Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»
Інститут прикладного системного аналізу

Курсова робота
з дисципліни
«Теорія керування»

Виконав: студент 4 курсу
групи КА-81
Галганов Олексій
Прийняв: професор
Романенко Віктор Демидович

Київ 2021

ЗМІСТ

РОЗДІЛ 1

ВСТУП

1.1. Теоретичні дані

Розглядається одноконтурна система автоматичного цифрового керування (ЦК) з наступною структурною схемою:

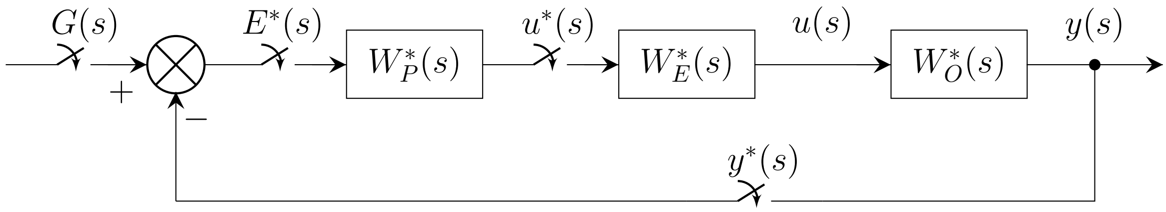

Рисунок 1.1 – Структурна схема типового контура ЦК

Тут $W_O(s)$ – передаточна функція об'єкта керування по керуючому діянню, $G(s)$ і $u(s)$ – відповідно задаюче і керуюче діяння в формі перетворення Лапласа, $W_p^*(s)$ – передаточна функція цифрового регулятора (ЦАП) у формі дискретного перетворення Лапласа, $W_E(s)$ – передаточна функція цифро-аналогового регулятора, $E^*(s)$, $u^*(s)$, $y^*(s)$ – відповідно помилка керування, керуюче діяння та вихідна керована координата у формі дискретного перетворення Лапласа. Передаточні функції об'єкта для окремих задач мають вигляд

$$W_O(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \tag{1.1}$$

$$W_O(s) = \frac{k(T_1 s + 1)}{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \tag{1.2}$$

де k – коефіцієнт передачі об'єкта керування, T_1, T_2, T_3 – сталі часу в секундах, τ – час запізнення в секундах.

Регулятор ЦК, представлений в різницевій формі на основі позиційного алгоритма пропорційно-інтегрально-диференціального (ПІД) закону керування записується таким чином:

$$u(nT_0) = K_p \left(e(nT_0) + \frac{T_0}{T_I} \sum_{i=1}^{n} e(iT_0) + \frac{T_D}{T_0} \left[e(nT_0) - e((n-1)T_0) \right] \right) \tag{1.3}$$

Тут $u(nT_0)$ та $e(nT_0)$ – відповідно керуюче діяння і помилка керування в n-тий період квантування, K_p – коефіцієнт передачі регулятора, T_I та T_D – відповідно сталі часу інтегрування та диференціювання в секундах, T_0 – період квантування в секундах.

Відповідно до (1.3), дискретна передаточна функція ПІД-регулятора має вигляд

$$W_p(z) = K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I\left(1 - z^{-1}\right)} + \frac{T_D\left(1 - z^{-1}\right)}{T_0}\right) \tag{1.4}$$

Якщо час диференціювання $T_D = 0$, то для цифрового ПІ-регулятора матимемо дискретну передаточну функцію

$$W_p(z) = K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I\left(1 - z^{-1}\right)}\right) \tag{1.5}$$

де $z = e^{sT_0}$ – оператор z-перетворення.

1.2. Завдання курсової роботи

1. Розрахувати дискретну передаточну функцію замкненого контура цифрового керування, попередньо розрахувавши дискретну передаточну функцію приведеної неперервної частини (ПНЧ) об’єкта

$$W_{\text{п}}(z) = z\left\{W_E(s) \cdot W_O(s)\right\} \tag{1.6}$$

для наступних варіантів передаточної функції об’єкта: $W_O(S) = \frac{k}{T_1 s+1}$, $W_O(S) = \frac{k}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}$, $W_O(S) = \frac{ke^{-\tau s}}{T_1 s+1}$, $W_O(S) = \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}$.

2. Розрахувати періоди квантування в системі цифрового керування для об’єктів

$$W_{O_1}(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{T_1 s + 1} \tag{1.7}$$

$$W_{O_2}(s) = \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \tag{1.8}$$

а також для об’єкта (1.2), передаточна функція якого має динаміку в чисельнику.

3. На основі методу «прямого» синтезу визначити структуру і оптимальні настройки регуляторів цифрового керування і неперервного регулятора для управління об’єктами, передаточні функції яких мають вигляд (1.7), (1.8). При цьому приймається період квантування T_0, розрахований у пункті 2 на основі умови забезпечення необхідної точності керування. Значення коефіцієнта підсилення регулятора $K_{P_{\text{опт}}}$ необхідно визначити при таких параметрах настройки λ: а) $\lambda = \frac{1}{T_1}$; б) $\lambda = \frac{1}{1.5T_1}$; в) $\lambda = \frac{1}{2T_1}$; г) $\lambda = \frac{1}{3T_1}$.
Для вказаного набору параметрів настройки λ шляхом цифрового моделюван-

ня побудувати перехідні процеси в замкненому контурі цифрового керування.

4. Розрахувати оптимальні параметри ПІ-регулятора цифрового керування і періоду квантування резонансним методом для об'єкта керування (1.1), (1.8). На основі цифрового моделювання побудувати перехідні процеси вихідної координати y в замкненому контурі при подачі імпульсних тестів на задаюче діяння цифрового регулятора.
5. Виконати синтез лінійно-квадратичного регулятора стану і виконати цифрове моделювання замкненої системи з регулятором стану.
6. Дослідити стійкість контура цифрового керування, розрахованої за пунктом 3. При цьому використовувати відомі критерії стійкості.
7. Сформувати позиційний і швидкісний алгоритм цифрового керування в формі, зручній для програмування для регуляторів цифрового керування відповідно до пунктів 3, 4.

1.3. Значення коефіцієнтів та сталих

k	T_1	T_2	T_3	τ
9.32	35	19	11	14

k – коефіцієнт передачі об'єкта керування, T_1, T_2, T_3 – сталі часу в секундах, τ – час запізнення в секундах.

РОЗДІЛ 2
РОЗРАХУНОК ДИСКРЕТНИХ ПЕРЕДАТОЧНИХ ФУНКЦІЙ

2.1. Теоретичні дані

Дискретну передаточну функцію приведеної неперервної частини (ПНЧ) об'єкта має вигляд

$$W_п(z) = z\left\{W_E(s)\cdot W_O(s)\right\} = z\left\{\frac{1-e^{-sT_0}}{s}\cdot W_O(S)\right\} = \\ = z\left\{\left(1-e^{-sT_0}\right)\cdot\frac{W_O(s)}{s}\right\} = \left(1-z^{-1}\right)\cdot z\left\{\frac{W_O(s)}{s}\right\} \tag{2.1}$$

Дискретна передаточна функція замкненого контуру цифрового керування має вигляд

$$W_з(z) = \frac{W_п(z)\cdot W_p(z)}{1+W_п(z)\cdot W_p(z)} \tag{2.2}$$

де $W_p(z)$ – дискретна передаточна функція регулятора, що для ПІД-регулятора має вигляд (1.3), а для ПІ-регулятора – вигляд (1.5). Далі за текстом термін «дискретна передаточна функція» буде скорочено до ДПФ.

2.2. Випадок $W_O(S) = \frac{k}{T_1 s+1}$

Обчислимо z-перетворення для $\frac{W_O(S)}{s} = \frac{k}{s(T_1 s+1)} = \frac{k}{s} - \frac{kT_1}{T_1 s+1}$. За таблицею z-перетворення отримаємо

$$z\left\{\frac{W_O(s)}{s}\right\} = \frac{kz}{z-1} - \frac{kz}{z-e^{T_0/T_1}} = \frac{k\left(1-e^{-T_0/T_1}\right)z}{(z-1)\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)} \tag{2.3}$$

Тому ДПФ ПНЧ має вигляд

$$W_п(z) = \left(1-z^{-1}\right)\cdot z\left\{\frac{W_O(s)}{s}\right\} = \frac{z-1}{z}\cdot\frac{k\left(1-e^{-T_0/T_1}\right)z}{(z-1)\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)} = \\ = \frac{k\left(1-e^{-T_0/T_1}\right)}{z-e^{-T_0/T_1}} \tag{2.4}$$

Отже, ДПФ замкненого контуру цифрового керування з ПІД-регулятором має вигляд

$$W_з(z) = \frac{W_п(z) \cdot W_p(z)}{1 + W_п(z) \cdot W_p(z)} = \frac{\frac{k\left(1-e^{-T_0/T_1}\right)}{z-e^{-T_0/T_1}} \cdot K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I(1-z^{-1})} + \frac{T_D\left(1-z^{-1}\right)}{T_0}\right)}{1 + \frac{k\left(1-e^{-T_0/T_1}\right)}{z-e^{-T_0/T_1}} \cdot K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I(1-z^{-1})} + \frac{T_D(1-z^{-1})}{T_0}\right)} =$$

$$= \frac{k\left(1 - e^{-T_0/T_1}\right) \cdot K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I(1-z^{-1})} + \frac{T_D\left(1-z^{-1}\right)}{T_0}\right)}{\left(z - e^{-T_0/T_1}\right) + k\left(1 - e^{-T_0/T_1}\right) \cdot K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I(1-z^{-1})} + \frac{T_D(1-z^{-1})}{T_0}\right)} =$$

$$= \frac{kK_p\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)\left(T_0T_I\left(1-z^{-1}\right)+T_0^2+T_IT_D\left(1-z^{-1}\right)^2\right)}{\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)T_0T_I(1-z^{-1})+kK_p\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)\left(T_0T_I(1-z^{-1})+T_0^2+T_IT_D(1-z^{-1})^2\right)} \tag{2.5}$$

Відповідно, з ПІ-регулятором ($T_D = 0$):

$$W_з(z) = \frac{kK_p\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)\left(T_0T_1\left(1-z^{-1}\right)+T_0^2\right)}{\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)T_0T_1(1-z^{-1})+kK_p\left(z-e^{-T_0/T_1}\right)(T_0T_1(1-z^{-1})+T_0^2)} =$$

$$= \frac{kK_p\left(z - e^{-T_0/T_1}\right)\left(T_1\left(1 - z^{-1}\right) + T_0\right)}{\left(z - e^{-T_0/T_1}\right)T_1\left(1 - z^{-1}\right) + kK_p\left(z - e^{-T_0/T_1}\right)\left(T_1\left(1 - z^{-1}\right) + T_0\right)} \tag{2.6}$$

2.3. Випадок $W_O(S) = \frac{k}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$

Обчислимо z-перетворення для $\frac{W_O(S)}{s} = \frac{k}{s(T_1s+1)(T_2s+1)} = \frac{k}{s} - \frac{kT_1^2}{(T_1-T_2)(T_1s+1)} + \frac{kT_2^2}{(T_1-T_2)(T_2s+1)}$. За таблицею z-перетворення отримаємо

$$z\left\{\frac{W_O(s)}{s}\right\} = k\left(\frac{z}{z-1} - \frac{az}{T_1(z-d_1)} + \frac{bz}{T_2(z-d_2)}\right) \tag{2.7}$$

де $a = \frac{T_1^2}{T_1-T_2}$, $b = \frac{T_2^2}{T_1-T_2}$, $d_1 = e^{-T_0/T_1}$, $d_2 = e^{-T_0/T_2}$. Тому ДПФ ПНЧ має вигляд

$$W_п(z) = \left(1 - z^{-1}\right) \cdot z\left\{\frac{W_O(s)}{s}\right\} =$$

$$= \frac{z-1}{z} \cdot k\left(\frac{z}{z-1} - \frac{az}{T_1(z-d_1)} + \frac{bz}{T_2(z-d_2)}\right) =$$

$$= k\left(1 - \frac{a(z-1)}{T_1(z-d_1)} + \frac{b(z-1)}{T_2(z-d_2)}\right) \tag{2.8}$$

Отже, ДПФ замкненого контуру цифрового керування з ПІД-регулятором має вигляд

$$W_з(z) = \frac{W_п(z) \cdot W_p(z)}{1 + W_п(z) \cdot W_p(z)} =$$

$$= \frac{k\left(1 - \frac{a(z-1)}{T_1(z-d_1)} + \frac{b(z-1)}{T_2(z-d_2)}\right) K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I(1-z^{-1})} + \frac{T_D\left(1-z^{-1}\right)}{T_0}\right)}{1 + k\left(1 - \frac{a(z-1)}{T_1(z-d_1)} + \frac{b(z-1)}{T_2(z-d_2)}\right) K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_I(1-z^{-1})} + \frac{T_D(1-z^{-1})}{T_0}\right)} =$$

$$= \frac{kK_p\left(1-\frac{a(z-1)}{T_1(z-d_1)}+\frac{b(z-1)}{T_2(z-d_2)}\right)\left(T_0T_I\left(1-z^{-1}\right)+T_0^2+T_IT_D\left(1-z^{-1}\right)^2\right)}{T_0T_I(1-z^{-1})+kK_p\left(1-\frac{a(z-1)}{T_1(z-d_1)}+\frac{b(z-1)}{T_2(z-d_2)}\right)\left(T_0T_I(1-z^{-1})+T_0^2+T_IT_D(1-z^{-1})^2\right)} =$$

$$= \frac{kK_p(T_1T_2(z-d_1)(z-d_2)-aT_2(z-1)(z-d_2)+bT_1(z-1)(z-d_1))\left(T_0T_I\left(1-z^{-1}\right)+T_0^2+T_IT_D\left(1-z^{-1}\right)^2\right)}{T_0T_IT_1T_2(1-z^{-1})(z-d_1)(z-d_2)+kK_p(T_1T_2(z-d_1)(z-d_2)-aT_2(z-1)(z-d_2)+bT_1(z-1)(z-d_1))\left(T_0T_I(1-z^{-1})+T_0^2+T_IT_D(1-z^{-1})^2\right)} \tag{2.9}$$

Відповідно, з ПІ-регулятором ($T_D = 0$):

$$W_з(z) =$$

$$= \frac{kK_p(T_1T_2(z-d_1)(z-d_2)-aT_2(z-1)(z-d_2)+bT_1(z-1)(z-d_1))\left(T_0T_I\left(1-z^{-1}\right)+T_0^2\right)}{T_0T_IT_1T_2(1-z^{-1})(z-d_1)(z-d_2)+kK_p(T_1T_2(z-d_1)(z-d_2)-aT_2(z-1)(z-d_2)+bT_1(z-1)(z-d_1))\left(T_0T_I(1-z^{-1})+T_0^2\right)} =$$

$$= \frac{kK_p(T_1T_2(z-d_1)(z-d_2)-aT_2(z-1)(z-d_2)+bT_1(z-1)(z-d_1))\left(T_I\left(1-z^{-1}\right)+T_0\right)}{T_IT_1T_2(1-z^{-1})(z-d_1)(z-d_2)+kK_p(T_1T_2(z-d_1)(z-d_2)-aT_2(z-1)(z-d_2)+bT_1(z-1)(z-d_1))(T_I(1-z^{-1})+T_0)} \tag{2.10}$$

2.4. Випадок $W_O(S) = \frac{ke^{-\tau s}}{T_1s+1}$

2.5. Випадок $W_O(S) = \frac{ke^{-\tau s}}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$