

7. Бронштейн И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов / Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. – М.: Наука, 1986. – 544с.
8. Добробаба Ю.П. Разработка оптимальной по быстродействию диаграммы для небольших перемещений электроприводов переменного тока / Добробаба Ю.П., Шпилев А.А., Мурлина Е.А. // Известия ВУЗов. Пищевая технология. – 2010. – № 1. – С.84-87.

Поступила в редколлегию 28.03.2016.

УДК 62-52

ШЕРЕМЕТ О.І., к.т.н., доцент
САДОВОЙ О.В., д.т.н., професор
СОХІНА Ю.В., к.т.н., доцент

Дніпродзержинський державний технічний університет

СИНТЕЗ ДВОКООРДИНАТНОЇ СЛІДКУЮЧОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛІЗЕРА

Вступ. Системи, в яких керована величина відтворює сигнал завдання, що змінюється довільно, називаються слідкуючими. Прикладом слідкуючої системи може бути система керування електроприводами радіолокаційної станції, яка повинна слідкувати за деякою ціллю або система керування електроприводами копіювального верстату, що відтворює рух вимірювального щупа за контуром деталі [1].

Слідкуючі системи можуть контролювати одну координату, але частіше такі системи є багатокоординатними і відтворюють деяку траєкторію у двовимірному або тривимірному просторі. В цьому разі електроприводи, що забезпечують потрібний рух об'єкта керування, будуть взаємозв'язаними через деяку функцію мети, для реалізації якої призначається слідкуюча система.

Постановка задачі. Двокоординатна слідкуюча електромеханічна система використовується у радіолокаційній станції російського протитанкового ракетного комплексу «Хризантема-С», що призначений для знищення танків, у тому числі і з динамічним захистом, малотоннажних надводних і низьколітаючих дозвукових повітряних цілей, залізобетонних оборонних споруд, а також живої сили, що перебуває як в укритті, так і на відкритій площі.

Для радіолокаційних систем, подібних до тієї, що встановлена у комплексі «Хризантема-С», особливо важливими є швидкодія та точність відтворення заданої траєкторії руху. Цифро-аналогова система з дискретним часовим еквалізером може забезпечити високу швидкодію та точність відтворення потрібної траєкторії руху об'єкта керування, тому вона може бути застосована у радіолокаційній системі.

Поставимо задачу синтезу двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалізера за умови часткової компенсації об'єкта керування. При цьому будується обернена еталонна модель об'єкта керування та доповнюється передатною функцією типової динамічної ланки, що забезпечує модифікацію принципу симетрії структурних схем [2]. Краще за все в якості типової динамічної ланки використовувати інтегруючу ланку, котра забезпечить перший порядок астатизму. Крім того, при наявності інтегруючих ланок у складі об'єкта керування їх не слід надавати компенсації, оскільки вони також підвищуватимуть порядок астатизму системи.

Результати роботи. Об'єктами керування у слідкуючій системі керування радіолокаційною станцією є два двигуни постійного струму, кожен з яких живиться від власного транзисторного перетворювача, крім того, кожен з керованих двигунів має

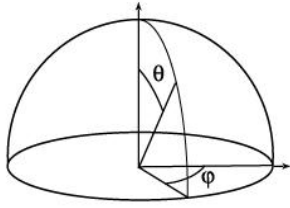


Рисунок 1 – Азимутальне пересування та пересування за кутом місця

власний редуктор спеціальної конструкції. Перший двигун забезпечує азимутальне пересування антени φ , а другий – пересування за кутом місця θ (рис.1).

Технічні дані, на які будемо спиратись під час розрахунків, наведено у табл.1.

На рис.2 наведено структурну схему першого об'єкта керування. Перетворювач являє собою аперіодичну ланку

Таблиця 1 – Вихідні технічні дані для розрахунків

Параметр	Значення
Максимальна напруга керування	10 В
Коефіцієнт передачі перетворювача, $k_{ТП}$	3
Стала часу перетворювача, T_{μ}	10^{-4} с
Опір якірного кола приводу, $R_{я}$	2,9 Ом
Електромагнітна стала часу якірного кола приводу, $T_{я}$	$8 \cdot 10^{-3}$ Ом
Конструктивна стала часу двигуна С	$5,2 \cdot 10^{-2}$ Вс
Номінальна напруга живлення двигуна	27 В
Номінальна швидкість обертання валу двигуна	428 рад/с
Електромеханічна стала часу приводу, $T_{М}$	$2 \cdot 10^{-2}$ с
Коефіцієнт передачі редуктора за азимутом, $k_{р1}$	1/850
Коефіцієнт передачі редуктора за кутом місця, $k_{р2}$	1/1700
Еквівалентна дія завдання за азимутом	$3^{\circ} \sin(0,8t)$
Еквівалентна дія завдання за кутом місця	$0,4^{\circ} \sin(1,5t)$
Допустима похибка пересування	20"

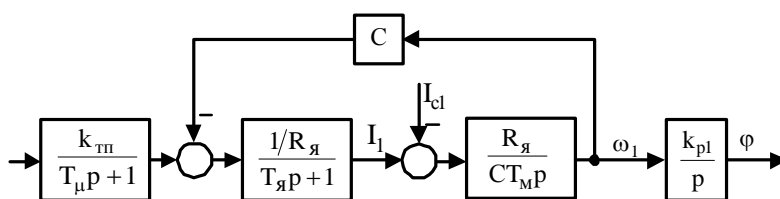


Рисунок 2 – Структурна схема першого об'єкта керування (забезпечує азимутальне пересування)

першого порядку зі сталою часу T_{μ} та коефіцієнтом передачі $k_{ТП}$. Двигун складається з електромагнітної та електромеханічної частин, охоплених від'ємним зворотним зв'язком за конструктивною сталою

часу двигуна С. Редуктор за азимутальним пересуванням можна представити у вигляді інтегруючої ланки з коефіцієнтом передачі $k_{р1}$.

Структурна схема другого об'єкта керування буде відрізнятись від розглянутої вище структурної схеми лише іншим коефіцієнтом передачі редуктора $k_{р2}$ – за кутомісним пересуванням (рис.3).

Виконаємо синтез дискретного часового еквалайзера для двокоординатної слідкуючої системи, що повинна відпрацьовувати задані значення азимутального та кутомісного пересувань з допустимою похибкою у 20 кутових секунд.

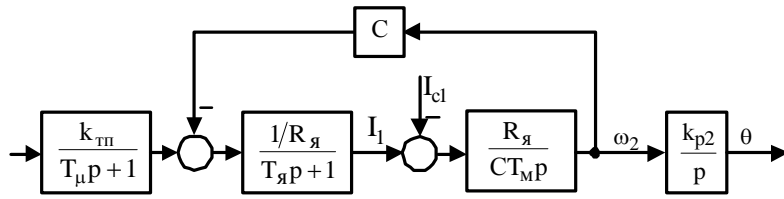


Рисунок 3 – Структурна схема другого об’єкта керування (забезпечує кутомісне пересування)

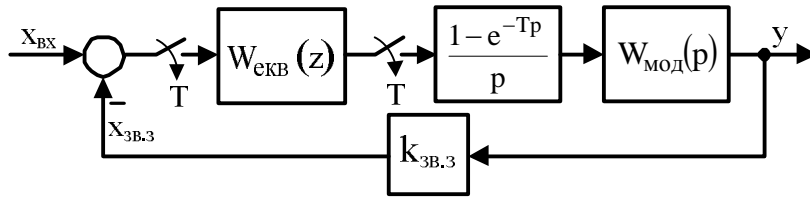


Рисунок 4 – Структурна схема автоматизованої електро-механічної системи за умови часткової компенсації об’єкта керування

Для побудовання автоматизованої електро-механічної системи з дискретним часовим еквалайзером кожен із взаємозв’язаних електроприводів представимо у вигляді структурної схеми, наведеної на рис.4. Ця схема передбачає часткову компенсацію об’єкта керування та включає до свого складу наступні елементи:

- дискретний часовий еквалайзер з передатною функцією $W_{екв}(z)$;
- елементи квантування сигналу, що спрацьовують з періодом T ;
- екстраполятор нульового порядку з передатною функцією $(1 - e^{-Tp})/p$, який необхідно застосовувати для узгодження роботи дискретного часового еквалайзера з аналоговою частиною системи;
- блок модифікації зворотного перетворення з передатною функцією $W_{мод}(p)$.

Виведемо передатні функції першого та другого об’єктів керування, використовуючи структурні схеми, наведені на рис.2 та 3. Перший об’єкт керування (той, що забезпечує азимутальне пересування) матиме наступну передатну функцію:

$$\begin{aligned}
 W_{об1}(p) &= \frac{k_{тп}k_{р1}}{(T_{\mu}p + 1)p} \cdot \frac{\frac{R_{я}}{CT_{мп}} \cdot \frac{1/R_{я}}{T_{я}p + 1}}{1 + \frac{R_{я}}{CT_{мп}} \cdot \frac{1/R_{я}}{T_{я}p + 1} \cdot C} = \frac{k_{тп}k_{р1}}{T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{T_{мп}(T_{я}p + 1)}} = \\
 &= \frac{k_{тп}k_{р1}}{(T_{\mu}p + 1)p} \cdot \frac{1/C}{T_{мп}(T_{я}p + 1) + 1} = \frac{k_{тп}k_{р1}/C}{(T_{я}T_{мп}p^2 + T_{мп}p + 1)(T_{\mu}p + 1)p} = \\
 &= \frac{k_{тп}k_{р1}/C}{(T_{я}T_{мп}T_{\mu}p^3 + T_{я}T_{мп}p^2 + T_{мп}T_{\mu}p^2 + T_{мп}p + T_{\mu}p + 1)p} = \\
 &= \frac{k_{тп}k_{р1}/C}{(T_{я}T_{мп}T_{\mu}p^3 + (T_{я}T_{мп} + T_{мп}T_{\mu})p^2 + (T_{мп} + T_{\mu})p + 1)p} = \\
 &= \frac{k_{тп}k_{р1}/(CT_{я}T_{мп}T_{\mu})}{\left(p^3 + \frac{(T_{я}T_{мп} + T_{мп}T_{\mu})}{CT_{я}T_{мп}T_{\mu}}p^2 + \frac{(T_{мп} + T_{\mu})}{CT_{я}T_{мп}T_{\mu}}p + \frac{1}{CT_{я}T_{мп}T_{\mu}}\right)p} = \frac{\beta_{01}}{(p^3 + \alpha_2p^2 + \alpha_1p + \alpha_0)p}. \quad (1)
 \end{aligned}$$

Коефіцієнти α_2 , α_1 , α_0 та β_{01} у передатній функції (1) введені для застосування зворотного принципу симетрії структурних схем, розглядаючи його відносно об’єкта у канонічній формі керуваності Фробеніуса, яка спрощує знаходження оберненої передатної функції об’єкта під час виконання його компенсації.

Значення цих коефіцієнтів:

$$\beta_{01} = \frac{k_{\text{тп}}k_{\text{р1}}}{\text{CT}_{\text{я}}T_{\text{М}}T_{\text{М}}}, \alpha_0 = \frac{1}{\text{CT}_{\text{я}}T_{\text{М}}T_{\text{М}}}, \alpha_1 = \frac{(T_{\text{М}} + T_{\text{М}})}{\text{CT}_{\text{я}}T_{\text{М}}T_{\text{М}}}, \alpha_2 = \frac{(T_{\text{я}}T_{\text{М}} + T_{\text{М}}T_{\text{М}})}{\text{CT}_{\text{я}}T_{\text{М}}T_{\text{М}}}.$$

Розмірковуючи аналогічно, одержимо передатну функцію для другого об'єкта керування

$$W_{\text{об2}}(p) = \frac{\beta_{02}}{(p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0)p}. \quad (2)$$

Коефіцієнти передатної функції (2) розраховуються таким самим чином, як і коефіцієнти $W_{\text{об1}}(p)$, окрім значення β_{02} , яке розраховується наступним чином:

$$\beta_{02} = \frac{k_{\text{тп}}k_{\text{р2}}}{\text{CT}_{\text{я}}T_{\text{М}}T_{\text{М}}}.$$

Обидві з одержаних передатних функцій об'єктів керування включають до свого складу інтегратор. Компенсувати повністю вплив цієї частини об'єктів на динаміку системи неможливо та й недоцільно, оскільки наявність у об'єктів інтегруючих властивостей підвищить порядок астатизму системи в цілому. Тоді компенсації підлягатиме лише частина передатних функцій об'єктів

$$W_{\text{об.к1}}(p) = \frac{\beta_{01}}{p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0}, \quad W_{\text{об.к2}}(p) = \frac{\beta_{02}}{p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0},$$

а інтегруючу частину $W_{\text{об.мод}}(p)$ є раціональним віднести до блока модифікації зворотного перетворення $W_{\text{мод}}(p)$. Тоді для обох об'єктів одержимо однаковий блок модифікації

$$W_{\text{об.мод}}(p) = \frac{1}{p}, \quad W_{\text{мод}}(p) = W_{\text{об.мод}}(p) \frac{1}{p} = \frac{1}{p^2}.$$

Структурна схема оберненої еталонної моделі, що компенсує частину першого об'єкта з передатною функцією $W_{\text{об.к1}}(p)$, представлена на рис.5, а другого об'єкта з передатною функцією $W_{\text{об.к2}}(p)$ – на рис.6.

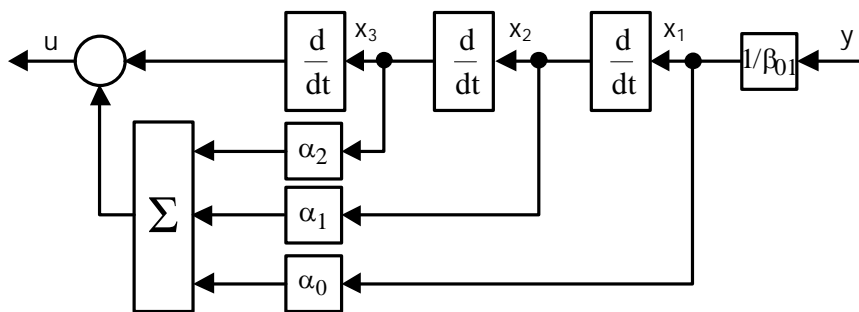


Рисунок 5 – Структурна схема оберненої еталонної моделі першого об'єкта керування

Екстраполятор нульового порядку має наступну передатну функцію:

$$W_{\text{екс}}(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} = \frac{z - 1}{zp},$$

де p – оператор Лапласа;

z – оператор дискретного перетворення;

T – період квантування.

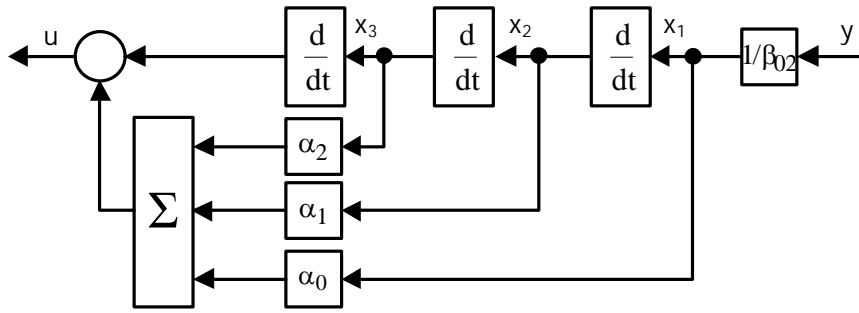


Рисунок 6 – Структурна схема оберненої еталонної моделі другого об'єкта керування

Розрахункові значення коефіцієнтів, отримані за вихідними даними з табл.1: $\alpha_0 = 62500000$, $\alpha_1 = 1256250$, $\alpha_2 = 10125$, $\beta_{01} = 4242081,448$, $\beta_{02} = 2121040,724$.

Неперервну частину з урахуванням екстраполятора нульового порядку, який встановлюється між дискретним часовим еквалайзером та неперервною частиною системи, представимо у вигляді приведеної передатної функції $W_{\text{прив}}(z)$. Виконуючи z-перетворення, одержимо наступний вираз:

$$W_{\text{прив}}(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ \frac{W_{\text{мод}}(p)}{p} \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ \frac{1}{p^3} \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{T^2 z(z+1)}{2(z-1)^3} = \frac{T^2(z+1)}{2(z-1)^2}. \quad (3)$$

Тоді, з урахуванням формули (3), передатна функція замкненої системи у дискретній формі $W_3(z)$ за рисунком 4 становитиме

$$\begin{aligned} W_3(z) &= \frac{W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)}{1 + W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)k_{\text{зв.з}}} = \frac{W_{\text{екв}}(z) \frac{T^2(z+1)}{2(z-1)^2}}{1 + W_{\text{екв}}(z) \frac{T^2(z+1)}{2(z-1)^2} k_{\text{зв.з}}} = \\ &= \frac{W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)}{2(z-1)^2 + W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)k_{\text{зв.з}}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Дискретний часовий еквалайзер повинен виконувати налаштування замкненої системи (4) на дискретну перехідну функцію кінцевої тривалості, котра теоретично можлива за умови зведення характеристичного рівняння до вигляду z^n . Тоді бажана передатна функція приведеної до дискретного вигляду цифро-аналогової системи буде наступною (порядок чисельника не може перевищувати порядок знаменника):

$$W_6(z) = \frac{a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k}, \quad (5)$$

де k – порядок характеристичного рівняння (повинен співпадати або бути більшим за порядок характеристичного рівняння об'єкта керування $k \geq n$);

$a_k, a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_1, a_0$ – коефіцієнти, що характеризують збільшення рівнів перехідної функції на кожному такті квантування.

Прирівнюючи передатну функцію замкненої системи (4) з бажаною передатною функцією (5), одержимо математичний вираз для дискретного часового еквалайзера

$$\begin{aligned} \frac{W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)}{2(z-1)^2 + W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)k_{\text{зв.з}}} &= \frac{a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k}, \\ &= \frac{W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)z^k}{(a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0) \left(2(z-1)^2 + W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)k_{\text{зв.з}} \right)}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)z^k - W_{\text{екв}}(z)T^2(z+1)k_{\text{зв.3}}(a_k z^k + a_{k-1}z^{k-1} + a_{k-2}z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0) = \\
 & = 2(z-1)^2(a_k z^k + a_{k-1}z^{k-1} + a_{k-2}z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0), \\
 & W_{\text{екв}}(z)(T^2(z+1)z^k - T^2(z+1)k_{\text{зв.3}}(a_k z^k + a_{k-1}z^{k-1} + a_{k-2}z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0)) = \\
 & = 2(z-1)^2(a_k z^k + a_{k-1}z^{k-1} + a_{k-2}z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0), \\
 & W_{\text{екв}}(z)(T^2(1-a_k k_{\text{зв.3}})z^{k+1} + T^2(1-(a_{k-1}+a_k)k_{\text{зв.3}})z^k - T^2(a_{k-2}+a_{k-1})k_{\text{зв.3}}z^{k-1} - \dots - \\
 & - T^2(a_1+a_2)k_{\text{зв.3}}z^2 - T^2(a_0+a_1)k_{\text{зв.3}}z - T^2 a_0 k_{\text{зв.3}}) = \\
 & = 2a_k z^{k+2} + (a_{k-1} - 2a_k)z^{k+1} + 2(a_{k-2} - 2a_{k-1} + a_k)z^k + 2(a_{k-3} - 2a_{k-2} + a_{k-1})z^{k-1} + \dots + \\
 & + 2(a_0 - 2a_1 + a_2)z^2 + 2(a_1 - 2a_0)z + 2a_0, \\
 & W_{\text{екв}}(z) = \frac{2a_k z^{k+2} + (a_{k-1} - 2a_k)z^{k+1} + 2(a_{k-2} - 2a_{k-1} + a_k)z^k + \dots + 2(a_0 - 2a_1 + a_2)z^2 + 2(a_1 - 2a_0)z + 2a_0}{T^2(1-a_k k_{\text{зв.3}})z^{k+1} + T^2(1-(a_{k-1}+a_k)k_{\text{зв.3}})z^k - T^2(a_{k-2}+a_{k-1})k_{\text{зв.3}}z^{k-1} - \dots - \\
 & \rightarrow +2(a_{k-3} - 2a_{k-2} + a_{k-1})z^{k-1} + \dots + 2(a_0 - 2a_1 + a_2)z^2 + 2(a_1 - 2a_0)z + 2a_0} \cdot \quad (6) \\
 & \rightarrow -\dots - T^2(a_1 + a_2)k_{\text{зв.3}}z^2 - T^2(a_0 + a_1)k_{\text{зв.3}}z - T^2 a_0 k_{\text{зв.3}}
 \end{aligned}$$

Для виконання умови фізичної реалізації регулятора [3] порядок чисельника його передатної функції не повинен перевищувати порядку знаменника, тому в одержаному виразі (6) слід прийняти значення коефіцієнтів $a_k = 0$ та $a_{k-1} = 0$. При цьому бажана перехідна функція буде мати запізнення на два періоди квантування [4].

$$\begin{aligned}
 W_{\text{екв}}(z) = \frac{2a_{k-2}z^k + 2(a_{k-3} - 2a_{k-2})z^{k-1} + \dots + 2(a_0 - 2a_1 + a_2)z^2 + \dots}{T^2 z^{k+1} + T^2 z^k - T^2 a_{k-2} k_{\text{зв.3}} z^{k-1} - T^2 (a_{k-3} + a_{k-2}) k_{\text{зв.3}} z^{k-2} - \dots - \rightarrow \\
 \rightarrow +2(a_1 - 2a_0)z + 2a_0} \cdot \\
 \rightarrow -T^2(a_1 + a_2)k_{\text{зв.3}}z^2 - T^2(a_0 + a_1)k_{\text{зв.3}}z - T^2 a_0 k_{\text{зв.3}}
 \end{aligned}$$

Період квантування прийемо $T = 6,6 \cdot 10^{-4}$ с (виходячи з частоти перемикання транзисторів у 1,5 кГц). Коефіцієнт зворотного зв'язку $k_{\text{зв.3}} = 0,1$, а коефіцієнти еквалайзера при $k = 5$ оберемо $a_3 = 0,4$, $a_2 = 0,3$, $a_1 = 0,2$, $a_0 = 0,1$. Передатна функція еквалайзера з урахуванням цих чисельних значень буде наступною:

$$\begin{aligned}
 W_{\text{екв}}(z) = \frac{2a_3 z^5 + 2(a_2 - 2a_3)z^4 + 2(a_1 - 2a_2 + a_3)z^3 + 2(a_0 - 2a_1 + a_2)z^2 + \dots}{T^2 z^6 + T^2 z^5 - T^2 a_3 k_{\text{зв.3}} z^4 - T^2 (a_2 + a_3) k_{\text{зв.3}} z^3 - T^2 (a_1 + a_2) k_{\text{зв.3}} z^2 - \dots - \rightarrow \\
 \rightarrow +2(a_1 - 2a_0)z + 2a_0} \cdot \\
 \rightarrow -T^2(a_0 + a_1)k_{\text{зв.3}}z - T^2 a_0 k_{\text{зв.3}}
 \end{aligned}$$

Підставляючи чисельні значення, одержимо наступну передатну функцію для дискретного часового еквалайзера (передатні функції будуть однаковими як для азимутального пересування, так і для кутомісного)

$$\begin{aligned}
 W_{\text{екв}}(z) = \frac{0,8z^5 - z^4 + 0,2}{4,356 \cdot 10^{-7} z^6 + 4,356 \cdot 10^{-7} z^5 - 1,742 \cdot 10^{-8} z^4 - 3,049 \cdot 10^{-8} z^3 - 2,178 \cdot 10^{-8} z^2 - \dots - \rightarrow \\
 \rightarrow -1,307 \cdot 10^{-9} z - 4,356 \cdot 10^{-9}}
 \end{aligned}$$

Промодельємо одержану систему у MATLAB Simulink. Загалом модель двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера наведена на рис.7.

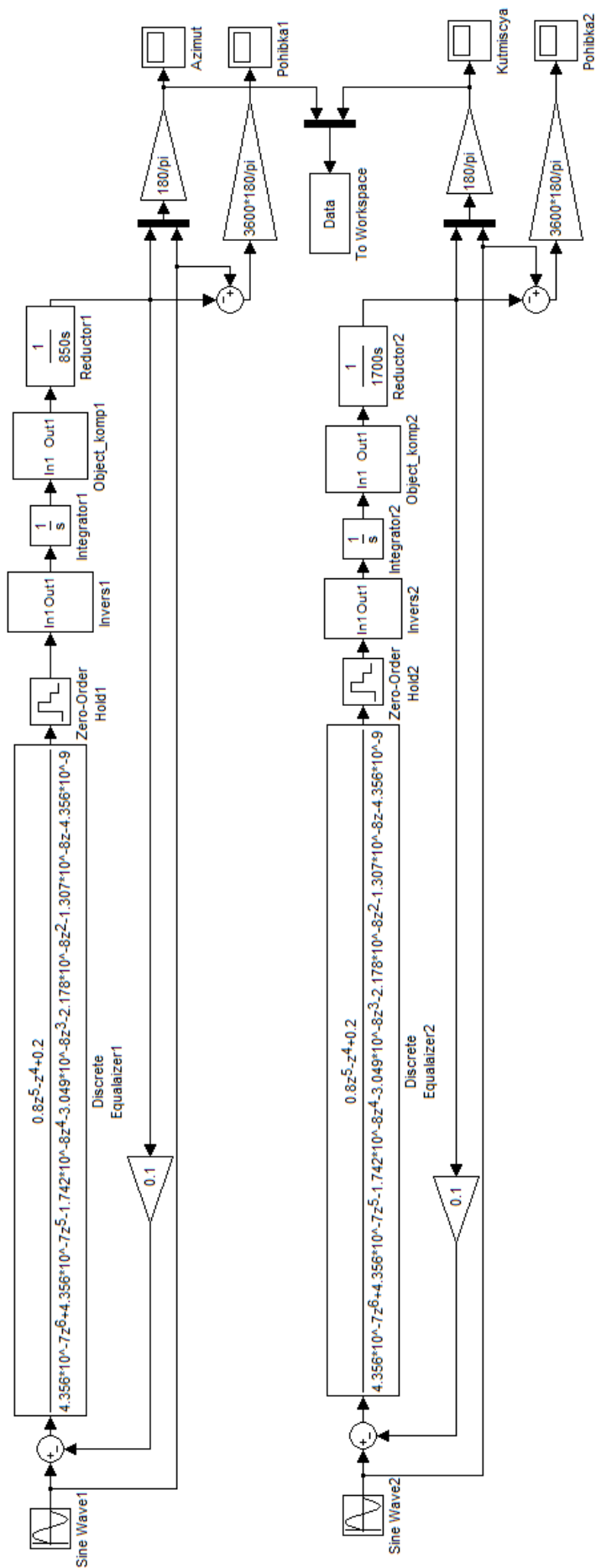


Рисунок 7 – Модель двокоординатної слідувочної електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера

Передатна функція блоку модифікації зворотного перетворення представлена аналоговими інтеграторами – Integrator1 та Integrator2, екстраполятори нульового порядку – блоками Zero-Order Hold1 та Zero-Order Hold2, дискретні часові еквалайзери – блоками Discrete Equalaizer1 та Discrete Equalaizer2, редуктори – блоками Reductor1 та Reductor2, обернені еталонні моделі першого та другого об'єктів керування – блоками Invers1 та Invers2 (рис.8 та 9), частини об'єктів, що підлягають компенсації – блоками Object_komp1 та Object_komp2. Структурно ці блоки є однаковими, а їхній вміст наведено на рис.10 (моделювання виконувалося на холостому ході, на що вказує нульовий струм навантаження на моделі)

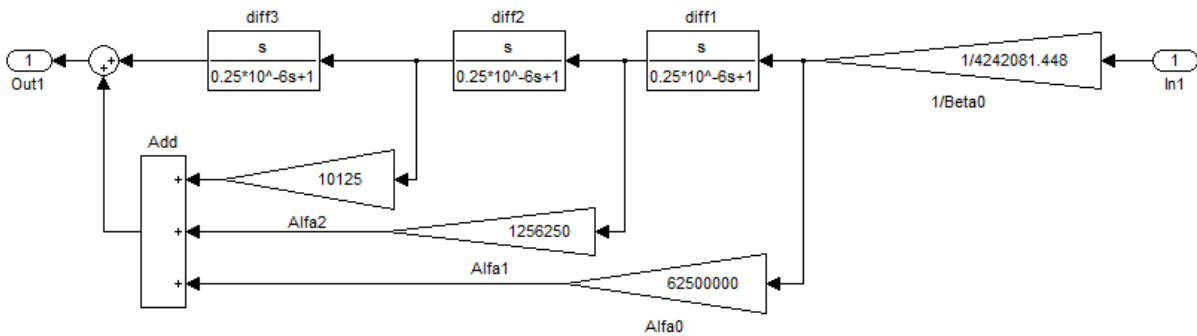


Рисунок 8 – Обернена еталонна модель першого об'єкта керування

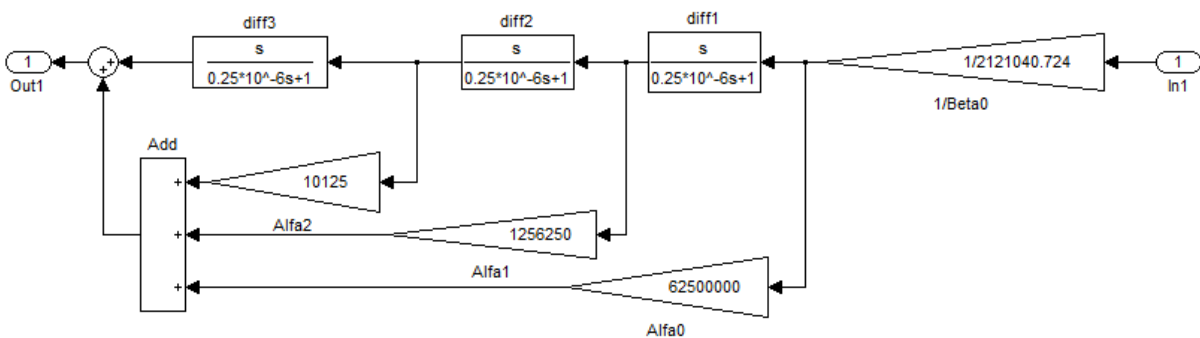


Рисунок 9 – Обернена еталонна модель другого об'єкта керування

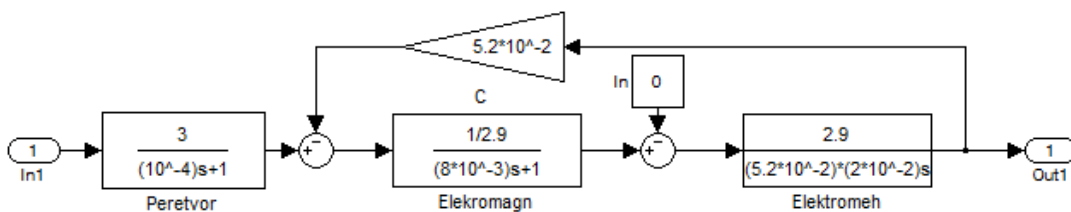


Рисунок 10 – Модель частин об'єктів керування, які компенсуються дією регуляторів

Під час моделювання оберненої еталонної моделі (рис.8 та 9) замість блоків ідеального диференціювання встановлювались передатні функції, що реалізовували реальне диференціювання (diff1 – diff3). Необхідність цього кроку обумовлена тим, що MATLAB Simulink не завжди коректно працює зі стандартним блоком диференціювання Derivative.

В якості сигналів завдання при моделюванні використовувалась еквівалентна дія завдання за азимутом та еквівалентна дія завдання за кутом місця (табл.1).

Блок Azimut (рис.7) відображає у одній системі координат завдання за азимутом та фактично відпрацьоване моделлю значення кута азимутального пересування. Сигнал, знятий з блока Azimut, наведено на рис.11.

Блок Kutmiscya (рис.7) відображає у одній системі координат завдання за кутом місця та фактично відпрацьоване моделлю значення кутомісного пересування. Сигнал, знятий з блока Kutmiscya, наведено на рис.12.

Оскільки розрахункові значення кутів під час моделювання мають розмірність “радіан”, то для відображення графіків функцій у градусній мірі сигнал перед блоками Azimut та Kutmiscya помножувався на коефіцієнт $180/\pi$.

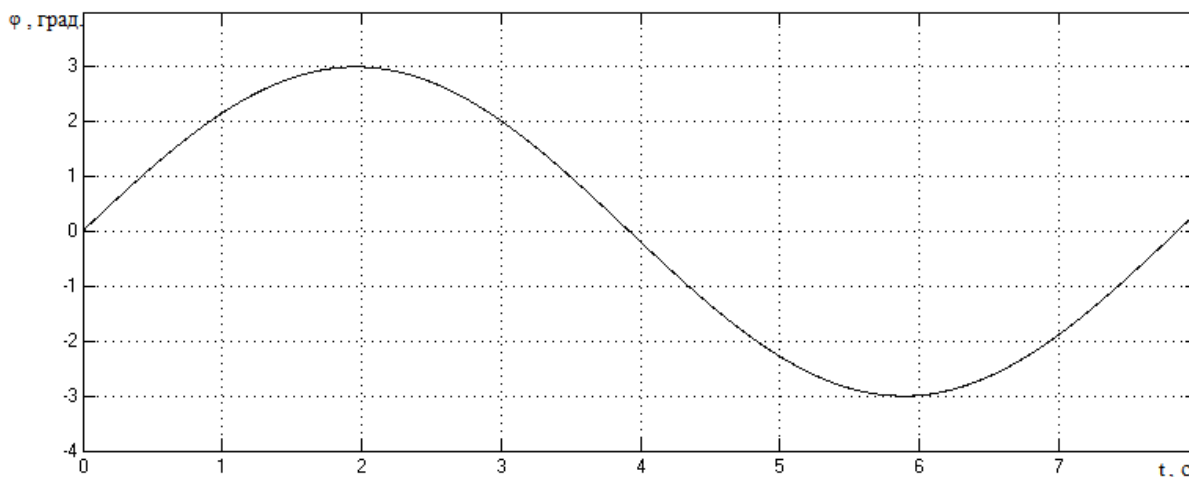


Рисунок 11 – Пересування антени за азимутом

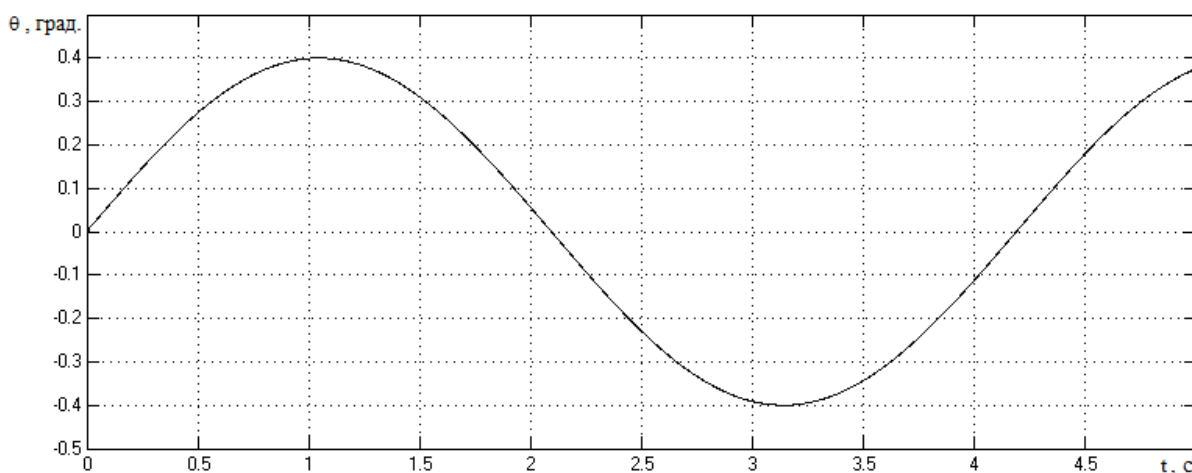


Рисунок 12 – Пересування антени за кутом місця

Аналізуючи залежності, наведені на рис.11 та 12, можна дійти до висновку, що візуально похибка між сигналом завдання та результатом роботи системи не спостерігається. Для оцінки величини цієї похибки у моделі сигнал на першому виході системи віднімається від сигналу завдання за азимутом, а сигнал на другому виході – від сигналу завдання за кутом місця. Потім результат множиться на коефіцієнт $3600 \cdot 180/\pi$, що дає значення похибки у кутових секундах. Блок Pohibka1 відображає похибку за азимутом (рис.13), а блок Pohibka2 – за кутом місця (рис.14).

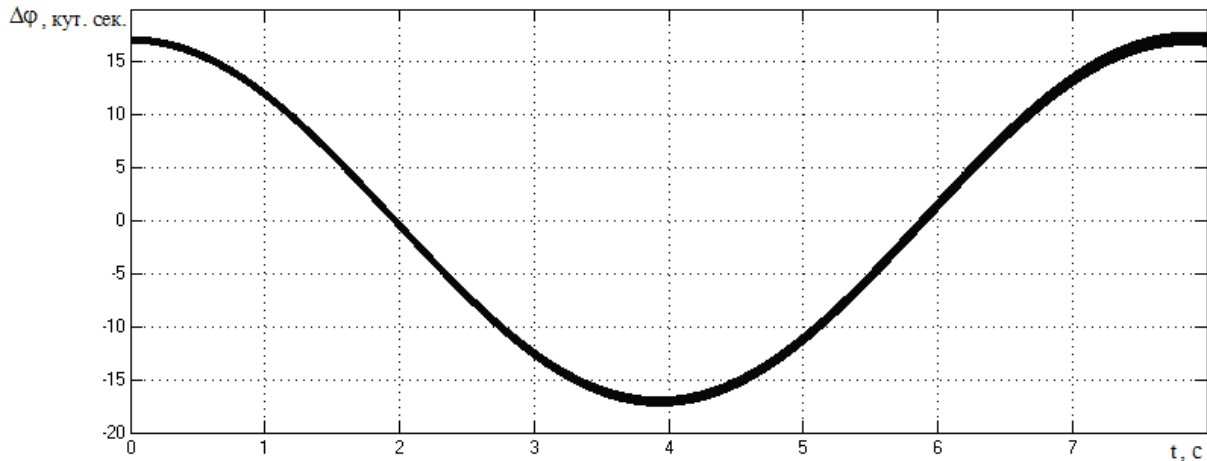


Рисунок 13 – Похибка за азимутальним пересуванням

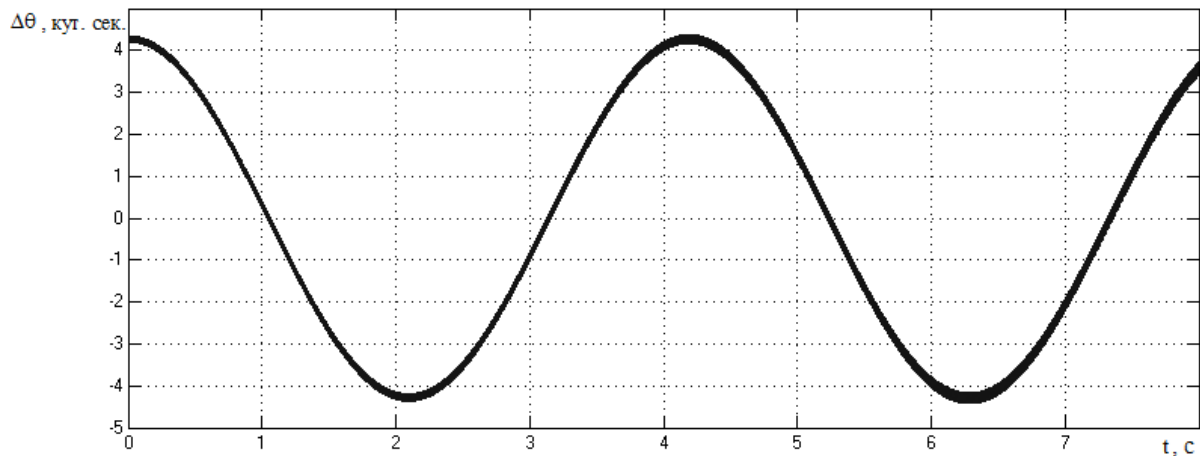


Рисунок 14 – Похибка за кутомісним пересуванням

З рис.13 та 14 слідує, що максимальна похибка за азимутальним пересуванням становить $17,4''$, а за кутомісним – $4,4''$, що не перевищує максимально допустимої похибки пересування у $20''$.

Блок To Workspace (рис.7) використовується для запису у робочому просторі MATLAB усіх експериментальних точок у вигляді структурованої матриці (всього оброблено 9794205 експериментальних точок). В першому стовпчику записується результат роботи електромеханічної системи за азимутальним пересуванням, у другому – сигнал завдання за азимутом, у третьому – результат роботи електромеханічної системи за кутомісним пересуванням, у четвертому – сигнал завдання за кутом місця.

За допомогою команди для побудовання графічних залежностей `plot(Data.signals.values(1:9794205, 1), Data.signals.values(1:9794205, 3), '-m', Data.signals.values(1:9794205, 2), Data.signals.values(1:9794205, 4), '-r')` можна відобразити у одній параметричній системі координат криву, що зв'язує у один і той же момент часу $\theta(t)$ та $\varphi(t)$ за завданням та за результатами моделювання (рис.15).

Виходячи з рис.15, візуально не можна відрізнити криву, що одержана за сигналом завдання та за тим сигналом, який відпрацювала система.

Висновки. Метод синтезу автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера можна застосовувати для двокоординатних слідкую-

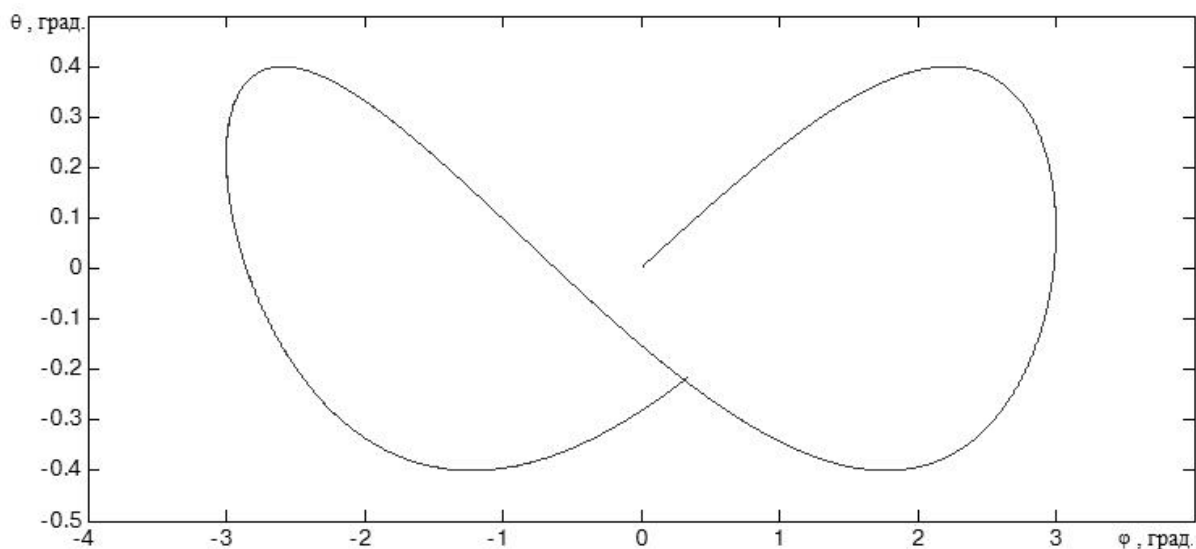


Рисунок 15 – Крива, що зв'язує у один і той же момент часу $\theta(t)$ та $\varphi(t)$

чих електромеханічних системи. При цьому зворотний зв'язок слід утворювати за головними керованими координатами: азимутальним та кутомісним пересуваннями. Редуктор, як елемент кожного з двох об'єктів керування, вносить свою інтегруючу складову, що за наявності інтегруючих властивостей у ланки, яка модифікує принцип симетрії структурних схем, призводить до з'явлення другого порядку астатизму у синтезованій системі.

Точність відпрацювання сигналу завдання залежить від швидкодії дискретного часового еквалайзера і при зменшенні періоду квантування похибка зменшується. Динаміка, що задається дискретним часовим еквалайзером, може обиратись однаковою для кожного із взаємозв'язаних електроприводів (азимутального та кутомісного пересування), або може відрізнятись (за необхідності).

Ланки, що утворюють обернені еталонні моделі об'єктів керування, не обов'язково повинні компенсувати вплив усього об'єкту на динаміку системи, – можна застосовувати раціональну компенсацію лише частини об'єкта, враховуючи цей факт під час синтезу передатної функції дискретного часового еквалайзера.

ЛІТЕРАТУРА

1. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического управления / В.А.Бесекерский, Е.П.Попов. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – СПб.: Изд-во «Профессия», 2003. – 752с.
2. 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. – 298с.
3. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.
4. Садовой О.В. Метод синтезу замкнених систем автоматичного регулювання на базі дискретного часового еквалайзера / Садовой О.В., Шеремет О.І. // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету: (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2012. – Випуск 3(20). – С.124-129.

Надійшла до редколегії 02.06.2016.