СИНТЕЗ ДВОКОНТУРНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ З ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ВИКОРИСТАННЯМ ЕЛЕМЕНТІВ ТЕОРІЇ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА

Шеремет О. І., Садовой О. В., Сохіна Ю. В.

Выполняется разработка метода синтеза двухконтурной системы тиристорный преобразователь-двигатель постоянного тока с учетом обратной связи по электродвижущей силе двигателя, который бы совмещал преимущества существующих аналитических методов синтеза аналоговых систем с передовыми возможностями управления, предоставляемыми регуляторами, синтезированными с использованием теории дискретного временного эквалайзера. При этом компенсация влияния внутреннего контура выполняется в дискретном виде путем введения в состав эквалайзера главного контура звена, которое включает в себя обратное значение желаемой передаточной функции контура тока. Характер переходных функций при таком подходе можно изменять с помощью специального коэффициента настройки, входящего в состав передаточной функции дискретного временного эквалайзера. Экспериментально полученная зависимость перерегулирования от коэффициента настройки носит экспоненциальный характер.

Виконується розробка методу синтезу двоконтурної системи тиристорний перетворювач-двигун постійного струму з урахуванням зворотного зв’язку за електрорушійною силою двигуна, який би суміщав переваги існуючих аналітичних методів синтезу аналогових систем з передовими можливостями керування, що надаються регуляторами, синтезованими з використанням теорії дискретного часового еквалайзера. При цьому компенсація впливу внутрішнього контуру виконується у дискретному вигляді шляхом введення до складу еквалайзера головного контуру ланки, котра містить у собі обернене значення бажаної передатної функції контуру струму. Характер перехідних функцій при такому підході можна змінювати за допомогою спеціального коефіцієнта налаштування, що входить до складу передатної функції дискретного часового еквалайзера. Експериментально отримана залежність перерегулювання від коефіцієнта налаштування носить експоненціальний характер.

The article deals with the method development of the double-loop system in the thruster converter-DC motor synthesis, taking into account the feedback on the electromotive force of the motor, which would combine the advantages of existing analytical methods analog systems synthesis with advanced control capabilities provided by regulators synthesized by using the theory of discrete time equalizer. In this case, the internal circuit influence compensation is carried out in a discrete manner by putting the special item into the structure of the main circuit equalizer, which includes the inverse value and the desired transfer function of the current loop. Naturally the transitive functions in this approach can be changed by special adjustment factor, which is a part of the discrete time equalizer transfer function. The experimentally obtained dependence of overregulation on the adjustment factor is exponential.

Шеремет О. І. канд. техн. наук, доц. каф. ЕСА ДДМА, докторант ДДТУ
sheremet-oleksii@ukr.net

Садовой О. В. д-р техн. наук, проф. ДДТУ

Сохіна Ю. В. канд. техн. наук, доц. ДДТУ

ДДМА – Донбаська державна машинобудівна академія, м. Краматорськ.
ДДТУ – Дніпровський державний технічний університет, м. Кам’янське.

УДК 681.5:62-83

Шеремет О. І., Садовой О. В., Сохіна Ю. В.

СИНТЕЗ ДВОКОНТУРНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ З ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ВИКОРИСТАННЯМ ЕЛЕМЕНТІВ ТЕОРІЇ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА

У результаті досліджень [1] запропоновано бажану перехідну функцію системи автоматичного керування представляти у вигляді набору квантованих значень регульованої координати. Математичний апарат, розроблений у роботі [1], дозволяє аналітично визначати операторні зображення бажаних квантованих перехідних функцій кінцевої тривалості [2]. При такому підході синтез систем автоматичного керування виконується без застосування стандартних характеристичних поліномів [3].

Відмова від використання стандартних характеристичних поліномів під час синтезу систем автоматичного керування потребує встановлення інших засадничих принципів, що дозволяли б враховувати динамічні особливості реальних технічних об’єктів у відповідності до наявних технологічних норм експлуатації [4].

Під час синтезу електромеханічної системи з використанням елементів теорії дискретного часового еквалайзера потрібно враховувати декілька суттєвих припущень:

1. В контурі електромеханічної системи буде присутня найменша некомпенсована стала часу, котру можна 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 містить у своєму складі перетворювач, який є аперіодичною ланкою з передатною функцією:

$$W(p) = k_n \big/ \left(T_\mu p + 1\right),$$

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).

Метою роботи є розробка методу синтезу двоконтурної системи тиристорний перетворювач-двигун постійного струму (ТП-ДПС) з урахуванням зворотного зв’язку за електрорушійною силою (ЕРС) двигуна, який би суміщав переваги існуючих аналітичних методів синтезу аналогових систем з передовими можливостями керування, що надаються регуляторами, синтезованими з використанням теорії дискретного часового еквалайзера [5, 6].

Внутрішній (перший) контур типової системи ТП-ДПС з урахуванням зворотного зв’язку за ЕРС матиме вигляд, наведений на рис. 1.

На рис. 1 позначено: $W_{pc}(p)$ – передатна функція регулятора струму, $\dfrac{k_{mn}}{T_\mu p + 1}$ – передатна функція тиристорного перетворювача; $\dfrac{1/R_я}{T_я p + 1}$ – передатна функція електромагнітної частини двигуна; $R_я$ – опір якірного кола; $T_я$ – 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.

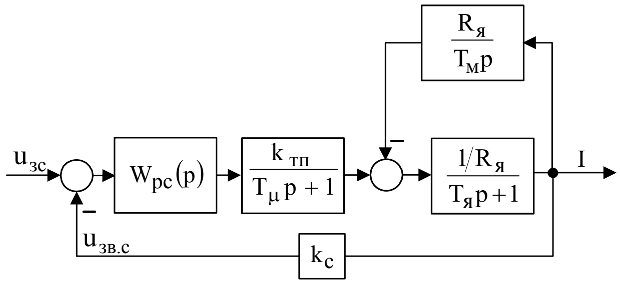

Рис. 1. Внутрішній контур системи ТП-ДПС з урахуванням зворотного зв'язку за ЕРС

Компенсувати (віддзеркалити) у прямій гілці можна ті складові, які не містять T_μ, тобто компенсована частина повинна мати наступний вигляд [7]:

$$W_{комп1}(p) = \frac{k_{mn}}{R_я T_я} \cdot \frac{p}{p^2 + \frac{1}{T_я} p + \frac{1}{T_м T_я}}.$$

Спрощена структурна схема контуру струму наведена на рис. 2.

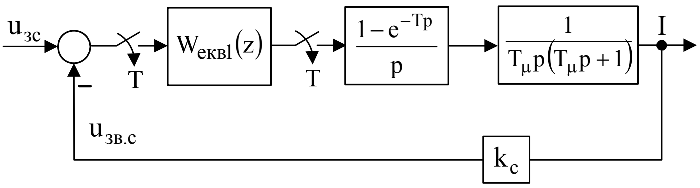

Рис. 2. Спрощена структурна схема контуру струму

Розглянемо неперервну частину, яку треба привести до дискретної:

$$W_{прив}(p) = \frac{1}{T_\mu} \cdot \frac{1/T_\mu}{p(p + 1/T_\mu)}; \quad W_{дзерк}(p) = \frac{1}{T_\mu p \cdot W_{комп}(p)} = \frac{T_м T_я p^2 + T_м p + 1}{(1/R_я) T_м T_\mu k_{mn} p^2}.$$

Бажана передатна функція контуру струму, що визначається, виходячи з налаштування синтезованої системи на перехідну функцію кінцевої тривалості [1]:

$$W_{б.кс}(z) = \frac{W_{екв}(z) W_{прив}(z)}{1 + W_{екв}(z) W_{прив}(z) k_c} = \frac{a_{m-1} z^{m-1} + a_{m-2} z^{m-2} + ... + a_1 z + a_0}{z^m},$$

де $W_{прив}(z)$ – передатна функція неперервної системи, що приводиться до дискретного вигляду;

$W_{екв}(z)$ – передатна функція дискретного часового еквалайзера.

Тоді передатна функція дискретного часового еквалайзера матиме вигляд:

$$W_{екв}(z) = T_\mu \cdot \frac{\left(a_{m-1} z^{m-1} + ... + a_1 z + a_0\right)(z - d)(z - 1)}{\left(z^m - k_c\left(a_{m-1} z^{m-1} + ... + a_1 z + a_0\right)\right)(bz + c)}.$$

Задамо коефіцієнти бажаної квантованої перехідної функції. Нехай $m = 5$, $a_4 = a_3 = a_2 = a_1 = a_0 = 1$. 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:

$$d = e^{-\frac{T}{T_\mu}} = e^{-0,5} = 0{,}607\,;\; b = T - T_\mu + T_\mu d = 0{,}000535\,;\; c = T_\mu - Td - T_\mu d = 0{,}0004475\,.$$

Розрахуємо чисельник передатної функції еквалайзера:

$$\left(z^4 + z^3 + z^2 + z + 1\right)\left(z - 0{,}607\right)\left(z - 1\right) = z^6 - 0{,}607z^5 - z + 0{,}607\,.$$

Знаменник передатної функції еквалайзера становитиме наступний вираз:

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

Структурна схема двоконтурної електромеханічної системи наведена на рис. 3.

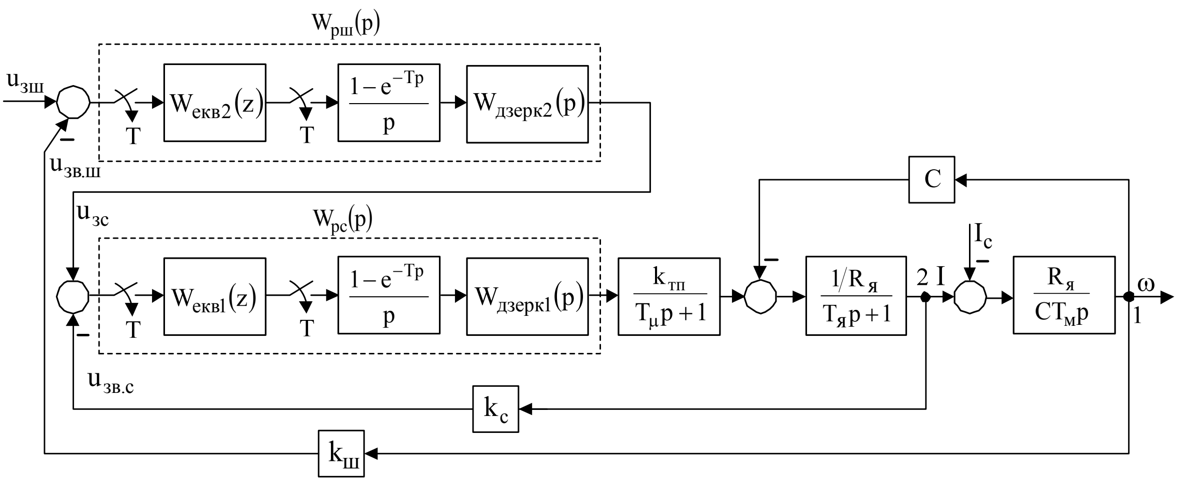

Рис. 3. Структурна схема двоконтурної електромеханічної системи

Перетворимо структурну схему, показану на рис. 3, виконавши перенос вузла 1 у положення 2.

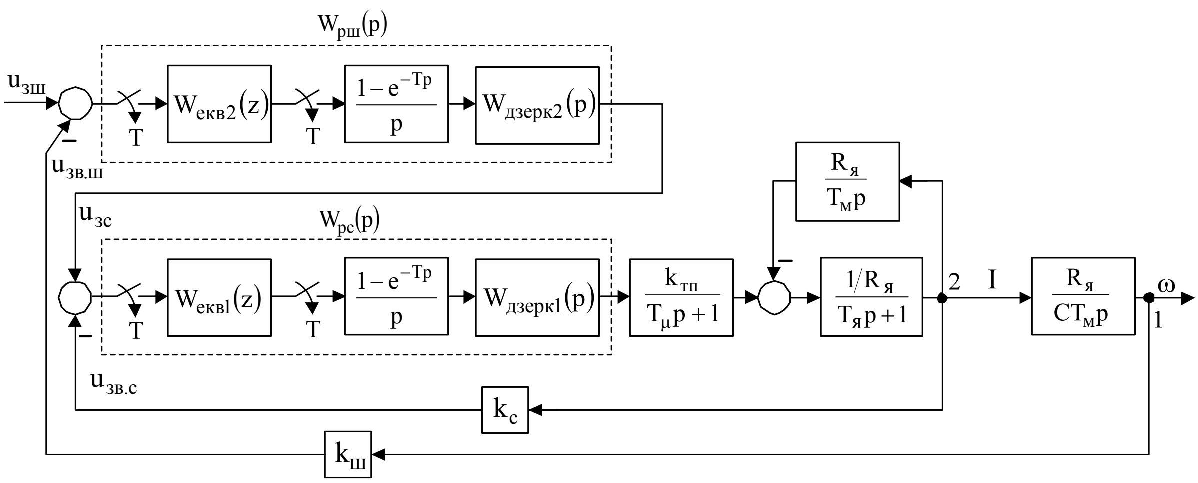

Рис. 4. Структурна схема двоконтурної електромеханічної системи після перенесення вузла у внутрішньому контурі

Структурна схема згорнутої до одного контуру двоконтурної системи наведена на рис. 5. Тут вплив внутрішнього контуру представлено у вигляді ланки $W'_{екв2}(z)$ з наступною передатною функцією:

$$W'_{екв2}(z) = W_{екв2}(z) \cdot \frac{a}{zW_{б.кс}(z)},$$

де $W_{екв2}(z)$ – передатна функція еквалайзера у другому контурі;

$zW_{б.кс}(z)$ – бажана передатна функція контуру струму, помножена на оператор z з метою забезпечення однакового ступеня чисельника та знаменника передатної функції;

a – коефіцієнт налаштування, значення якого змінюються у діапазоні $[0;1]$ – необхідний для завдання виду перехідної функції за вихідною координатою.

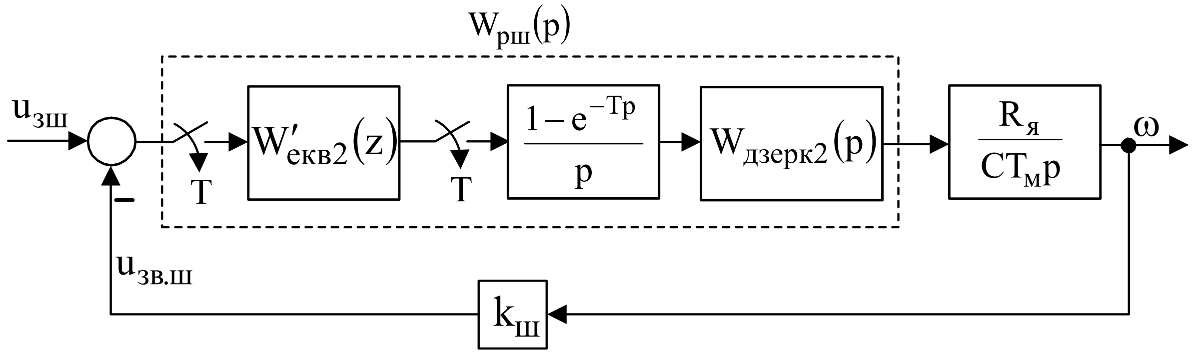

Рис. 5. Структурна схема згорнутої до одного контуру електромеханічної системи

Компенсувати (віддзеркалити) у прямій гілці одержаного контуру можна ті складові, які не містять T_{μ}, тобто компенсована частина повинна мати вигляд:

$$W_{комп2}(p) = \frac{R_я}{CT_м p}.$$

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

$$W_{дзерк2}(p) = \frac{1}{T_{\mu} p \cdot W_{комп2}(p)} = \frac{CT_м}{R_я T_{\mu}}; \quad W_{дзерк2}(p) = 19{,}09;$$

$$W_{комп2}(p) = \frac{R_я}{CT_м p} = \frac{10{,}48}{p}.$$

Нехай $T_я = 0{,}05$ с, $T_м = 0{,}1$ с. Активний опір якірного кола двигуна постійного струму $R_я = 2{,}2$ Ом, $k_{тп} = 50$. Некомпенсована стала часу $T_{\mu} = 0{,}005$ с.

Будемо вважати, що компенсація великих сталих часу виконується ідеально, тоді передатна функція об'єкта, на роботу з яким проектується еквалайзер, матиме наступний вигляд (рис. 6):

$$W_{об.екв}(p) = W_{дзерк2}(p) \cdot \frac{R_я}{CT_м p} = \frac{CT_м}{R_я T_\mu} \cdot \frac{R_я}{CT_м p} = \frac{1}{T_\mu p}.$$

Відповідна замкнена система матиме передатну функцію $\dfrac{W_{екв2}(p)}{T_\mu p + W_{екв2}(p) k_ш}$.

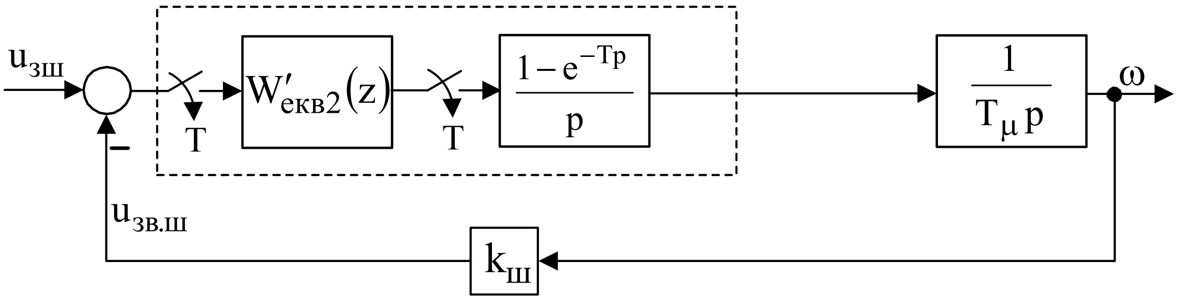

Рис. 6. Спрощена структурна схема електромеханічної системи

Розглянемо неперервну частину, яку треба привести до дискретного вигляду:

$$W_{прив}(p) = 1/T_\mu p.$$

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

У відповідності до стандартного z-перетворення:

$$Z\left\{\frac{1}{p^2}\right\} = \frac{zT}{(z-1)^2};\ W_{прив}(z) = \frac{z-1}{zT_\mu} \cdot Z\left\{\frac{1}{p^2}\right\} = \frac{z-1}{zT_\mu} \cdot \frac{zT}{(z-1)^2} = \frac{T/T_\mu}{z-1},$$

де $P(z) = T/T_\mu$ – поліном чисельника;

$Q(z) = (z-1)$ – 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 $P(z) = P_+(z) = T/T_\mu$. Поліном знаменника має полюс, що лежить на межі стійкості $z = 1$. Тому для полінома знаменника потрібно виконати факторизацію:

$$Q(z) = Q_+(z) Q_-(z) = (z-1),$$

Тоді $Q_-(z) = (z-1)$, а $Q_+(z) = 1$.

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 часового еквалайзера:

$$W_{екв2}(z)=\frac{F(z)}{G(z)}\cdot\frac{Q_+(z)}{P(z)},$$

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

$$W_{екв2}(z)W_{прив}(z)=\frac{F(z)}{G(z)}\cdot\frac{Q_+(z)}{P(z)}\cdot\frac{P(z)}{Q_+(z)Q_-(z)}=\frac{F(z)}{G(z)\cdot Q_-(z)}=\frac{F(z)}{G(z)\cdot(z-1)}.$$

Після замикання отримаємо:

$$\frac{W_{екв}(z)W_{прив}(z)}{1+W_{екв}(z)W_{прив}(z)k_ш}=\frac{F(z)}{G(z)\cdot(z-1)+F(z)k_ш}=\frac{F_б(z)}{G_б(z)}=\frac{a_{m-1}z^{m-1}+a_{m-2}z^{m-2}+...+a_1z+a_0}{z^m},$$

де $F_б(z)$ – бажаний поліном чисельника (набір значень вихідної координати за зростанням);

$G_б(z)=z^m$ – бажаний поліном знаменника (m – кількість тактів, на яких розглядається бажаний характеристичний поліном).

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

$$\begin{cases}F(z)=F_б(z)=a_{m-1}z^{m-1}+a_{m-2}z^{m-2}+...+a_1z+a_0,\\ G(z)\cdot(z-1)+F(z)k_ш=G_б(z)=z^m.\end{cases}$$

Очевидно, що:

$$F(z)=a_{m-1}z^{m-1}+...+a_1z+a_0;\quad G(z)=\frac{z^m-\left(a_{m-1}z^{m-1}+...+a_1z+a_0\right)k_ш}{(z-1)}.$$

Тоді передатна функція дискретного часового еквалайзера матиме вигляд:

$$W_{екв2}(z)=\frac{F(z)}{G(z)}\cdot\frac{Q_+(z)}{P(z)}=\frac{\left(a_{m-1}z^{m-1}+...+a_1z+a_0\right)(z-1)}{\left(T/T_\mu\right)\left(z^m-k_ш\left(a_{m-1}z^{m-1}+...+a_1z+a_0\right)\right)}.$$

Нехай $m=5$, $a_4=a_3=a_2=a_1=a_0=1$.

Використовуємо задані вище коефіцієнти m, a_4, a_3, a_2, a_1, a_0, та, як і під час синтезу першого дискретного часового еквалайзера, обираємо період квантування вдвічі меншим за найменшу некомпенсовану сталу часу $T=T_\mu/2=0{,}0025$ с. Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю $k_ш=0{,}2$.

Розрахуємо чисельник передатної функції еквалайзера:

$$\left(z^4+z^3+z^2+z+1\right)(z-1)=z^5-1.$$

Знаменник передатної функції еквалайзера матиме наступний вираз:

$$\left(z^5-\left(z^4+z^3+z^2+z+1\right)\cdot 0{,}2\right)\cdot 0{,}5=0{,}5z^5-0{,}1z^4-0{,}1z^3-0{,}1z^2-0{,}1z-0{,}1.$$

Тоді:

$$W_{екв2}(z)=\frac{z^5-1}{0{,}5z^5-0{,}1z^4-0{,}1z^3-0{,}1z^2-0{,}1z-0{,}1};$$

$$W'_{екв2}(z)=W_{екв2}(z)\frac{a\cdot z^4}{z^4+z^3+z^2+z+1}.$$

Виконаємо моделювання одержаної системи у програмному середовищі MATLAB Simulink (рис. 7).

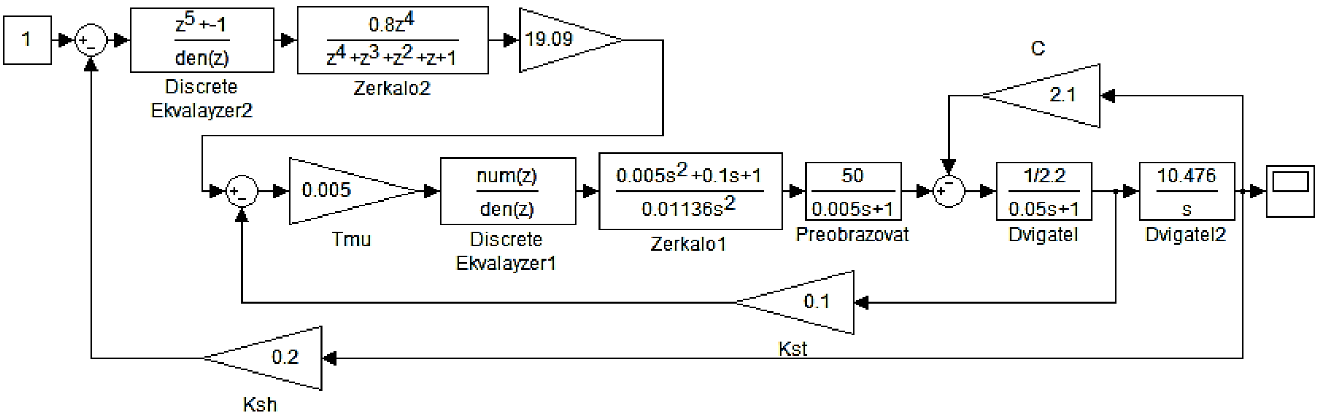

Рис. 7. Модель двоконтурної системи ТП-ДПС з урахуванням зворотного зв'язку за ЕРС двигуна, побудована з використанням елементів теорії дискретного часового еквалайзера

Перехідні функції за вихідною координатою системи ТП-ДПС з урахуванням зворотного зв'язку за ЕРС двигуна на базі дискретного часового еквалайзера при різних значеннях коефіцієнта налаштування *a* наведені на рис. 8.

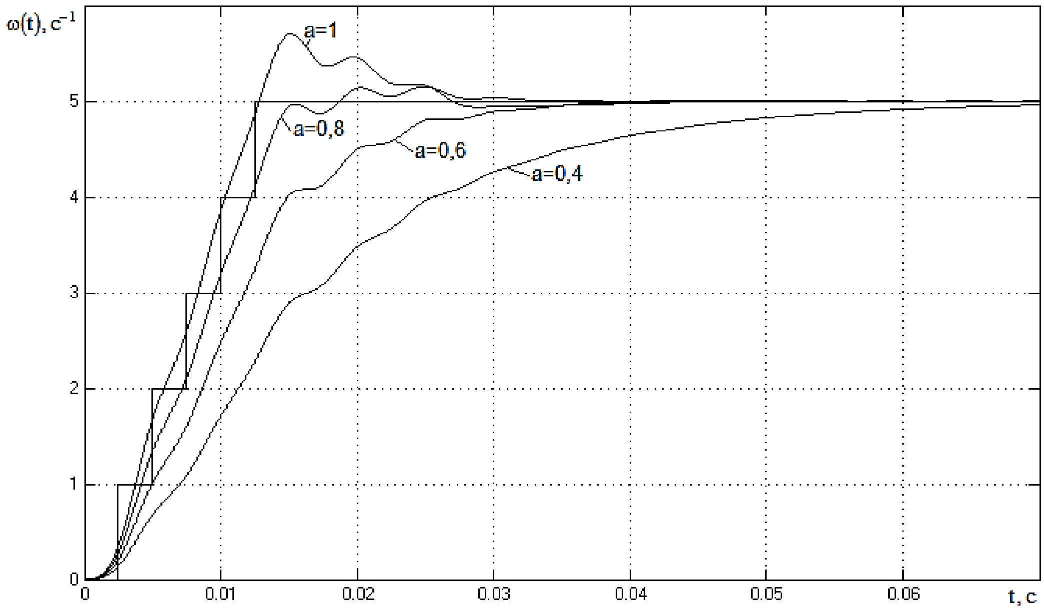

Рис. 8. Перехідні функції за швидкістю у двоконтурній системі ТП-ДПС

На рис. 9 наведена залежність перерегулювання від коефіцієнта налаштування *a*, одержана експериментально на математичній моделі.

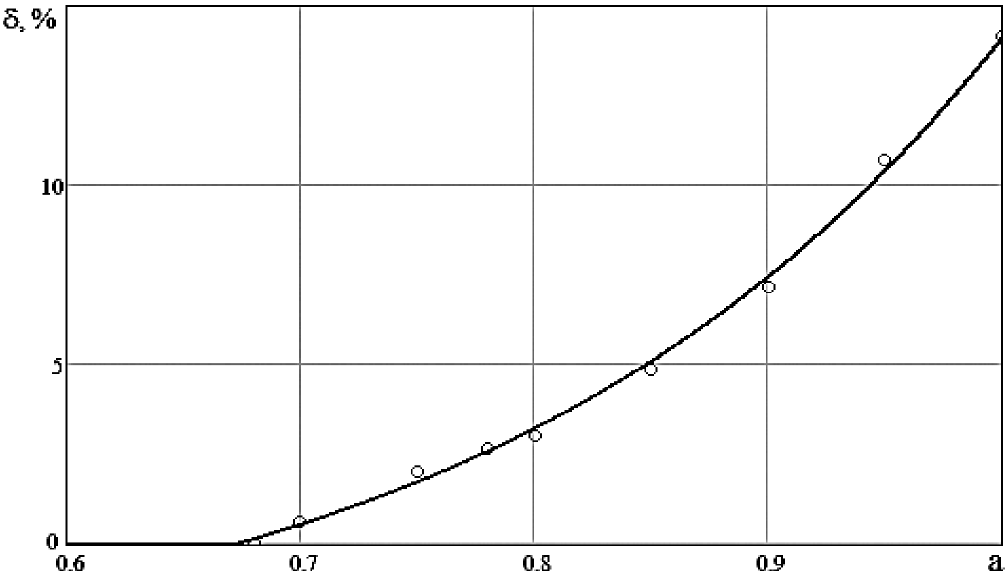

Рис. 9. Залежність перерегулювання за швидкістю від коефіцієнта налаштування *a*

ВИСНОВКИ

Таким чином, запропонований метод синтезу дозволяє визначати передатні функції дискретного часового еквалайзера та блоків віддзеркалення для типової двоконтурної системи ТП-ДПС, головною вихідною координатою якої є кутова швидкість. При цьому компенсація впливу внутрішнього контуру виконується у дискретному вигляді шляхом введення до складу еквалайзера головного контуру ланки $\dfrac{a}{zW_{б.кс}(z)}$, що містить у собі обернене значення бажаної передатної функції контуру струму $W_{б.кс}(z)$, оператор *z*, необхідний для того, щоб порядок чисельника не перевищував порядок знаменника, та коефіцієнт налаштування *a*, який дозволяє змінювати характер перехідних функцій. Залежність перерегулювання від коефіцієнта *a* має експоненціальний характер.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. 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.

2. Boashash B. Time-Frequency Signal Analysis and Processing, 2nd edition / B. Boashash. – Amsterdam, Netherlands : Academic Press, 2015. – 1056 p.

3. Lasserre J. B. Inverse Polynomial Optimization / J. B. Lasserre // Mathematics of Operations Research, 2013. – Vol. 38, Issue 3. – P. 418–436.

4. Cerone V. Characteristic polynomial assignment for plants with semialgebraic uncertainty : A robust diophantine equation approach / V. Cerone, D. Piga, D. Regruto // International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2015. – № 25 – P. 2911–2921.

5. Шеремет О. І. Синтез еквалайзерного регулятора струму для одноконтурної системи підпорядкованого регулювання / О. І. Шеремет // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії: збірник наукових праць. – Краматорськ : ДДМА, 2013. – № 2 (31). – С. 100–105.

6. 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.

7. Садовой А. В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А. В. Садовой, Б. В. Сухинин, Ю. В. Сохина ; под. ред. А. В. Садового. – К. : ИСИМО, 1996. – 298 с.

Стаття надійшла до редакції 21.10.2017 р.