

СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ЦИФРОВОГО УПРАВЛІННЯ ДЛЯ АВТОМАТИЧНИХ СЛІДКУВАЛЬНИХ СИСТЕМ

І.В. ЗІМЧУК, В.І. ІЩЕНКО, І.О. КАНКІН

Викладено методику поліноміального синтезу алгоритмів цифрового управління для автоматичних слідкувальних систем. Показано, що більшість існуючих методів синтезу цифрових регуляторів, які реалізують принцип управління за відхиленням, ґрунтуються на досвіді синтезу неперервних систем. Їх методологія не дозволяє реалізувати одночасне підвищення точності системи в сталому режимі та виконання умов її стійкості. Згідно викладеної методики алгоритми управління синтезуються в результаті розв'язання різницевого рівняння, які визначаються за дискретними передаточними функціями цифрових регуляторів. Теоретичну основу синтезу цифрових регуляторів складає теорія інваріантності. Відмінною рисою запропонованого підходу є урахування вимог до стійкості та заданої статичної точності системи управління на етапі синтезу цифрового регулятора. Наведено приклад синтезу алгоритму цифрового управління об'єктом другого порядку, результати моделювання якого підтверджують ефективність викладеної методики.

ВСТУП

Характерною рисою сучасності є автоматизація технологічних процесів, постійне підвищення ефективності автоматизованих систем управління технологічними процесами на основі широкого впровадження автоматичних систем управління (САУ). Більшість існуючих сучасних САУ будуються за принципом управління за відхиленням з використанням послідовного корегувального пристрою в якості пристрою управління. Високі показники якості управління досягаються застосуванням цифрових регуляторів [1]. Підвищення вимог до точності САУ призводить до необхідності удосконалення алгоритмів цифрового регулятора.

Питання, що пов'язані з синтезом цифрових регуляторів для автоматичних слідкувальних систем, знайшли широке відображення у сучасній літературі [1–7], де достатньо глибоко викладено принципи будови регуляторів за різними класифікаційними ознаками.

Один із відомих підходів [4, 6] передбачає синтез цифрового регулятора шляхом перебудови аналогового корегуючого пристрою, який синтезується одним із відомих методів, наприклад методом логарифмічних частотних характеристик. У результаті синтез являє собою досить складну задачу.

Інший підхід [3, 4] полягає в доповненні існуючої аналогової системи цифровим ПД-регулятором. При цьому структура регулятора визначається необхідністю досягнення бажаних динамічних властивостей системи. Такий підхід досить поширений на практиці, однак не розв'язує задачу забезпечення стійкості системи та визначення параметрів регулятора.

Від вказаних недоліків вільний метод розміщення нулів та полюсів [4, 6]. Ідея методу полягає у визначенні параметрів системи та регулятора

таким чином, щоб корені характеристичного рівняння займали на z -площині бажане положення. Такий підхід є методом підбору і не дозволяє однозначно визначити параметри регулятора.

В роботах [4, 6] викладено метод, який ґрунтується на взаємній компенсації небажаних нулів та полюсів передаточної функції об'єкта управління нулями й полюсами регулятора та додаванні нових, таких, які б забезпечили бажані динамічні властивості системи. Для широкого класу задач синтезу такий підхід не завжди дає задовільний результат і результатом синтезу може стати досить складний регулятор.

Описані методи синтезу цифрових регуляторів ґрунтуються на досвіді синтезу неперервних систем.

У роботі [4] викладено метод синтезу цифрових систем з аперіодичним перехідним процесом. Відповідно до цього методу цифровий регулятор синтезується виходячи з необхідності отримання аперіодичної реакції системи на заданий вхідний сигнал. Синтезовані ним цифрові регулятори відносяться до класу компенсаційних. Метод досить простий, однак синтезовані регулятори дають задовільні результати лише для чітко визначеної моделі вхідної дії. Якщо вхідна дія не відповідає моделі, яка враховувалась під час синтезу, то динамічні властивості системи значно погіршуються. Крім того, синтезована цим методом система стає досить чутливою до зміни параметрів.

Один із методів синтезу компенсаційних цифрових регуляторів викладено в роботі [5]. В основі методу — теорія інваріантності. Він дозволяє синтезувати цифрові системи, стійкість та статична точність яких визначається на етапі синтезу. Однак автор методу процес синтезу регуляторів розглянув з позицій теорії фільтрації, що наклало відбиток на формування управлінь, які визначаються без врахування поточного значення помилки управління, а формуються як результат екстраполяції стану об'єкта управління. За такого підходу структура регулятора дещо ускладнюється.

З проведеного аналізу видно, що синтез структури цифрових регуляторів для замкнених автоматичних систем має бути більш гнучким, що є підставою для розробки більш оригінальних методів синтезу.

Мета роботи — розробка методики синтезу алгоритмів цифрового управління для автоматичних слідувальних систем з усуненням вказаних недоліків.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Задача синтезу алгоритмів цифрового управління ставиться за допомогою структурної схеми цифрової САУ, що зображена на рис. 1 [5].

На схемі використано наступні позначення: $F(z)$ та $\Psi(z)$ — дискретні передаточні функції цифрового регулятора та об'єкта управління; $x(n)$, $y(n)$ — вхідна та вихідна дії; $u(n)$ — сигнал управління; $\varepsilon(n)$ — помилка системи.

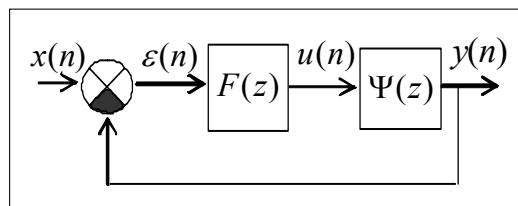


Рис. 1. Структурна схема цифрової САУ

Припускається, що на вхід цифрової САУ в дискретні моменти часу $t = nT$ поступає вхідна дія, яка описується поліноміальною моделлю наступного виду:

$$x(n) = x(n-1) + \sum_{i=1}^N \Delta^i x(n-1) \frac{T^i}{i!}, \quad (1)$$

де T — інтервал часової дискретизації; $\Delta^i x(n-1)$ — i -та різниця від вхідної дії $x(n-1)$.

Дискретна передаточна функція об'єкта управління вважається відомою:

$$\Psi(z) = \frac{\psi_1(z)}{\psi_2(z)}, \quad (2)$$

де $\psi_1(z)$, $\psi_2(z)$ — поліноми чисельника та знаменника дискретної передаточної функції об'єкта управління.

Необхідно визначити порядок синтезу оператора замкненого контуру управління:

$$F(z) = \frac{f_1(z)}{f_2(z)}, \quad (3)$$

за яким визначатиметься алгоритм цифрового управління об'єктом

$$u(n) = F(z)\varepsilon(n), \quad (4)$$

де $f_1(z)$, $f_2(z)$ — поліноми чисельника та знаменника передаточної функції цифрового регулятора.

За критерій якості, якому має відповідати система, вибирається відсутність помилки в сталому режимі.

$$\varepsilon = x(t) - y(t) = 0. \quad (5)$$

ВИКЛАДЕННЯ ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ

За структурною схемою, яку зображено на рис. 1, визначається передаточна функція розімкненої системи

$$K_p(z) = F(z)\Psi(z), \quad (6)$$

яка може бути подана відношенням поліномів

$$K_p(z) = \frac{B(z)}{A(z)}, \quad (7)$$

де $A(z)$, $B(z)$ — деякі поліноми, що визначають статичну та стохастичну точність системи.

Прирівнюючи праві частини рівнянь (6) та (7),

$$F(z)\Psi(z) = \frac{B(z)}{A(z)},$$

синтезується вираз для передаточної функції цифрового регулятора

$$F(z) = \frac{B(z)}{A(z)\Psi(z)}. \quad (8)$$

У теорії автоматичного управління визначено [8], що для автоматичних слідкувальних систем з одиничним від'ємним зворотнім зв'язком виконується рівність

$$A(z) + B(z) = C(z), \quad (9)$$

звідки вираз для полінома $B(z)$ буде

$$B(z) = C(z) - A(z), \quad (10)$$

де $C(z)$ — характеристичний поліном замкненої системи.

З урахуванням (10) вираз (8) для передаточної функції цифрового регулятора набуває вигляду

$$F(z) = \frac{C(z) - A(z)}{A(z)\Psi(z)}, \quad (11)$$

в якому поліноми $A(z)$ та $C(z)$ підлягають визначенню.

Поліном $A(z)$ розраховується на підставі третьої форми умов інваріантності [8]. Для системи, яка описується структурною схемою, що наведена на рис. 1, передаточна функція за помилкою $K_\varepsilon(z)$ описується рівнянням

$$K_\varepsilon(z) = \frac{A(z)}{C(z)}. \quad (12)$$

Система управління буде оптимальною за обраним критерієм якості, якщо виконуватиметься умова

$$K_\varepsilon(z)x(n) = 0,$$

або

$$A(z)x(n) = 0, \quad (13)$$

де

$$A(z) \neq 0, \quad x(n) \neq 0, \quad n \rightarrow \infty. \quad (14)$$

Рівняння (13) та (14) являють собою третю форму умов інваріантності помилки системи відносно вхідної дії та дозволяють визначати поліном $A(z)$, загальний вигляд якого буде:

$$A(z) = (1 - z^{-1})^{N+1} \left(1 + \sum_{i=1}^M a_i z^{-i} \right), \quad (15)$$

де N — порядок вхідної дії $x(n)$; a_i — коефіцієнти полінома.

Характеристичний поліном $C(z)$ пропонується визначати у вигляді полінома, корені якого забезпечують стійкість системи

$$C(z) = \prod_{i=1}^N (1 + \Theta_i z^{-1}), \quad (16)$$

тут $0 < \Theta_i < 1$.

Крім того, для усунення впливу цифрового регулятора на стійкість системи характеристичний поліном запропоновано подавати у вигляді

$$C(z) = \psi_1(z) + \psi_2(z). \quad (17)$$

За такого характеристичного полінома, умови стійкості синтезованої цифрової САУ відповідатимуть умовам стійкості некорегованої системи.

Таким чином, запропонована методика синтезу цифрових регуляторів для автоматичних слідкувальних систем визначається положеннями:

1. Визначення дискретної передаточної функції об'єкта управління $\psi(z)$.
2. Розрахунок полінома $A(z)$ за виразами (13)–(15).
3. Визначення характеристичного полінома $C(z)$ замкненої системи (рівняння (16) та (17)).
4. Синтез передаточної функції цифрового регулятора $F(z)$ за виразом (11).
5. Визначення алгоритму управління $u(n)$ динамічним об'єктом відповідно до виразу (4).

Порядок синтезу цифрової САУ розглянемо на прикладі. Модель об'єкта управління подано передаточною функцією:

$$\psi(p) = \frac{\alpha}{p(b+p)},$$

де α , b — коефіцієнти, які визначаються параметрами об'єкта управління; p — оператор Лапласа.

Вхідна дія описується рівнянням (1) при $N = 1$, що відповідає лінійній моделі. Необхідно синтезувати структуру цифрового регулятора та алгоритм управління, при застосуванні якого в сталому режимі $\varepsilon(n) = 0$.

Розв'язок. За допомогою табличних даних [2] визначається дискретна передаточна функція об'єкта управління:

$$\psi(z) = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}},$$

де $c_1 = \frac{\alpha}{b^2}(bT - 1 + d_2)$; $c_2 = \frac{\alpha}{b^2}(1 - d_2 - bTd_2)$; $d_1 = -1 - d_2$; $d_2 = e^{-bT}$.

Для досягнення заданого показника якості синтезуємої цифрової системи управління та забезпечення динамічних властивостей аналогічних вихідній системі, за виразами (13) та (17) визначаються поліноми

$$A(z) = (1 - z^{-1})^2,$$

$$C(z) = 1 + (c_1 + d_1)z^{-1} + (c_2 + d_2)z^{-2}.$$

За виразом (11) розраховується передаточна функція $F(z)$:

$$F(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}},$$

де

$$a_0 = \frac{2 + c_1 + d_1}{c_1}; \quad a_1 = \frac{c_2 + d_2 - 2d_2 - c_1d_2 - d_1d_2 - 1}{c_1};$$

$$a_2 = \frac{d_2(1 - c_2 - d_2)}{c_1}; \quad b_1 = \frac{c_2 - c_1}{c_1}; \quad b_2 = -\frac{c_2}{c_1}.$$

З рівняння (4) розраховується алгоритм управління:

$$u(n) = a_0\varepsilon(n) + a_1\varepsilon(n-1) + a_2\varepsilon(n-2) - b_1u_1(n-1) - b_2u_1(n-2).$$

Оцінка ефективності синтезованої цифрової системи автоматичного управління проводилась шляхом математичного моделювання на ПЕОМ.

Дослідження проводилось за наступних умов: $\alpha = 25 \frac{\text{Рад}}{\text{Вс}^2}$; $b = 5c^{-1}$;

$T = 0,01c$. Результати моделювання у вигляді перехідних характеристик при $x(n) = 1$ та графіків зміни помилки системи залежно від часу при лінійній вхідній дії $x(n) = nT$ наведено на рис. 2 та 3 відповідно.

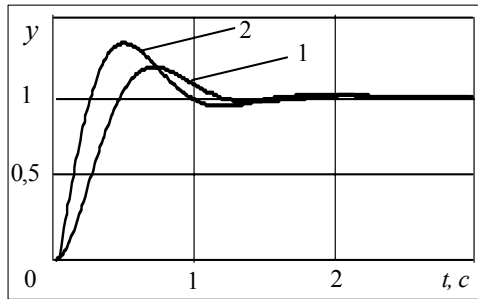


Рис. 2. Перехідні характеристики САУ: 1 — відповідає системі без регулятора; 2 — відповідає системі, яку доповнено синтезованим цифровим регулятором

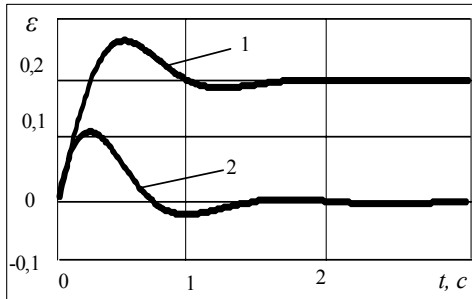


Рис. 3. Помилки системи при лінійній вхідній дії: 1 — відповідає системі без регулятора; 2 — відповідає системі, яку доповнено синтезованим цифровим регулятором

Результати моделювання показали, що системам управління, які досліджувались, притаманне однакове значення часу регулювання, що свідчить про однакову тривалість перехідних процесів. Саме таку властивість було закладено на етапі синтезу цифрового регулятора шляхом розрахунку відповідного характеристичного полінома. При лінійній вхідній дії у слідкувальній системі без регулятора в сталому режимі помилка складає 0,2 рад. Синтезований алгоритм управління забезпечує в сталому режимі нульову динамічну помилку.

ВИСНОВКИ

В роботі викладено методику поліноміального синтезу алгоритмів цифрового управління для автоматичних слідкувальних систем. Застосування синтезованих за викладеною методикою алгоритмів дозволяє підвищити точність замкнених систем управління в сталому режимі. Підвищення точності досягається за рахунок збільшення порядку астатизму системи. При цьому забезпечується виконання умов стійкості системи. Відмінною рисою запропо-

нованого підходу є формування вимог до якості системи в сталому та переходному режимах на етапі синтезу цифрового регулятора. Викладений підхід є загальним і може бути використаний для синтезу цифрових систем автоматичного управління різного призначення. Теоретичні розрахунки та ефективність алгоритмів управління, які синтезуються за викладеною методикою, підтверджено результатами математичного моделювання.

ЛІТЕРАТУРА

1. *Бесекерский В.А., Изранцев В.В.* Системы автоматического управления с микро ЭВМ. — М.: Наука, 1987. — 320 с.
2. *Гостев В.И., Стеклов В.И., Скляренко С.Н.* Оптимальные системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. — К.: КИРЦ «Сенс», 1995. — 484 с.
3. *Изерман Р.* Цифровые системы управления: Пер. с англ. — М.: Мир, 1984. — 541 с.
4. *Куо Б.* Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. — М.: Машиностроение, 1986. — 448 с.
5. *Пушкарьев Ю.А.* Анализ и синтез дискретных систем оценивания. — Житомир: ЖВУРЭ ПВО, 1985. — 326 с.
6. *Поляков К.Ю.* Основы теории цифровых систем управления: Учеб. пособие. — СПб.: СПбГМТУ, 2006. — 161 с.
7. *Созонник Г.Д., Стеклов В.К.* Цифровые системы управления. — К.: Техника, 1991. — 191 с.
8. *Арсеньев Г.Н., Зайцев Г.Ф.* Радиоавтоматика. Ч. 1. Теория линейных непрерывных систем автоматического управления РЭС. Учебник для вузов. — М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008. — 480 с.

Надійшла 06.03.2014