

## РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА»

УДК 62-52

ШЕРЕМЕТ О.І., к.т.н., доцент  
САДОВОЙ О.В.\* , д.т.н., професорДонбаська державна машинобудівна академія  
\*Дніпродзержинський державний технічний університетСИНТЕЗ АВТОМАТИЗОВАНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ  
ЗА УМОВИ ЧАСТКОВОЇ КОМПЕНСАЦІЇ ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ  
НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛІЗЕРА

**Вступ.** Використання принципу симетрії структурних схем теоретично дозволяє побудувати безінерційну замкнену електромеханічну систему та забезпечити передатну функцію цієї системи, рівну одиниці [1]. Проте, такий підхід потребує джерел енергії нескінченної потужності, створення яких є неможливим, виходячи із законів фізики. Тому, на практиці, можна говорити лише про часткову компенсацію інерційних властивостей об'єкта керування. У цьому сенсі особливої уваги заслуговує модифікований принцип симетрії, котрий передбачає неповну компенсацію динамічних властивостей об'єкта керування [2].

**Постановка задачі.** Використовуючи матеріали досліджень [3], поставимо задачу розробки метода синтезу замкненої системи автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера за умови часткової компенсації об'єкта керування. При цьому приведена передатна функція об'єкта керування та його оберненої еталонної моделі доповнюються передатною функцією типової динамічної ланки, що забезпечує модифікацію принципу симетрії структурних схем. Якнайкраще для цієї ролі підходить інтегруюча ланка, котра не лише надасть системі реальної динаміки, але й забезпечить перший порядок астатизму [2].

**Результати роботи.** Цифро-аналогова система з дискретним часовим еквалайзером та частковою компенсацією об'єкта керування буде містити у собі наступні елементи (рис.1): програму завдання вхідного сигналу та налаштування еквалайзера; дискретний часовий еквалайзер; два елементи квантування з періодом  $T$ ; цифро-аналоговий перетворювач (екстраполятор нульового порядку); обернену еталонну модель об'єкта керування; блок модифікації зворотного перетворення, що вносить власні динамічні властивості до автоматизованої електромеханічної системи; об'єкт керування, що отримує сигнал керування  $u(t)$  та на який діє декілька збурень  $f_1(t)$ ,  $f_2(t)$ , ...,  $f_q(t)$ ; датчик зворотного зв'язку за вихідною координатою, який виконує вимірювання координати  $y(t)$  та перетворює її на сигнал зворотного зв'язку  $x_{зв.з}(t)$ , що подається на вхід суматора, де віднімається від сигналу  $x_{вх}(t)$ .

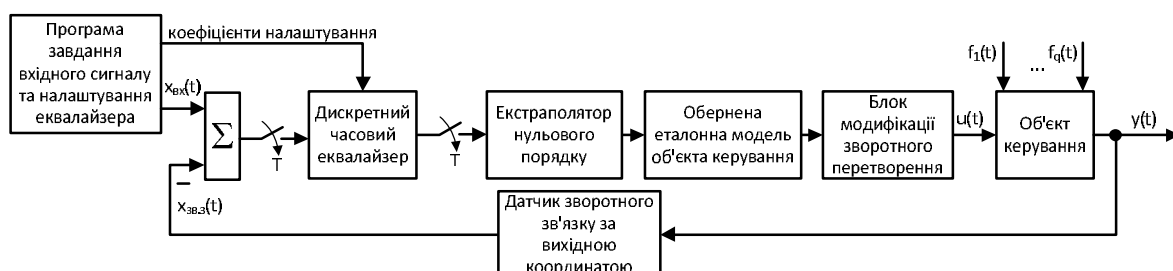


Рисунок 1 – Функціональна схема замкненої електромеханічної системи з дискретним часовим еквалайзером при частковій компенсації об'єкта керування

При застосуванні зворотного принципу симетрії структурних схем, розглядаючи його відносно об'єкта у канонічній формі керованості Фробеніуса [4], неперервна частина системи буде складатись із об'єкта, його оберненої еталонної моделі та блока модифікації зворотного перетворення з передатною функцією  $W_{\text{мод}}(p) = \frac{1}{p}$  (рис.2). Для обмеження величини керуючої дії за блоком модифікації зворотного перетворення з такою передатною функцією може бути встановлена нелінійність типу "насичення" (saturation) [2].

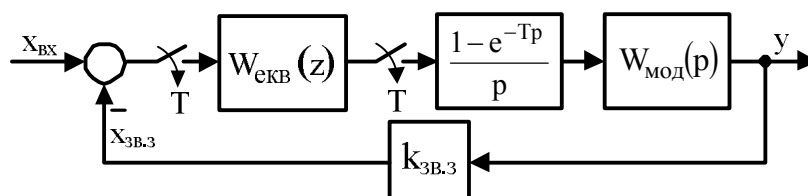


Рисунок 2 – Структурна схема автоматизованої електромеханічної системи за умови часткової компенсації об'єкта керування

Узгодження роботи дискретного часового еквайзера з аналоговою частиною системи виконується за допомогою екстраполятора нульового порядку з наступною передатною функцією:

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

де  $p$  – оператор Лапласа;

$z$  – оператор дискретного перетворення;

$T$  – період квантування.

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

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

Тоді передатна функція замкненої системи у дискретній формі  $W_3(z)$  за рис.2 становитиме

$$W_3(z) = \frac{W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)}{1 + W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)k_{\text{зв.з}}} = \frac{W_{\text{екв}}(z)\frac{T}{z - 1}}{1 + W_{\text{екв}}(z)\frac{T}{z - 1}k_{\text{зв.з}}} = \frac{TW_{\text{екв}}(z)}{z + TW_{\text{екв}}(z)k_{\text{зв.з}} - 1}.$$

Дискретний часовий еквайзер повинен виконувати налаштування системи на дискретну перехідну функцію кінцевої тривалості, котра теоретично можлива за умови зведення характеристичного рівняння до вигляду  $z^n$ . Тоді бажана передатна функція приведені до дискретного вигляду цифро-аналогової системи буде наступною (порядок чисельника може бути меншим за порядок знаменника або йому дорівнювати):

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

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  $W_3(z)$  з бажаною передатною функцією  $W_6(z)$ , одержимо математичний вираз для дискретного часового еквалайзера

$$\frac{TW_{\text{екв}}(z)}{z + TW_{\text{екв}}(z)k_{\text{зв.з}} - 1} = \frac{a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k},$$

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

$$\begin{aligned} W_{\text{екв}}(z)((T - Tk_{\text{зв.з}}a_k)z^k - Tk_{\text{зв.з}}a_{k-1}z^{k-1} - Tk_{\text{зв.з}}a_{k-2}z^{k-2} - \dots - Tk_{\text{зв.з}}a_1z - Tk_{\text{зв.з}}a_0) = \\ = a_k z^{k+1} + (a_{k-1} - a_k)z^k + (a_{k-2} - a_{k-1})z^{k-1} + \dots + (a_0 - a_1)z - a_0, \end{aligned}$$

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{a_k z^{k+1} + (a_{k-1} - a_k)z^k + (a_{k-2} - a_{k-1})z^{k-1} + \dots + (a_0 - a_1)z - a_0}{(T - Tk_{\text{зв.з}}a_k)z^k - Tk_{\text{зв.з}}a_{k-1}z^{k-1} - Tk_{\text{зв.з}}a_{k-2}z^{k-2} - \dots - Tk_{\text{зв.з}}a_1z - Tk_{\text{зв.з}}a_0}.$$

Для виконання умови фізичної реалізації регулятора [5] порядок чисельника його передатної функції не повинен перевищувати порядку знаменника. Тому в одержаному виразі для  $W_{\text{екв}}(z)$  слід прийняти значення коефіцієнта  $a_k = 0$ . При цьому бажана перехідна функція буде мати запізнення на один період квантування, так як це показано на рис.3.

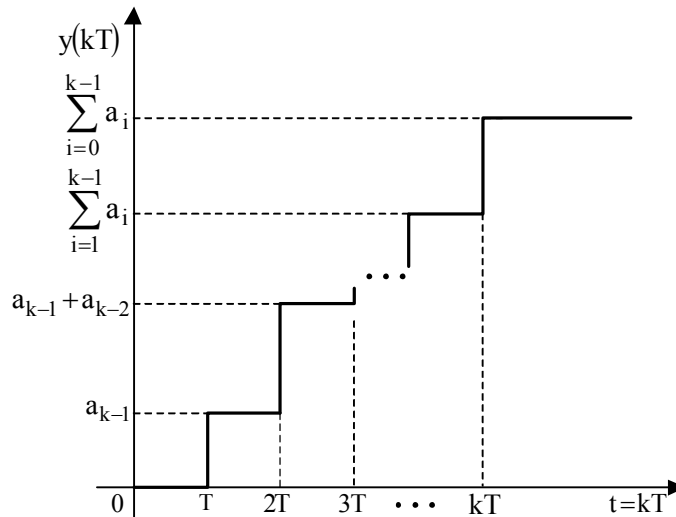


Рисунок 3 – Перехідна функція у автоматизованій електромеханічній системі з дискретним часовим еквалайзером та застосуванням модифікованого принципу симетрії структурних схем

Передатна функція дискретного часового еквалайзера, яка може бути фізично реалізованою, матиме наступний вигляд:

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{a_{k-1}z^k + (a_{k-2} - a_{k-1})z^{k-1} + \dots + (a_0 - a_1)z - a_0}{Tz^k - Tk_{\text{зв.з}}a_{k-1}z^{k-1} - Tk_{\text{зв.з}}a_{k-2}z^{k-2} - \dots - Tk_{\text{зв.з}}a_1z - Tk_{\text{зв.з}}a_0} =$$

$$= \frac{a_{k-1}z^k + \sum_{i=1}^{k-1} (a_{i-1} - a_i)z^i - a_0}{Tz^k - Tk_{\text{зв.з}} \sum_{i=0}^{k-1} a_i z^i}.$$

В якості прикладу налаштуємо дискретний еквалайзер на перехідну функцію, наведену на рис.4.

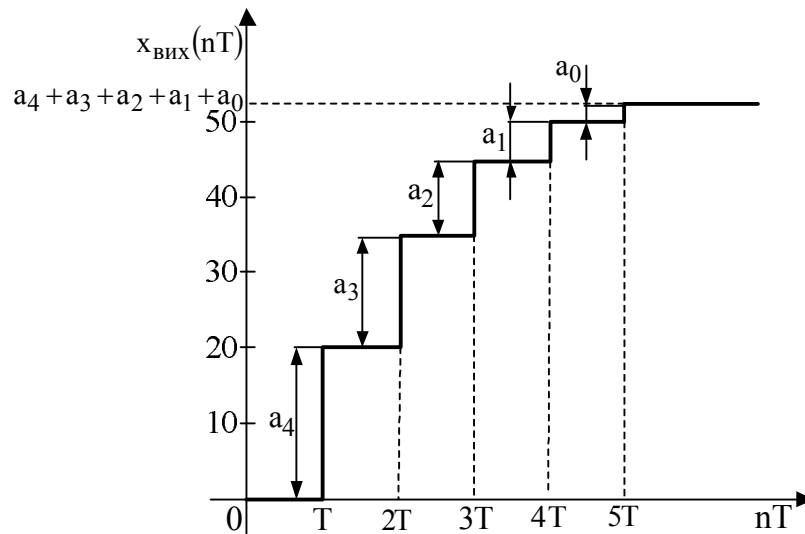


Рисунок 4 – Приклад перехідної функції у автоматизованій електромеханічній системі з дискретним часовим еквалайзером

Період квантування прийемо  $T = 0,02$  с. Коефіцієнт зворотного зв'язку  $k_{\text{зв.з}} = 0,1$ . Тоді  $Tk_{\text{зв.з}} = 0,002$ . Виходячи з наведеної перехідної функції (рис.4), коефіцієнти еквалайзера при  $k = 5$  становитимуть  $a_4 = 20$ ,  $a_3 = 15$ ,  $a_2 = 10$ ,  $a_1 = 5$ ,  $a_0 = 2,5$ . Передатна функція еквалайзера з урахуванням цих чисельних значень буде наступною:

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{20z^5 + (15 - 20)z^4 + (10 - 15)z^3 + (5 - 10)z^2 + (2,5 - 5)z - 2,5}{0,02z^5 - 0,002 \cdot 20z^4 - 0,002 \cdot 15z^3 - 0,002 \cdot 10z^2 - 0,002 \cdot 5z - 0,002 \cdot 2,5} =$$

$$= \frac{20z^5 - 5z^4 - 5z^3 - 5z^2 - 2,5z - 2,5}{0,02z^5 - 0,04z^4 - 0,03z^3 - 0,02z^2 - 0,01z - 0,005}.$$

Промодельюємо роботу дискретного часового еквалайзера з одержаною передатною функцією у програмному середовищі MATLAB Simulink. У якості об'єкта оберемо двигун постійного струму, що живиться від тиристорного перетворювача (рис.5). Тиристорний перетворювач представлено у вигляді аперіодичної ланки з коефіцієнтом підсилення  $k_{\text{тп}} = 50$  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 електро-

магнітною сталою часу  $T_{\text{я}} = 0,05$  с. Активний опір якірного кола двигуна постійного струму  $R_{\text{я}} = 2,2$  Ом. Конструктивний коефіцієнт двигуна  $C = 2,1$  В·с. Механічна складова представлена інтегруючою ланкою з коефіцієнтом підсилення  $R_{\text{я}}/C$  та електро-механічною сталою часу  $T_{\text{м}} = 0,1$  с.

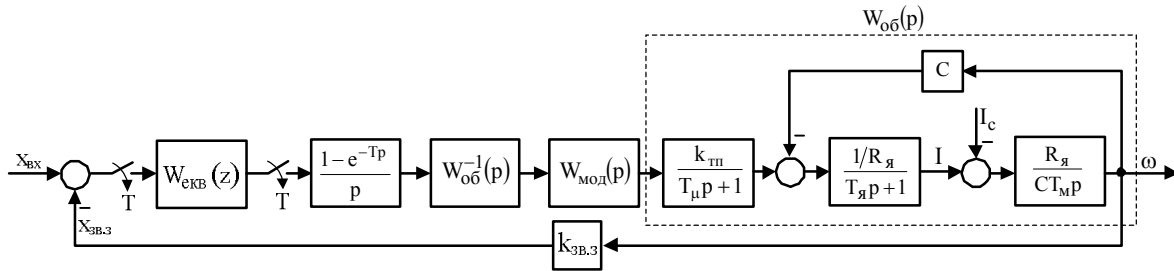


Рисунок 5 – Структурна схема системи з дискретним часовим еквалайзером та двигуном постійного струму, що живиться від тиристорного перетворювача, у якості об'єкта керування

На структурній схемі (рис.5) тиристорний перетворювач та двигун постійного струму (з урахуванням зворотного зв'язку за ЕРС) зводяться до однієї передатної функції –  $W_{\text{об}}(p)$ . Обернена еталонна модель об'єкта керування показана як  $W_{\text{об}}^{-1}(p)$ . У якості збурення виступає струм статичного навантаження  $I_c$ . Передатна функція об'єкта керування за керуючою дією становитиме:

$$\begin{aligned} W_{\text{об}}(p) &= \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{R_{\text{я}} \cdot 1/R_{\text{я}}}{1 + \frac{R_{\text{я}} \cdot 1/R_{\text{я}}}{CT_{\text{м}}p} \cdot C} = \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{CT_{\text{м}}p(T_{\text{я}}p+1)}{T_{\text{м}}p(T_{\text{я}}p+1)}} = \\ &= \frac{k_{\text{тп}}}{T_{\mu}p+1} \cdot \frac{1/C}{T_{\text{м}}p(T_{\text{я}}p+1)+1} = \frac{k_{\text{тп}}/C}{(T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p+1)(T_{\mu}p+1)} = \\ &= \frac{k_{\text{тп}}/C}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}p^3 + T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}T_{\mu}p^2 + T_{\text{м}}p + T_{\mu}p + 1} = \\ &= \frac{k_{\text{тп}}/C}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}p^3 + (T_{\text{я}}T_{\text{м}} + T_{\text{м}}T_{\mu})p^2 + (T_{\text{м}} + T_{\mu})p + 1} = \\ &= \frac{k_{\text{тп}}/(CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu})}{p^3 + \frac{(T_{\text{я}}T_{\text{м}} + T_{\text{м}}T_{\mu})}{CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}}p^2 + \frac{(T_{\text{м}} + T_{\mu})}{CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}}p + \frac{1}{CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}}} = \frac{\beta_0}{p^3 + \alpha_2p^2 + \alpha_1p + \alpha_0}. \end{aligned}$$

Одержані коефіцієнти для об'єкта керування у відповідності до канонічної форми керуваності Фробеніуса:

$$\beta_0 = k_{\text{тп}}/(CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}), \quad \alpha_0 = \frac{1}{CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}}, \quad \alpha_1 = \frac{(T_{\text{м}} + T_{\mu})}{CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}}, \quad \alpha_2 = \frac{(T_{\text{я}}T_{\text{м}} + T_{\text{м}}T_{\mu})}{CT_{\text{я}}T_{\text{м}}T_{\mu}}.$$

Передатна функція об'єкта керування з використанням першої канонічної форми керуваності буде такою, як показано на рис.6.

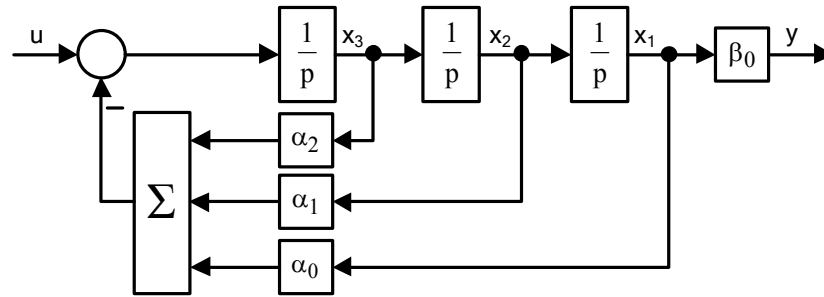


Рисунок 6 – Структурна схема об’єкта керування у першій канонічній формі керуваності

Використовуючи принципи симетрії, представимо структурну схему оберненої еталонної моделі об’єкта керування наступним чином (рис.7):

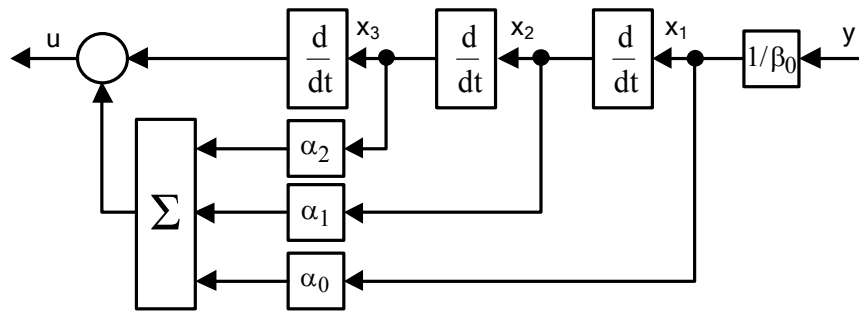


Рисунок 7 – Структурна схема оберненої еталонної моделі об’єкта керування

Розрахункові значення коефіцієнтів структурних схем, наведених на рис.6 та 7, у відповідності до прийнятих вище чисельних значень параметрів об’єкта керування складуть:

$$\beta_0 = k_{\text{ТП}} / (C T_{\text{я}} T_{\text{М}} T_{\text{М}}) = 50 / (2,1 \cdot 0,05 \cdot 0,1 \cdot 0,005) = 952380,95;$$

$$\alpha_0 = \frac{1}{C T_{\text{я}} T_{\text{М}} T_{\text{М}}} = \frac{1}{2,1 \cdot 0,05 \cdot 0,1 \cdot 0,005} = 19047,62;$$

$$\alpha_1 = \frac{(T_{\text{М}} + T_{\text{М}})}{C T_{\text{я}} T_{\text{М}} T_{\text{М}}} = \frac{0,1 + 0,005}{2,1 \cdot 0,05 \cdot 0,1 \cdot 0,005} = 2000;$$

$$\alpha_2 = \frac{(T_{\text{я}} T_{\text{М}} + T_{\text{М}} T_{\text{М}})}{C T_{\text{я}} T_{\text{М}} T_{\text{М}}} = \frac{0,05 \cdot 0,1 + 0,1 \cdot 0,005}{2,1 \cdot 0,05 \cdot 0,1 \cdot 0,005} = 104,76.$$

Модель автоматизованої електромеханічної системи з дискретним часовим еквайлером за умови часткової компенсації об’єкта керування наведено на рис.8. Також на рис.8 показано канал формування еталонної дискретної перехідної функції, коли об’єкт керування повністю скомпенсований оберненою еталонною моделлю, а дискретний часовий еквайлер подає сигнал керування на приведену частину системи з передатною функцією  $W_{\text{прив}}(z)$ , яка визначається блоком модифікації зворотного перетворення (відповідає дискретній передатній функції інтегратора Integrator2 –  $T/(z-1)$ ).

Передатна функція блоку модифікації зворотного перетворення представлена аналоговим інтегратором – Integrator1, об’єкт керування – блок Object, екстраполятори нульового порядку – блоки Zero-Oder Hold1 та Zero-Oder Hold2.

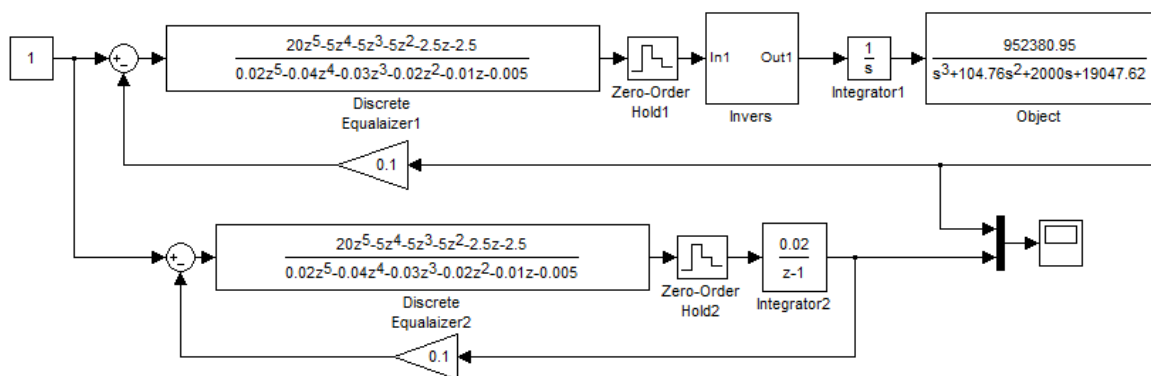


Рисунок 8 – Модель автоматизованої електромеханічної системи з дискретним часовим еквалайзером за умови часткової компенсації об’єкта керування

Обернена еталонна модель об’єкта керування показана у вигляді маскованої підсистеми Invers, склад якої розкрито на рис.9.

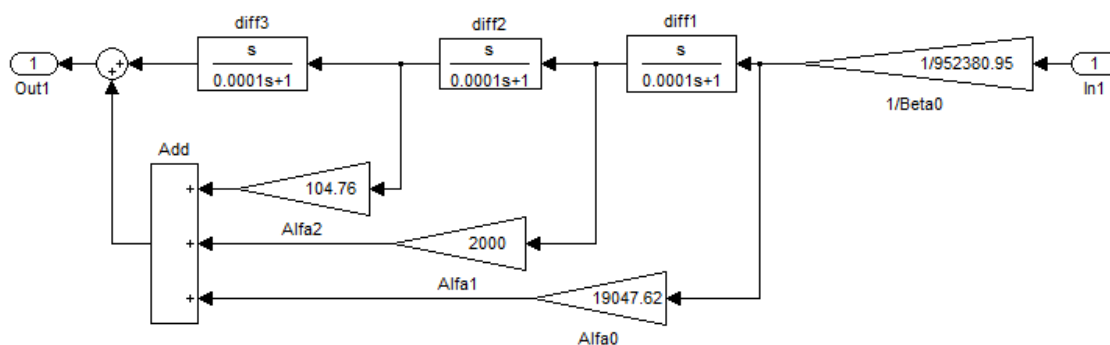


Рисунок 9 – Обернена еталонна модель об’єкта керування

Під час моделювання оберненої еталонної моделі (рис.9) замість блоків ідеального диференціювання встановлювались передатні функції, що реалізували реальне диференціювання (diff1 – diff3). Необхідність цього кроку обумовлена тим, що MATLAB Simulink не завжди коректно працює зі стандартним блоком диференціювання Derivative. Перехідні функції, отримані на виході математичної моделі, проілюстровані на рис.10.

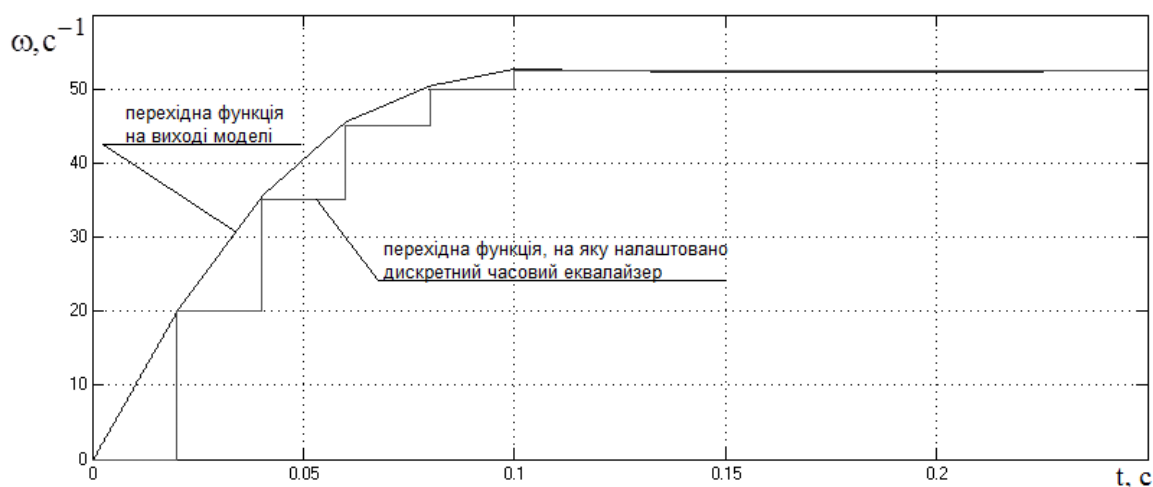


Рисунок 10 – Перехідні функції, отримані на виході математичної моделі

Слід зазначити, що точність відтворення перехідних функцій у MATLAB Simulink суттєво залежить від обраного чисельного методу моделювання та його налаштувань. Так, перехідні функції, що наведені на рис.10, були одержані при розрахунках за методом Дорманда-Принца при максимальному значенні адаптивного кроку  $10^{-5}$ .

Аналізуючи рис.10, можна зазначити, що ступінчастий характер перехідних функцій, на який налаштовано дискретний еквалайзер, у реальній системі замінюється на прямолінійні відрізки, тобто чітко спостерігається проявлення інтегруючих властивостей блоку модифікації зворотного перетворення. Це узагальнення можна проілюструвати рис.11.

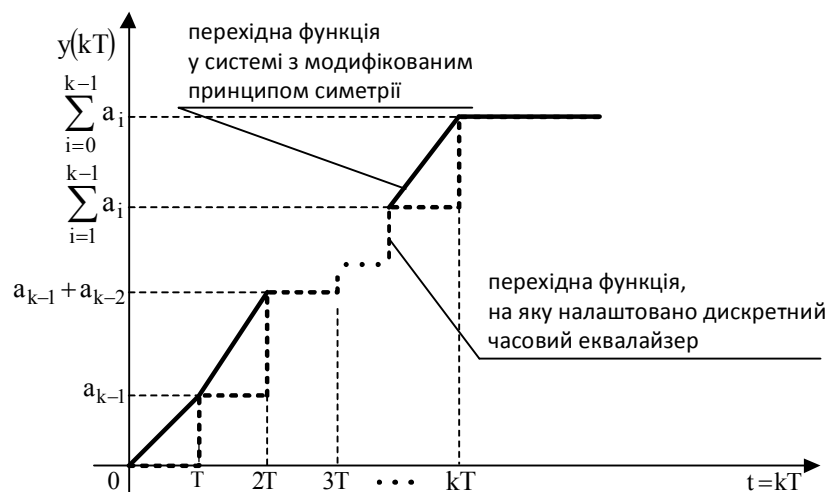


Рисунок 11 – Перехідні функції у загальному вигляді

**Висновки.** Метод синтезу автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера можна застосовувати для замкнених систем з урахуванням модифікованого принципу симетрії, який полягає у встановленні блоку модифікації зворотного перетворення (інтегруючої ланки) між оберненою еталонною моделлю об'єкта керування та самим об'єктом керування. При цьому можна одержати реально досяжні динамічні режими роботи, а також забезпечити перший порядок астатизму.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления. Цикл лекций: учеб. пособие для вузов / – М.: Машиностроение, 2004. – 576с.
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. 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.
4. Толочко О.І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану: навч. посібник для студентів вищих навчальних закладів / Толочко О.І. – Донецьк: Норд-Прес, 2004. – 298с.
5. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы / Ким Д.П. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288с.

Надійшла до редколегії 04.04.2013.

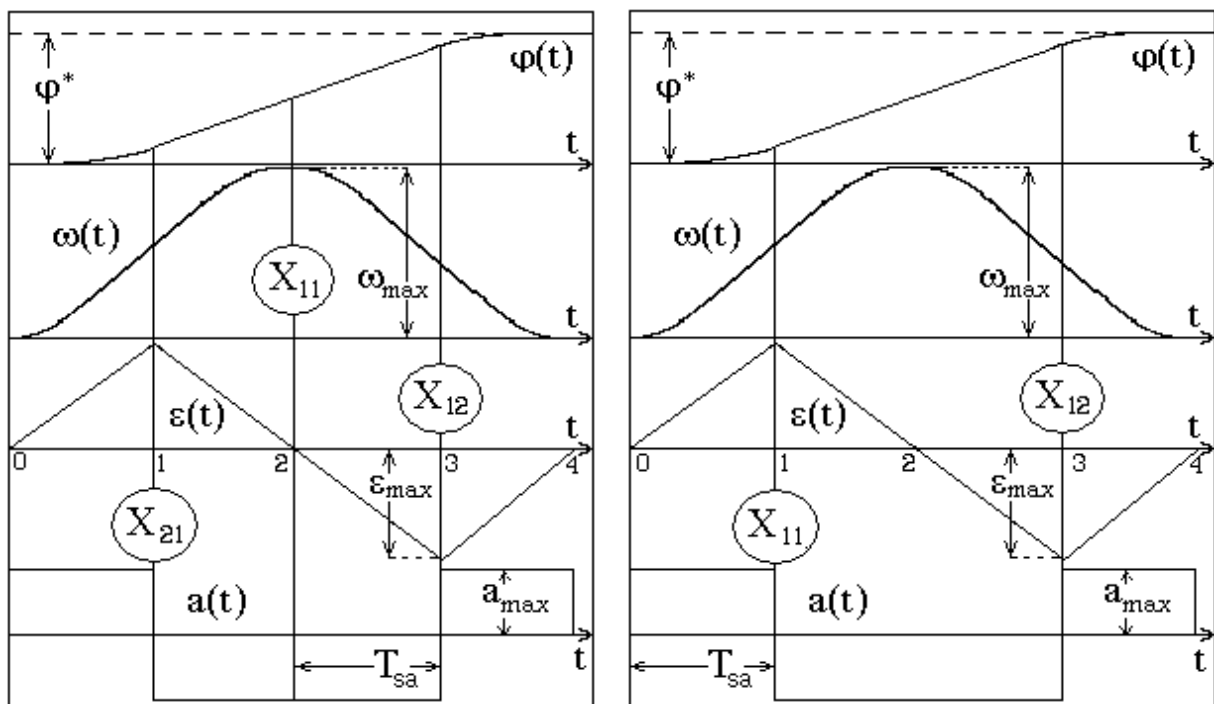


Днепродзержинский государственный технический университет

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА МЕТОДОМ N-і ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ В КОНТЕКСТЕ ТЕОРЕМЫ ОБ N ИНТЕРВАЛАХ

**Введение.** Метод N-і переключений предназначен для параметрического синтеза каскада релейных регуляторов, реализующих оптимальный по быстродействию переходный процесс позиционного электропривода в условиях ограничения промежуточных координат. Простота математического аппарата данного метода позволяет адаптировать его к различным формам переходной траектории [1-3], что весьма актуально при построении самонастраивающихся систем. Теорема об N интервалах [4] является одной из теоретических предпосылок метода N-і переключений, а для отдельных режимов, в частности для малых перемещений, она может в явном виде служить составной частью процедуры синтеза.

**Постановка задачи.** В работе [3] в аналитической форме выполнен синтез системы третьего порядка для динамических режимов, в которых не достигается ни один из наперёд заданных уровней ограничения. При этом в качестве ограничений приняты максимумы, достигаемые каноническими координатами на временных диаграммах, имеющих форму криволинейных треугольников (рис.1, а). Выбор характерных точек переключения регуляторов в данной статье был выполнен из условия согласованной ра-



а) характерные точки каскада регуляторов    б) характерные точки единичного регулятора

Рисунок 1 – Траектории режима малых перемещений

боты трёх регуляторов каскада. Синтезированная при таком подходе система подчинённого регулирования в целом обеспечивает переключения управляющего воздей-

вия в соответствии с теоремой об N интервалах, однако для каждого отдельно взятого регулятора данное условие не соблюдается. Вместе с тем структура системы подчинённого регулирования является избыточной для отработки малых перемещений. Для реализации такого режима в соответствии с теоремой об N интервалах настройка на расчётную траекторию необходима только внешнему регулятору трёхконтурной системы. Задачей настоящей работы является развитие результатов работы [3] в направлении всеобъемлющей адаптации математического аппарата метода N-i переключений к форме траектории оптимального по быстродействию переходного процесса.

**Результаты работы.** Динамика позиционного электропривода описывается системой дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} p\varphi = \omega; p\omega = \varepsilon = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot (i - i_c) \\ p\varepsilon = a = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot \frac{u - R \cdot i - c \cdot \omega}{L} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где  $\varphi, \omega, \varepsilon, a$  – соответственно угловые положение, скорость, ускорение и рывок исполнительного вала;  $u$  – напряжение преобразователя;  $k_p, R, L, J, c = k\Phi$  – параметры электромеханической системы.

Релейная система управления позиционным электроприводом (1) с каскадно-подчиненным включением регуляторов реализует алгоритмы [3]:

$$\left. \begin{aligned} u_{R\varphi} = \omega^* = \omega_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\omega} = \varepsilon^* = \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\varepsilon} = u^* = U_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где символом \* отмечены заданные значения соответствующих переменных как входное, так и формируемые регуляторами.

Коэффициенты обратных связей контура регулирования положения

$$K_{\varphi\omega} = T_{sa}, \quad K_{\varphi\varepsilon} = \frac{T_{sa}^2}{2} - \frac{T_{sa}^2}{6} = \frac{T_{sa}^2}{3}, \quad (3)$$

синтезированные в статье [3] для случая выбора характерных точек переключения согласно рис.1, а), обеспечивают электроприводу оптимальное по быстродействию позиционирование и устойчивый скользящий режим регулятора положения  $R_\varphi$  при колебательном движении в малой окрестности точки равновесия. Недопустимость перерегулирований при позиционировании послужила предпосылкой для модификации метода N-i переключений [5], направленной на придание апериодического характера квазиустановившемуся движению ценой незначительного увеличения длительности переходного процесса.

Исчерпывающим решением задачи адаптации метода N-i переключений к настройке системы управления электроприводом на малые перемещения может стать прямое применение теоремы об N интервалах при выборе характерных точек переключения регулятора положения. Согласно данной теореме регулятор системы третьего порядка должен сформировать в оптимальном по быстродействию переходном процессе три интервала постоянства управляющего воздействия, что целиком согласуется с требованием выбора двух точек переключения в соответствии с методом N-i переключений

чений. Однако в отличие от характерных точек единичных переключений регуляторов  $R_\varphi$  и  $R_\omega$  каскада (2), обозначенных на рис.1, а) как  $X_{11}, X_{12}$  и  $X_{21}$  соответственно, изломы расчётных траекторий должны приходиться на моменты переключения регулятора  $R_\varphi$  в точках 1, 3, которые обозначены как характерные точки  $X_{11}, X_{12}$  на рис.1, б) и соответствуют моментам изменения знака расчётного рывка.

Процедура прогнозирования точек оптимальной по быстродействию переходной траектории в принятой системе обозначений изложена в публикациях [1-3, 5] и в настоящей работе может быть опущена из-за своей громоздкости. По результатам статьи [3] координаты точек расчётной траектории 1 и 3, принятых в качестве характерных для регулятора положения, выражаются через интервал  $T_{sa}$  следующим образом:

$$\Delta\varphi_{11} = \varphi^* - \varphi_1 = \varphi_4 - \varphi_1 = 2 \cdot a_{\max} \cdot T_{sa}^3 - a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6}, \quad \omega_{11} = \omega_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2}, \quad \varepsilon_{12} = a_{\max} \cdot T_{sa};$$

$$\Delta\varphi_{12} = \varphi^* - \varphi_3 = \varphi_4 - \varphi_3 = \varphi_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6}, \quad \omega_{12} = \omega_3 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2}, \quad \varepsilon_{12} = -a_{\max} \cdot T_{sa}.$$

Их подстановка в систему уравнений переключения

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_{11} - K_{\varphi\omega} \cdot \omega_{11} - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon_{11} &= 0 \\ \Delta\varphi_{12} - K_{\varphi\omega} \cdot \omega_{12} - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon_{12} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

позволяет методом N-i переключений определить искомые коэффициенты обратных связей регулятора положения. Опустив выкладки, аналогичные изложенным в статьях [1-3], приведём аналитические выражения коэффициентов, представленных как функции расчётной длительности интервалов постоянства управляющего воздействия  $T_{sa}$ :

$$K_{\varphi\omega} = 2T_{sa}, \quad K_{\varphi\varepsilon} = \frac{5}{6}T_{sa}^2, \quad (4)$$

где  $T_{sa}$  в свою очередь является функцией воспроизводимого углового перемещения  $\varphi^*$ :

$$T_{sa} = \sqrt[3]{\frac{|\varphi^*|}{2 \cdot a_{\max}}}. \quad (5)$$

Полученные настройки регулятора положения, реализующего все необходимые в оптимальном по быстродействию переходном процессе переключения управляющего воздействия, позволяют реализовать систему управления позиционным электроприводом как одноконтурную, исключив из алгоритма (2) внутренние контуры при отработке малых перемещений и реализовав управление по алгоритму

$$u_{pp} = u^* = U_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon). \quad (6)$$

Особо отметим, что реализация всех единичных переключений регулятором положения не противоречит сохранению в структуре системы управления внутренних контуров регулирования скорости и ускорения, на которые возлагается функция временного удержания изображающей точки системы в заданных границах области пространства состояний при ударном приложении возмущающих воздействий и разного рода аварийных режимах, таких как обрыв главной обратной связи и т.п. В штатных режимах работа  $R_\omega, R_\varepsilon$  каскада (2) сведётся к повторению переключений  $R_\varphi$  (рис.2)

с изменением масштаба его выходного сигнала с  $\omega_{\max}$  на  $u_{\max}$  в соответствии с системой уравнений (2). Для таких случаев настройка внутренних регуляторов каскада (2) осуществляется согласно работе [3]:

$$\varepsilon_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa}, \quad \omega_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa}^2, \quad K_{\omega\varepsilon} = \frac{T_{sa}}{2}. \quad (7)$$

Результаты моделирования переходных процессов в синтезированной системе управления третьего порядка представлены на рис.2. Сигналы регуляторов показаны в относительных единицах с кратными масштабами, визуально уменьшающими амплитуду сигнала по мере подчиненности регулятора. Диаграмма переключений релейных регуляторов демонстрирует синхронную работу каскада (2) при отработке «малого треугольника». Данный режим является частным случаем работы системы подчинённого регулирования, ориентированной на воспроизведение траекторий более общей формы. Характер переключений  $R_{\varphi}$  удовлетворяет требованиям теоремы об N интервалах, что свидетельствует об оптимальности синтезированной системы по быстродействию. Соответствие диаграмм переходных процессов, приведенных на рис.2, их расчётному виду, приведенному на рис.1, б), свидетельствует о корректности аналитических результатов работы.

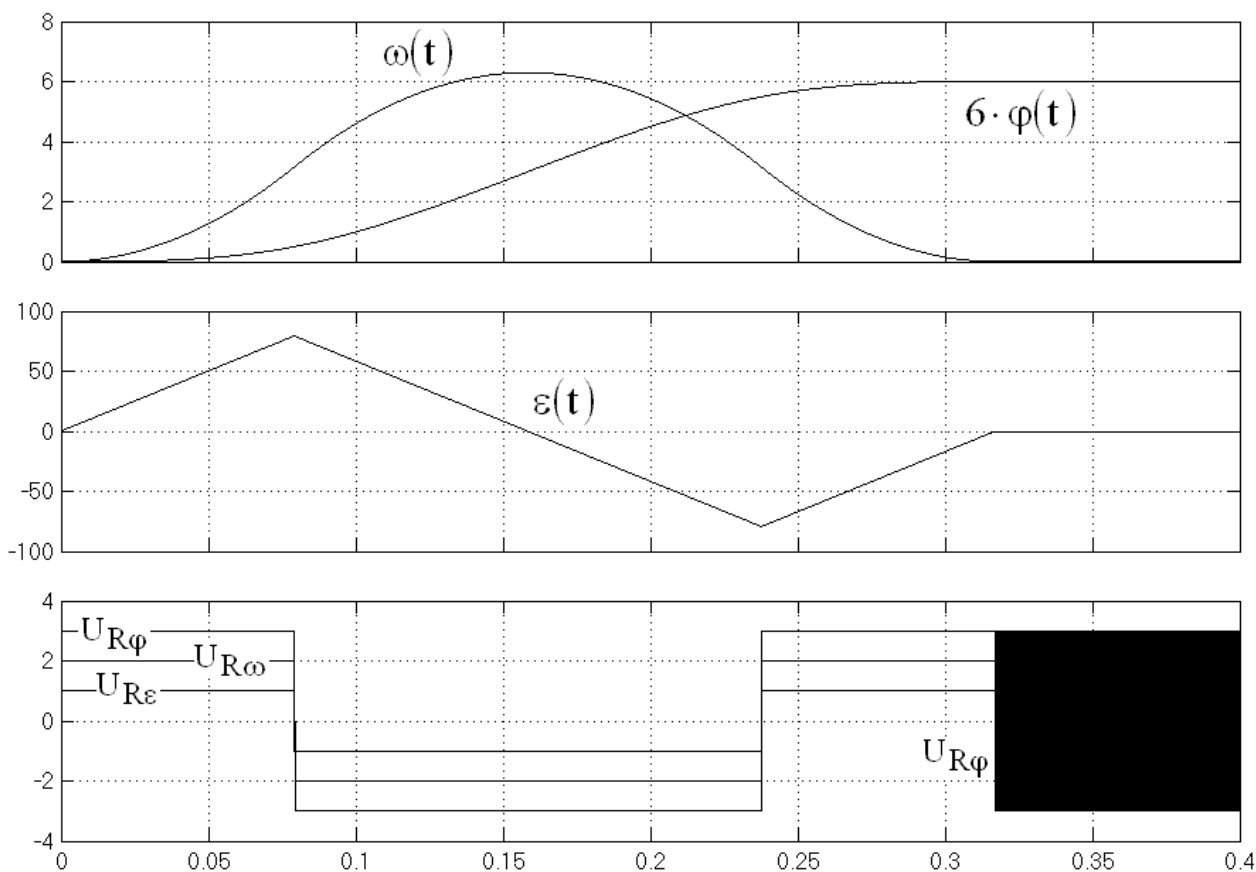


Рисунок 2 – Переходные процессы в синтезированной системе

Возможность однозначного выражения коэффициентов обратных связей контура регулирования положения, настроенного на оптимальную по быстродействию отработку малых перемещений, через величину  $T_{sa}$  и расчётное ограничение рывка  $a_{\max}$  позволяет аналитически выполнить оценку устойчивости скользящего режима  $R_{\varphi}$ .

Характеристическое уравнение регулятора положения с параметрами (4)

$$\frac{5}{6} T_{sa}^2 \cdot p^2 + 2T_{sa} \cdot p + 1 = 0$$

всегда имеет отрицательные действительные корни

$$p_{1,2} = -\frac{1}{5T_{sa}}(6 \pm \sqrt{6}). \quad (8)$$

Данное обстоятельство весьма существенно для позиционных электроприводов, поскольку придаёт апериодический характер движению системы управления как при больших отклонениях от заданного состояния, так и в малой окрестности точки равновесия.

Окончательно предлагаемый алгоритм настройки релейной системы регулирования положения на осуществление малого перемещения произвольной величины принимает следующий вид. Для структуры с единичным регулятором (6) настройка сводится к выполнению последовательности вычислений по формулам (5), (4), а для полного каскада (2) – к последовательности формул (5), (4), (7). В обоих случаях оптимальная переходная траектория и корни (8) в явном виде не рассчитываются.

**Выводы.** Непосредственное применение теоремы об N интервалах в составе оригинальной процедуры определения параметров методом N-i переключений обеспечивает позиционному электроприводу предельное быстродействие в процессе отработки малых перемещений и апериодический характер движения в скользящем режиме. Результаты данной работы, полученные для системы управления позиционным электроприводом, замкнутой по вектору канонических координат, могут быть распространены на все синтезированные данным методом системы третьего порядка, замкнутые по старшим производным выходной величины.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод», выпуск 45 "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков. – 2005. – С.71-73.
2. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию режимов средних перемещений позиционных релейных СУЭП методом N-i переключений / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). Тематический выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2007. – С.420-422.
3. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию методом N-i переключений режимов малых перемещений позиционного электропривода / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник КГПУ. – Кременчуг. – 2007. – Выпуск 3/2007 (44). – С.15-17.
4. Фельдбаум А.А. Основы теории оптимальных автоматических систем / Фельдбаум А.А. – М.: Наука, 1966. – 624с.
5. Дерез А.Л. Синтез квазиоптимальной по быстродействию позиционной релейной СУЭП с апериодическим вхождением в скользящий режим / Дерез А.Л. // Научные труды Донецкого технического университета. Серия „Электротехника и энергетика”. – Донецк: ДонГУ. – 2007. – Выпуск 7 (128). – С.72-75.

Поступила в редколлегию 27.06.2013.

Дніпродзержинський державний технічний університет

## ВИЗНАЧЕННЯ ФОРМИ ЗОВНІШНЬОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ПРИСТРОЮ З ПОЗДОВЖНЬОЮ ЄМНІСНОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ

**Вступ.** Підтримання напруги на виводах електроприймачів в трифазних системах синусоїдного змінного струму, особливо при значних і різких коливаннях споживаних електроприймачами струмів, становить одну з найскладніших проблем сучасної електроенергетики. Одним зі способів розв'язання цієї проблеми є використання установок з поздовжньою ємнісною компенсацією втрати напруги, зокрема трансформаторних пристроїв з фольговими обмотками [1].

**Постановка задачі.** В цій роботі проведено дослідження залежності параметрів короткого замикання трансформаторного пристрою з поздовжньою ємнісною компенсацією (трансиконда) від обмежень щодо найбільшої і найменшої напруг на виводах його вторинної обмотки при заданих параметрах електроприймача, зокрема асинхронного електродвигуна.

**Результати роботи.** Особливістю будови трансформаторного пристрою є наявність додаткової (проміжної) обмотки, яка утворює розподілену послідовну ємність з первинною обмоткою. Внаслідок цього реактивна складова напруги короткого замикання трансформаторного пристрою має ємнісний характер, що спричиняє зростання напруги його вторинної обмотки при її навантаженні струмом активно-індуктивного характеру. Це зростання відбувається майже синхронно зі зростанням струму навантаження.

Детальні дослідження [2] показують, що розподілену ємність, яку утворюють первинна і проміжна обмотки, при розрахунках сталих режимів трансформаторного пристрою можна замінити еквівалентною зосередженою. Тобто, розглядати цей пристрій як установку з поздовжньою ємнісною компенсацією (УПК), що складається з трифазного трансформатора і конденсаторів, приєднаних послідовно фазам його первинної обмотки.

Нехтуючи струмом неробочого ходу трансформатора, можна записати для кожної фази УПК:

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}'_2 - R_K \cdot \dot{I}'_2 - jX_K \cdot \dot{I}'_2, \quad (1)$$

де  $\dot{U}_1$  – комплекс первинної напруги УПК;

$\dot{U}'_2$  – комплекс напруги вторинної обмотки трансформатора УПК, зведений до кількості витків його первинної обмотки;

$\dot{I}'_2$  – комплекс сили струму вторинної обмотки трансформатора УПК, зведений до кількості витків його первинної обмотки;

$R_K, X_K$  – активна та реактивна складові опору короткого замикання УПК:

$$R_K = R_{KC} + R_{КТ}, \quad (2)$$

$$X_K = X_{КТ} - X_{KC}, \quad (3)$$

де  $X_{KC}, R_{KC}$  – еквівалентні реактивна та активна складові опору розподіленої ємності трансиконда відповідно;

$R_{КТ}, X_{КТ}$  – відповідно активна та реактивна складові опору короткого замикання трансформатора УПК.

Для компенсації втрати напруги необхідно, щоби

$$X_K < 0. \quad (4)$$

Співвідношенню (1) з урахуванням (4) відповідає векторна діаграма (рис. 1).

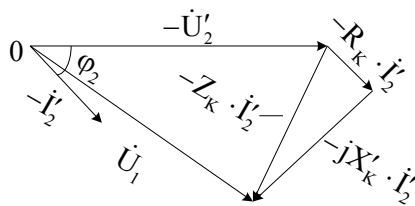


Рисунок 1 – Векторна діаграма трансіконда

Сили струму  $I_2'$  доцільно брати у відносних одиницях пропорційною номінальній силі струму УПК:

$$\frac{I_2'}{I_{2H}} = \frac{I_2}{I_{2H}} = K_{\text{НВ}}, \quad (5)$$

де  $K_{\text{НВ}}$  – коефіцієнт навантаження УПК;  
 $I_{2H}$  – номінальна сила струму вторинної обмотки трансіконда.

Аналізуючи технічні вимоги щодо рівнів напруг, які подаються на виводи споживачів, визначаємо максимально допустиму напругу на виводах вторинної обмотки трансіконда  $U_{2\text{max}}$  та мінімально допустиму напругу на тих самих виводах  $U_{2\text{min}}$ . Ці величини визначають допустиму величину найбільшої вторинної напруги:

$$u_{2\text{доп}} = \frac{U_{2\text{max}}}{U_{2\text{min}}}. \quad (6)$$

Якщо перевищення  $U_2 > U_{2\text{max}}$  недопустиме навіть короткочасно, то беремо максимальну відносну величину вторинної напруги

$$u_{2\text{max}} = u_{2\text{доп}}, \quad (7)$$

тоді кут зсуву фаз поміж напругою та струмом короткого замикання трансіконда можна визначити, використовуючи результати роботи [2], співвідношенням

$$\varphi_K = \varphi_2 + \arcsin \frac{1}{u_{2\text{max}}} - \pi, \quad (8)$$

де  $\varphi_2$  – кут зсуву фаз між струмом та напругою навантаження трансіконда.

Напруга на виводах вторинної обмотки (фазна трансіконда, зведена до кількості витків його первинної обмотки і віднесена до фазної напруги первинної обмотки) при заданій величині коефіцієнта навантаження  $K_{\text{НВ}}$  може бути визначена співвідношенням [2]

$$u_2 = -K_{\text{НВ}} \cdot u_k \cdot \cos(\varphi_2 - \varphi_k) + \sqrt{1 - [K_{\text{НВ}} \cdot u_k \cdot \sin(\varphi_2 - \varphi_k)]^2}, \quad (9)$$

де  $u_k$  – напруга короткого замикання трансіконда у відносних одиницях,

$$u_k = \frac{U_{\text{КН}}}{U_{1H}}; \quad (10)$$

де  $U_{\text{КН}}$  – напруга короткого замикання при  $I_{1K}=I_{1H}$ .

Після нескладних перетворень виразу (9) отримаємо:

$$K_{\text{НВ}} \cdot u_k = -u_2 \cdot \cos(\varphi_2 - \varphi_k) + \sqrt{1 - u_2^2 \cdot \sin^2(\varphi_2 - \varphi_k)}. \quad (11)$$

Співвідношення (11) дає два значення  $K_{\text{НВ}} \cdot u_k$ . Для стабілізації напруги електроприймачів більш прийнятним є трансіконд з параметрами, що відповідають більшій з двох величин добутку  $K_{\text{НВ}} \cdot u_2$ , оскільки він має зовнішню характеристику (крива 2 на

рис.2) з максимумом при  $K_{\text{нв}} > 1$ . У іншому разі маємо цю характеристику з максимумом при  $K_{\text{нв}} < 1$  (крива 1 на рис.2).

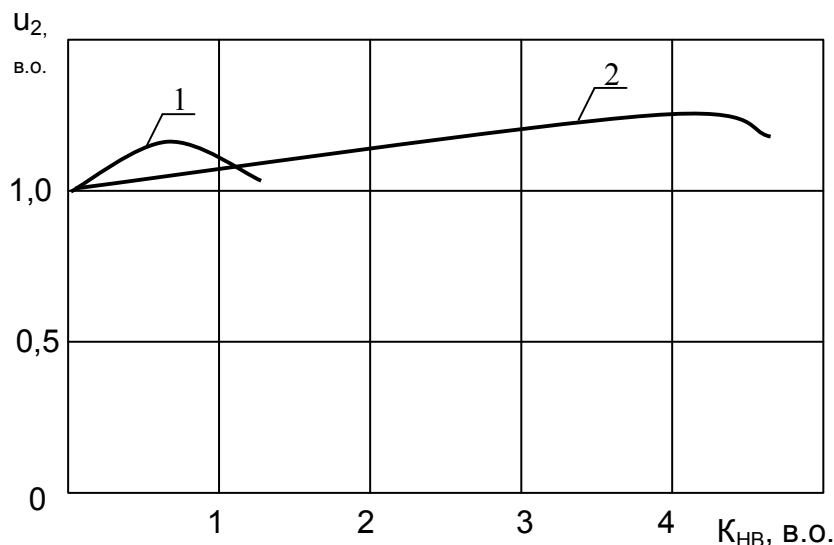


Рисунок 2 – Зовнішні характеристики трансиконда при двох величинах добутку  $K_{\text{нв}} \cdot u_2$

За величиною  $K_{\text{нв}} \cdot u_k$  та величиною  $K_{\text{нв}}$ , для якої задано величину  $u_2$ , визначаємо  $u_k$ , що забезпечує проходження зовнішньої характеристики через точку  $(K_{\text{нв}}, u_2)$ , точку неробочого ходу  $(0, u_{20})$  і точку  $(K_{\text{нвmax}}, u_{2\text{max}})$ , де

$$K_{\text{нвmax}} = \frac{\cos(\varphi_2 - \varphi_k)}{u_k \cdot \sin(\varphi_2 - \varphi_k)} \quad (12)$$

Лабораторні дослідження, проведені на макетному зразку трансиконда при його навантаженні асинхронними електродвигунами співставної номінальної потужності, показали задовільний збіг (в межах 2%) розрахункових і експериментальних точок зовнішніх характеристик трансиконда.

**Висновок.** Таким чином, особливістю зовнішньої характеристики трансиконда може бути понижена, у порівнянні зі звичайним трансформатором, напруга на виводах вторинної обмотки в режимі неробочого ходу. При потребі якнайширших меж зміни напруги на виводах вторинної обмотки зі зміною навантаження слід в режимі неробочого ходу вторинну напругу брати такою, що дорівнює мінімально допустимій для електроприймачів.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Некоторые особенности конструкции обмоток шахтных трансикондов / И.К.Коваль, В.Г.Клюшник, В.Н.Колчак [и др.] // Горная электромеханика и автоматика: сборник. – Киев. – 1979. – Вып. 35. – С.35-39.
2. Коваль И.К. Исследование и разработка рудничного трансформаторного устройства для регулирования напряжения в участковых сетях: дисс. ... канд. техн. наук: 03.05.69 / Коваль И.К. – Днепропетровск, 1978. –212с.

Надійшла до редколегії 01.07.2013.



Дніпродзержинський державний технічний університет

### ГРАФОАНАЛІТИЧНИЙ МЕТОД ПОБУДОВИ МЕХАНІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГУНА СПЕЦІАЛЬНОЇ КОНСТРУКЦІЇ

**Вступ.** Автоматизовані системи керування швидкістю асинхронного двигуна (АД) доцільніше за все реалізовувати за системою регулятор напруги – АД зі спеціальними роторами. Спеціальні ротори для АД з фазною обмоткою включають у свій склад індукційні пускові реостати або індукційні опори (ІО). Вони являють собою котушки індуктивності, які повністю знаходяться в масивному феромагнітному середовищі. Еквівалентні параметри ІО  $R_{i0}$  та  $X_{i0}$  визначаються явищами гістерезису та струмами Фуко. Таким чином, параметри обмотки ротора залежать як від частоти, так і величини струму ротора.

**Постановка задачі.** Методики розрахунку механічних характеристик АД як розімкнутої системи, так і замкнутої практично не досить досліджені і не доведені до інженерних задач. Тому постає задача розробки методики, яка дає можливість врахувати нелінійності роторних параметрів при регулюванні напруги статора АД.

**Результати роботи.** Об'єктом дослідження виступають АД з фазним ротором і індукційними опорами (ІО) в колах роторних обмоток [1]. ІО дають можливість ліквідувати критичну точку механічної характеристики без значного зменшення перевантажувальної спроможності, а також підвищити пусковий момент до рівня максимального при значному зменшенні пускового струму. Крім того суттєво розширюється діапазон регулювання швидкості до 1:15 від основної, що дуже важливо, наприклад, для кранових механізмів [2]. Двигун живиться від тиристорного регулятора напруги (ТРН) з системою зворотного зв'язку за швидкістю.

Механічні характеристики замкнутої системи регулювання швидкості з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю простіше за все можна побудувати графоаналітичним шляхом, використовуючи теоретично побудовані характеристики розімкнутої системи [3].

Розрахунок статичних режимів АД з ІО в фазах ротора можливо виконувати за методикою, викладено в [4] з урахуванням нелінійних залежностей для ІО. Однією із найбільш простих є методика, що базується на еквівалентній заступній схемі (класичний метод). Схема заміщення АД з ІО в цьому випадку має вигляд, представлений на рис.1.

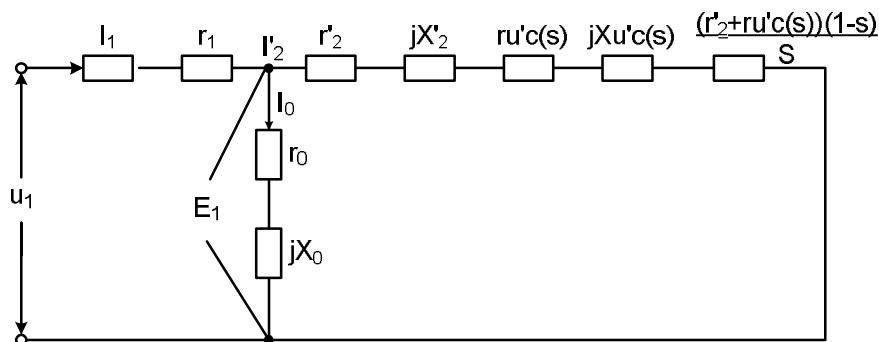


Рисунок 1 – Схема заміщення асинхронного двигуна з індукційним опором в колі ротора

Відомо що характеристики АД  $\omega(M)$  в системі зі зворотним зв'язком мають високу жорсткість і практично лінійні в діапазоні робочих навантажень від  $M_0$  до  $M_{ном}$ .

Це означає, що для їх побудови досить мати дві характеристики  $\omega(M)$  розімкненої системи.

Однією з них може бути природна характеристика (для кута керування тиристорного (або транзисторного) регулятора напруги  $\alpha \leq \alpha_{зр.} - \varphi_e$ , або  $\alpha = 0$ ;  $U = U_{ном}$ ).

Така характеристика будується за наступним виразом [4]:

$$M = \frac{pm_I U_{ном}^2}{\omega_c i_s^*} \cdot \left\{ (1+c_1)^2 R_1^2 + \left[ (1+c_2) \left( x_2' + \frac{x_{ion}'}{\sqrt{3}} \right) + x_1 \right]^2 \frac{S'}{R_2' + R_{ion}'\sqrt{S}} \right\} + \left\{ (1+c_1)^2 + c_1^2 \frac{R_1^2}{x_1^2} \right\} \frac{R_2' + R_{ion}'\sqrt{S}}{S} + R_1$$

Активні і індуктивні опори є параметрами заступної схеми (рис.1):

$$\omega_c = 2\pi f_c; \quad c_1 = \frac{x_1}{x_m}; \quad c_2 = \frac{x_2' + x_{ion}'/\sqrt{S}}{x_m};$$

$i_s^*$  – відносний струм статора.

Значення струму  $i_s^*$  знаходимо з універсальних кривих  $i_s^* = f(\alpha; \tan \varphi_e)$  для заданих кутів  $\alpha$  від 0 до  $135^\circ$  і поточних значеннях  $\tan \varphi_e(S)$ . Криву  $\tan \varphi_e(S)$  будемо на підставі еквівалентної схеми заміщення за наступним виразом:

$$\tan \varphi_e = \frac{x_e}{R_e} = \frac{x_1 \left[ c_2^2 + (1+c_2)^2 \tan^2 \varphi_2 S^2 \right] + \left( x_2' + x_{ion}'/\sqrt{S} \right) \left[ c_2 + (1+c_2)^2 \tan^2 \varphi_2 S^2 \right]}{R_1 \left[ c_2^2 + (1+c_2)^2 \tan^2 \varphi_2 S^2 \right] + \left( R_2' + R_{ion}'\sqrt{S} \right) \tan^2 \varphi_2 S^2}$$

Тут  $\tan^2 \varphi_2 = \frac{x_2' + x_{ion}'/\sqrt{S}}{R_2' + R_{ion}'\sqrt{S}}$ , а  $x_{ion}'$  та  $R_{ion}'$  – зведені параметри ІО для  $S = 1$ ,

тобто при  $f_2 = f_c = 50$  Гц  $U = U_{ном}$ . Параметри ІО розраховуються за наступними виразами:

$$R_{ion} = 6,21 \cdot 10^{-4} \frac{U_\mu}{I_\mu} \cdot W_{io}^{1,57} \frac{\sqrt{S}}{I_{ion}^{0,43}};$$

$$x_{ion} = 3,8 \cdot 10^{-4} \frac{U_\mu}{I_\mu} \cdot W_{io}^{1,57} \frac{\sqrt{S}}{I_{io}^{0,43}},$$

де  $I_{io}$  – струм обмотки ротора реальний пусковий, який задається роботою механізму в межах  $(1,8 \dots 2,2) I_{2H}$ .

Зведені параметри схеми  $R_{ion}' = R_{ion} K^2$ ;  $x_{ion}' = x_{ion} K^2$ , де  $K = \frac{K_{W1} W_1}{K_{W2} W_2}$  – кое-

фіцієнт зведення.

Геометричні розміри ІО  $U_{\mu}$  – середня довжина витка котушки ІО, а  $I_{\mu}$  – довжина магнітної силової лінії по поверхні сталі, що прилягає до котушки.

Рис.2 показує розрахункові механічні характеристики в координатах  $M(S)$  для двох значень кута регулювання ТРН:  $\alpha = 0 (i_S^* = 1)$  – природна механічна характеристика та  $\alpha = 75^{\circ}$  – регулювальна характеристика.

На рис.2 наведена і графічна побудова механічних характеристик замкнутої системи.

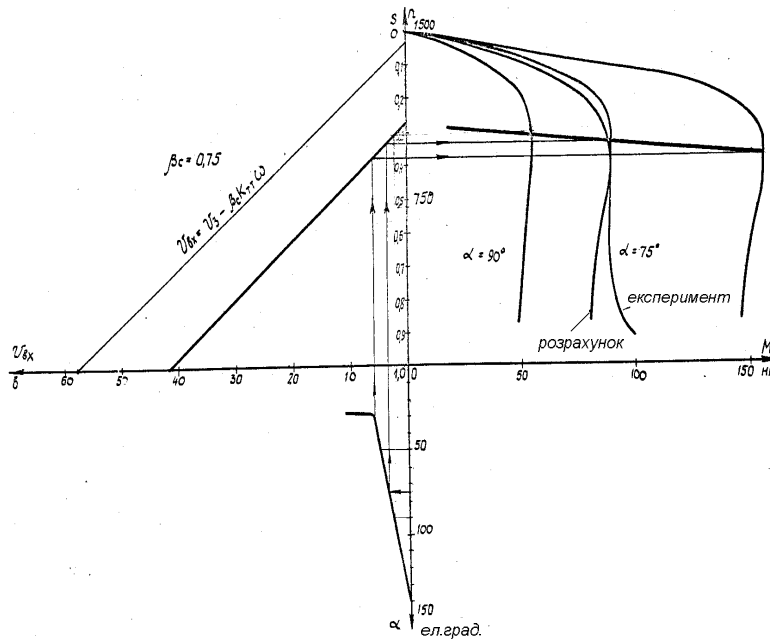


Рисунок 2 – Графічна побудова механічних характеристик замкнутої системи

Для цього в першому квадранті осей  $\omega$  та  $M$  побудовані залежності  $M(S)$ . В другому – розташовують характеристики контуру зворотного зв'язку:

$$U_{ex} = U_3 - U_{33} = U_3 - \beta_3 x_{22} \omega .$$

Тут  $U_{33}$  – напруга зворотного зв'язку.

Ці залежності  $U_{ex}(\omega)$  для різних значень напруги завдання  $U_3$  будують за двома типами:

- для  $\omega = 0$  та  $U_{ex} = U_3$ , а також
- для  $\omega = \omega_c$  та  $U_{ex} = 0$ , тобто  $U_3 = \beta_3 x_{22} \omega$ .

В третьому квадранті знаходиться залежність кута  $\alpha$  від величини вхідного сигналу  $U_{ex}$  блоків керування ТРН, яка будується за паспортними даними регулятора напруги.

Порядок знаходження точок механічної системи для конкретних значень кута  $\alpha$  видно із рис.2.

З метою підтвердження описаної методики експериментальним шляхом була створена практична дослідна установка замкнутої системи електропривода, яка складається з наступних елементів:

- 1) тиристорний регулятор напруги, виготовлений зі стандартних промислових блоків типу РНТО-190-63;

2) експериментальний зразок АД з індукційними опорами на базі промислового двигуна типу ВАОИ-71-4;

3) тахогенератор постійного струму ЕТ-4;

4) амперметри, вольтметри та ватметри класу 0,5 для вимірювання фазних величин АД.

Як показали експериментальні дослідження механічних характеристик розімкненої системи регулювання напруги живлення, їх похибка від реальних не перевищує 15% в зоні, близькій до критичного ковзання.

Механічні ж характеристики замкненої за швидкістю системи, побудовані згідно з розробленим способом, практично мають точність порядку 1-2%, тобто відрізняються від експериментальних не більше, ніж на 5-8 об/хв.

**Висновки.** Запропонована методика побудови механічних характеристик замкненої автоматичної системи привода з регулятором ТРН може бути використана при виконанні інженерних розрахунків електропривода. Крім того, вона може бути корисною для студентів ВНЗ, які виконують дипломні і курсові проекти з означеної тематики.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Розов Ю.М. Новый тип ротора для асинхронного электропривода в схеме дроссельного регулирования / Розов Ю.М. // Энергетика и электротехническая промышленность. – ИТИ, УССР. – 1970. – №4. – С.6-9.
2. Власов В.Г. Регулируемый электропривод ВАПИ / В.Г.Власов // Механизация и автоматизация производства. – 1967. – №3. – С.5-9.
3. Булгаков А.А. Основы динамики управляемых вентильных систем / Булгаков А.А. – М.: Изд. АН СССР. – 1955. – 256с.
4. Войтех А.А. Исследование асинхронных двигателей с переменным составом гармоник поля / Войтех А.А., Сторожко С.П. – К.: ИЭД АН УССР, 1974. – 65с.

*Надійшла до редколегії 30.06.2013.*

УДК 621.313.322

СТОРОЖКО С.П., к.т.н., доцент  
ДЕНИСЕНКО Є.І., студент

Дніпродзержинський державний технічний університет

### МОДЕЛЮВАННЯ ЧАСТОТНОГО ПУСКУ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

**Вступ.** Асинхронні двигуни (АД) найкраще регулюються частотними перетворювачами напруги живлення з метою одержання максимального діапазону зміни швидкості до 1:15. Частотне керування швидкістю обертання ротора АД передбачає також режим частотного пуску.

З метою оптимізації режиму (мінімальний період пуску, ліквідація коливань електромагнітного моменту та ін.) виникає необхідність обмежити час пуску. В сучасних частотних електроприводах формування необхідного перехідного процесу реалізують за допомогою відповідної математичної моделі в синхронних координатах [1]. Ця модель закладена в систему векторного керування швидкістю АД і є досить складною для інженерних розрахунків.

**Постановка задачі.** Задачею даної роботи є зменшення коливань моменту і швидкості в перехідних режимах під час частотного пуску двигуна.

**Результати роботи.** Найбільш простою для моделювання частотного пуску АД слід вважати координатну систему  $\alpha, \beta, \gamma$ , тому що вона записується в нерухомих осях АД ( $\alpha, \beta$ ), що характерно, струм еквівалентної фази  $i_\alpha$  дорівнює струмові реальної фази  $i_A$ .

Аналітично математична модель АД в системі координат  $\alpha, \beta$  записується наступним чином [2]:

$$\frac{d\psi_{\alpha 1}}{dt} = U_\alpha - \omega_0 \cdot \alpha'_s \cdot \psi_{\alpha 1} + \omega_0 \cdot \alpha'_s \cdot K_r \psi_{\alpha 1}; \quad (1)$$

$$\frac{d\psi_{\beta 1}}{dt} = U_{\beta 1} - \omega_0 \cdot \alpha'_s \cdot \psi_{\beta 2} + \omega_0 \cdot \alpha'_s \cdot K_r \psi_{\beta 2}; \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_{\alpha 2}}{dt} = 0 - \omega_0 \cdot \alpha'_r \cdot \psi_{\alpha 2} + \omega_0 \cdot \alpha'_r \cdot K_s \psi_{\alpha 1} - \psi_{\beta 2}; \quad (3)$$

$$\frac{d\psi_{\beta 2}}{dt} = 0 - \omega_0 \cdot \alpha'_r \cdot \psi_{\beta 2} + \omega_0 \cdot \alpha'_r \cdot K_s \psi_{\beta 1} + \omega \psi_{\alpha 2}; \quad (4)$$

$$M = \frac{3}{2} p \omega_0 \frac{K_r}{\delta X_s} (\psi_{\alpha 2} \cdot \psi_{\beta 1} - \psi_{\beta 2} \cdot \psi_{\alpha 1}); \quad (5)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J_\Sigma} (M - M_{CT}), \quad (6)$$

де  $\psi_{\alpha 1,2}, \psi_{\beta 1,2}$  – потокозчеплення фаз статора  $\alpha, \beta$ , індекси 1, 2 означають статор, ротор.

Напруги живлення фаз моделі  $\alpha$  та  $\beta$  записуються так:

$$U_\alpha = v_m \cdot \cos \omega_0 t; \quad U_\beta = v_m \cdot \sin \omega_0 t \quad [2],$$

тут  $\omega_0$  – кутова частота мережі,  $\omega_0 = 314 \text{ c}^{-1}$ ;

$\alpha'_s$  ( $\alpha'_r$ ) – коефіцієнт затухання статора (ротора);

$p$  – кількість пар полюсів.

Коефіцієнти  $K_r = \frac{X_m}{X_2 + X_\mu}$ ;  $K_s = \frac{X_\mu}{X_1 + X_\mu}$  – визначаються параметрами за-

ступної схеми АД.

Коефіцієнти перед функціями ( $\psi_\alpha, \psi_\beta$ ) не залежать від частоти мережі живлення. Простий аналіз показує, що, наприклад, [2]:

$$\alpha'_s K_r \omega_0 = \omega_0 \frac{\alpha_s}{\delta} \cdot \frac{X_m}{X_r} = \omega_0 \frac{R_l}{X_2} \cdot \frac{X_m}{X_r \cdot \delta} = \frac{\omega_0 R_l}{\omega_0 L_s} \cdot \frac{\omega_0 L_m}{\omega_0 L_r \left( 1 - \frac{X_m^2}{X_s \cdot X_r} \right)} = const,$$

тут  $L_s$  ( $L_r$ ) – повні індуктивності статора (ротора).

Це означає, що коефіцієнти диференційних рівнянь не залежать від вибору координатної системи.

Не залежним від частоти мережі буде також і коефіцієнт в рівнянні (5).

Таким чином структурна схема в програмі SIMULINK комплексу MATLAB буде незмінною для вирішення, якщо амплітуда напруги мережі  $U_m$  та кутова частота  $\omega_0$  взаємодіють пропорційно згідно з законом Костенко М.П.:  $\frac{U_m}{F} = const$ .

На рис.1 наведено структуру АД, яка може бути використана для будь-якого режиму живлення АД (від мережі або від перетворювача).

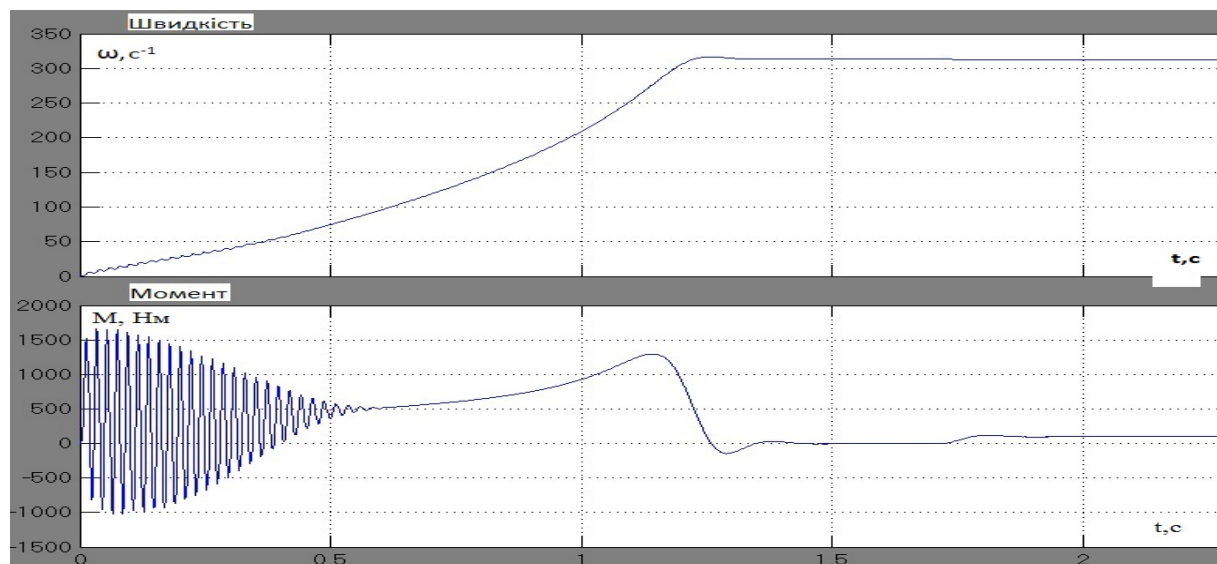


Рисунок 1 – Прямий пуск

Особливість цієї структурної схеми в формуванні напруг живлення фаз  $U\alpha_1$ ;  $U\beta_1$ . Вона включає одиничний задатчик інтенсивності частоти пуску, інтегратор  $\frac{1}{S}$ , два блоки перемноження та максимальні значення  $U_m\omega_0$ .

Практичне моделювання виконується для АД серії 4А, для якого паспортні дані мають значення:  $U_1 = \frac{380}{220}$ ;  $P_n = 45$  кВт;  $\eta_n = 0,92$ ;  $\cos\varphi_n = 0,9$ ; тип 4А200L4У3. Параметри Г-подібної схеми (у.в.о):  $X_\mu = 4,6$ ;  $R'_1 = 0,039$ ;  $X'_1 = 0,087$ ;  $R''_1 = 0,017$ ;  $X''_1 = 0,14$ ;  $S_n = 0,016$ . На підставі цих даних були розраховані відповідні коефіцієнти диференціальних рівнянь, які записані в структурну схему моделі (рис.2).

Наведена структурна схема має універсальний характер, тобто дає можливість промоделювати прямий пуск АД від мережі, частотний пуск інтенсивного розгону АД при параболічному зростанні  $\frac{U}{F}(t)$ , лінійний закон зміни напруги і частоти (пом'якшений пуск).

Прямий пуск реалізується тоді, коли задатчик інтенсивності видає максимум сигналу (одиниця) при  $t = 0$ .

Наявність інтегратора в структурі  $\frac{1}{S}$  дає можливість прискорити режим пуску використанням параболічного закону зміни вхідної напруги і частоти.

Без інтегратора має місце лінійний закон зміни цих величин.

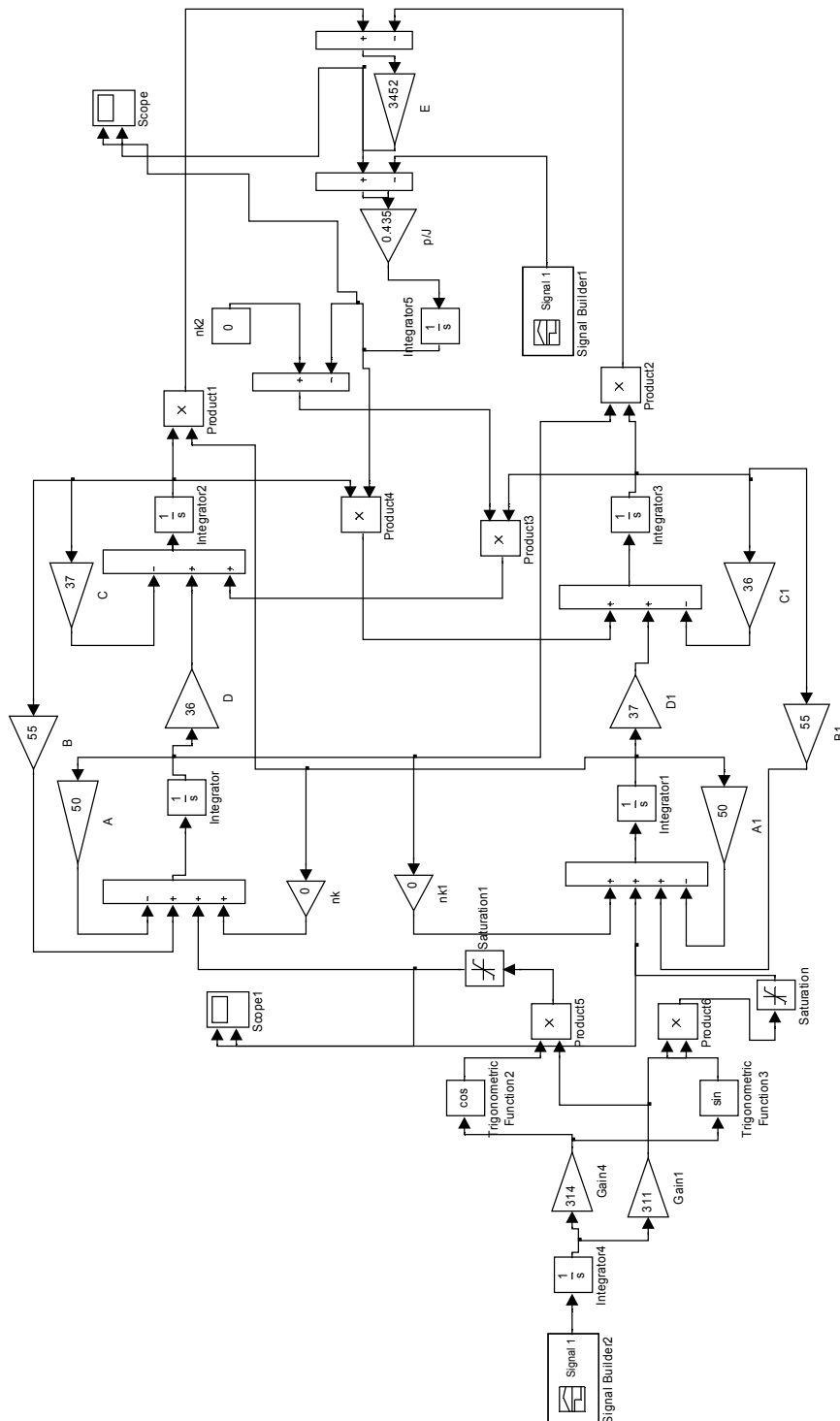


Рисунок 2 – Структурна схема

**Висновки.** Як видно з рис.2, модель з інтегратором дає можливість виконати пуск без ривка, плавно з підвищеним прискоренням по мірі розгону. Для АД з малим моментом інерції можливе перевищення швидкості в кінці пуску вище синхронної і два-три напівколивання моменту перед усталеним режимом (ідеалізований пуск  $M_{ст} = 0$ ) (рис.1).

Необхідний час для задатчика інтенсивності можна знайти, промодельовавши прямий пуск АД. З графіка (рис.3) видно амплітуди і час коливальності перехідного

моменту. Ця величина (або більша, якщо є технологічна потреба) вибирається в якості періоду лінійної частини задатчика.

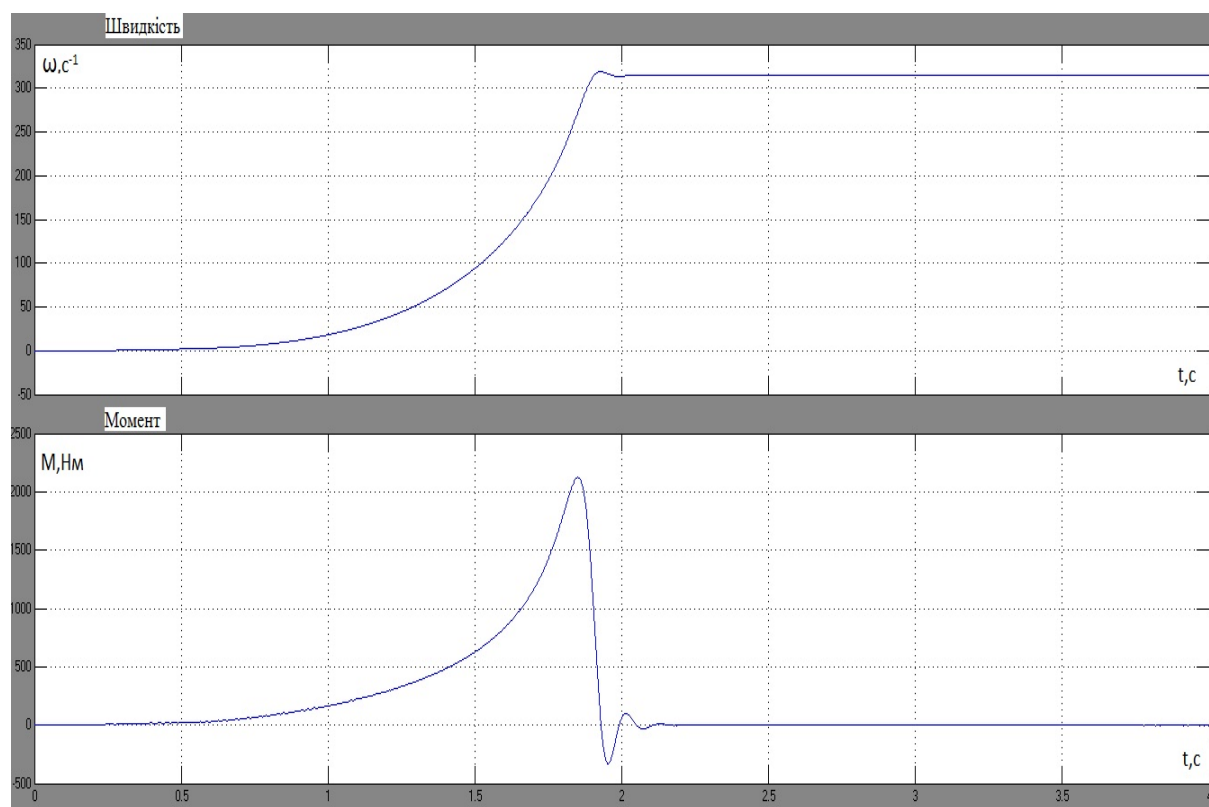


Рисунок 3 – Частотний пуск АД

Характерна особливість схеми-структури в тім, що з метою обмеження амплітуди і напруги живлення вводяться нелінійні симетричні ланки типу «насичення». Ця процедура необхідна при застосовуванні інтегратора  $\frac{1}{S}$  в схемі.

Основний висновок полягає в тім, що за допомогою наведеної структури можливе формування будь-якого перехідного режиму безударного пуску АД.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов / Копылов И.П. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2001. – 327с.
2. Уэйд С. Моделирование и имитация асинхронной машины векторного управления / Уэйд С., Дюниган М.В., Уильямс Б.В. – Силовая электроника. – 1997. – Vol. 12, № 3. – С.495-505.

Надійшла до редколегії 30.05.2013.