

УДК 62-52

Шеремет О. І.

СИНТЕЗ ЕКВАЛАЙЗЕРНОГО РЕГУЛЯТОРА СТРУМУ ДЛЯ ОДНОКОНТУРНОЇ СИСТЕМИ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

Як правило, в більшості методів синтезу регуляторів для систем керування в якості бажаних параметрів обираються декілька показників (перерегулювання, статична похибка, тривалість перехідного процесу, тощо) або частотні характеристики (логарифмічні амплітудно-частотні та фазочастотні). Такі показники не відображають суцільної картини динамічного режиму. У роботі [1, 2] запропоновано брати за вихідний параметр для синтезу регулятора бажану перехідну функцію, попередньо виконавши її квантування за часом, тобто розбиття на деякі елементарні частини. Складову частину регулятора, яка буде описувати квантований перехідний процес, назвемо часовим еквайзером.

Квантований перехідний процес може бути представлений у вигляді ступінчастої функції, яка є сумою функцій Хевісайда, що затримуються відносно нуля на цілу кількість періодів T_0 .

$$y^*(t) = \sum_{i=1}^{n-1} h_i (\sigma(t - iT_0) - \sigma(t - (i+1)T_0)) + h_n \sigma(t - nT_0). \quad (1)$$

Зворотне перетворення Лапласа від виразу (1) матиме вигляд:

$$Y^*(p) = \frac{1}{p} \left(\sum_{i=1}^{n-1} h_i (e^{-iT_0 p} - e^{-(i+1)T_0 p}) + h_n e^{-nT_0 p} \right). \quad (2)$$

Експоненціальні функції з формули (2) можуть бути представлені у вигляді розкладення у ряд Маклорена. Період квантування T_0 є малою величиною, тому для спрощення розрахунків за формулами можна відкинути у цьому ряді складові, до яких входить T_0 у другій та вищих степенях, тобто вважати, що $e^{-iT_0 p} = \frac{1}{1+iT_0 p}$, $e^{-(i+1)T_0 p} = \frac{1}{1+(i+1)T_0 p}$, $e^{-nT_0 p} = \frac{1}{1+nT_0 p}$.

$$Y^*(p) = \frac{1}{p} \left(\sum_{i=1}^{n-1} h_i \left(\frac{1}{1+iT_0 p} - \frac{1}{1+(i+1)T_0 p} \right) + h_n \frac{1}{1+nT_0 p} \right). \quad (3)$$

Мета роботи полягає у розробці методу синтезу регулятора для замкненої системи керування з використанням часового еквайзера.

Розглянемо замкнену систему керування, що складається з об'єкта керування з передатною функцією $W_{ок}(p)$, регулятора – $W_p(p)$ та коефіцієнта зворотного зв'язку $k_{зв.з}$ (рис. 1). Передатна функція об'єкта та коефіцієнт зворотного зв'язку є незмінними.

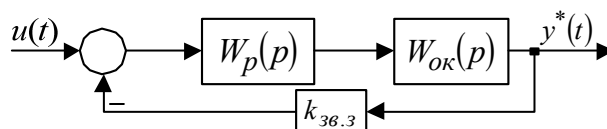


Рис. 1. Структурна схема замкненої системи автоматичного керування

Передатна функція такої системи $W(p) = \frac{W_p(p) \cdot W_{ок}(p)}{1 + k_{зв.з} W_p(p) \cdot W_{ок}(p)}$, а її перехідна функція може бути представлена у вигляді:

$$y^*(t) = L^{-1} \left\{ \frac{W_p(p) \cdot W_{ок}(p) U(p)}{1 + k_{зв.з} W_p(p) \cdot W_{ок}(p)} \right\}, \quad (4)$$

звідки можна знайти вираз для передатної функції регулятора:

$$W_p(p) = \frac{Y^*(p)}{W_{ок}(p) (U(p) - Y^*(p) k_{зв.з})}. \quad (5)$$

Підставимо у формулу (4) вираз (3) для зображення вихідної координати:

$$W_p(p) = \frac{\frac{1}{p} \left(\sum_{i=1}^{n-1} h_i \left(\frac{1}{1+iT_0 p} - \frac{1}{1+(i+1)T_0 p} \right) + h_n \frac{1}{1+nT_0 p} \right)}{W_{ок}(p) \left(U(p) - \frac{1}{p} \left(\sum_{i=1}^{n-1} h_i \left(\frac{1}{1+iT_0 p} - \frac{1}{1+(i+1)T_0 p} \right) + h_n \frac{1}{1+nT_0 p} \right) k_{зв.з} \right)}. \quad (6)$$

Формула (6) дозволяє синтезувати регулятор для будь-якої лінійної системи керування. Розглянемо структурну схему системи з двигуном постійного струму, яка є замкненою за струмом (рис. 2).

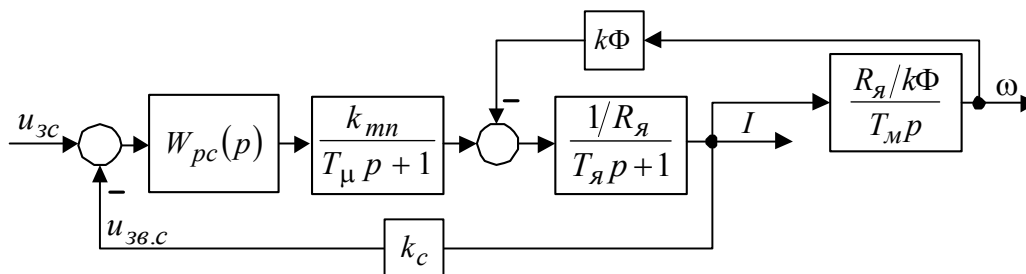


Рис. 2. Структурна схема замкненої системи з двигуном постійного струму

Передатна функція регулятора струму – $W_{pc}(p)$. Тиристорний перетворювач представлено у вигляді аперіодичної ланки з коефіцієнтом підсилення $k_{mn} = 50$ та некомпенсованою сталою часу $T_{\mu} = 0,005$ с. Двигун постійного струму розділений на дві складові: електричну та механічну. Електрична складова (з електричним струмом в якості вихідного параметра) є аперіодичною ланкою з електромагнітною сталою часу $T_{я} = 0,05$ с. Активний опір якірного кола двигуна постійного струму $R_{я} = 2,2$ Ом. Конструктивний коефіцієнт двигуна $k\Phi = 2,11$ В·с. Механічна складова представлена інтегруючою ланкою з коефіцієнтом підсилення $R_{я}/k\Phi$ та електромеханічною сталою часу $T_m = 0,25$ с. $k_c = 0,1$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом. На вхід системи надходить завдання за струмом $u_{зс} = 10$ В. На регулятор струму $W_{pc}(p)$ надходить розузгодження між $u_{зс}$ та сигналом зворотного зв'язку за струмом $u_{зв.з}$.

Якщо система виконується одноконтурною, тобто є замкненою лише за струмом, то у зворотному зв'язку за ЕРС з'являється інтегруюча складова. Структурна схема такої системи наведена на рис. 3.

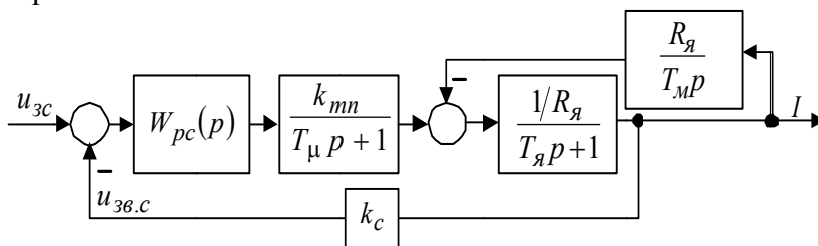


Рис. 3. Структурна схема замкненої системи з двигуном постійного струму з урахуванням зворотного зв'язку за ЕРС

У якості вимог до регулятора струму використаємо функціональну залежність щодо динаміки зміни струму $i(t) = 10(1 - e^{-50t})$. Розіб'ємо цю залежність на 10 рівних відрізків часу на інтервалах $[0;0,1]$ з $T_{0c} = 0,01$ с на часовому проміжку $[0;0,05]$ секунд.

Значення рівнів квантування, що використовуються на рис. 4, наведено в таблиці 1.

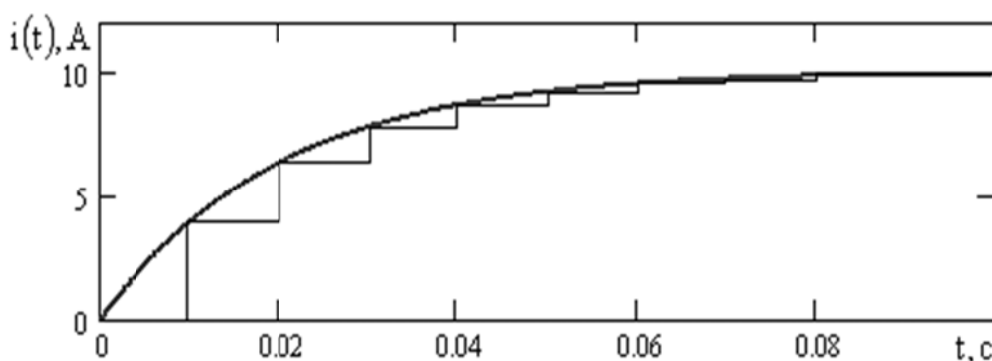


Рис. 4. Бажана перехідна функція за струмом при надходженні на вхід системи ступінчастого завдання у 10 В

Таблиця 1

Значення рівнів квантування

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$h_{(c)}, A$	3,93	6,32	7,77	8,65	9,18	9,50	9,70	9,82	9,89	10

Передатна функція об'єкта керування у контурі струму без урахування коефіцієнта зворотного зв'язку $k_c = 0,1$:

$$W_{ок.с}(p) = \frac{k_{mn}}{T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{(1/R_{я})T_M p}{T_M T_{я} p^2 + T_M p + 1} = \frac{(k_{mn} T_M / R_{я}) p}{T_M T_{я} T_{\mu} p^3 + T_M (T_{\mu} + T_{я}) p^2 + (T_{\mu} + T_M) p + 1} \quad (7)$$

Сигнал завдання на вході системи будемо вважати ступінчастим з амплітудним значенням у 10 В. Тоді зображення вхідної дії буде $U(p) = 10/p$.

Таким чином, передатна функція регулятора струму буде визначатись двома складовими: зворотною передатною функцією об'єкта контуру струму $W_{ок.с}^{-1}(p)$ та часового еквалайзера $W_{екв}(p)$.

Визначимо передатну функцію регулятора струму за формулою (6):

$$W_{pc}(p) = \frac{\left(\sum_{i=1}^{n-1} h_{(c)i} \left(\frac{1}{1+iT_{0c}p} - \frac{1}{1+(i+1)T_{0c}p} \right) + h_{(c)n} \frac{1}{1+nT_{0c}p} \right)}{\frac{(k_{mn}T_M/R_\gamma)p}{T_M T_\gamma T_\mu p^3 + T_M(T_\mu + T_\gamma)p^2 + (T_\mu + T_M)p + 1}} \times$$

$$\times \frac{1}{\left(10 - k_c \left(\sum_{i=1}^{n-1} h_{(c)i} \left(\frac{1}{1+iT_{0c}p} - \frac{1}{1+(i+1)T_{0c}p} \right) + h_{(c)n} \frac{1}{1+nT_{0c}p} \right) \right)} = W_{ок.с}^{-1}(p) W_{екв}(p).$$

Функція $W_{ок.с}^{-1}(p)$ може бути знайдена шляхом розв’язання зворотної задачі динаміки [2]. Представивши $W_{ок.с}(p)$ у просторі станів [3], використовуючи лише суматори, інтегратори та підсилювальні ланки, можна одержати структурну схему, показану на рис. 5.

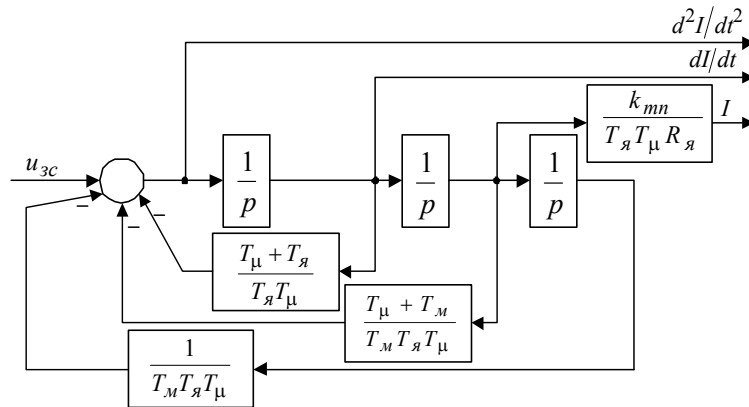


Рис. 5. Структурна схема для об’єкта контуру струму у просторі станів

Для цього передатну функцію $W_{ок.с}(p)$ краще представити у наступному вигляді:

$$W_{ок.с}(p) = \frac{\frac{k_{mn}}{T_\gamma T_\mu R_\gamma} p}{p^3 + \frac{T_\mu + T_\gamma}{T_\gamma T_\mu} p^2 + \frac{T_\mu + T_M}{T_M T_\gamma T_\mu} p + \frac{1}{T_M T_\gamma T_\mu}}. \tag{8}$$

Використовуючи принципи симетрії [2], представимо структурну схему ланки $W_{ок.с}^{-1}(p)$ (рис. 6).

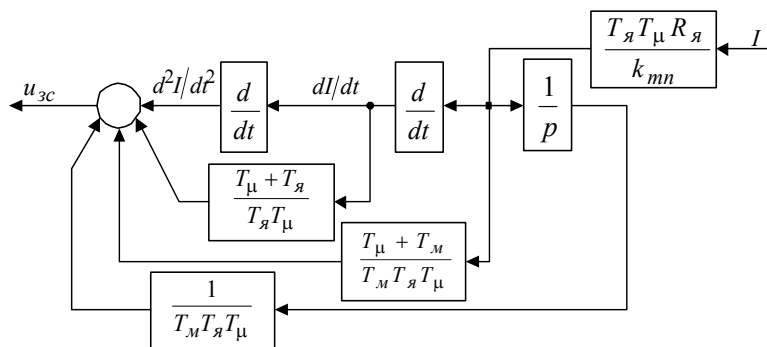


Рис. 6. Структурна схема для ланки $W_{ок.с}^{-1}(p)$

Для спрощення розрахунків підставимо у рівняння регулятора струму чисельні значення параметрів системи та спростимо одержану передатну функцію.

Коефіцієнти передатної функції еквалайзера вирахуємо за формулою:

$$W_{екв}(p) = \frac{\left(\sum_{i=1}^{n-1} h_{(c)i} \left(\frac{1}{1+iT_{0c}p} - \frac{1}{1+(i+1)T_{0c}p} \right) + h_{(c)n} \frac{1}{1+nT_{0c}p} \right)}{\left(10 - k_c \left(\sum_{i=1}^{n-1} h_{(c)i} \left(\frac{1}{1+iT_{0c}p} - \frac{1}{1+(i+1)T_{0c}p} \right) + h_{(c)n} \frac{1}{1+nT_{0c}p} \right) \right)} = \frac{a_9 p^9 + a_8 p^8 + a_7 p^7 + \dots + a_1 p^1 + a_0 p^0}{b_{10} p^{10} + b_9 p^9 + b_8 p^8 + \dots + b_1 p^1 + b_0 p^0}, \quad (9)$$

використовуючи символну математику з програми Mathcad, та зведемо їх до табл. 2, відсортовуючи за степенями оператора Лапласа.

Таблиця 2

Значення коефіцієнтів передатної функції еквалайзера десятого порядку

<i>n</i>	0	1	2	3	4	5
<i>a_n</i>	2,75573	1,44608	0,32824	0,04219	0,00337	0,00017
<i>b_n</i>	2,70061	1,48673	0,35719	0,04917	0,00428	0,00024
<i>n</i>	6	7	8	9	10	
<i>a_n</i>	5,717 · 10 ⁻⁶	1,156 · 10 ⁻⁷	1,294 · 10 ⁻⁹	6,052 · 10 ⁻¹²	–	
<i>b_n</i>	9,302 · 10 ⁻⁶	2,294 · 10 ⁻⁷	3,488 · 10 ⁻⁹	2,916 · 10 ⁻¹¹	1 · 10 ⁻¹³	

За таблицею 2 та структурною схемою ланки $W_{ок.с}^{-1}(p)$ складемо модель структурної схеми замкненої системи керування у програмному середовищі MATLAB Simulink (рис. 7).

Перехідні процеси за струмом $i^*(t)$ у такій системі наведено на рис. 8. При його отриманні в якості вхідної дії використовувався генератор сталого значення напруги завдання за струмом $u_{zc} = 10$ В. Для наочності отриманих результатів у тій же системі координат побудовано графік функції $i(t) = 10(1 - e^{-50t})$, що була базовою для отримання рівнів фіксації часового еквалайзера.

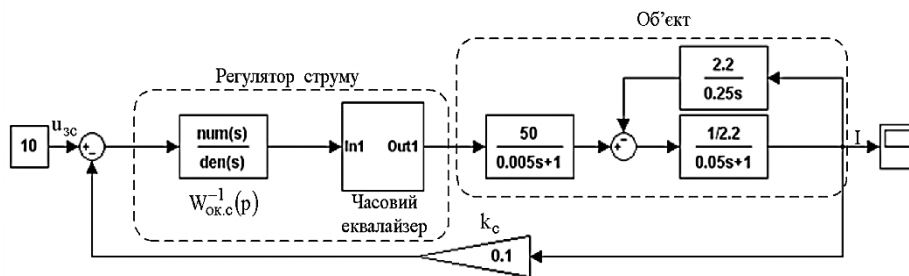


Рис. 7. Реалізація одноконтурної системи підпорядкованого регулювання з регулятором, що включає у свій склад часовий еквалайзер

На рис. 8 показані графіки перехідних функцій для часових еквалайзерів різного порядку: десятого, тридцятого та сорокового. З цього рисунку видно, що порядок еквалайзера суттєво впливає на динамічну похибку системи.

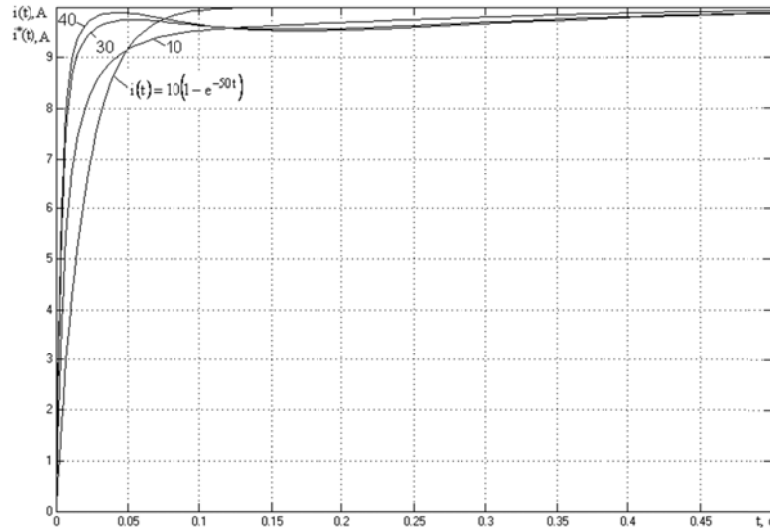


Рис. 8. Перехідний процес за струмом у одноконтурній системі з часовим еквалайзером

ВИСНОВКИ

– представлення бажаного перехідного процесу у вигляді елементарних квантів, які являють собою зсунуті за часом функції Хевісайда, дає можливість для синтезу відповідного регулятора одноконтурної системи підпорядкованого регулювання;

– регулятор струму у одноконтурній системі підпорядкованого регулювання, синтезований з використанням часового еквалайзера, складатиметься з двох частин: зворотної передатної функції об'єкта контуру, що може бути визначена шляхом симетричного перетворення структурної схеми, та власне часового еквалайзера;

– передатна функція, якою представляється часовий еквалайзер має досить складний вигляд навіть при невеликій кількості квантів;

– отримані у результаті синтезу перехідні процеси відрізняються від бажаних, для підвищення точності відтворення бажаної динамічної характеристики системи кількість смуг еквалайзера потрібно збільшувати;

– при збільшенні кількості смуг часового еквалайзера є доцільним перехід від його представлення у просторі Лапласа до описання за допомогою дискретного z-перетворення.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Садовой О.В. Синтез систем автоматического управления зі змінним характеристичним поліномом /О. В. Садовой, О. І. Шеремет // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – КДПУ, 2009. – Вип. 4/2009 (57). Частина 1. – С. 32–35.

2. Крутько П. Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления. Цикл лекцій: Учеб. пособие для вузов. – М. : Машиностроение, 2004 – 576 с.

3. Проектирование систем управления / Г. К. Гудвин, С. Ф. Греббе, М. Э. Сальгадо. – М. : БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004. – 911 с.