 1. Реакция объекта на типовые воздействия

Fig. 1. Various variants of closed system block schemes

САУ строится по принципу обратной (отрицательной) связи (рис. 2). Существует несколько вариантов построения САУ по принципу обратной связи.

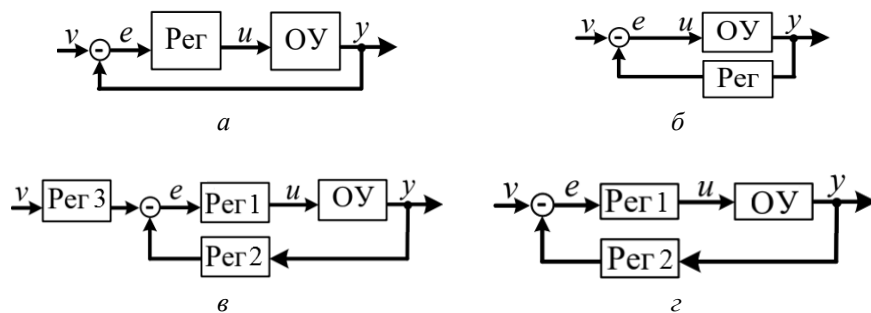


Рис. 2. Различные варианты структурных схем замкнутой системы

Fig. 2. Various options for closed system block schemes

Здесь Per , Per1 , Per2 , Per3 – блоки регулирования, ОУ – объект управления. В настоящей работе рассматривается система с регулятором в прямом канале с объектом управления (рис. 2, а). На вход системы подается задание v . На блок регулирования поступает ошибка e между задающим воздействием v и выходом объекта y . На выходе блока регулирования формируется управляющий сигнал u , который поступает на объект управления. Необходимо рассчитать передаточную функцию регулятора по заданным полюсам желаемого характеристического полинома замкнутой системы.

2. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА

Если представить ПФ регулятора и объекта соответственно в виде

$$w_r(z) = \frac{x(z)}{y(z)}, \quad w_o(z) = \frac{n(z)}{d(z)}, \quad (3)$$

где $x(z)$, $n(z)$ – полиномы числителя ПФ регулятора и объекта соответственно; $y(z)$, $d(z)$ – полиномы знаменателя ПФ регулятора и объекта соответственно. При этом согласно уравнения (2) и (3) полиномы числителя и знаменателя можем выразить следующим образом:

$$n(z) = n_1 z + n_0, \quad d(z) = d_5 z^5 + d_4 z^4 + d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0, \quad (4)$$

где $n_1 = n_0 = d_3 = d_5 = 1$, $d_0 = d_1 = d_2 = 0$, $d_4 = -2$. ПФ замкнутой системы, представленной на рис. 2, а, может быть выражена в следующем виде:

$$w_{cl}(z) = \frac{n(z)x(z)}{d(z)y(z) + n(z)x(z)}, \quad (5)$$

где $d(z)y(z) + n(z)x(z)$ – ХПЗС.

Приведем два варианта модального синтеза, использующего полиномиальное матричное разложение ПФ объекта и регулятора. Один из них придерживается алгоритма, приведенного в работе [3], а другой связан с применением понижения порядка рассматриваемой ПФ объекта, что, в свою очередь, сокращает объем требуемых для синтеза регулятора вычислений.

2.1. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА

Согласно рекомендациям, приведенным в [1, 3], выберем регулятор полного порядка. Тогда его степень $m = n - 1 = 4$, где $n = 5$ – степень знаменателя объекта (2):

$$w_r(z) = \frac{x_4 z^4 + x_3 z^3 + x_2 z^2 + x_1 z + x_0}{y_4 z^4 + y_3 z^3 + y_2 z^2 + y_1 z + y_0}, \quad (6)$$

где $x_i, y_i \in R$ – неизвестные параметры регулятора, $i = 1, \dots, 4$. Согласно (5) степень желаемого ХПЗС $m + n = 9$. В качестве желаемого ХПЗС взят $(z - 0.3)^9$. Выбор желаемого ХПЗС связан с желанием уменьшения величины перерегулирования (сравнительная характеристика переходных процессов для различных вариантов задания полюсов представлена в разделе 3 настоящей статьи). Для определения неизвестных параметров регулятора (3) составим систему уравнений вида $\mathfrak{Z}\mathfrak{X} = C$, где $\mathfrak{Z}$ – матрица Сильвестра, $\mathfrak{X}$ – вектор параметров регулятора, C – вектор параметров желаемой ХПЗС:

$$\mathfrak{Z} = \begin{pmatrix} d_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_4 & 0 & d_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_3 & 0 & d_4 & 0 & d_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d_2 & 0 & d_3 & 0 & d_4 & 0 & d_5 & 0 & 0 & 0 \\ d_1 & n_1 & d_2 & 0 & d_3 & 0 & d_4 & 0 & d_5 & 0 \\ d_0 & n_0 & d_1 & n_1 & d_2 & 0 & d_3 & 0 & d_4 & 0 \\ 0 & 0 & d_0 & n_0 & d_1 & n_1 & d_2 & 0 & d_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_0 & n_0 & d_1 & n_1 & d_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_0 & n_0 & d_1 & n_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_0 & n_0 \end{pmatrix}, \mathfrak{X} = \begin{pmatrix} y_4 \\ x_4 \\ y_3 \\ x_3 \\ y_2 \\ x_2 \\ y_1 \\ x_1 \\ y_0 \\ x_0 \end{pmatrix}, C \approx \begin{pmatrix} 1 \\ -2.7 \\ 3.24 \\ -2.27 \\ 1.02 \\ -0.31 \\ 0.06 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Здесь вектор C определяется коэффициентами полинома желаемого ХПЗС $(z - 0.3)^9$ сверху вниз, начиная от старшей степени к младшей.

Тогда вектор неизвестных параметров регулятора $\mathfrak{X}$ может быть определен как $\mathfrak{X} = \mathfrak{Z}^{-1}C$. Полученные параметры подставляем в выражение (6) и получаем $w_r(z) = \frac{0.2z^4 - 0.2z^3 - 0.008z^2}{z^4 - 0.7z^3 + 0.8z^2 + 0.1z + 0.2}$. При этом ПФ замкнутой системы

$$w_{cl}(z) = \frac{(z^2 + 0.05z + 0.001)(z + 1)(z + 0.098)(z - 0.894)}{(z - 0.3)^9}. \quad (7)$$

Как видно из выражения (7), полюса представленной системы совпадают с корнями желаемого ХПЗС, значит, расчеты проведены верно. Полюса находятся в области устойчивости, а значит, представленная система устойчива.

2.2. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА В УПРОЩЕННОМ РЕЖИМЕ

Для упрощения процедуры синтеза регулятора понизим порядок рассматриваемой ПФ объекта управления. Для этого воспользуемся подходом, примененным в работе [15]. Выберем, так же как и в предыдущем случае, регулятор полного порядка, тогда его степень $m = n - 1 = 4$, где $n = 5$ – степень знаменателя объекта (2). Если для системы (см. рис. 2) ПФ регулятора представить в виде

$$w_r(z) = z^3 \tilde{w}_r(z) = \frac{z^3(\tilde{x}_1 z + \tilde{x}_0)}{\tilde{y}_4 z^4 + \tilde{y}_3 z^3 + \tilde{y}_2 z^2 + \tilde{y}_1 z + \tilde{y}_0}, \quad (8)$$

где $\tilde{x}_1, \tilde{x}_0, \tilde{y}_4, \tilde{y}_3, \tilde{y}_2, \tilde{y}_1, \tilde{y}_0$ – неизвестные параметры регулятора; $\tilde{w}_r(z)$ – преобразованная ПФ регулятора, то при рассмотрении ПФ замкнутой системы $w_{cl}(z)$ произойдет взаимное сокращение в числителе $w_r(z)$ и знаменателе $w_o(z)$ общего множителя z^3 , и можно перейти к рассмотрению системы вида

$$w_{cl}(z) = \frac{\tilde{w}_o(z)\tilde{w}_r(z)}{1 + \tilde{w}_o(z)\tilde{w}_r(z)}, \text{ где } \tilde{w}_o(z) = \frac{z + 1}{(z - 1)^2} \text{ – преобразованная ПФ объекта.}$$

ПФ преобразованного объекта представим через полиномиальное разложение: $\tilde{w}_o(z) = \tilde{d}^{-1}(z)n(z)$, где $n(z) = n_1z + n_0$, $\tilde{d}(z) = \tilde{d}_2z^2 + \tilde{d}_1z + \tilde{d}_0$ – полиномы «числитель» и «знаменатель» преобразованной ПФ ОУ соответственно. При этом $d(z) = \tilde{d}(z)z^3$.

Степень желаемого ХПЗС $m+n=6$. В качестве желаемого ХПЗС взят $(z-0.3)^6$. Для определения неизвестных параметров регулятора (8) составим систему уравнений вида $\tilde{\mathfrak{Z}}\tilde{\mathfrak{X}} = \tilde{C}$, где $\tilde{\mathfrak{Z}}$ – матрица Сильвестра для преобразованной ПФ объекта, $\tilde{\mathfrak{X}}$ – вектор параметров регулятора (8), $\tilde{C}$ – вектор желаемых параметров ХПЗС:

$$\tilde{\mathfrak{Z}} = \begin{pmatrix} \tilde{d}_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{d}_1 & \tilde{d}_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \tilde{d}_0 & \tilde{d}_1 & \tilde{d}_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{d}_0 & \tilde{d}_1 & \tilde{d}_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{d}_0 & \tilde{d}_1 & n_1 & \tilde{d}_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{d}_0 & n_0 & \tilde{d}_1 & n_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{d}_0 & n_0 \end{pmatrix}, \quad \tilde{\mathfrak{X}} = \begin{pmatrix} \tilde{y}_4 \\ \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_0 \\ \tilde{y}_0 \end{pmatrix}, \quad \tilde{C} = \begin{pmatrix} 1 \\ -1.8 \\ 1.35 \\ -0.54 \\ 0.12 \\ -0.01 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Здесь вектор $\tilde{C}$ определяется коэффициентами желаемого ХПЗС $(z-0.3)^6$ сверху вниз, начиная от старшей степени к младшей. Тогда вектор неизвестных параметров регулятора может быть определен как $\tilde{\mathfrak{X}} = \tilde{\mathfrak{Z}}^{-1}\tilde{C}$. Полученные параметры подставляем в выражение (8) и получаем $w_r(z) =$

$$= \frac{z^3(0.47z - 0.42)}{z^4 + 0.2z^3 + 0.75z^2 + 0.76z + 0.42}. \text{ При этом ПФ замкнутой системы}$$

$$w_{cl}(z) = \frac{z^3(z+1)(z-0.876)}{(z-0.3)^6}. \quad (9)$$

Как видно из выражения (9), полюса представленной системы совпадают с корнями желаемого ХПЗС. Они находятся в области устойчивости, а значит, представленная система устойчива.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Получим переходную функцию для САУ (7) и (9) (рис. 3, а), а также переходные функции для различных желаемых ХПЗС (рис. 3, б).

Отсутствие реакции в начале процесса управления связано с задержкой в ОУ на четыре такта. Достаточно большое значение перерегулирования может быть связано с наличием в $w_{cl}(z)$ нулей, принимающих значение на границе устойчивости.

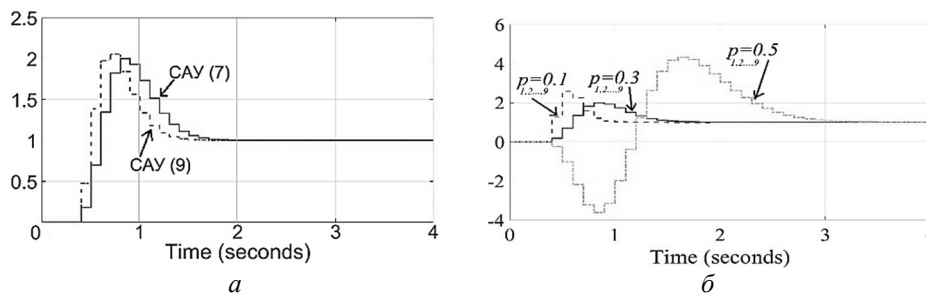


Рис. 3. Переходные функции САУ для различных желаемых ХПЗС

Fig. 3. ACS transition functions for various desired CSCP

Из рис. 3, б видно, что выбор желаемых полюсов $p_{1,2,\dots,9} = 0.3$ в разделе 2.2 связан с желанием уменьшить величины перерегулирования переходных процессов системы. Из рис. 3, а видно, что показатели качества САУ, полученной упрощенным способом, принципиально не отличаются от способа, представленного в работе [3]. При этом в случае использования предложенного способа удастся понизить порядок ПФ рассматриваемого объекта с пятого на второй. Кроме этого, снижается также количество неизвестных параметров регулятора с десяти до семи. С помощью указанного способа удалось сократить число неизвестных параметров регулятора с десяти до семи и размер матрицы Сильвестра с 10×10 до 7×7 .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках проведенной работы была синтезирована САУ для одноканального объекта, представленного в дискретном виде. Особенностью объекта можно считать наличие в его составе звеньев запаздывания на четыре такта и наличие неустойчивых полюсов ПФ.

Синтез САУ осуществлялся модальным методом, использующим полиномиальное разложение ПФ объекта и регулятора. Показан способ понижения порядка рассматриваемой ПФ объекта для сокращения необходимого объема вычислений при синтезе САУ. Продемонстрированы различные варианты выбора значений желаемых полюсов системы. Выбор желаемого характеристического полинома сделан в пользу уменьшения величины перерегулирования системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Chen C.T. Linear system theory and design. – 2nd ed. – New York: Oxford, 1999. – 334 p.
2. Antsaklis P.J., Michel A.N. Linear systems. – Switzerland: Birkhauser, 1997. – 669 p.
3. Бобобеков К.М., Воевода А.А., Шипагин В.И. Полиномиальный метод синтеза автоматического управления для одноканальных и многоканальных объектов: монография. – Душанбе: ТТУ им. М.С. Осими, 2021. – 192 с.
4. Филишов В.Ю. Полиномиальный метод синтеза регуляторов для многоканальных объектов с неквадратной матричной передаточной функцией: дис. ... канд. техн. наук: 2.3.1. – СПб., 2022. – 177 с.
5. Вороной В.В. Полиномиальный метод расчета многоканальных регуляторов пониженного порядка: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01. – Новосибирск, 2013. – 173 с.

6. Шоба Е.В. Модальный метод синтеза многоканальных динамических систем с использованием полиномиального разложения: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01. – Новосибирск, 2013. – 192 с.
7. Воевода А.А., Шипагин В.И. Синтез многоканального регулятора для объекта с двумя входными и двумя выходными каналами с использованием полиномиального матричного разложения // 2021 International Russian Automation Conference (RusAutoCon). – Сочи, 2021. – С. 823–828. – DOI: 10.1109/RusAutoCon52004.2021.9537350. – На англ. яз.
8. Воевода А.А., Шипагин В.И. Синтез регулятора для систем с запаздыванием // 2021 XV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – Новосибирск, 2021. – С. 559–563. – DOI: 10.1109/APEIE52976.2021.9647686. – На англ. яз.
9. Voevoda A.A., Shipagin V.I., Troshina G.V. Controller synthesis by a polynomial method in order to achieve minimal overshoot for systems with a delay // 2022 Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). – St. Petersburg, 2022. – P. 908–911. – DOI: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755583.
10. Фридман А.Я. Опыт интеллектуализации методов ситуационного моделирования дискретных нестационарных пространственных объектов // Автоматика и телемеханика. – 2022. – № 6. – С. 151–168. – DOI: 10.31857/S0005231022060113. – EDN ADHKCB.
11. Панкин А.М., Калютник А.А., Костарев В.С. Контроль технического состояния и остаточного ресурса дискретно-непрерывных объектов // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». – 2022. – Т. 1. – С. 13–14. – EDN BYPTJU.
12. Паришуков А.Н. Метод синтеза модального регулятора для линейного дискретного объекта управления с интервальной неопределенностью коэффициентов // Вестник Томского государственного университета. Управление, вычислительная техника и информатика. – 2022. – № 60. – С. 4–12. – DOI: 10.17223/19988605/60/1.
13. Андриевский Б.Р., Фуртат И.Б. Наблюдатели возмущений: методы и приложения. Ч. 2. Приложения // Автоматика и телемеханика. – 2020. – № 10. – С. 35–92. – DOI: 10.31857/S0005231020100025. – EDN IBYYUE.
14. Kempf C.J., Kobayashi S. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 1999. – Vol. 7, N 5. – P. 513–526.
15. Воевода А.А., Шипагин В.И., Филюшов В.Ю. Расчет регулятора для объекта с запаздыванием // Безопасность цифровых технологий. – 2021. – № 3 (102). – С. 9–20. – DOI: 10.17212/2782-2230-2021-3-9-20. – EDN YTVVTX.

Воевода Александр Александрович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры автоматизации Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – управление многоканальными объектами. Имеет более 300 публикаций. E-mail: ucit@ucit.ru

Шипагин Виктор Игоревич, аспирант кафедры автоматизации Новосибирского государственного технического университета. В настоящее время специализируется в области синтеза систем управления техническими системами. E-mail: shipagin@mail.ru

Voevoda Aleksandr A., D.Sc. (Eng.), professor, professor at the automation department in Novosibirsk State Technical University. The main field of his scientific research is the management of multi-channel objects. He has more than 300 publications. E-mail: ucit@ucit.ru

Shipagin Victor I., a postgraduate student at the automation department in Novosibirsk State Technical University. Currently he specializes in the field of synthesis of regulators for technical systems. E-mail: shipagin@mail.ru

Application of the modal design method for discrete systems*A.A. VOEVODA^a, V.I. SHIPAGIN^b

Novosibirsk State Technical University, 20 K. Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation

^a ucit@ucit.ru ^b shipagin@mail.ru**Abstract**

Works considering modal synthesis and using polynomial decomposition of transfer functions of object and controller models are considered mainly for continuous automatic control systems. At the same time, in some cases, it is necessary to consider systems of a discrete type. An example of the synthesis of an automatic control system for an accurate positioning of a table driven by a direct-drive motor is given. Such systems provide accurate positioning in the processes of manufacturing and processing of parts. They are used in various fields of industry: medical, aerospace, automotive and others. In particular, the above model of the precise positioning table is used for packaging semiconductor elements. A feature of this example is the representation of the transfer function of the object model in a discrete form and the presence of four-cycle delay links in it. In addition, this model is unstable due to the presence of poles lying on the stability boundary in it. As a synthesis method, a modal method is used, using a polynomial decomposition of the transfer function of the model of the control object and controller. An approach is also demonstrated that makes it possible to reduce the number of calculations in the synthesis of regulators by reducing the order of the transfer function of the considered object model and reducing the number of unknown parameters of the regulator. At the same time, a regulator is obtained that differs from the original one. Various options for choosing the desired poles of the transfer function of a closed system are analyzed. The choice of the desired poles is carried out in favor of reducing the amount of overshoot of the system relative to the transients of the system with the initial choice of poles.

Keywords: discrete system, automatic control system, delay, astatic systems, synthesis of discrete systems, polynomial method, transfer function, diophantine equation, Sylvester matrix, delay link, characteristic polynomial

REFERENCES

1. Chen C.T. *Linear system theory and design*. 2nd ed. New York, Oxford, 1999. 334 p.
2. Antsaklis P.J., Michel A.N. *Linear systems*. Switzerland, Birkhauser, 1997. 669 p.
3. Bobobekov K.M., Voevoda A.A., Shipagin V.I. *Polinomial'nyi metod sinteza avtomaticheskogo upravleniya dlya odnokanal'nykh i mnogokanal'nykh ob'ektov* [Polynomial method for the synthesis of automatic control systems for single-channel and multi-channel objects]. Dushanbe, Tajik Technical University named after academician M.S. Osimi Publ., 2021. 192 p. (In Russian).
4. Filyushov V.Yu. *Polinomial'nyi metod sinteza regulyatorov dlya mnogokanal'nykh ob'ektov s nekvadratnoi matrichnoi peredatochnoi funktsiei*. diss. kand. tekhn. nauk [A polynomial method for synthesizing regulators for multichannel objects with a non-square matrix transfer function. PhD eng. sci. diss.]. St. Petersburg, 2022. 177 p.
5. 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.
6. 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.

* Received 21 December 2022.

7. Voevoda A., Shipagin V. Synthesis of a multichannel controller for plant with two input and two output channels using polynomial matrix fraction. *2021 International Russian Automation Conference (RusAutoCon)*, Sochi, Russian Federation, 2021, pp. 823–828. DOI: 10.1109/RusAuto-Con52004.2021.9537350.

8. Voevoda A.A., Shipagin V.I. Synthesis of a controller for a system with a delay. *2021 XV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*, Novosibirsk, Russian Federation, 2021, pp. 559–563. DOI: 10.1109/APEIE52976.2021.9647686.

9. Voevoda A.A., Shipagin V.I., Troshina G.V. Controller synthesis by a polynomial method in order to achieve minimal overshoot for systems with a delay. *2022 Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*, St. Petersburg, 2022, pp. 908–911. DOI: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755583.

10. Fridman A.Ya. Opyt intellektualizatsii metodov situatsionnogo modelirovaniya diskretnykh nestatsionarnykh prostranstvennykh ob"ektov [Experience of intellectualization of situational modeling methods for discrete time-varying spatial objects]. *Avtomatika i telemekhanika = Automation and Remote Control*, 2022, no. 6, pp. 151–168. DOI: 10.31857/S0005231022060113. (In Russian).

11. Pankin A.M., Kalyutik A.A., Kostarev V.S. Kontrol' tekhnicheskogo sostoyaniya i ostatochnogo resursa diskretno-nepreryvnykh ob"ektov [Monitoring of the technical condition and residual life of discrete-continuous objects]. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma «Nadezhnost' i kachestvo» = Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality"*, 2022, vol. 1, pp. 13–14.

12. Parshukov A.N. Metod sinteza modal'nogo regulatora dlya lineinogo diskretnogo ob"ekta upravleniya s interval'noi neopredelennost'yu koeffitsientov [Method of synthesis of a modal regulator for a linear discrete-time system with interval uncertainty of coefficients]. *Vestnik Tomskogo gosudarstvennogo universiteta. Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika = Tomsk State University Journal of Control and Computer Science*, 2022, no. 60, pp. 4–12. DOI: 10.17223/19988605/60/1.

13. Andrievsky B.R., Furtat I.B. Nablyudateli vozmushchenii: metody i prilozheniya. Ch. 2. Prilozheniya [Disturbance observers: methods and applications. II. Applications]. *Avtomatika i telemekhanika = Automation and Remote Control*, 2022, no. 10, pp. 35–92. DOI: 10.31857/S0005231020100025. (In Russian).

14. Kempf C.J., Kobayashi S. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1999, vol. 7, no. 5, pp. 513–526.

15. Voevoda A.A., Shipagin V.I., Filiushov V.Yu. Raschet regulatora dlya ob"ekta s zapzdyvaniem [Calculation of the regulator for the object with a delay]. *Bezopasnost' tsifrovyykh tekhnologii = Digital Technology Security*, 2021, no. 3 (102), pp. 9–20. DOI: 10.17212/2782-2230-2021-3-9-20.

Для цитирования:

Воевода А.А., Шипагин В.И. Применение модального метода синтеза для дискретных систем // Системы анализа и обработки данных. – 2023. – № 3 (91). – С. 37–46. – DOI: 10.17212/2782-2001-2023-3-37-46.

For citation:

Voevoda A.A., Shipagin V.I. Primenenie modal'nogo metoda sinteza dlya diskretnykh sistem [Application of the modal design method for discrete systems]. *Sistemy analiza i obrabotki dannykh = Analysis and Data Processing Systems*, 2023, no. 3 (91), pp. 37–46. DOI: 10.17212/2782-2001-2023-3-37-46.