

УДК 681.5:62-83

Шеремет О. І., Шкаліков М. В., Чепель Ю. А.**СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА**

В більшості випадків для розв'язання загальних задач керування електроприводами використовують універсальні методи синтезу, які ґрунтуються на стандартних формах характеристичних поліномів. При такому підході не можна врахувати динамічні особливості реальних систем автоматичного керування, тому що їх поведінка задається заздалегідь певним «стандартним» розподілом полюсів [1].

При здійсненні синтезу автоматизованих електромеханічних систем методом дискретного часового еквайзера [2] задаються не фіксовані положення коренів, а бажані перехідні функції, які не обираються з деякого переліку стандартних форм, а задаються виключно виходячи з технологічних вимог до електромеханічної системи і можливостей технічної реалізації на обраному виді обладнання [3]. Для покращення можливостей технічної реалізації за допомогою програмних засобів, таку бажану перехідну функцію доцільно представляти у чисельній (дискретній) формі [4].

Метою роботи є синтез одноконтурної системи ТП-ДПС (тиристорний перетворювач-двигун постійного струму) без урахування зворотного зв'язку за ЕРС (електрорушійною силою) двигуна на базі дискретного часового еквайзера.

Під час синтезу одноконтурної електромеханічної системи потрібно враховувати декілька суттєвих припущень:

1. В контурі будь-якої електромеханічної системи буде присутня найменша некомпенсована стала часу, котру прийнято позначати як T_{μ} . Її наявність обумовлена тим фактом, що не можна створити джерело нескінченної потужності.

2. Складова, яка містить T_{μ} , фізично не може бути компенсована за допомогою використання методів розв'язання зворотних задач динаміки у теорії автоматичного керування.

3. Сучасна електромеханічна система завжди містить у своєму складі перетворювач, який є аперіодичною ланкою з передатною функцією:

$$W(p) = \frac{k_n}{T_{\mu}p + 1},$$

де k_n – коефіцієнт передачі перетворювача.

Таким чином, значення T_{μ} фізично визначається саме перетворювачем.

4. У багатоконтурній системі перетворювач встановлюється до внутрішнього (першого контуру).

Контур струму типової системи ТП-ДПС наведено на рис. 1.

На рис. 1 позначено: $W_{pc}(p)$ – передатна функція регулятора струму, $k_{mn}/(T_{\mu}p + 1)$ – передатна функція тиристорного перетворювача; $\frac{1/R_{\gamma}}{T_{\gamma}p + 1}$ – передатна функція електромагнітної частини двигуна; R_{γ} – опір якорного кола; T_{γ} – електромагнітна стала часу;

k_c – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом; $u_{зс}$ – напруга завдання за струмом; $u_{зв.с}$ – напруга зворотного зв'язку за струмом.

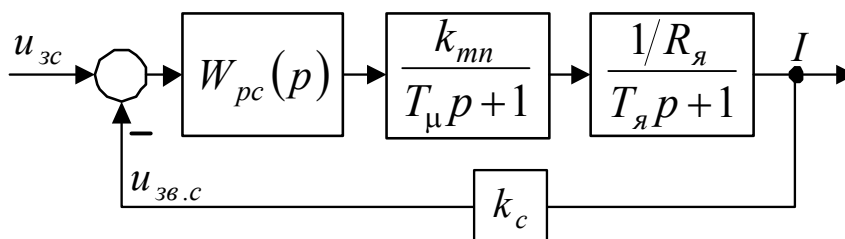


Рис. 1. Контур струму типової системи ТП-ДПС

Компенсувати (віддзеркалити) у прямій гілці можна ті складові, які не містять T_μ , тобто компенсована частина повинна мати вигляд:

$$W_{\text{комп}}(p) = \frac{k_{mn}/R_\text{я}}{T_\text{я}p + 1}.$$

Визначимо зворотну ланку відносно $W_{\text{комп}}(p) = \frac{k_{mn}/R_\text{я}}{T_\text{я}p + 1}$. Для цього представимо

її у вигляді $W_{\text{комп}}(p) = \frac{k_{mn}}{R_\text{я}T_\text{я}} \cdot \frac{1}{p + 1/T_\text{я}}$. Структурна схема такої ланки наведена на рис. 2.

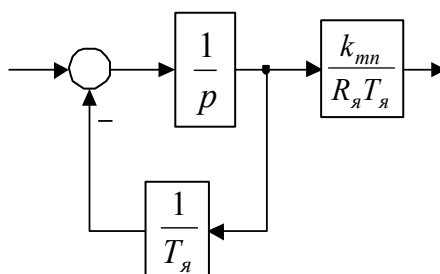


Рис. 2. Структурна схема частини контуру, яка підлягає компенсації

Нехай $T_\text{я} = 0,05$ с. Активний опір якірного кола двигуна постійного струму $R_\text{я} = 2,2$ Ом, $k_{mn} = 50$. Некомпенсована стала часу $T_\mu = 0,005$ с.

Для покращення статичних характеристик та для зменшення впливу перешкод застосуємо інтегральну складову $1/T_\mu p$, тобто передатна функція дзеркальної частини регулятора повинна мати такий вигляд [5]:

$$W_{\text{дзерк}}(p) = \frac{1}{T_\mu p W_{\text{комп}}(p)} = \frac{R_\text{я}}{k_{mn}} \cdot \frac{T_\text{я}p + 1}{T_\mu p}.$$

Умовний регулятор струму представимо таким, що складається із дискретного еквайзера та аналогового віддзеркалюючого елемента (рис. 3).

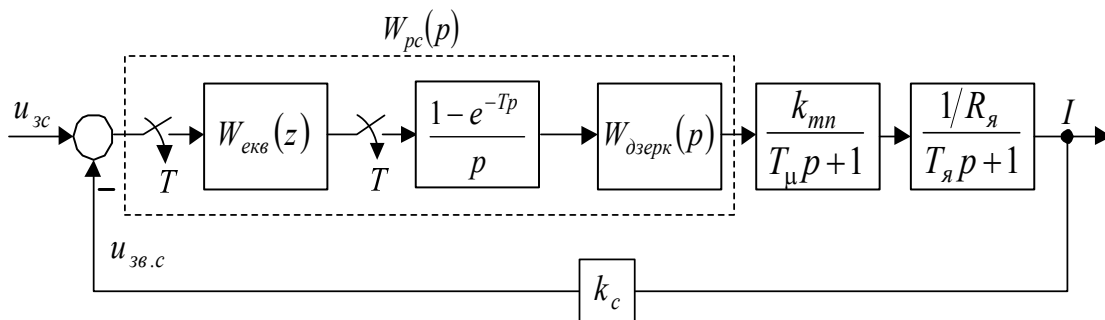


Рис. 3. Структурна схема контуру з еквайзером та блоком віддзеркалення

Будемо вважати, що компенсація великої сталої часу виконується ідеально, тоді передатна функція об'єкта, на роботу з яким проектується еквайзер, матиме наступний вигляд:

$$W_{об.екв}(p) = W_{дзерк}(p) \cdot \frac{k_{mn}}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{1/R_{я}}{T_{я}p+1} = \frac{R_{я}}{k_{mn}} \cdot \frac{T_{я}p+1}{T_{\mu}p} \cdot \frac{k_{mn}}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{1/R_{я}}{T_{я}p+1} = \frac{1}{T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}$$

Таким чином, структурну схему контуру струму з урахуванням наведеного вище матеріалу можна представити на рис. 4.

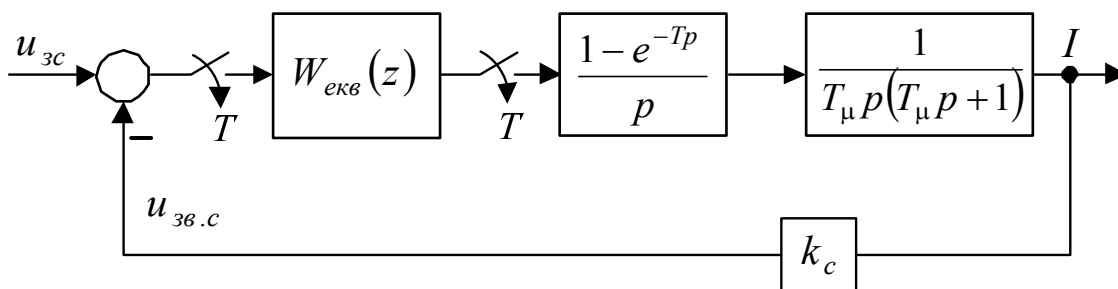


Рис. 4. Спрощена структурна схема контуру струму

Побудуємо дискретний еквайзер, виходячи з принципів кінцевої тривалості перехідних процесів, які теоретично можуть досягатись у дискретних системах при характеристичному рівнянні виду z^m .

Замкнена система матиме наступну передатну функцію:

$$W_{замк}(p) = \frac{W_{екв}(p)}{T_{\mu}p(T_{\mu}p+1) + W_{екв}(p)k_c}$$

Розглянемо неперервну частину, яку треба привести до дискретної:

$$W_{прив}(p) = \frac{1}{T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} = \frac{1}{T_{\mu}} \cdot \frac{1/T_{\mu}}{p(p+1/T_{\mu})}$$

Між еквайзером та приведеною передатною функцією «встановлюється» екстраполятор нульового порядку з передатною функцією $\frac{1-e^{-Tp}}{p} = \frac{z-1}{zp}$.

Виконаємо перетворення:

$$W_{\text{прив}}(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ \frac{1}{T_{\mu}} \cdot \frac{1/T_{\mu}}{p^2(p+1/T_{\mu})} \right\} = \frac{1}{T_{\mu}} \cdot \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ \frac{1/T_{\mu}}{p^2(p+1/T_{\mu})} \right\} = \frac{1}{T_{\mu}} \cdot \left(\frac{T}{(z-1)} - \frac{\left(1 - e^{-\frac{T}{T_{\mu}}} \right)}{\frac{1}{T_{\mu}} \left(z - e^{-\frac{T}{T_{\mu}}} \right)} \right)$$

Позначимо $d = e^{-\frac{T}{T_{\mu}}}$, тоді:

$$W_{\text{прив}}(z) = \frac{1}{T_{\mu}} \cdot \frac{(T - T_{\mu} + T_{\mu}d)z + (T_{\mu} - Td - T_{\mu}d)}{(z-1)(z-d)} = \frac{(1/T_{\mu})(bz+c)}{(z-1)(z-d)} = \frac{P(z)}{Q(z)},$$

де $b = T - T_{\mu} + T_{\mu}d$;

$c = T_{\mu} - Td - T_{\mu}d$ – розрахункові коефіцієнти;

$P(z) = \frac{1}{T_{\mu}}(bz+c)$ – поліном чисельника;

$Q(z) = (z-1)(z-d)$ – поліном знаменника.

Виконаємо факторизацію поліномів чисельника та знаменника, тобто розділимо їх на дві частини, які мають нулі та полюси за колом одиничного радіусу, що є межею стійкості у дискретній системі, та на ньому ($Q_-(z)$ та $P_-(z)$) і всередині цього кола ($Q_+(z)$ та $P_+(z)$).

Весь поліном чисельника відноситься до стійкої складової, тобто $P(z) = P_+(z)$. Поліном знаменника має полюс, що лежить на межі стійкості $z=1$. Тому для полінома знаменника потрібно виконати факторизацію:

$$Q(z) = Q_+(z)Q_-(z) = (z-1)(z-d); \quad Q_+(z) = z-d; \quad Q_-(z) = z-1.$$

Для того, щоб забезпечити робастність (грубість) синтезованої системи, до складу регулятора не треба включати $Q_-(z)$. Таким чином, регулятором не компенсується частина $Q_-(z) = z-1$.

Одержимо рівняння дискретного еквалайзера:

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{F(z)}{G(z)} \cdot \frac{Q_+(z)}{P(z)},$$

де $F(z)$ та $G(z)$ – невідомі поліноми еквалайзера, які потрібно визначити.

У розімкненій системі:

$$W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z) = \frac{F(z)}{G(z)} \cdot \frac{Q_+(z)}{P(z)} \cdot \frac{P(z)}{Q_+(z)Q_-(z)} = \frac{F(z)}{G(z) \cdot Q_-(z)} = \frac{F(z)}{G(z) \cdot (z-1)}.$$

Після замикання:

$$W_{\text{замк}}(p) = \frac{W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)}{1 + W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)k_c} = \frac{F_{\bar{0}}(z)}{G_{\bar{0}}(z)} = \frac{a_{m-1}z^{m-1} + a_{m-2}z^{m-2} + \dots + a_1z + a_0}{z^m},$$

де $F_{\bar{0}}(z)$ – бажаний поліном чисельника (набір значень вихідної координати за зростанням); $G_{\bar{0}}(z) = z^m$ – бажаний поліном знаменника (m – кількість тактів, на яких розглядається бажаний характеристичний поліном).

Вважаємо, що порядок полінома чисельника на одиницю менший за порядок полінома знаменника. Це потрібно для того, щоб за рахунок включення $Q_-(z)$ результуюча передатна функція регулятора мала структуру, яку можна реалізувати фізично, тобто, щоб порядок полінома чисельника не перевищував порядку полінома знаменника.

Поліном чисельника у явній формі має в своєму складі в якості коефіцієнтів $a_{m-1}, a_{m-2}, \dots, a_1, a_0$ ті рівні, які буде займати бажана дискретна перехідна функція. Кожен рівень такої функції являє собою суму коефіцієнтів a_i , починаючи з коефіцієнта a_{m-1} при найбільшій степені бажаного полінома чисельника і закінчуючи коефіцієнтом a_0 . Усталене

значення (найвищий рівень) являє собою суму всіх коефіцієнтів чисельника $\sum_{i=0}^{m-1} a_i$ [6].

Таким чином, для визначення невідомих поліномів регулятора, потрібно розв'язати систему рівнянь:

$$\begin{cases} F(z) = F_{\bar{0}}(z) = a_{m-1}z^{m-1} + a_{m-2}z^{m-2} + \dots + a_1z + a_0, \\ G(z) \cdot (z-1) + F(z)k_c = G_{\bar{0}}(z) = z^m. \end{cases}$$

Очевидно, що:

$$\begin{aligned} F(z) &= a_{m-1}z^{m-1} + \dots + a_1z + a_0; \\ G(z) \cdot (z-1) + (a_{m-1}z^{m-1} + \dots + a_1z + a_0)k_c &= z^m; \\ G(z) &= \frac{z^m - (a_{m-1}z^{m-1} + \dots + a_1z + a_0)k_c}{(z-1)}. \end{aligned}$$

Тоді передатна функція дискретного еквалайзера матиме вигляд:

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{F(z)}{G(z)} \cdot \frac{Q_+(z)}{P(z)} = T_{\mu} \cdot \frac{(a_{m-1}z^{m-1} + \dots + a_1z + a_0)(z-d)(z-1)}{(z^m - k_c(a_{m-1}z^{m-1} + \dots + a_1z + a_0))(bz+c)}.$$

Задамо коефіцієнти. Нехай $m=5$, тоді $a_4 = a_3 = a_2 = a_1 = a_0 = 1$. Період квантування оберемо меншим за найменшу некомпенсовану сталу часу, наприклад, $T = T_{\mu}/2 = 0,0025$ с.

Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом $k_c = 0,1$. Інші коефіцієнти:

$d = e^{-\frac{T}{T_{\mu}}} = e^{-0,5} = 0,607$; $b = T - T_{\mu} + T_{\mu}d = 0,000535$; $c = T_{\mu} - Td - T_{\mu}d = 0,0004475$. Бажана дискретна перехідна функція, яка задається таким еквалайзером, наведена на рис. 5.

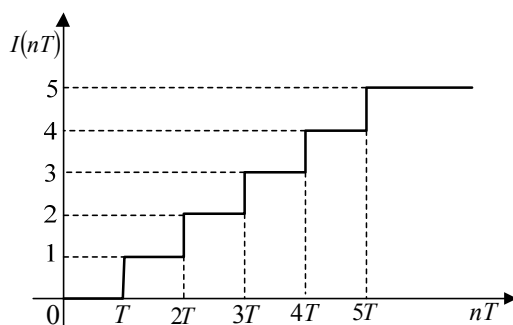


Рис. 5. Приклад бажаної дискретизованої перехідної функції

Розрахуємо чисельник передатної функції еквалайзера:

$$(z^4 + z^3 + z^2 + z + 1) \cdot (z - 0,607) \cdot (z - 1) = z^6 - 0,607z^5 - z + 0,607.$$

Знаменник передатної функції еквалайзера становитиме наступний вираз:

$$\begin{aligned} & (z^5 - (z^4 + z^3 + z^2 + z + 1) \cdot 0,1) \cdot (0,000535z + 0,0004475) = \\ & = 0,000535z^6 + 0,000394z^5 - 0,00009825z^4 - 0,00009825z^3 - 0,00009825z^2 - \\ & - 0,00009825z - 0,00004475. \end{aligned}$$

Зменшення періоду квантування цифрового еквалайзера призводить до скорочення розбіжності між бажаною дискретизованою перехідною функцією та перехідною функцією, яка одержується на виході моделі об'єкта керування. Наприклад, якщо $T = \frac{T_\mu}{4} = 0,00125$ с

та $m = 10$, то $a_9 = a_8 = \dots = a_1 = a_0 = 0,5$, $d = e^{-\frac{T}{T_\mu}} = e^{-0,25} = 0,779$, $b = T - T_\mu + T_\mu d = 0,000145$, $c = T_\mu - Td - T_\mu d = 0,00013125$.

Розрахуємо чисельник передатної функції еквалайзера:

$$(0,5z^9 + 0,5z^8 + \dots + 0,5z^2 + 0,5z + 0,5) \cdot (z - 0,779) \cdot (z - 1) = 0,5z^{11} - 0,3895z^{10} - 0,5z + 0,3895.$$

Знаменник передатної функції еквалайзера становитиме наступний вираз:

$$\begin{aligned} & (z^{10} - (0,5z^9 + 0,5z^8 + \dots + 0,5z^2 + 0,5z + 0,5) \cdot 0,1) \cdot (0,000145z + 0,00013125) = \\ & = 0,000145z^{11} + 0,000124z^{10} - 0,0000138125z^9 - \dots - 0,0000138125z - 0,0000065625. \end{aligned}$$

На рис. 6 наведено перехідні функції, які одержано на моделі з різними налаштуваннями дискретного часового еквалайзера: спочатку коефіцієнти розраховувались при налаштуванні на $m = 5$ та $T = T_\mu/2$, а потім – на $m = 10$ та $T = T_\mu/4$. Порівнюючи ці перехідні функції можна зазначити, що збільшення кількості тактів m , на яких розглядається бажаний характеристичний поліном та зменшення періоду квантування призводить до більш точного наближення одержаної перехідної функції до бажаного вигляду. Квадратична інтегральна оцінка відхилення одержаної перехідної функції від бажаної дискретизованої для $m = 5$ становить $I^2 = 4,52 \cdot 10^{-3}$, а для $m = 10$ – $I^2 = 1,09 \cdot 10^{-3}$, тобто зменшується у 4,1 рази.

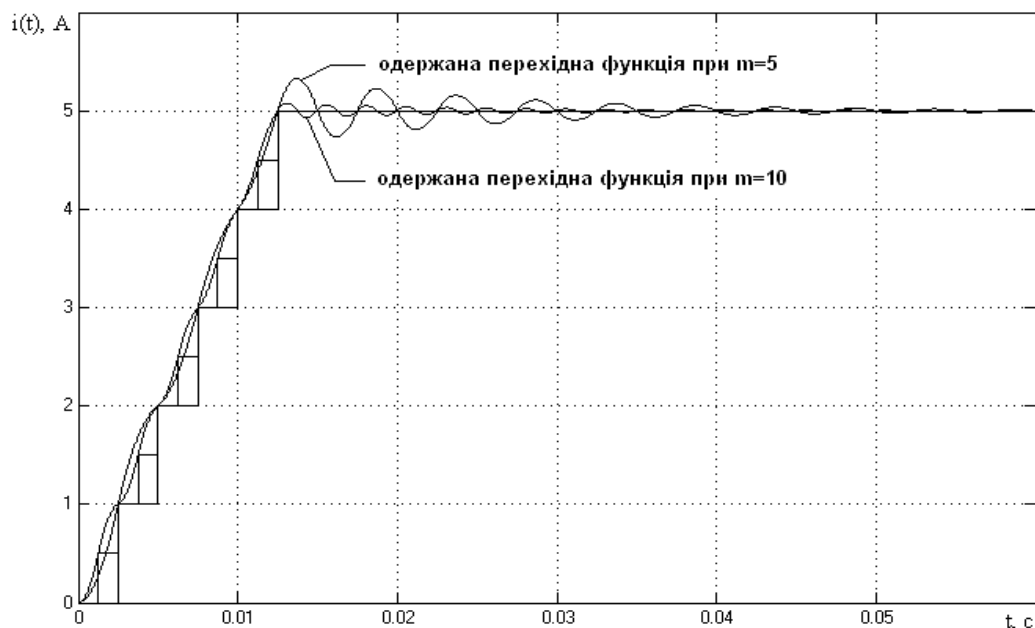


Рис. 6. Перехідні функції одержані на моделі

ВИСНОВКИ

Метод синтезу одноконтурної електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера включає елементи традиційних методик синтезу неперервних систем, суміщені з можливостями, які надаються дискретним еквалайзером, розрахованим на базі аналітичного рівняння поліноміального синтезу дискретних регуляторів. Збільшення кількості рівнів дискретизації та зменшення періоду квантування часового еквалайзера призводить до скорочення інтегральної квадратичної похибки одержаної перехідної функції від бажаної. Крім того, частоти коливань, які спостерігаються на перехідних функціях, збільшуються, а амплітуди коливань – зменшуються. Загалом, період коливань становить подвоєне значення періоду квантування еквалайзера.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Филлипс Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филлипс, Р. Харбор – М. : Лаборатория базовых знаний, 2001. – 616 с.
2. Шеремет О. І. Поняття дискретного часового еквалайзера / О. І. Шеремет, О. В. Садовой, Ю. В. Сохіна // Збірник наукових праць Донбаського державного технічного університету. – Алчевськ : ДонДТУ, 2014. – № 1 (42). – С. 147–151.
3. Садовой О. В. Синтез систем автоматичного керування зі змінним характеристичним поліномом / О. В. Садовой, О. І. Шеремет // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – КДПУ, 2009. – Вип. 4/2009 (57). – Ч. 1. – С. 32–35.
4. Садовой О. В. Аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції / О. В. Садовой, О. І. Шеремет // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету : (технічні науки). – Дніпродзержинськ : ДДТУ, 2010. – Випуск 1(14). – С. 258–264.
5. Шеремет О. І. Синтез автоматизованої електромеханічної системи за умови повної компенсації об'єкта керування на базі дискретного часового еквалайзера / О. І. Шеремет, О. В. Садовой // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету : (технічні науки). – Дніпродзержинськ : ДДТУ, 2013. – Випуск 1(21). – С. 144–150.
6. Sheremet O. Development of a mathematical apparatus for determining operator images of the desired quantized transition functions of finite duration / O. Sheremet, O. Sadovoy // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2016. – 2/2 (80). – P. 51–58.

Стаття надійшла до редакції 11.05.2018 р.