

ЦИФРОВИЙ ПСЕВДОЛІНІЙНИЙ РЕГУЛЯТОР ДЛЯ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ НЕПЕРЕРВНИМИ ОБ'ЄКТАМИ

Викладено порядок синтезу цифрового псевдолінійного регулятора для автоматичних систем управління неперервними об'єктами. В основу синтезу покладено перетворення аналогового регулятора в дискретну форму. Регулятор подано як двоканальний коректуючий пристрій з окремим формуванням амплітудної та фазової частотних характеристик пристрою, що дозволяє впливати на властивості системи управління як в перехідному, так і сталому режимах роботи. Наводяться результати математичного моделювання.

The order of synthesis of digital pseudolinear regulator is expounded for automatic control system by continuous objects. In basis of synthesis converting of analog regulator is fixed into a discrete form. A regulator is given both dual-link correcting device with the separate forming of peak and phase frequency descriptions of device, that allows to influence on properties of control system as in transitional and permanent office hours. Results over of mathematical design are brought.

Ключові слова: цифровий регулятор; об'єкт управління; псевдолінійний коректуючий пристрій.

1. Постановка проблеми

Одною з центральних задач теорії автоматичного управління є задача синтезу структури та параметрів систем автоматичного управління (САУ) відповідно до заданого комплексу технічних вимог. Можливим шляхом досягнення бажаних показників якості САУ є доповнення існуючої системи послідовним цифровим коректуючим пристроєм – цифровим регулятором. Синтез регуляторів передбачає розв'язання задачі одночасного досягнення заданих показників якості як в перехідному, так і в сталому режимах. Ці вимоги є суперечливими, що перетворює процес синтезу в послідовність прийняття компромісних рішень.

2. Огляд останніх досліджень і публікацій

Питання синтезу цифрових регуляторів для автоматичних слідувальних систем знайшли широке відображення у сучасній літературі [1, 2, 3, 4, 5], де в достатній мірі викладено принципи будови регуляторів за різними класифікаційними ознаками.

Один з відомих підходів [4, 6, 7, 8] передбачає синтез цифрового регулятора шляхом перебудови аналогового коректуючого пристрою, який синтезується методом логарифмічних частотних характеристик. В результаті процес синтезу стає досить

громіздким.

Інший підхід [2, 3, 4, 7, 8] полягає в доповненні існуючої аналогової системи цифровим ПД-регулятором. При цьому структура регулятора визначається необхідністю досягнення бажаних динамічних властивостей системи. Такий підхід має широке застосування на практиці, однак не дозволяє розв'язати протиріччя між властивостями системи в перехідному та сталому режимах.

Від вказаних недоліків вільний метод розміщення нулів та полюсів [2]. Ідея методу полягає у визначенні параметрів регулятора таким чином, щоб корені характеристичного рівняння системи займали на z -площині бажане положення. Як правило, такий підхід спрямований на покращення якості системи в перехідному режимі, є методом підбору і не дозволяє однозначно визначити параметри регулятора.

Слід відмітити також метод синтезу компенсаційних регуляторів [3, 4, 5, 6]. Метод ґрунтується на взаємній компенсації небажаних нулів та полюсів передаточної функції об'єкта управління нулями та полюсами регулятора та додаванні нових, таких, які б забезпечили бажані динамічні властивості системи. Метод досить простий, однак задовільні результати можна отримати 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, досягти абсолютної компенсації нулів та полюсів не завжди вдається і синтезована цим методом система стає досить чутливою до зміни параметрів об'єкта управління.

Результатом застосування описаних методів є регулятори, які відносяться до класу лінійних. Недоліком таких регуляторів є те, що зміна їх параметрів одночасно впливає як на амплітудно-частотну так і фазочастотну характеристики (АЧХ та ФЧХ), що не дозволяє розв'язати протиріччя одночасного досягнення заданих показників якості системи в перехідному та сталому режимах.

Альтернативним підходом є синтез псевдолінійних корегувальних пристроїв (ПЛКП) [9]. На відміну від лінійних, такі регулятори дозволяють незалежно формувати амплітудну та фазову частотні характеристики пристрою, що дає можливість гнучкіше формувати властивості системи.

В літературі висвітлено будову ПЛКП переважно неперервного типу [9, 10]. При цьому питання синтезу та налаштування цифрових псевдолінійних регуляторів (ЦПЛР) розкриті недостатньо. Про можливість побудови ЦПЛР вказано в [11], де викладено будову ЦПЛР з фазовим випередженням. Однак реалізацію всієї системи управління на рівні математичної моделі та можливості побудови амплітудного каналу не розглянуто.

Саме тому метою даної роботи є викладення результатів розробки цифрового псевдолінійного корегувального пристрою з роздільним формуванням амплітудного та фазового каналів.

3. Формулювання завдання дослідження

Структурна схема системи автоматичного управління з цифровим псевдолінійним регулятором представлена на рис. 1.

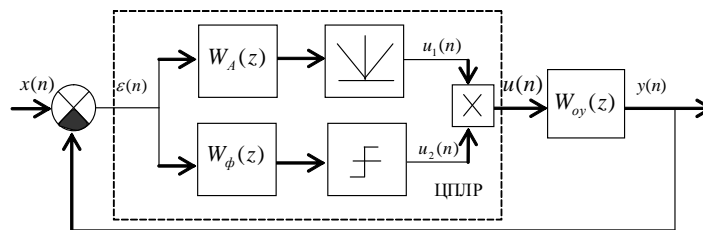


Рис.1. Структурна схема цифрової системи автоматичного управління з псевдолінійним регулятором

На рисунку позначено: $W_A(z)$ та $W_\phi(z)$ – передаточні функції ланок формування амплітудної та фазової частотних характеристик; $W_{oy}(z)$ – передаточна функція об'єкта управління; $x(n)$, $y(n)$ – вхідна та вихідна дії; $\varepsilon(n)$ – сигнал помилки; $u_1(n)$, $u_2(n)$ та $u(n)$ – відповідні сигнали управління.

Сигнал помилки розгалужується і проходить по двом каналам [9]. Верхній (амплітудний) канал виконує функцію формування амплітудної характеристики системи за допомогою оператора $W_A(z)$. Для виключення проходження інформації про фазу сигналу помилки до складу каналу включено блок розрахунку модуля. Нижній (фазовий) канал формує фазову характеристику регулятора за допомогою оператора $W_\phi(z)$. Для виключення проходження інформації про амплітуду помилки цей канал містить елемент

визначення знака, який є релейним елементом з характеристикою близькою до ідеальної. Сигнал на виході цього блока приймає лише два фіксовані значення ± 1 , незалежно від значення амплітуди вхідного сигналу. Вихідний сигнал регулятора утворюється як результат множення вихідних величин амплітудного й фазового каналів у блоці множення. Змінюючи передаточні функції $W_A(z)$ та $W_\phi(z)$ реалізується псевдолінійний корегувальний пристрій з незалежними амплітудною та фазовою характеристиками.

Таким чином, завдання дослідження полягає у синтезі операторів амплітудного $W_A(z)$ та фазового $W_\phi(z)$ каналів з умови покращення якості перехідного процесу та зменшення помилки в сталому режимі системи управління при детермінованих вхідних діях. Модель об'єкта управління вважається відомою.

4. Виклад основного матеріалу

Синтез цифрового регулятора пропонується виконувати шляхом перебудови аналогового регулятора в дискретне подання [8]. У зв'язку з цим задача синтезу ЦПЛР розв'язується в два етапи: на першому етапі синтезуються структури та параметри аналогового ПЛКП, а на другому – здійснюється його перетворення в дискретну форму.

Синтез ЦПЛР розглядається на прикладі системи, об'єкт управління якої описується передаточною функцією наступного виду:

$$W_{oy}(s) = \frac{k_{oy}}{s(1 + T_{oy}s)}, \quad (1)$$

де k_{oy} - коефіцієнт підсилення;

T_{oy} - стала часу;

s - оператор Лапласа.

Відомо, що зменшення динамічної помилки системи може бути досягнуте підвищенням коефіцієнта підсилення розімкненої частини системи управління. Саме тому в амплітудному каналі пропонується застосувати пропорційний регулятор з передаточною функцією

$$W_A(s) = k_n, \quad (2)$$

де k_n - коефіцієнт підсилення.

Пропорційний регулятор не змінює форму амплітудно-частотної характеристики системи, однак спричиняє виникненню перерегулювання перехідної характеристики, яке може бути усунуто застосуванням фазового випередження.

Для досягнення фазового випередження лінійна складова фазового каналу подається інтегродиференціюючою ланкою, яка описується наступною передаточною функцією

$$W_\phi(s) = k_\phi \frac{s + b_1}{s + b_2}. \quad (3)$$

де k_ϕ, b_1, b_2 – коефіцієнти регулятора фазового каналу.

Порядок розрахунку параметрів регулятора розглядається для наступних значень коефіцієнтів передаточної функції об'єкта управління [10]: $k_{oy} = 360 \text{ c}^{-1}, T_{oy} = 0,032 \text{ c}$.

Зменшення динамічної помилки досягається привласненням пропорційному регулятору значення $k_n = 10$.

Коефіцієнти регулятора фазового каналу розраховуються з застосуванням частотних характеристик. Максимальне фазове випередження, яке утворює оператор фазового каналу, досягається на частоті зрізу $\omega_{зр}$ системи [10]. Саме тому логарифмічна амплітудно-частотна характеристика інтегродиференціюючої ланки (3) будується в області середніх частот системи управління, скорегованої пропорційним регулятором амплітудного каналу. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики системи управління $L(\omega)$ та фазової складової регулятора $L_\phi(\omega)$ представлено на рис. 2.

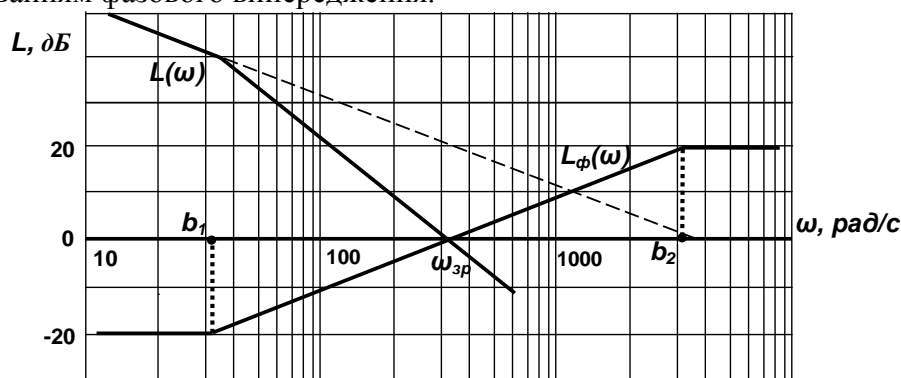


Рис. 2. Розрахунок параметрів коректуючого пристрою фазового каналу

Згідно наведених побудов $k_\phi = 10 \text{ c}^{-1}$;
 $b_1 = 33 \text{ c}^{-1}; b_2 = 3300 \text{ c}^{-1}$.

Застосовуючи до виразів (2) та (3) перетворення [3, 8], визначаються дискретні передаточні функції:

$$W_A(z) = k_n, \quad (4)$$

$$W_\phi(z) = k_\phi \frac{2 + b_1 h}{2 + b_2 h} \cdot \frac{1 + c_1 z^{-1}}{1 + d_1 z^{-1}}, \quad (5)$$

де $c_1 = -\frac{2 - b_1 h}{2 + b_1 h}$;

$$d_1 = -\frac{2 - b_2 h}{2 + b_2 h};$$

$$c_3 = \frac{\alpha}{b^2}(1 - d_3 - bhd_3);$$

h - крок квантування.

$$d_2 = -1 - d_3;$$

Дослідження властивостей системи, скорегованої синтезованим ЦПІР, проводилось в середовищі MatLab (Simulink). Модель об'єкта управління з урахуванням екстраполятора нульового порядку [2] подавалась наступним чином:

$$d_3 = e^{-bh};$$

$$b = \frac{1}{T_{oy}}.$$

$$W_{oy}(z) = \frac{c_2 z^{-1} + c_3 z^{-2}}{1 + d_2 z^{-1} + d_3 z^{-2}}, \quad (6)$$

Схему моделі приведено на рис. 3.

де $c_2 = \frac{\alpha}{b^2}(bh - 1 + d_3);$

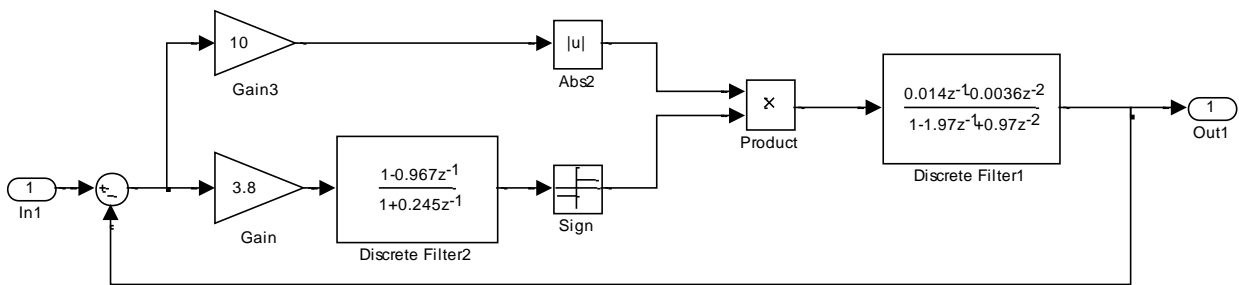


Рис. 3. Модель синтезованої системи в пакеті Simulink середовища MatLab

Результати моделювання у вигляді перехідної характеристик при $x(n) = 1$, графіка зміни помилки системи при лінійній $x(n) = 5nh$ та синусоїдальній $x(n) = \sin(100nh)$ вхідних діях приведені на рисунках 4, 5 та 6 відповідно.

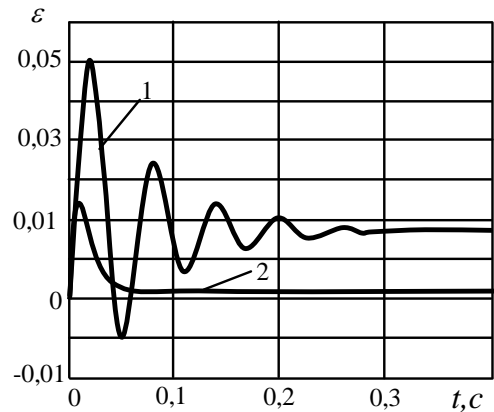


Рис. 5. Помилка системи при лінійній вхідній дії

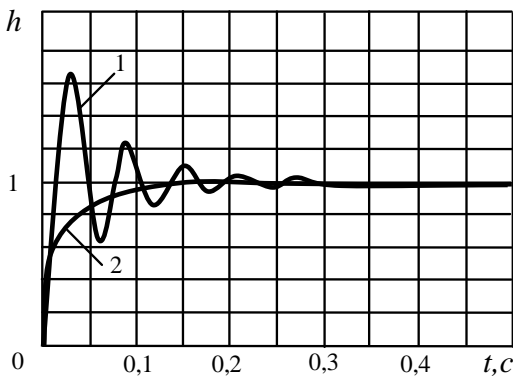


Рис. 4. Перехідна характеристика системи

На рисунках крива 1 відповідає системі без регулятора, а крива 2 – системі управління з ЦПІР.

Результати моделювання показали, що використання у складі замкнутої системи управління синтезованого цифрового псевдолінійного регулятора призводить до усунення перерегулювання перехідної характеристики та зменшення часу регулювання в 2 рази.

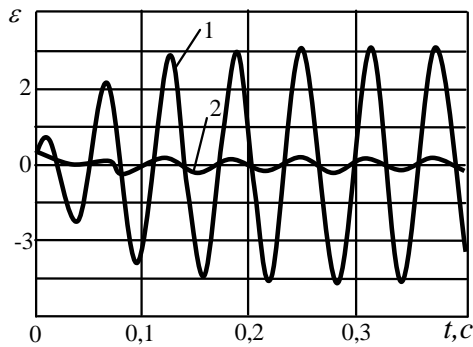


Рис. 6. Помилка системи при гармонійній входній дії

В сталому режимі при лінійній входній дії застосування синтезованого ЦПЛР дозволяє досягти зменшення помилки в 10 разів. При гармонійній входній дії максимальне значення помилки також зменшено в 10 разів.

Таким чином, результати математичного моделювання підтвердили справедливості викладених теоретичних розрахунків та показали високу ефективність синтезованого регулятора. Застосування синтезованого регулятора дозволяє покращити властивості системи як в перехідному, так і сталому режимах роботи.

4. Висновки

В роботі викладено синтез цифрового

псевдолінійного регулятора для замкнених систем управління неперервними об'єктами. В основу синтезу покладено перетворення неперервних передаточних функцій псевдолінійного корегуючого пристрою в дискретне подання. Недоліком такого перетворення є опрацювання регулятора незалежно від решти елементів системи, що в окремих випадках може привести до втрати стійкості системи. Однак, при малих інтервалах дискретизації, такий підхід є достатньо припустимим.

На відміну від відомих підходів до синтезу псевдолінійних корегуючих пристроїв розрахунок передаточної функції фазового каналу регулятора реалізовано з застосуванням логарифмічних амплітудно-частотних характеристик, що значною мірою спрощує порядок розрахунків.

Практична цінність отриманих результатів полягає у створенні теоретико-методологічної основи для синтезу цифрових псевдолінійних регуляторів для систем автоматичного управління різного призначення.

Перспективами подальших досліджень слід вважати розвинення викладеного підходу для синтезу цифрових псевдолінійних регуляторів іншого структурного подання.

Список посилань

1. Методы классической и современной теории автоматического управления : учебник в 5-и т. Т3: Синтез регуляторов систем автоматического управления/ Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М. : Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616 с.
2. Гостев В.И. Системы автоматического регулирования с цифровыми регуляторами: справочник / В.И. Гостев, В.И. Стеклов. – К. : “Радиоаматор”, 1998. – 704 с.
3. Изерман Р. Цифровые системы управления / Р. Изерман; пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 541 с.
4. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления /Б. Куо; пер. с англ. – М. : Машиностроение, 1986. – 448 с.
5. Зімчук І.В. Синтез алгоритмів цифрового управління для автоматичних слідкувальних систем / І.В. Зімчук, В.І. Іщенко, І.О. Канкін // Системні дослідження та інформаційні технології. – 2015. – № 1. – С. 32-38.
6. Васильев Е.М. Теория автоматического управления. Дискретные системы: учеб. пособие / Е.М. Васильев, В.Г. Коломыцев. – Пермь : Изд-во Перм. нац. исслед. политехн. ун-та, 2012. – 152 с.
7. Острём К. Системы управления с ЭВМ / К. Острем, Б. Виттенмарк; пер. с англ. – М. : Мир, 1987. – 480 с.
8. Поляков К.Ю. Основы теории цифровых систем управления: учеб. пособие /К.Ю. Поляков. – СПб.: СПбГМТУ, 2006.– 161 с.
9. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования / Г.Ф. Зайцев. – К. : Выща шк., 1989. – 431 с.
10. Гостев В. И. Расчет переходных процессов в линейных САУ, скорректированных ПЛКУ / В.И. Гостев, В.И. Ищенко // Электромеханика. – 1983. – № 6. – С.65–69
11. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы / В. А. Бесекерский. – М. : Наука, 1976.– 576 с.