

УДК 62-52

Шеремет О. І., Перепелиця В. В.

ПАРАМЕТРИЧНИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ЗА НЕПОВНИМ ВЕКТОРОМ СТАНУ

Серед детермінованих, замкнених електромеханічних систем можна виділити дві групи. Одна група – це системи, передатні функції яких не мають нулів, і друга група – це системи, передатні функції яких мають і нулі, і полюси. При параметричному синтезі систем, в яких динаміка кінцевої (вихідної) координати регулювання визначається тільки полюсами передатної функції, спільною основою синтезу може служити кореневий (модальний) метод синтезу, який широко використовується для розрахунку параметрів модальних регуляторів [1]. Згідно з цим методом, вибравши бажану стандартну форму розподілу коренів характеристичного рівняння, яка відображається відповідним стандартним характеристичним поліномом у нормованому вигляді, прирівнюється його до нормованого характеристичного полінома синтезованої системи і розраховуються параметри модального регулятора. Аналогічним чином можуть бути розраховані змінювані параметри будь-якої електромеханічної системи, структура якої обумовлює відсутність нулів у її передатній функції [2]. Частіше зустрічаються системи, в яких відсутність нулів у передатних функціях відносно задаючого впливу вже є результатом синтезу. Зрозуміло, що формування динамічних характеристик таких систем відбувається на інших засадах, які відмінні від зручного в користуванні методу модального синтезу. Прикладом можуть служити СПР, які на сьогоднішній день є домінуючими. Розглянемо можливість отримання стандартних форм перехідних функцій в таких системах [3].

Метою роботи є синтез системи автоматичного керування швидкістю двигуна за неповним вектором стану. Серед передатних функцій регулятора найпростішою є інтегральна ланка a/p . Коефіцієнт a представимо як відношення k_r^* / T_i , де T_i – стала часу інтегратора, а k_r^* – коефіцієнт підсилення сигналу його виходу. Тоді нормована структурна схема такої системи матиме вигляд, показаний на рис. 1.

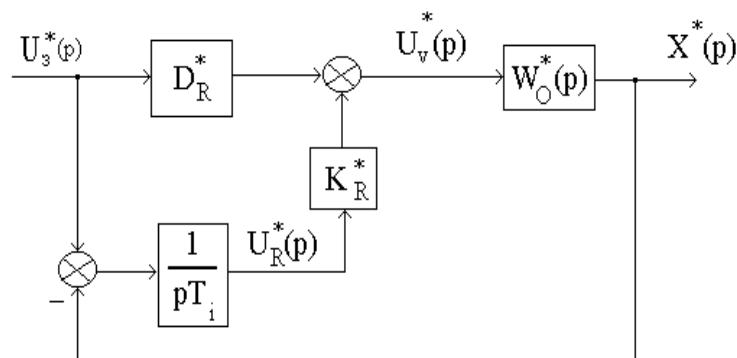


Рис. 1. Нормована структура системи автоматичного керування з додатковим регулятором-інтегратором

Надалі називатимемо такий регулятор регулятором-інтегратором. [4] Відмінність регулятора-інтегратора від і-регулятора полягає в наявності паралельного каналу за задавальною дією. розглянемо його синтез. Згідно з рис. 1 можна записати:

$$X^*(p) = W_o^*(p) \left[D_R^* U_3^*(p) + \frac{K_R^*}{pT_i} \left(U_3^*(p) - X^*(p) \right) \right]. \quad (1)$$

Звідси:

$$X^*(p) = \frac{W_o^*(p) \left(D_R^* + \frac{K_R^*}{pT_i} \right)}{1 + W_o^*(p) \frac{K_R^*}{pT_i}} U_3^*(p) = W(p) U_3^*(p), \quad (2)$$

де $W^*(p) = \frac{W_o^*(p) \left(D_R^* + \frac{K_R^*}{pT_i} \right)}{1 + W_o^*(p) \frac{K_R^*}{pT_i}}$ – передатна функція замкненої системи.

Слід зазначити, що коефіцієнт d_r^* створює пряму дію сигналу завдання на систему і, як наслідок, вносить ефект форсування, тому що у передатній функції $W^*(p)$ з'являється додатковий нуль.

Застосування регулятора-інтегратора може викликати додаткові труднощі при синтезі систем керування, так як збільшується порядок системи і кількість коефіцієнтів, які підлягають визначенню [5].

Розглянемо випадок, коли в ролі об'єкта виступає система автоматичного керування швидкістю двигуна за неповним вектором стану. Відсутність зворотного зв'язку за е.р.с. e_{mn} , який забезпечував би побудову традиційної системи модального регулювання, обумовлено цілим рядом причин. Відомо, що ТП-Д, як об'єкт регулювання, є системою третього порядку, де розрізняють дві великі сталі часу T_α і T_m , та малу сталу T_{mn} . Якщо сталі часу T_α і T_m мають фізичний сенс, будучи мірилом відповідно електромагнітної інерції якірного кола та механічної інерції системи, то мала стала часу T_{mn} є не чим іншим як еквівалентною величиною, котра враховує дискретний характер роботи тиристорного перетворювача, а також дію малих сталих часу фільтрів у контурі регулювання. звернемо увагу також на те, що в електроприводі стала часу T_{mn} виступає як міра швидкодії контура регулювання і її вибирають в межах 0,001–0,02 с. Це означає, що T_{mn} може служити параметром тиристорного перетворювача тільки до певних меж швидкодії системи, поки не починають проявлятися його дискретні властивості. Якщо швидкодія системи є такою, що ці властивості не проявляються то використання T_{mn} є правомірним, а в іншому випадку слід здійснювати перевірку функціонування синтезованою системи з урахуванням реальних процесів у тиристорному перетворювачі. В залежності від особливостей його роботи, пульсації E_{mn} можуть бути значними, порушуючи нормальне функціонування електромеханічної системи, де використовується зворотний зв'язок за E_{mn} [6].

Тому пропонується для синтезу система з керуванням за неповним вектором стану при наявності регулятора-інтегратора. Така система описується рівнянням у матрицево-векторній формі. Для даної системи складові рівняння $px = ax + v_k u_k + v_c u_c$ мають вигляд:

$$X = \left| U_R \quad E_{mn} \quad I_\alpha \quad \omega_\partial \right|^T; \quad (3)$$

$$U_k = \left| U_3 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \right|^T; \quad (4)$$

$$U_c = \left| 0 \quad 0 \quad 0 \quad M_c \right|^T; \quad (5)$$

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{K_{\omega}K_R}{T_i} \\ \frac{K_{mn}}{T_{mn}} & \frac{1}{T_{mn}} & \frac{K_c K_{mn}}{T_{mn}} & \frac{K_{\omega}K_{mn}}{T_{mn}} \\ 0 & \frac{1}{R_{\text{я}}T_{\text{я}}} & \frac{1}{T_{\text{я}}} & \frac{C}{R_{\text{я}}T_{\text{я}}} \\ 0 & 0 & \frac{C}{J} & 0 \end{vmatrix}; \quad (6)$$

$$B_k = \begin{vmatrix} \frac{K_R}{T_i} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{D_R K_{mn}}{T_{mn}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad (7)$$

$$B_c = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{vmatrix}. \quad (8)$$

Передатна функція системи керування за задавальною дією отримана з матрицевої передатної функції має наступний вигляд:

$$W(p) = \frac{\omega_{\partial}(p)}{U_3(p)} = \frac{K_{mn}C}{T_{mn}T_{\text{я}}R_{\text{я}}J} \frac{\left(\frac{K_R}{T_i} + D_R p\right)}{\det(pE - A)}. \quad (9)$$

Характеристичний поліном системи визначається так:

$$H(p) = \det(pE - A) = p^4 + p^3 \left(\frac{1}{T_{mn}} + \frac{1}{T_{\text{я}}} \right) + p^2 \left(\frac{1}{T_{mn}T_{\text{я}}} + \frac{C^2}{JR_{\text{я}}T_{\text{я}}} + \frac{K_c K_{mn}}{R_{\text{я}}T_{\text{я}}T_{mn}} \right) + p \left(\frac{CK_{\omega}K_{mn}}{JR_{\text{я}}T_{\text{я}}T_{mn}} + \frac{C^2}{T_{mn}R_{\text{я}}T_{\text{я}}J} \right) + \frac{K_{mn}K_{\omega}K_R C}{T_{mn}T_i JR_{\text{я}}T_{\text{я}}}. \quad (10)$$

Для компенсації нуля передатної функції можна під'єднати до входу системи фільтр з передатною функцією $W_{\phi}(p) = \left(1 + \frac{T_i D_R}{K_R} p\right)^{-1}$. У цьому випадку динаміка системи також буде визначатися тільки поліномом $H(p)$. Проте наявність на вході системи фільтра може змінити динамічні характеристики системи, а також дещо ускладнить її структуру. Синтез системи керування для цього випадку базується на класичній методиці. Для визначення параметрів системи, в якій стає узагальненим характеристичним поліномом, потрібно прирівняти коефіцієнти при однакових степенях p характеристичного полінома стандартної форми четвертого порядку $H_{cm}(p)$ і полінома $H(p)$ [7]. Внаслідок цього отримуємо:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\omega_o^4 T_{mn} T_{я} R_{я} J T_i}{K_{\omega} K_{mn} C K_R} &= 1, \\ \left(\frac{1}{T_{mn}} + \frac{1}{T_{я}} \right) \frac{\omega_o^4 T_{mn} T_{я} R_{я} J T_i}{K_{\omega} K_{mn} C K_R} &= \alpha_1 \omega_o, \\ \left(\frac{1}{T_{mn} T_{я}} + \frac{C^2}{J R_{я} T_{я}} + \frac{K_c K_{mn}}{R_{я} T_{я} T_{mn}} \right) \frac{\omega_o^4 T_{mn} T_{я} R_{я} J T_i}{K_{\omega} K_{mn} C K_R} &= \alpha_2 \omega_o^2, \\ \left(\frac{C K_{ш} K_{mn}}{J R_{я} T_{я} T_{mn}} + \frac{C^2}{T_{mn} J R_{я} T_{я}} \right) \frac{\omega_o^4 T_{mn} T_{я} R_{я} J T_i}{K_{\omega} K_{mn} C K_R} &= \alpha_3 \omega_o^3. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

З першого рівняння системи рівнянь (11) знаходимо:

$$\frac{K_R}{T_i} = \frac{\omega_o^4 T_{mn} T_{я} R_{я} J}{K_{\omega} K_{mn} C}. \quad (12)$$

А з третього і четвертого рівнянь – k_c і $k_{ш}$. Значення k_{ω} вибирається виходячи з статичного режиму так, як це традиційно робиться в СПР. Очевидно, що такі системи керування забезпечують швидкодію, яка визначається величинами α_1 , $T_{тп}$ і $T_{я}$.

ВИСНОВКИ

Запропонована структурна схема системи з керуванням за неповним вектором стану при наявності регулятора-інтегратора, яка забезпечує порядок з астатизмом системи будь-яку стандартну форму перехідних функцій. Динамічні характеристики при відпрацюванні сигналу U_z такою системою практично є ідентичними динамічним показникам системи з вхідним фільтром. Тому, виходячи з переважувальної здатності двигуна, краще використовувати електромеханічну систему з комбінованим керуванням, в якій використовується вхідний фільтр. При цьому слід мати на увазі, що в неї буде менший запас стійкості по амплітуді. Показано, що у випадку використання регулятора-інтегратора, отримуються рівноцінні системи керування, в яких реалізується принцип керування за неповним вектором стану без використання спостерігачів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Маруцак Я. Ю. Синтез астатичної позиційної СПР методом узагальненого характеристичного полінома / Я. Ю. Маруцак, А. П. Кушнір // *Респ. міжвідомчий наук.-техн. зб. Електромашинобудування та електрообладнання*. – Київ : Техніка, 2000. – № 55. – С. 3–10.
2. Маруцак Я. Ю. Метод узагальненого характеристичного полінома для синтезу систем автоматичного регулювання / Я. Ю. Маруцак // *Праці Міжнар. конф. з автоматичного керування. Автоматика 2000*. – Том 4. – Львів : ДНДІ ІІ НАН України. – 2000. – С. 32–37.
3. Денисов В. А. Система автоматического регулирования с переменной структурой / В. А. Денисов // *Машиностроитель*. – 2003. – № 10. – С. 14–15.
4. Ильинский Н. Ф. Перспективы развития регулируемого электропривода / Н. Ф. Ильинский // *Электричество*. – 2003. – № 2. – С. 2–7.
5. Зеленов А. Б. Аналитическое конструирование регуляторов для астатического объекта управления / А. Б. Зеленов, А. В. Садовой // *Электромашиностроение и электрооборудование*. – Киев : Техника, 1977. – Вып. 24. – С. 14–18.
6. Лозинский О. Ю. Синтез электромеханических систем с использованием обобщенного характеристического полинома / О. Ю. Лозинский // *Электротехника*. – 2003. – № 3. – С. 25–29.
7. Маруцак Я. Ю. Дослідження САР двомасової системи, синтезованої методом узагальненого характеристичного полінома / Я. Ю. Маруцак // *Технічна електродинаміка*. – 2000. – № 4. – С. 45–48.