

Вибір параметрів регулятора для системи точного лінійного переміщення

Впровадження нових технологій в народне господарство викликає потребу в розробці електроприводів прецизійного лінійного переміщення. Найбільш ефективно подібну задачу можливо вирішити на базі лінійних електродвигунів постійного струму (ЛДПС) з цифровою мікропроцесорною системою управління. В даній праці на основі математичної моделі ЛДПС розглядаються різноманітні способи управління швидким та точним лінійним переміщенням і визначаються вимоги до цифрового регулятора.

Передаточна функція ЛДПС, що пов'язує швидкість переміщення рухомої частини $V(t)$ з напругою на обмотках $U(t)$, має вигляд [1]:

$$W_v(p) = \frac{V(p)}{U(p)} = \frac{1/C_{дв}}{T_M T_{\dot{p}} p^2 + T_M p + 1}$$

де $V(p)$ – зображення швидкості;

$U(p)$ – зображення напруги на обмотках;

$C_{дв}$ – коефіцієнт протипоємс ЛДПС;

T_M – електромеханічна стала часу;

T_E – електрична стала часу.

Визначим передаточну функцію ЛДПС по переміщенню у вигляді:

$$W_x(p) = \frac{1}{p} W_v(p) = \frac{1/C_{дв}}{T_M T_E p(p^2 + \frac{1}{T_E} p + \frac{1}{T_M T_E})}. \quad (1)$$

Як видно із виразу (1), ЛДПС являє собою об'єкт регулювання третього порядку (по переміщенню), астатичний (бо включає в себе інтегратор). Характеристичне рівняння

$$p^2 + \frac{1}{T_E} p + \frac{1}{T_M T_E} = 0 \quad \text{має корені}$$

$$p_1 = \frac{-1 + \sqrt{1 - 4T_E/T_M}}{2T_E}; p_2 = \frac{-1 - \sqrt{1 - 4T_E/T_M}}{2T_E}.$$

Оскільки для більшості реальних ЛДПС завжди виконується умова $T_E < T_M/4$, обидва корені – дійсні, а передаточна функція має аперіодичний характер. В цьому випадку (1) буде мати такий вигляд:

$$W_X = \frac{\alpha}{p(p+a)(p+b)}, \quad (2)$$

$$\text{де } \alpha = \frac{1}{C_{дв}} T_M T_E ;$$

$$a = -p_1;$$

$$b = -p_2.$$

Згідно з виразом (2) складемо схему аналогового моделювання ЛДПС в області часу (рис. 1). На основі цієї схеми розроблено програму числового моделювання ЛДПС для ПЕОМ, за допомогою якої можна розрахувати перехідні процеси за умови подачі на обмотки ЛДПС різноманітних напруг $u(t)$.

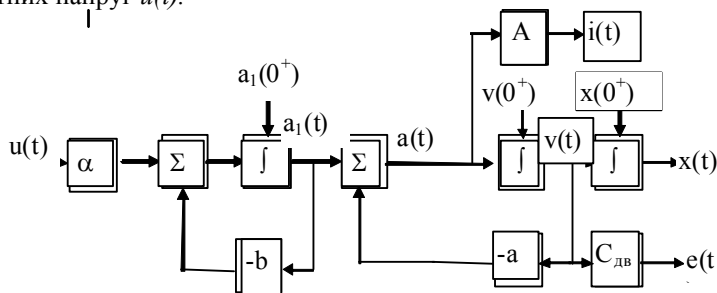


Рис.1. Аналогова модель ЛДПС

Σ – суматори аналогових величин;

\int – інтегратори;

$A = m_k/K_{ов}$ – коефіцієнт пропорційності струму обмоток;

$i(t)$ – струм обмоток ЛДПС;

m_k – маса рухомої частини ЛДПС;

$K_{ов}$ – коефіцієнт сили ЛДПС;

$x(t)$ – переміщення рухомої частини;

$e(t)$ – протипоЕРС;

$a(t)$ – прискорення рухомої частини ЛДПС;

$a_1(t)$ – допоміжна змінна;

$a_1(0^+)$, $v(0^+)$ та $x(0^+)$ – початкові значення відповідних величин.

З метою підвищення наглядності подальшого аналізу скористаємося експериментальним зразком ЛДПС, параметри якого представлено у таблиці 1.

Таблиця 1

Параметри експериментального зразка ЛДПС

№	Параметр	Позначення	Величина	Одиниця вимір.
1	Маса рухомої частини	m_k	0.17	кг
2	Коефіцієнт протипоЕРС	Сдв	4.8	В*м/с
3	Коефіцієнт сили	$K_{дв}$	4.8	Н/А
4	Електромеханічна стала	T_m	51.65	мс
5	Електрична стала часу	T_e	0,4	мс
6	Максимальна напруга обмоток	Е	20	В
7	Максимальний пусковий струм	I_m	3	А
8	Довжина робочого ходу ЛДПС	X_m	25.4	мм

Розглянемо цифрову САР (рис.2), що має в собі ідеальний імпульсний елемент \perp , цифровий регулятор ЦР, фіксатор нульового порядку ФНП, об'єкт регулювання ЛДПС і аналоговий пристрій порівняння ПП.

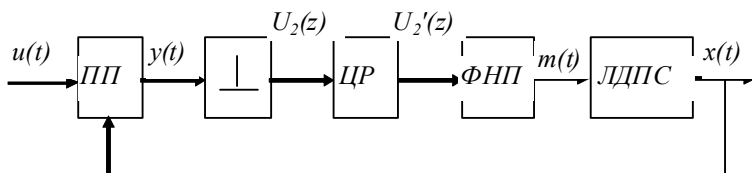


Рис.2. Початкова цифрова позиціонуєча САР

На вхід системи поступає сигнал завдання координати $u(t)$ у вигляді ступеневого впливу, тобто команди позиціонування в задане положення. Ідеальний імпульсний елемент забезпечує вибір значень непогодження

$y(t)=u(t)-x(t)$ з кроком дискретизації h . Дискретизована помилка $U_2(z)$ за допомогою цифрового регулятора перетворюється в сигнал керування $U_2'(z)$. Фіксатор нульового порядку забезпечує постійність діючої на обмотки ЛДПС напруги $m(t)$ протягом усього кроку дискретизації h .

Передаточна функція оптимального цифрового регулятора, що забезпечує встановлення потрібної координати для об'єкта (2) за три кроки дискретизації, має вигляд [2]:

$$W(z) = k_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (3)$$

$$\text{де } k_0 = \frac{ab}{\alpha \cdot h(1-A)(1-B)} ;$$

$$A = e^{-ah};$$

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

$$b_1 = -(A+B);$$

$$b_2 = A \bullet B;$$

$$a_1 = 1 - \left[1 - \frac{a+b}{abh} + \frac{b^2 A - a^2 B}{abh(b-a)} \right] \frac{1}{(1-A)(1-B)} ;$$

$$a_2 = 1 - \frac{1}{abh} \left[abh + a(1-bh + \frac{b}{a-b})A + b(1-ah - \frac{a}{a-b})B - (a-b)AB \right] \frac{1}{(1-A)(1-B)} .$$

Певно, коефіцієнти передаточної функції цифрового регулятора можуть бути визначені безпосередньо через параметри ЛДПС і шаг дискретизації h . Оптимальний цифровий регулятор при ступеневому впливі амплітудою U_x на вході системи формує такі керуючі сигнали на обмотках ЛДПС :

$$m_0 = K_0 U_x ; m_1 = K_0 b_1 U_x = -(e^{-ah} + e^{-bh}) ; m_2 = K_0 b_2 U_x = e^{-(a+b)h} K_0 U_x .$$

Для реальної системи вплив на ЛДПС максимальний по модулю в першому такті роботи САР, тобто $m_0 > |m_1| > m_2$. Для забезпечення надійної роботи ЛДПС необхідно, щоб напруга на обмотках не перевищувала максимально допустимі величини E , тобто

$$m_0 = K_0 U_x = E. \quad (4)$$

Легко показати, що $ab/a = C_{обс}$, і тоді умову (4) можна привести до вигляду:

$$B(h) = \frac{1}{h(1 - e^{-ah})(1 - e^{-bh})} = \frac{E}{C_{ДВ} U_X}. \quad (5)$$

Трансцендентне рівняння (5) не має загального рішення для оптимального кроку квантування h . На рис. 3 показано графічну залежність $X(h) = \frac{E}{C_{ДВ} U_X}$ (що має розмірність переміщення) для конкретного ЛДПС

(див. табл. 1). Ця залежність дозволяє за заданною координатою позиціювання знайти тривалість мінімального кроку дискретизації САР, при якому вплив на обмотки по модулю не перевищує E . Очевидно, що в системі з рівномірним кроком дискретизації, h необхідно вибирати за максимальною координатою позиціювання x_m , бо в усіх інших випадках амплітуди впливу виявляться меншими. Для експериментального зразку ЛДПС при $x_m = 25,4$ мм згідно з рис. 3 (або чисельно вирішуючи (5)), знаходимо: $h = 19,369$ мс, звідки $K_0 = 787,4$; $m_0 = 20$ В = E ; $m_1 = -13,705$ В; $m_2 = 1,87 \cdot 10^{20}$ В.

Рис. 4. Перехідні процеси в ЛДПС

На рис. 4 наведено приклади перехідних процесів в ЛДПС, які розраховано на ПЕОМ для моделі рис. 1 з параметрами з таблиці 1. Як видно з представлених даних, реальна система фактично входить в сталий режим вже по закінченню другого кроку дискретизації, тобто за час $t_y \sim 2h$. Вплив на третьому кроці m_2 знехтувано малий. Це викликано реальним співвідношенням для використаного ЛДПС: $T_E \ll T_M$. Тому при регулюванні у "великому" ЛДПС можна вважати об'єктом регулювання другого порядку (відповідно до положення), астатичним, з передаточною функцією виду:

$$G(p) = \frac{\alpha/a}{p(p+b)}. \quad (6)$$

В цьому випадку дещо спрощується вираз для розрахунку параметрів цифрового регулятора. Оптимальний цифровий регулятор при ступеневому впливі амплітудою U_x на вході САР формує такі керуючі впливи на обмотках ЛДПС:

$$m_0 = k_0 U_x = \frac{C_{ДВ}}{h(1-B)} U_x; \quad m_1 = k_0 b_1 U_x = -\frac{C_{ДВ} B}{h(1-B)} U_x. \quad (7)$$

Як бачимо, ці впливи пропорційні величині необхідного переміщення U_x . Для їх формування можливе використання одного із наступних способів:

- 1) амплітудно-імпульсна модуляція з рівномірним шагом дискретизації (АІМ-Р);
- 2) амплітудно-імпульсна модуляція з нерівномірним шагом дискретизації (АІМ-Н);
- 3) часово-імпульсна модуляція (ЧІМ);
- 4) широтно-імпульсна модуляція (ШІМ).

Діючі на обмотки ЛДПС напруги і перехідні процеси для АІМ-Р представлені на рис. 4. Переваги цього способу керування переміщенням – простота побудови особисто регулятора, оскільки існує лінійна залежність між амплітудами впливів на першому і другому кроці дискретизації m_0 і m_1 та необхідною величиною переміщення U_x .

За допомогою цифрового регулятора з нерівномірним кроком дискретизації (спосіб АІМ-Н) можливо формувати керуючі впливи на кожному кроці рівними за величиною (тобто $m_0 = |m_1|$), а також отримати

деякий вигреш у швидкодії. Але в обох випадках АІМ знадобиться використання цифро–аналогового перетворювача і підсилювача потужності на виході регулятора. Оскільки останній повинен працювати в лінійному режимі, к.к.д. його буде надзвичайно низьким, знадобляться потужні кінцеві транзистори, неминуюче зростуть габарити регулятора. Це неприпустимо в більшості випадків реалізації прецизійного переміщення.

При використанні ЧІМ амплітуди впливів на ЛДПС постійні на кожному кроці і дорівнюють максимально допустимій напрузі на обмотках E . В залежності від необхідної координати (переміщення) змінюються тривалості кроків дискретизації h_0 і h_1 . ЧІМ регулятор не має цифро–аналогового перетворювача, а замість аналогового низькокоекономічного підсилювача знадобиться реверсивний мостовий широтно–імпульсний перетворювач. Такий спосіб, окрім високої енергетичної ефективності, забезпечує максимальну швидкодію, бо тривалості кроків дискретизації h_0 і h_1 (а, відповідно, – і час встановлення системи) знижуються при зменшенні необхідної координати переміщення. Але і ЧІМ спосіб має недоліки. Аналіз показує, що в цьому випадку, по-перше, необхідні великі обчислювальні ресурси для розрахунку h_0 і h_1 при роботі в реальному часі. По-друге, значно зростає струм обмоток ЛДПС на другому кроці дискретизації, що може призвести до зниження надійності системи.

Широтно–імпульсна модуляція дозволяє при будь-якому необхідному позиціонуванні сформувати еквівалентні впливи на обмотку ЛДПС, амплітуда яких стала і дорівнює максимально допустимому значенню E . При цьому енергетична ефективність системи буде аналогічна ЧІМ, оскільки кінцеві транзистори регулятора працюють в ключовому режимі.

При використанні регулятора з рівномірним шагом дискретизації h необхідно сформувати ШІМ вплив, еквівалентний за величиною впливу на координату каретки двом імпульсам з амплітудами m_0 та m_1 . Нехай T – період ШІМ; $\gamma = \tau/T$ – скважність, де τ – тривалість імпульсу. Для побудови ШІМ регулятора необхідно знайти залежність $\gamma = f(x)$, таку, щоб при будь-яких необхідних x можна було б отримати $m_0(\gamma) = m_0(x)$; $m_1(\gamma) = m_1(x)$. В цьому випадку отримаємо метод еквівалентного для даного об'єкта (ЛДПС) перетворення АІМ–ШІМ.

ВИСНОВКИ:

1. Складено схему моделювання лінійного двигуна постійного струму, а також програму для ЕОМ, що дозволяє розрахувати перехідні процеси при подачі на обмотки ЛДПС різноманітних за формою напруг.

2. Розглянуто методику визначення кроку дискретизації цифрового регулятора і розрахунку рівня напруги на кожному кроці.

3. Проаналізовано різноманітні методи формування керуючих впливів і показано перевагу використання ШІМ для системи прецизійного переміщення.

4. Перспективною задачею є вибір параметрів ШІМ, виходячи з можливостей сучасних мікропроцесорів, а також параметрів ЛДПС та формування алгоритмів роботи регулятора.

ЛІТЕРАТУРА

1. Перспективы развития вычислительной техники: В 1 кн.: Справ. пособие/ Под ред. Ю.М.Смирнова. Кн. 9. Внешние запоминающие устройства на магнитном носителе/ В.Г.Макурочкин и др.—М.: Высш.шк., 1989.— 175с.

2. Гостев В.М. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник.— К.: Техніка, 1990.— 280с.