МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
КРЕМЕНЧУЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ МИХАЙЛА ОСТРОГРАДСЬКОГО
ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ, ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ ТА
КОМП’ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

ЩОДО ВИКОНАННЯ ПРАКТИЧНИХ РОБІТ
З НАВЧАЛЬНОЇ ДИСЦИПЛІНИ

“ЦИФРОВІ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ”

ДЛЯ СТУДЕНТІВ ДЕННОЇ ТА ЗАОЧНОЇ ФОРМ НАВЧАННЯ
ЗІ СПЕЦІАЛЬНОСТІ
6.092200 – “ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЗАЦІЇ ТА
ЕЛЕКТРОПРИВОД”
(в тому числі для скороченого терміну навчання)

КРЕМЕНЧУК 2009

Методичні вказівки щодо виконання практичних робіт з курсу “Цифрові системи управління електроприводом ” для студентів денної та заочної форм навчання (в тому числі для скороченого терміну навчання) зі спеціальності 6.092200 “Електромеханічні системи автоматизації та електропривод”

Укладачі: асист. Д.Г. Мамчур,

ст. викл. А.І. Ломонос

Рецензент: доц. А.П. Калінов

Кафедра систем автоматичного управління та електропривода

Затверджено методичною радою КДПУ імені Михайла Остроградського

Протокол №_________від__________2009 р.

Заступник голови методичної ради___________доц. С.А. Сергієнко

ЗМІСТ

ВСТУП

В процесі вивчення дисципліни “Цифрові системи управління електроприводом” студенти повинні оволодіти сучасними методами аналізу та синтезу цифрових систем автоматичного управління електроприводами, отримати практичні навики їх застосування, навчитись обґрунтовано вибирати технічні засоби, що реалізують цифрове управління електроприводами.

Синтез сучасних систем управління електроприводом передбачає використання цифрових систем регулювання, або програмного управління. Алгоритми функціонування цифрових обчислювальних машин передбачають обробку сигналів, що надходять з датчиків відповідно до певної програми та формування керуючих сигналів у вигляді цифрового коду на систему імпульсно-фазового управління, або безпосередньо на управляючі елементи силових перетворюючих пристроїв. Як і синтез цифрових систем управління, їх моделювання представляє певний інтерес.

Дані методичні вказівки подані для закріплення знань та навичок, придбаних студентами при вивчені курсу «Цифрові системи управління електроприводом», у галузі розрахунку та синтезу систем цифрового управління електроприводом.

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №1

ТЕМА: Вивчення різницевих рівнянь

МЕТА: Набуття навичок розв’язання різницевих рівнянь

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Лінійні різницеві рівняння з постійними коефіцієнтами:

$$\begin{gathered} a_0\Delta^n y(t)+a_1\Delta^{n-1}y(t)+\ldots+a_{n-1}\Delta y(t)+a_n\Delta^0 y(t)= \\ b_0\Delta^m x(t)+b_1\Delta^{m-1}x(t)+\ldots+b_{m-1}\Delta x(t)+b_m\Delta^0 x(t) \end{gathered} \tag{1.1}$$

де $y(t)$ – вихідний сигнал;

$x(t)$ – вхідний сигнал;

a_i, b_i – постійні коефіцієнти.

Перші кінцеві різниці:

$$\Delta y(t) = y(t + h) - y(t), \quad \Delta x(t) = x(t + h) - x(t), \tag{1.2}$$

де h – постійне число;

$\Delta\rightarrow d/dt$ (диференціальний оператор).

Другі кінцеві різниці:

$$\Delta^2 y(t) = y(t + 2h) - 2y(t + h) + y(t); \; \Delta^2 x(t) = x(t + 2h) - 2x(t + h) + x(t). \tag{1.3}$$

Формула наближеної заміни лінійного ДР лінійним різницевим рівнянням:

$$\frac{d^k f(t)}{dt^k}=\lim_{k\to 0}\frac{\Delta^k f(t)}{h^k} \tag{1.4}$$

ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКУ

Приклад 1. Одержати різницеве рівняння з ДР:

$$2\cdot\frac{d^2y(t)}{dt^2}+3\cdot\frac{dy(t)}{dt}+3\cdot y(t)=x(t)$$

Розв'язання: для простоти допускаємо $h = 1$.

$$\frac{dy(t)}{dt}=y(t+1)-y(t); \quad \frac{d^2y(t)}{dt^2}=y(t+2)-2y(t+1)+y(t)$$

Рівняння (1.1) можна записати у вигляді:

$$a^0y(t + nh) + a_1y(t + (n-1)h) + ... + a_{n-1}y(t + h) + a_ny(t) = \qquad (1.5)$$
$$= b_0x(t + mh) + b_1x(t+(m-1)h) + ... + b_{m-1}x(t + h) + b_mx(t).....$$

Різницеве рівняння (1.5) при $m = n$:

$$a_0y(k) + a_1y(k-1) + ... + a_{n-1}y(k-n+1) + a_ny(k-n) =$$
$$= bx(k) + b_1x(k-1) + ... + b_nx(k-n) \qquad (1.6)$$

Рівняння (1.5) є лінійним різницевим рівнянням з постійними коефіцієнтами (лінійні, тому що всі члени лівої частини лінійні функції ординат вихідної послідовності *у(к)*; термін "різницеве" – приріст функцій *y(t)* і *x(t)* характеризується кінцевими різницями дискретних ординат.

Треті кінцеві різниці:

$$\frac{d^3y}{dt^3} = [y(t+3h) - y(t+2h)] - [y(t+2h) - y(t+h)] - [y(t+h) - y(t)] =$$
$$= y(t+3h) - 2y(t+2h) + y(t)$$

Приклад 2. За передавальною функцією отримати різницеве рівняння.

$$W(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{K \cdot p}{(T_1p+1)(T_2p+1)}$$

Розв'язання:

$$Y(p) \cdot [T_1T_2p^2 + p(T_1+T_2)+1] = U(p) \cdot K \cdot p$$

Введемо заміни: $a=T_1T_2$, $b=T_1+T_2$, $p=dy/dt$

$$a \cdot \frac{d^2y}{dt^2} + b \cdot \frac{dy}{dt} + 1 = K \cdot \frac{dy}{dt}$$

$$ay(t+2) - 2ay(t+1) + ay(t) + by(t+1) - by(t) = Ky(t+1) - Ky(t)$$

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Дайте визначення різницевим рівнянням.

2. За завданням викладача отримайте різницеве рівняння з ДР.

3. За завданням викладача отримайте різницеве рівняння за передавальною функцією.

Література: [8, 241 – 244]

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №2

ТЕМА: Вивчення *z*–перетворення

МЕТА: Набуття навичок застосування *z*–перетворення для дискретних обчислень

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Перетворення безперервної функції часу *f(t)* у функцію комплексної змінної *F(p)* виписується однорядковим перетворенням Лапласа:

$$F(p) = \int_0^\infty f(t) \cdot e^{-pt} dt \quad , \tag{2.1}$$

де $p = \sigma + j\omega$ – комплексна змінна.

Дискретний сигнал *f*(t),* отриманий шляхом квантування за часом безперервного сигналу *f(t),* що здійснюється ідеальним квантівником (ключем):

$$f^*(t) = \int_{K=0}^{\infty} f(kT) \cdot \delta(t - kT) = f(t) \cdot \delta_T(t) \tag{2.2}$$

де *f(t)* – вихідний сигнал квантівника;

T – період квантування сигналу *f(t)* за часом.

Вираз (2.1) приймає вид:

$$F^*(p) = L[f^*(t)] = \sum_{K=0}^{\infty} f(kT) \cdot e^{-kTp} \tag{2.3}$$

де *L* – оператор перетворення Лапласа.

Вираз (2.3) називається дискретним перетворювачем Лапласа.

Зв'язок між комплексними змінними *z* і *p* вибирається таким чином:

$$z = e^p \tag{2.4}$$

Розв’язуємо (2.4) відносно *p*:

$$p = \frac{1}{T} \ln z \tag{2.5}$$

Підставляємо (2.5) в (2.3):

$$F^*[p = \frac{1}{T} \ln z] = F(z) = \int_{K=0}^{\infty} f(kT) \cdot z^{-k} \tag{2.6}$$

Вираз (2.6) називається *z* – перетворенням функції *f(t)*.

Основні властивості *z* – перетворення:

1. *F(z)* існує, якщо функція *f(t)* визначена при всіх $t = k$.

2. Вираз *F(z)* сходиться абсолютно при $|z| > c$ (с – радіус збіжності)

3. Функція *F(z)* є раціональною відносно комплексної змінної *z*.

4. Для будь-якої функції *f(t)*, що має перетворення Лапласа, існує й *z* – перетворення.

5. Функція *F(z)* не містить інформації про значення функції *f(t)* між моментами квантування.

6. Перетворення $z=e^{pt}$ відображає всю ліву напівплощину комплексної площини *p*, що складається з незліченної безлічі смуг, усередину кола одиничного радіуса комплексної площини *z* із центром у початку координат.

7. Властивість лінійності:

$$j[f_1(t)+f_2(t)] = j[f_1(t)] + j[f_2(t)] \tag{2.7}$$

8. Множення на константу:

$$j[a\cdot f(t)] = a\cdot j[f(t)] = a\cdot F(z) \tag{2.8}$$

9. Зсув в часовій області:

$$j[f(t-nT)] = z^n \cdot F(z) \tag{2.9}$$

$$j[f(t+nT) = z^n[F(z) - \sum_{k=0}^{n-1} f(kT)\cdot z^{-k}] \tag{2.10}$$

10. *z* – перетворення не залежить від періоду квантування Т:

$$j[f(t/T)] = \sum_{k=0}^{\infty} f(k)\cdot z^{-k} \tag{2.11}$$

Порядок обчислення *z* – перетворень:

1) визначення *f*(t)* як вихідного сигналу ідеального квантівника, вхідним сигналом якого є *f(t)*;

2) визначення функції $F^*(p) = L[f^*(t)]$ за формулою (2.3);

3) визначення F(z), замінивши в *F*(p)* функції *ep* на *z*.

Зворотні z – перетворення

Зворотні *z* – перетворення – це процес накопичення послідовності *f(k)* у моменти квантування *t = k* за заданою функцією *F(z):*

$$f(kT) = j^{-1}[F(z)] \tag{2.12}$$

Зворотні *z* – перетворення безперервної функції *F(t)* є неоднозначними. Коректний результат зворотного перетворення функції *F(z)* є *f(k),* що дорівнює *f(t)* тільки в момент квантування *t=k*.

Методи визначення зворотного z - перетворення:

1) метод, заснований на використанні формули обертання:

$$f(kT) = \frac{1}{2\Pi j} \cdot \oint_{\Gamma} F(z) \cdot z^{k-1} \cdot dz \tag{2.13}$$

де *Г*- замкнутий контур на *z*-площині, що включає всі особливі точки $F(z) \cdot z^{k-1}$.

2) метод розкладання F(z) у ступеневий ряд:

$$F(z) = f(0) \cdot z^0 + f(T) \cdot z^{-1} + f(2T) \cdot z^{-2} + \ldots + f(kT) \cdot z^{-k} \tag{2.14}$$

З (2.14) видно, що коефіцієнти ряду відповідають значенням *f(t)* у моменти квантування *t = k*.

Для визначення *f=kT* чисельник і знаменник *F(z)* записують по зростаючих ступенях (z^{-1}) і ділять чисельник на знаменник;

3) метод, заснований на використанні таблиць *z* – перетворень.

Розкладають *F(z)/z* на суму елементарні дробів і застосовують таблицю z – перетворень до кожного члена.

ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКУ

Приклад 1. Обчислити z-перетворення для функції часу:

$$L[x(t)] = \frac{k}{p^2 \cdot (1+Tp)} = x(p), \text{ якщо } k = 2,\ T = 50c,\ T_c = 1c.$$

Розв'язання. Розкладаємо перетворення Лапласа на прості дроби:

$$\frac{k}{p^2\cdot(1+Tp)}=\frac{A}{p^2}+\frac{B}{p}+\frac{C}{1+Tp};\quad \frac{k}{p^2\cdot(1+Tp)}=\frac{A(1+Tp)+Bp(1+Tp)+C\cdot p^2}{p^2\cdot(1+Tp)}$$

$$k=A(1+Tp)+Bp(1+Tp)+Cp^2=A+ATp+Bp+BTp^2+Cp^2$$

$$\begin{Bmatrix} A=k \\ p(AT+B)=0 \\ p^2(BT+C)=0 \end{Bmatrix} \qquad \begin{Bmatrix} A=k \\ B=-AT=-kT \\ C=-BT=kT^2 \end{Bmatrix} \quad => x(p)=\frac{k}{p^2}-\frac{kT}{p}+\frac{kT^2}{1+Tp}$$

За таблицею z-перетворень визначаємо:

$$x(z)=\frac{k\cdot T_0\cdot z}{(z-1)^2}+\frac{k\cdot T\cdot z}{(z-1)}+\frac{k\cdot T\cdot z}{z-e^{-T_0/T}}=\frac{2z}{(z-1)^2}-\frac{100z}{(z-1)}+\frac{100z}{z-e^{-0.02}}+$$

$$+\left(\frac{kT^2}{1+Tp}=\frac{kT}{\frac{1}{T}+p}=\frac{kTz}{z-e^{-T_0/T}}\right)$$

Таблиця 2.1 – z–перетворення найпростіших функцій

Функція *f(t)*	Перетворення Лапласа *f(p)*	z–перетворення *F(z)*
$1(t)$	$1/p$	$\frac{z}{z-1}$
$t\cdot 1(t)$	$1/p^2$	$\frac{T_0\cdot z}{(z-1)^2}$
$t^2\cdot 1(t)$	$2/p^3$	$\frac{T_0^2\cdot z(z+1)}{2\cdot(z-1)^3}$
$t^3\cdot 1(t)$	$6/p^4$	$\frac{T_0^3\cdot z(z^2+4z+1)}{(z-1)^4}$
$e^{-\alpha t}\cdot 1(t)$	$\frac{1}{p+\alpha}$	$\frac{z}{z-e^{-\alpha t}}$
$t\cdot e^{-\alpha t}\cdot 1(t)$	$\frac{1}{(p+\alpha)^2}$	$\frac{T_0\cdot z\cdot e^{-\alpha T_0}}{(z-e^{-\alpha T_0})^2}$
$(1-e^{-\alpha t})\cdot 1(t)$	$\frac{\alpha}{p\cdot(p+\alpha)}$	$\frac{(1-e^{-\alpha T_0})\cdot z}{(z-1)(z-e^{-\alpha T_0})}$

Продовження таблиці 2.1

$sin(\omega_1 t)\cdot 1(t)$	$\dfrac{\omega_1}{p^2+\omega_1^2}$	$\dfrac{z\cdot sin(\omega_1 T_0)}{z^2-2z\cdot cos(\omega_1 T_0)+1}$
$cos(\omega_1 t)\cdot 1(t)$	$\dfrac{p}{p^2+\omega_1^2}$	$\dfrac{z\cdot(z-cos(\omega_1 T_0))}{z^2-2z\cdot cos(\omega_1 T_0)+1}$
$e^{-\alpha t}\cdot sin(\omega_1 t)\cdot 1(t)$	$\dfrac{\omega_1}{(p+\alpha)^2+\omega_1^2}$	$\dfrac{z\cdot e^{-\alpha T_0}\cdot sin(\omega_1 T_0)}{z^2-2z\cdot e^{-\alpha T_0}\cdot cos(\omega_1 T_0)+e^{-2\alpha T_0}}$
$e^{-\alpha t}\cdot cos(\omega_1 t)\cdot 1(t)$	$\dfrac{p+\alpha}{(p+\alpha)^2+\omega_1^2}$	$\dfrac{z^2-z\cdot e^{-\alpha T_0}\cdot cos(\omega_1 T_0)}{z^2-2z\cdot e^{-\alpha T_0}\cdot cos(\omega_1 T_0)+e^{-2\alpha T_0}}$

Приклад 2. На вхід експоненційної фіксуючої ланки, імпульсна передатна функція якого $V(t)=\dfrac{\pi}{4}\cdot e^{\frac{-\pi}{4T_0}}$, подається імпульсно-модульований сигнал *V[n0]*. Визначити дискретну передавальну функцію ланки *z(ω/t)* і *z*–перетворення вихідного сигналу *Y(z)*.

Розв'язання. Визначимо *z*–перетворення вхідного сигналу *V(z)*, використовуючи значення ґратчастої функції *V[n]*, отримуємо ґратчасту функцію: $V(z)=z^{-1}+2z^{-2}+z^{-3}$

Для знаходження дискретної передавальної функції експоненційної фіксуючої ланки можна застосувати *z*–перетворення: $\omega(z)=\dfrac{\pi}{4}\cdot\dfrac{z}{\left(z-e^{-\pi/4}\right)}$

Визначаємо z–перетворення вихідного сигналу:

$$Y(z)=\omega(z)\cdot V(z)=\frac{\pi}{4}\cdot\frac{\left(1+2z^{-1}+z^{-2}\right)}{z-e^{-\pi/4}}$$

Приклад 3. Обчислити зворотне *z*–перетворення для Y(z), задане виразом:

$$Y(z)=\omega(z)\cdot V(z)=\frac{\pi}{4}\cdot\frac{\left(1+2z^{-1}+z^{-2}\right)}{z-e^{-\pi/4}}$$

Розв'язання: представимо у вигляді найпростіших дробів:

$$Y(z)=\frac{\pi}{4}\cdot\left[\frac{z}{\left(z-e^{-\pi/4}\right)}\cdot z^{-1}+\frac{z}{\left(z-e^{-\pi/4}\right)}\cdot 2z^{-2}+\frac{z}{\left(z-e^{-\pi/4}\right)}\cdot z^{-3}\right]$$

За таблицею z-перетворень знаходимо: $\dfrac{z}{z-e^{-\pi/4}} = z \cdot \left[e^{\frac{-\pi}{4T_0} \cdot t} \right]$

Застосовуючи зворотне z–перетворення $y[nT_0] = z^{-1}[Y(z)]$, з урахуванням формули зсуву: $z[x(t-kT_0)] = z^{-k} \cdot x(z)$, у дискретних точках отримаємо вихідну ґратчасту функцію: $y[nT_0] = \dfrac{\pi}{4} \cdot \left[e^{\frac{-\pi}{4}(n-1)} + 2e^{\frac{-\pi}{4}(n-2)} + e^{\frac{-\pi}{4}(n-3)} \right]$.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Для чого використовують *z*–перетворення?

2. Обчисліть *z*–перетворення для функції часу за завданням викладача.

3. За завданням викладача визначте дискретну передавальну функцію ланки *z(ω/t)* і *z* – перетворення вихідного сигналу *Y(z)*.

Література: [8, 244 – 252]

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №3

ТЕМА: Вивчення опису цифрових систем з використанням дискретного простору стану

МЕТА: Набуття навичок використання дискретного простору стану для опису цифрових систем управління електроприводом

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Для реалізації систем керування технологічними процесами на базі мікро ЕОМ матеріальний опис об'єктів керування представлений у вигляді параметричних дискретних моделей, які описуються скалярними векторними різницевими рівняннями.

Для зручності аналізу й синтезу ЦСУ матеріальні моделі екстраполятора нульового порядку $W_Э(p)$ і керованого об'єкта поєднують разом. Також об'єднання називають приведеною безперервною частиною (ПБЧ) об'єкта, передавальна функція якої має вигляд:

$$W_0(p) = \frac{1-e^{-T_0 p}}{p}; \; W_П = W_Э \cdot W_0. \tag{3.1}$$

Дискретна передавальна функція ПБЧ представлена виразом:

$$W_П = z \cdot \left\{ W_Э(p) \cdot W_0(p) \right\} = z \cdot \left\{ \frac{1-e^{-T_0 p}}{p} \cdot W_0(p) \right\} \tag{3.2}$$

Припустимо, що :

$$W_П(p) = F_1(p) \cdot F_2(p), \quad \text{де } F_1(p) = \left(1-e^{-T_0 p}\right), \; F_2(p) = \frac{W_0(p)}{p}.$$

При дослідженні імпульсних систем, якщо одна з функцій являє собою раціональний дріб $e^{-T_0 p}$, а інша функція $F_2(p)$ є дрібно-раціональною від p, то для обчислення перетворення $W_П(z)$ від функції $W_П(p)$ користуються формулою:

$$z\left\{W_П(p)\right\} = F_1(z) \cdot z\left\{F_2(p)\right\}, \text{ у якій } F_1(z) = F_1(e^{-T_0 p}) / e^{-T_0 p} \tag{3.3}$$

Тому основне розрахункове співвідношення (3.2) для обчислення дискретної передавальної функції ПБЧ має вигляд:

$$W_П(z) = z\left\{\left(1 - e^{-T_0 p}\right) \cdot \frac{W_0(p)}{p}\right\} = \frac{z-1}{z} \cdot z\left\{\frac{W_0(p)}{p}\right\} \tag{3.4}$$

Тобто, для визначення $W_П(z)$ необхідно визначити $z\left\{\frac{W_0(p)}{p}\right\}$.

Метод простору станів

Двигун постійного струму описує систему рівнянь:

$$\begin{cases} U = L \cdot \dfrac{di}{dt} + i \cdot R + \omega \cdot k \cdot Ф \\ i \cdot k \cdot Ф = \partial \cdot \dfrac{d\omega}{dt} + M_C \end{cases} \tag{3.5}$$

Приймаємо, що вхідні параметри – U, M_c; параметри стану двигуна – i, ω; вихідні (контрольовані) параметри вибираємо i і ω.

Тоді систему (3.5) представимо у вигляді:

$$\begin{cases} \dfrac{di}{dt} = \dfrac{U}{L} - \dfrac{i \cdot R}{L} - \dfrac{\omega \cdot k \cdot Ф}{L} \\ \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{i \cdot k \cdot Ф}{\partial} - \dfrac{M_C}{\partial} \end{cases} \tag{3.6}$$

Далі необхідно скласти динамічну матрицю A, матрицю входу B, матрицю виходу C і пряму матрицю D.

$$\begin{cases} \overline{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ \overline{Y} = C \cdot X + D \cdot U \end{cases}, \tag{3.7}$$

де $X = \begin{vmatrix} i \\ \omega \end{vmatrix}$ – вектор станів; $Y = \begin{vmatrix} i \\ \omega \end{vmatrix}$ – вектор контрольованих параметрів.

Тоді, використовуючи (3.6), запишемо (3.7) у вигляді:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dfrac{di}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & -\dfrac{kФ}{L} \\ \dfrac{kФ}{\partial} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{\partial} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U \\ M_C \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U \\ M_C \end{bmatrix} \end{cases} \tag{3.8}$$

де $A=\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{k\Phi}{L} \\ \frac{k\Phi}{\partial} & 0 \end{bmatrix}$; $B=\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\partial} \end{bmatrix}$; $C=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; $D=\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Підставляючи паспортні дані двигуна й вирішуючи (3.8) одержуємо зміни i і ω.

ДПС, як і будь-яка ЕМС, може бути заданий передатною функцією виду:

$$W(p)=\frac{Y(p)}{U(p)}=\frac{k}{T_м T_Э p^2+T_м p+1} \tag{3.9}$$

Переходимо до різницевого рівняння:

$$k\cdot U(p)=Y(p)(T_м T_Э p^2+T_м p+1)$$

Оскільки кроком квантування дискретного сигналу є інтервал k_0 , то запишемо:

$$k\cdot U(t)=T_м T_Э \frac{d^2 y(t)}{dt^2}+T_м \frac{dy(t)}{dt}+y(t),$$

або $$k\cdot U(kT_0)=T_м T_Э \Delta^2 y(kT_0)+T_м \Delta y(kT_0)+y(kT_0)$$

Вираз для першої кінцевої різниці має вигляд:

$$\Delta y(kT_0)=y(kT_0+T_0)-y(kT_0),$$

але дійсна похідна: $\frac{dy}{dt}=\lim\limits_{\Delta t\to 0}\frac{\Delta y}{\Delta t}$,

тоді для часу T_0 отримуємо вираз: $$\frac{dy}{dt}=\frac{y(kT_0+T_0)-y(kT_0)}{T_0} \tag{3.10}$$

Тоді з урахуванням (3.10) запишемо (3.9) у вигляді:

$$\begin{aligned} kU(kT_0)&=\frac{T_м T_Э}{T_0^2}\cdot[y(kT_0+2T_0)-2y(kT_0+T_0)+y(kT_0)]+ \\ &+\frac{T_м}{T_0}\cdot[y(kT_0+T_0)-y(kT_0)]+y(kT_0) \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned} kU(kT_0)&=\frac{T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0+2T_0)-\frac{2T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0+T_0)+\frac{T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0)+ \\ &+\frac{T_м}{T_0}\cdot y(kT_0+T_0)-\frac{T_м}{T_0}\cdot y(kT_0)+y(kT_0) \end{aligned}$$

$$kU(kT_0)=\frac{T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0+2T_0)+\frac{T_м T_0-2T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0+T_0)+$$

$$+\frac{T_м T_Э-T_м T_0+T_0^2}{T_0^2}y(kT_0)$$

У лівій частині залишиться значення y з максимальним значенням часового інтервалу:

$$\frac{T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0+2T_0)=kU(kT_0)-\frac{T_м T_0-2T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0+T_0)-$$

$$-\frac{T_м T_Э-T_м T_0+T_0^2}{T_0^2}\cdot y(kT_0)$$

$$y(kT_0+2T_0)=\frac{kT_0^2}{T_м T_Э}\cdot U(kT_0)-\frac{T_м T_0-2T_м T_Э}{T_0^2}\cdot y(kT_0+T_0)-$$

$$-\frac{T_м T_Э-T_м T_0+T_0^2}{T_0^2}\cdot y(kT_0) \qquad (3.12)$$

Вводимо параметри стану об'єкта:

$$x_1(kT_0)=y(kT_0)$$

$$x_2(kT_0)=x_1(kT_0+T_0)=y(kT_0+T_0)$$

$$x_3(kT_0)=x_2(kT_0+T_0)=x_1(kT_0+2T_0)=y(kT_0+2T_0)$$

Тоді запишемо систему (3.7) для виразу (3.12) з урахуванням замін:

$$\begin{cases} x_1(kT_0+T_0)=x_1(kT_0)\cdot 0+x_2(kT_0)+U(kT_0)\cdot 0 \\ x_2(kT_0+T_0=-\frac{T_м T_Э-T_м T_0+T_0^2}{T_м T_Э}\cdot x_1(kT_0)-\frac{T_м T_0-2T_м T_Э}{T_м T_Э}\cdot x_2(kT_0)+ \\ +\frac{kT_0^2}{T_м T_Э}\cdot U(kT_0) \\ y(kT_0)=x_1(kT_0)+x_2(kT_0)\cdot 0+U(kT_0)\cdot 0 \end{cases} \qquad (3.13)$$

Для одержання системи рівнянь (3.13) запишемо її вид у дискретному параметричному вигляді:

$$\begin{cases} \overline{x(kT_0+T_0)}=A\cdot x(kT_0)+B\cdot U(kT_0) \\ \overline{y(kT_0)}=C\cdot x(kT_0)+D\cdot U(kT_0) \end{cases}$$

де відповідні матриці мають вигляд:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\dfrac{T_м T_Э - T_м T_0 + T_0^2}{T_м T_Э} & -\dfrac{T_м T_0 - 2T_м T_Э}{T_м T_Э} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{kT_0^2}{T_м T_Э} \end{bmatrix};$$

$$C = [1 \quad 0]; \quad D = [0].$$

ПРИКЛАДИ РОЗРАХУНКУ

Приклад 1. Об'єкт керування представлений безперервною передавальною функцією:

$$W_0(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{k}{T_1 p + 1}.$$

Обчислити z – перетворення функції $W_0(p)/p$.

Розв'язання. Розкладаємо вираз за Лапласом на прості дроби:

$$\frac{W_0(p)}{p} = \frac{k}{p(T_1 p + 1)} = \frac{k}{p} - \frac{kT_1}{T_1 p + 1};$$

відповідно до таблиці z-перетворень:

$$z\left\{\frac{W_0(p)}{p}\right\} = \frac{kz}{z-1} - \frac{kz}{z - e^{-T_0/T_1}} = \frac{kz}{(z-1)} \cdot \frac{(1 - e^{-T_0/T_1})}{(z - e^{-T_0/T_1})}$$

Тоді $W_П(z)$ має вигляд:

$$W_П(z) = \frac{k \cdot (1 - e^{-T_0/T_1}) \cdot z^{-1}}{[1 - (e^{-T_0/T_1}) \cdot z^{-1}]}$$

Приклад 2. Об'єкт керування представлений безперервною передавальною функцією:

$$W_0(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}$$

Розв'язання: розкладаємо на прості дроби.

$$\frac{W_0(p)}{p} = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} = \frac{k}{p} - \frac{kT_1^2}{(T_1 - T_2)(T_1 p + 1)} + \frac{kT_2^2}{(T_1 - T_2)(T_2 p + 1)}$$

Відповідно до таблиці z – перетворень:

$$z\left\{\frac{W_0(p)}{p}\right\} = k\cdot\left[\frac{z}{z-1} - \frac{az}{T_1(z-\alpha_1)} + \frac{bz}{T_2(z-\alpha_2)}\right]$$

$$a = \frac{T_1^2}{T_1 - T_2}; \qquad b = \frac{T_2^2}{T_1 - T_2}; \qquad \alpha_1 = e^{-T_0/T_1}; \qquad \alpha_2 = e^{-T_0/T_2}.$$

Вираз $W_П(z)$, згідно (3.8) після перетворення має вигляд:

$$W_П(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{k(C_1 + C_2\cdot z^{-1})\cdot z^{-1}}{[1-(e^{-T_0/T_1})\cdot z^{-1}]\cdot[1-(e^{-T_0/T_2})\cdot z^{-1}]},$$

де коефіцієнти:

$$C_1 = 1 + \frac{T_2\cdot e^{-T_0/T_2} - T_1\cdot e^{-T_0/T_1}}{T_1 - T_2}; \; C_2 = e^{\frac{-T_0}{T_2}}\cdot e^{\frac{-T_0}{T_1}} + \frac{T_2\cdot e^{\frac{-T_0}{T_1}} - T_1\cdot e^{\frac{-T_0}{T_2}}}{T_1 - T_2}.$$

Приклад 3. Об'єкт керування має немінімально-фазову характеристику, описану безперервною передавальною функцією.

$$W_0(p) = \frac{k(1-T_1 p)}{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}$$

Розв'язання: розкладаємо на прості дроби й застосовуємо z–перетворення.

$$z\left\{\frac{W_0(p)}{p}\right\} = z\left\{\frac{k(1-T_1 p)}{p(T_2 p+1)(T_3 p+1)}\right\} =$$

$$= z\left\{\frac{k}{p} - \frac{kT_2^2}{(T_2 - T_3)(T_2 p+1)} + \frac{kT_3^2}{(T_2 - T_3)(T_3 p+1)} - \frac{kT_1T_2}{(T_2 - T_3)(T_2 p+1)} + \frac{kT_1T_3}{(T_2 - T_3)(T_3 p+1)}\right\}$$

Після застосування z–перетворення й перетворень отримаємо:

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

де:

$$a_1 = -(e^{\frac{-T_0}{T_2}} + e^{\frac{-T_0}{T_3}}); \qquad a_2 = e^{\frac{-T_0}{T_2}}\cdot e^{\frac{-T_0}{T_3}};$$

$$b_1 = k\cdot\left[-\frac{(T_1+T_2)}{(T_2-T_3)}\cdot e^{\frac{-T_0}{T_1}} + \frac{(T_1+T_3)}{(T_2-T_3)}\cdot e^{\frac{-T_0}{T_3}} + 1\right];$$

$$b_2 = k \cdot \left[e^{\frac{-T_0}{T_2}} \cdot e^{\frac{-T_0}{T_3}} + \frac{(T_1 + T_3)}{(T_2 - T_3)} \cdot e^{\frac{-T_0}{T_3}} - \frac{(T_1 + T_2)}{(T_2 - T_3)} \cdot e^{\frac{-T_0}{T_3}} \right].$$

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Для чого використовують метод простору станів у цифрових системах управління електроприводом?

2. Розкрийте принцип складання матриць A, B, C, D для обчислення *i*, *ω* ДПС.

3. Обчисліть *z*–перетворення передавальної функції об’єкту керування за завданням викладача.

Література: [4, 87 – 91; 11, 72 – 82; 8, 257 – 267]

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №4

ТЕМА: Розрахунок параметрів еквівалентної схеми заміщення та цифрової системи управління приводом постійного струму

МЕТА: Набуття навичок синтезу та розрахунку цифрових систем управління електроприводом

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Розрахунок параметрів еквівалентної схеми заміщення

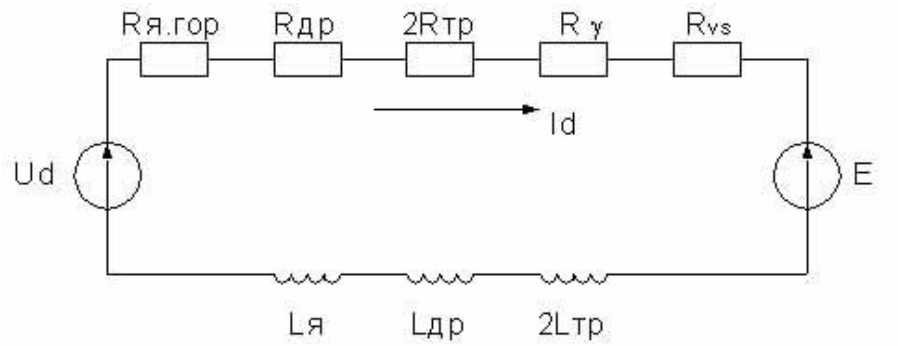


Рисунок 4.1 – Схема заміщення електроприводу постійного струму

Повний опір головного кола визначаємо відповідно до виразу:

$R_0 = R_{Я.ГОР} + R_{ДР} + 2R_{ТР} + R_{\gamma} + R_{VS}$,

де $R_{Я.ГОР}$ – активний опір обмотки якоря двигуна в гарячому стані; для двигунів постійного струму незалежного та паралельного збудження :

$R_{Я.ГОР} = (U_Н / 2I_Н)*(1-\eta_Н)$;

$R_{ДР}$ – активний опір згладжуючого дроселя; приймаємо $R_{ДР} = 0.2\ R_{Я.ГОР}$;

$R_{ТР}$ - активний опір фази трансформатора; визначається за паспортними даними трансформатора:

$R_{ТР} = \Delta P_{К.З.} / (3*I_Н^2)$

Опір комутації

$R_\gamma = m\, X_{ТР} / 2\pi$,

де $X_{ТР}$ – індуктивний опір фази трансформатора; визначається за виразом:

$X_{ТР} = \sqrt{Z^2{}_{ТР} - R^2_{ТР}}$;

$$Z_{TP} = \frac{U_{k\%}}{100} \cdot \frac{U_{2Л}}{\sqrt{3} \cdot I_{2Ф}};$$

$$I_{2Ф} = \frac{S_H}{\sqrt{3} \cdot U_{2Л}}.$$

Опір p-n переходу тиристорів: $R_{VS} \approx 1.2$ В / $I_{d.H}$.

Повна індуктивність головної ланки: $L_0 = L_Я + L_{ДР} + 2L_{ТР}$.

Індуктивність якірної обмотки визначається за формулою Уманського:

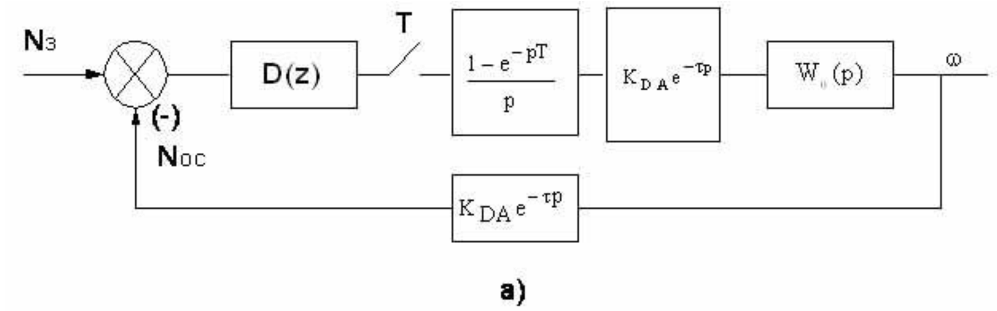
$$L_Я = \frac{k \cdot U_{d.H}}{2p \cdot I_{d.H} \cdot \omega_H},$$

де k – конструктивний параметр двигуна; для електричних машин нормального виконання та з компенсаційною обмоткою $k = 0.5 \div 1$;

p – число пар полюсів.

Індуктивність фази трансформатора: $L_{TP} = X_{TP} / 2\pi f_c$.

Розрахунок параметрів цифрової системи управління приводом постійного струму



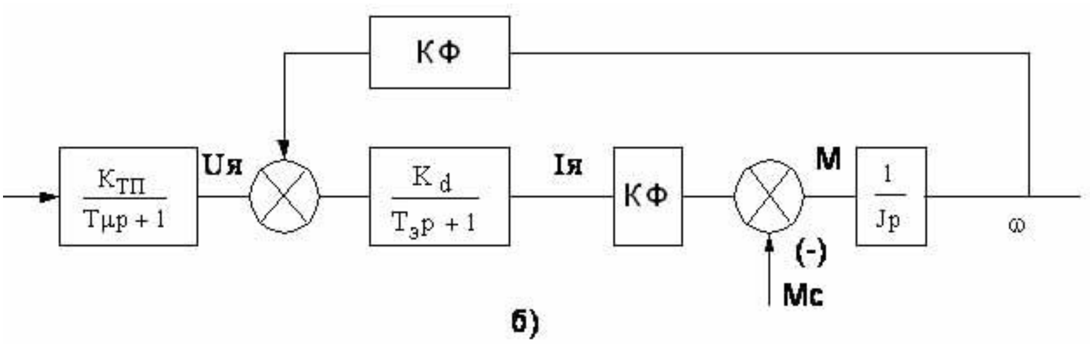


Рисунок 4.2 – Структурна схема ЦСУЕП постійного струму:

а) загальна схема; б) схема об`єкта управління

Прийняті в структурній схемі позначення :

$N_З$, $N_{ОС}$ – коди відповідно завдання і зворотнього зв`язку,

D(Z) – дискретна передаточна функція цифрового регулятора ,

T – період дискретизації,

$W_0(p)$ – передаточна функція об`єкта управління – системи ТП-Д,

$K_{ДА}$, $K_{АД}$, $\tau_{ДА}$, $\tau_{АД}$ – коефіцієнти передачі і сталі часу перетворювачів код-аналог і аналог-код.

$K_{ТП}$, T_μ – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача і некомпенсована мала стала часу ТП;

$K_{ТП} = E_{Н.ТП.} / U_{У.МАХ}$, $T_\mu \approx 0.01$ (с);

K_d , $T_Э$ – коефіцієнт передачі та електромагнітна стала часу двигуна,

$K_d = 1/ R_0$, $T_Э = L_0 / R_0$;

кΦ – коефіцієнт потоку двигуна.

Вважаємо, що двигун працює при номінальному збудженні. В цьому випадку визначити значення кΦ можна з природньої швидкісної характеристики двигуна :

$к\Phi = (U_{d.H} – I_{d.H.}{*}R_{Я.ГОР})/\omega_{H\,.}$

J – момент інерції двигуна.

Крім електромагнітної сталої часу, двигун постійного струму характеризується ще й механічною сталою часу :

$T_M = J{*}\ R_{Я.ГОР} / (к\Phi)^2$.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть схему заміщення електроприводу змінного струму.

2. Наведіть структурну схему ЦСУЕП постійного струму.

3. За завданням викладача виконайте розрахунок параметрів структурної схеми ЦСУЕП постійного струму.

Література: [1, 388 – 405; 4, 50 – 82]

ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ №5

ТЕМА: Синтез цифрових регуляторів систем керування

МЕТА: Набуття навичок розрахунку та застосування цифрових регуляторів систем управління електроприводом

ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Синтез і розрахунок регулятора струму

Регулятор струму, налаштований на модульний оптимум, описується передавальною функцією:

$$W(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p} = k + \frac{1}{T_2 p},$$

де $k = T_1/T_2$.

Застосовуємо z – перетворення :

$$W(z) = k + \frac{1}{T_2} \cdot \frac{z}{z-1}$$

Представимо передатну функцію регулятора струму методом дискретного простору станів:

$$W(p) = k + \frac{1}{T_2 p}; \quad W_1(p) = k \ ; \ W_2(p) = \frac{1}{T_2 p}.$$

Переходимо до різницевого рівняння:

$$W_2(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{1}{T_2 p}; \ Y(p) \cdot T_2 p = U(p)$$

оскільки $\dfrac{dy}{dt} = \dfrac{1}{T_0} \cdot (y(kT_0 + T_0) - y(kT_0))$, то:

$$U(kT_0) = \frac{T_2}{T_0} \cdot [y(kT_0 + T_0) - y(kT_0)]; \quad y(kT_0 + T_0) - y(kT_0) = \frac{U(kT_0) \cdot T_0}{T_2}$$

Вводимо параметри стану об'єкта:

$$x_1(kT_0) = y(kT_0)$$

$$x_1(kT_0 + T_0) = y(kT_0 + T_0)$$

Тоді отримаємо систему рівнянь:

$$x_1(kT_0 + T_0) = x_1(kT_0) + \frac{T_0}{T_2} \cdot U(kT_0)$$

$$y(kT_0) = x_1(kT_0) + k \cdot U(kT_0)$$

Тоді матриці мають вигляд:

$$A = [1]; \quad B = [{}^{T_0}\!/\!{}_{T_2}]; \quad C = [1]; \quad D = [k],$$

які входять у систему:

$$\begin{cases} x(kT_0 + T_0) = A \cdot x(kT_0) + B \cdot U(kT_0) \\ y(kT_0) = C \cdot x(kT_0) + D \cdot U(kT_0) \end{cases}.$$

Синтез і розрахунок регулятора швидкості

Структурна схема регулятора швидкості показана на рис. 4.3. Перетворюючи передавальну функцію $G_w(p) = {}^{1}\!/\!{}_{T_м p}$ механічної частини електродвигуна за допомогою ДПЛ, отримуємо:

$$G_w^*(p) = \frac{\overline{w^*}(p)}{[i^*(p) - i_l^*(p)]} = \frac{e^p}{(e^p - 1) \cdot T_{м*}},$$

де $T_{м*} = \dfrac{T_м}{T_U} = \dfrac{m_n \cdot \omega_0 \cdot R_\Sigma}{2\pi(C\Phi)^2}$ – електромеханічна постійна часу привода у відносних одиницях.

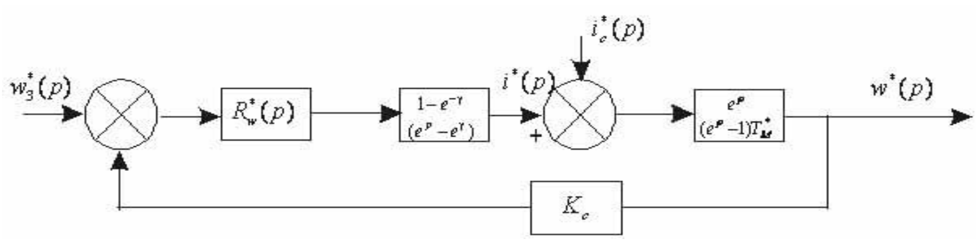


Рисунок 4.3 – Структурна схема регулятора швидкості

Тоді дискретна передавальна функція об'єкта керування в контурі швидкості з урахуванням замкнутого оптимізованого контуру струму:

$$G^*(p) = \Phi_{i*}^*(p) \cdot G_w^*(p) = \frac{(1 - e^\gamma) \cdot e^p}{(e^p - e^{-\gamma}) \cdot (e^p - 1) \cdot T_{м*}}. \tag{4.1}$$

Виберемо в якості бажаної дискретної передавальної функції замкнутого контуру швидкості наступну функцію

$$\Phi^{*}_{wж}(p) = \frac{1}{2e^{p} - 1}. \tag{4.2}$$

Тоді отримаємо:

$$R^{*}_{w}(p) = K_{w} \cdot \frac{(e^{p} - e^{-T})}{e^{p}}, \tag{4.3}$$

де $K_{w} = T_{м*} \big/ \left(1 - e^{-\gamma}\right)$ – коефіцієнт підсилення цифрового регулятора в контурі швидкості.

Визначимо перехідну функцію замкнутої МП системи керування швидкістю. Із цією метою перейдемо від ДПЛ до z–перетворення. З огляду на те, що $z = e^{p}$, а z–зображення одиничного сигналу дорівнює $z \big/ (z-1)$, отримуємо z–зображення перехідної функції в наступному виді

$$H(z) = \frac{1}{2z-1} \cdot \frac{z}{z-1} = \frac{z}{2z^{2} - 3z + 1} \quad \text{або} \quad H(z^{-1}) = \frac{0{,}5z^{-1}}{1 - 1{,}75z^{-1} + 0{,}5z^{-2}}. \tag{4.4}$$

Шляхом ділення полінома чисельника на поліном знаменника знаходимо ординати перехідної функції в дискретні моменти часу: $t_{*}(0) = 0;$ $t_{*}(1) = 0{,}5;$ $t_{*}(2) = 0{,}75;$ $t_{*}(3) = 0{,}825;$ і т.д., де відносний час $t_{*} \frac{t}{T_{U}}$. Отже, перехідний процес у розглянутому випадку аперіодичний. Практично за чотири інтервали дискретності вихід досягає свого заданого сталого значення.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Виведіть передавальну функцію цифрового регулятора струму, налаштованого на модульний оптимум.

2. Наведіть структурну схему цифрового регулятора швидкості.

3. За завданням викладача виконайте розрахунок параметрів регуляторів струму та швидкості.

Література: [1, 390 – 405; 5, 213 – 254]

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Анхимюк В.Л. Опейко О.Ф. Проектирование систем автоматического управления электроприводами: Учебное пособие для ВТУЗов. – Мн.: Вища школа, 1986.
2. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
3. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. Пер. с польского. – М.: Машиностроение, 1974. – 328 с.
4. Густав Олсон, Джангуидо Пиани Цифровые системы автоматизации и управления. – СПб.: Невский диалект, 2001. – 557 с.
5. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2001. – 480 с.
6. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник / Под. ред. Перельмутера Ю.Г. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
7. Романенко В.Д., Игнатенко Б.В. Адаптивное управление технологическими процессами на базе микроЭВМ:Учебное пособие. – К.: Вища школа, 1990.
8. Соляник В.П. и др. Системы управления электроприводами: Учебное пособие. – К.: УМК ВО, 1992. – 376 с.
9. Теория автоматического управления и регулирования. Зайцев Г.Ф. – К.: Вища школа, 1975.
10. Топчеев Ю.И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования: Учебное пособие для втузов. – М.: Машиностроение, 1989.
11. Филлипс Ч., Харбор Р. Системы управления с обратной связью. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001 – 616 с.

Методичні вказівки щодо виконання практичних робіт з курсу “Цифрові системи управління електроприводом ” для студентів денної та заочної форм навчання (в тому числі для скороченого терміну навчання) зі спеціальності 6.092200 “Електромеханічні системи автоматизації та електропривод”

Укладачі: асист. Д.Г. Мамчур,
ст. викл. А.І. Ломонос

Відповідальний за випуск зав. кафедри САУЕ Д.Й. Родькін

Підп. до др. ____________. Формат 60×84 1/16 Папір тип. Друк ризографія
Ум. друк. акр. __________. Наклад_____прим. Зам № _____. Безкоштовно.

Видавничий відділ КДПУ імені Михайла Остроградського
39600, м. Кременчук, вул. Першотравнева, 20