

**Висновки.** Розрахунками залежності доведено, що вмикання в контур збудження ємнісного накопичувача енергії призводить до зростання швидкодії режимів стабілізації вихідної напруги в три рази.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Семенюк М.Б. Генераторна установка з фазовим компаундуванням / М.Б.Семенюк // Енергетика та системи керування ЕРЕКС-2010: міжнар. наук.-техн. конф., 25-27 листопада 2010 р.: зб. Матеріалів. – Л., 2010. – С.36-37.
2. Соловьев И.И. Автоматические регуляторы синхронных генераторов / И.И.Соловьев, Н.И.Овчаренко. – М.: Энергоиздат, 1981. – 248с.
3. Хоменко В.І. Динаміка режиму стабілізації вихідної напруги автономної генеруючої установки при вмиканні навантаження / В.І.Хоменко, В.Б.Нізімов, С.В.Количев // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Тематичний випуск. Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – Одеса: ОНПУ. – 2011. – С.296-297.
4. Хоменко В.І. Дослідження автономної генеруючої установки формуючого джерела електроенергії / В.І.Хоменко, В.Б.Нізімов // Енергетика та енергоресурсозбереження. – Кременчук: КДПУ. – 2010. – №3. – С.117-119.

*Надійшла до редколегії 20.03.2012.*

УДК 62-52

САДОВОЙ О.В., д.т.н., професор  
ШЕРЕМЕТ О.І.\*, к.т.н., доцент

Дніпродзержинський державний технічний університет  
\*Донбаська державна машинобудівна академія

### МЕТОД СИНТЕЗУ ЗАМКНЕНИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА

**Вступ.** Найбільш розповсюдженим принципом керування є принцип керування за відхиленням, в якому регулятори на вхід приймають сигнал розузгодження між завданням та сигналом зворотного зв'язку, що знімається з відповідних датчиків.

Замкнені системи автоматичного регулювання координат на сьогодні є найпоширенішим видом систем автоматичного керування електроприводами. Регульованим параметром є той, що визначає мету автоматичного регулювання. В системі стабілізації швидкості таким параметром є швидкість, в системах позиціонування – кутові або лінійні переміщення тощо.

Використаємо замкнену систему автоматичного регулювання в якості основи для застосування узагальненого методу синтезу на базі дискретного часового еквалайзера. При цьому під дискретним часовим еквалайзером будемо розуміти дискретний регулятор, який виконує налаштування системи на бажану дискретизовану в часі перехідну функцію, рівні якої доступні для завдання у вигляді чисельного масиву даних.

Структурна схема типової системи автоматичного регулювання наведена на рис.1, де позначено:  $W_{p1}(p)$  – регулятор,  $W_{o1}(p)$  – об'єкт регулювання,  $k_{зв.31}$  – коефіцієнт зворотного зв'язку,  $x_{31}$  – сигнал завдання, що поступає зовні,  $x_1$  – сигнал на виході замкненої системи (вихідна координата),  $x_{зв.31}$  – сигнал зворотного зв'язку.

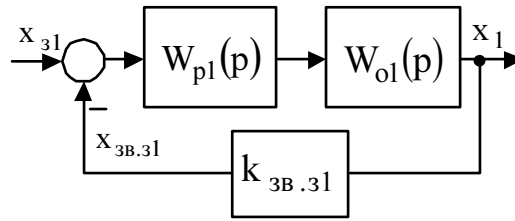


Рисунок 1 – Структурна схема типової замкненої системи автоматичного регулювання

**Постановка задачі.** Розглянемо послідовність синтезу регулятора для замкненої системи автоматичного регулювання. Синтезований дискретний регулятор (часовий еквалайзер) повинен виконувати налаштування на деяку бажану дискретизовану перехідну функцію, яку будемо задавати у вигляді чисельного ряду.

Вихідну систему будемо вважати такою, що складається із об'єкта керування, дискретного часового еквалайзера (регулятора) та екстраполятора, що виконує цифро-аналогові перетворення сигналу керування.

**Результати роботи.** Для виконання синтезу регулятора у замкненій системі за методом узагальненого характеристичного полінома [1] потрібно виділити найменшу некомпенсовану сталу часу та ту частину об'єкта, що підлягає компенсації за допомогою регуляторів. Найменша стала часу визначається швидкодією перетворювача та позначається  $T_\mu$ . Таким чином, об'єкт складатиметься з двох частин: тієї, що можна компенсувати дією регуляторів, та тієї, що не може бути компенсована, тому що вона містить у собі сталу часу  $T_\mu$ :

$$W_{ол}(p) = \Phi_1(T_\mu, p) W_{окл}(p),$$

де  $\Phi_1(T_\mu, p)$  – та частина передатної функції об'єкта, яка містить у собі найменшу некомпенсовану сталу часу  $T_\mu$ ;

$W_{окл}(p)$  – частина об'єкта, яка може бути компенсована регулятором.

Звідси можна записати, що компенсується частина  $W_{окл}(p) = \frac{W_{ол}(p)}{\Phi_1(T_\mu, p)}$ .

Для того, щоб спростити розрахунки динамічних характеристик системи, слід привести її передатну функцію до одиниці, застосувавши елементи “віддзеркалення” [2]. Крім того необхідно також враховувати потрібний порядок астатизму. Загалом, передатну функцію елемента для віддзеркалення можна представити наступним чином:

$$W_{дзеркл}(p) = \frac{1}{(T_\mu p)^v W_{окл}(p)},$$

де  $v$  – потрібний порядок астатизму у системі.

Елемент віддзеркалення є аналоговою частиною регулятора та вмикається послідовно з об'єктом. Таким чином, передатна функція об'єкта, на яку налаштовується еквалайзер, може бути визначена за формулою

$$W_{об.еквл}(p) = W_{ол}(p) W_{дзеркл}(p) = \Phi_1(T_\mu, p) W_{окл}(p) \cdot \frac{1}{(T_\mu p)^v W_{окл}(p)} = \frac{\Phi_1(T_\mu, p)}{(T_\mu p)^v}.$$

Система після виконання замикання за наявності дискретного часового еквалайзера наведена на рис.2.

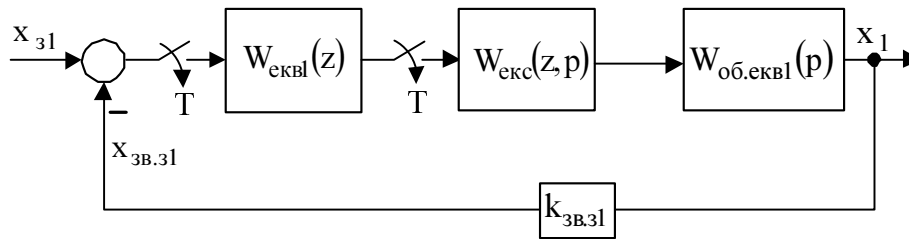


Рисунок 2 – Структурна схема квазідискретної замкненої системи автоматичного регулювання

Після вмикання до системи дискретного еквалайзера вона стає квазідискретною, тобто містить у собі аналогову частину об'єкта  $W_{об.екв1}(p)$ , на яку налаштовується дискретний часовий еквалайзер  $W_{екв1}(z)$ , датчик зворотного зв'язку, представлений коефіцієнтом  $k_{зв.з1}$ , елементи квантування та цифро-аналоговий перетворювач у вигляді екстраполятора нульового порядку з передатною функцією

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

Екстраполятор потрібний для узгодження роду інформаційних сигналів та встановлюється між еквалайзером системи та об'єктом, на роботу з яким він налаштований.

Для визначення передатної функції системи слід привести передатну функцію її аналогової частини з урахуванням екстраполятора до дискретної форми, тобто отримати  $W_{прив1}(z)$ . У загальному вигляді приведена передатна функція буде такою:

$$W_{прив1}(z) = \frac{z - 1}{z} Z \left\{ \frac{W_{об.екв1}(p)}{p} \right\} = \frac{z - 1}{z} Z \left\{ \frac{\Phi_1(T_\mu, p)}{p(T_\mu p)^v} \right\}$$

Після виконання z-перетворення передатна функція приведеної до дискретного вигляду аналогової частини з урахуванням екстраполятора може бути представлена як відношення двох поліномів:

$$W_{прив1}(z) = \frac{P_1(z)}{Q_1(z)},$$

де  $P_1(z)$  – поліном чисельника приведеної передатної функції;

$Q_1(p)$  – поліном знаменника приведеної передатної функції.

Виконується факторизація поліномів чисельника та знаменника  $W_{прив1}(z)$ , тобто вони розділяються на дві частини, які мають нулі та полюси за колом одиничного радіусу, що є межею стійкості у дискретній системі, та на ньому ( $Q_{1-}(z)$  та  $P_{1-}(z)$ ), і всередині цього кола ( $Q_{1+}(z)$  та  $P_{1+}(z)$ ). Тоді  $W_{прив1}(z)$  отримає наступний вигляд:

$$W_{прив1}(z) = \frac{P_{1+}(z)P_{1-}(z)}{Q_{1+}(z)Q_{1-}(z)}$$

Для того, щоб забезпечити робастність (грубість) [3, 4] синтезованої системи, до складу регулятора не треба включати  $Q_{1-}(z)$ . Тоді одержимо рівняння дискретного еквалайзера

$$W_{\text{еквл}}(z) = \frac{F_1(z)}{G_1(z)} \cdot \frac{Q_{1+}(z)}{P_1(z)},$$

де  $F_1(z)$  та  $G_1(z)$  – невідомі поліноми еквалайзера, які потрібно визначити.

Визначається передатна функція замкненої системи.

У розімкненому стані одержимо

$$W_{\text{розл}}(z) = W_{\text{еквл}}(z)W_{\text{привл}}(z) = \frac{F_1(z)}{G_1(z)} \cdot \frac{Q_{1+}(z)}{P_1(z)} \cdot \frac{P_1(z)}{Q_{1+}(z)Q_{1-}(z)} = \frac{F_1(z)}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z)}.$$

Після замикання

$$W_{\text{замл}}(z) = \frac{W_{\text{еквл}}(z)W_{\text{привл}}(z)}{1 + W_{\text{еквл}}(z)W_{\text{привл}}(z)k_{\text{зв.зл}}} = \frac{\frac{F_1(z)}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z)}}{1 + \frac{F_1(z)k_{\text{зв.зл}}}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z)}} = \frac{F_1(z)}{G_1(z) \cdot Q_{1-}(z) + F_1(z)k_{\text{зв.зл}}} =$$

$$= \frac{F_{\text{бл}}(z)}{G_{\text{бл}}(z)} = \frac{a_{m-1,1}z^{m-1} + a_{m-2,1}z^{m-2} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}}{z^m},$$

де  $F_{\text{бл}}(z)$  – бажаний поліном чисельника передатної функції (набір значень вихідної координати за зростанням);

$G_{\text{бл}}(z) = z^m$  – бажаний поліном знаменника передатної функції ( $m$  – кількість тактів, на яких розглядається бажаний характеристичний поліном).

Вважається, що порядок полінома чисельника на одиницю менший за порядок полінома знаменника. Це потрібно для того, щоб за рахунок включення  $Q_{1-}(z)$  результуюча передатна функція регулятора мала структуру, яку можна реалізувати фізично, тобто, щоб порядок полінома чисельника не перевищував порядку полінома знаменника.

Поліном чисельника у явній формі має в своєму складі в якості коефіцієнтів  $a_{m-1,1}, a_{m-2,1}, \dots, a_{1,1}, a_{0,1}$  ті рівні, які буде займати бажана дискретна перехідна функція таким чином, як це показано на рис.3.

Кожен рівень такої функції являє собою суму коефіцієнтів  $a_{i,1}$ , починаючи з коефіцієнта  $a_{m-1,1}$  при найбільшій степені бажаного полінома чисельника і закінчуючи коефіцієнтом  $a_{0,1}$ . Усталене значення (найвищий рівень) являє собою суму всіх коефі-

цієнтів чисельника  $\sum_{i=0}^{m-1} a_{i,1}$  [5].

Для визначення невідомих поліномів регулятора, потрібно розв'язати систему рівнянь

$$\begin{cases} F_1(z) = F_{\text{бл}}(z) = a_{m-1,1}z^{m-1} + a_{m-2,1}z^{m-2} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}, \\ G_1(z) \cdot Q_{1-}(z) + F_1(z)k_{\text{зв.зл}} = G_{\text{бл}}(z) = z^m. \end{cases}$$

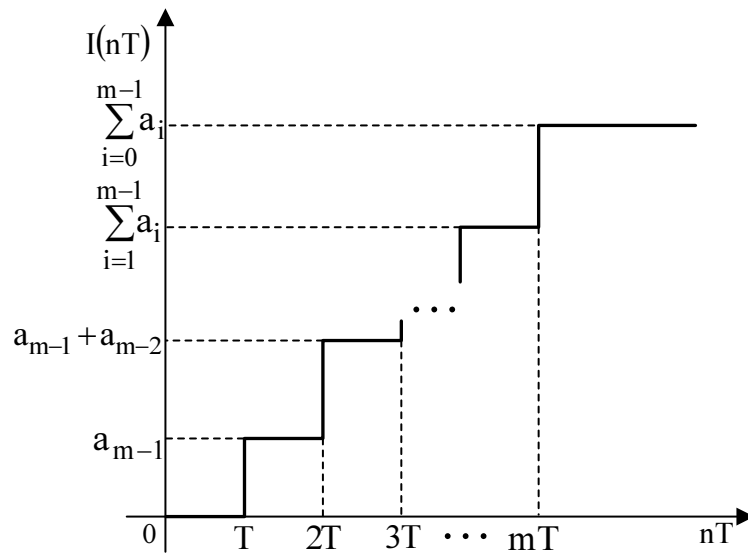


Рисунок 3 – Бажана дискретизована перехідна функція у загальному вигляді

Очевидно, що

$$F_1(z) = a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1},$$

$$G_1(z) \cdot Q_{1-}(z) + (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B,3I} = z^m,$$

$$G_1(z) = \frac{z^m - (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B,3I}}{Q_{1-}(z)}.$$

Знаходиться передатна функція дискретного еквалайзера, вона матиме наступний вигляд:

$$\begin{aligned} W_{\text{екв1}}(z) &= \frac{F_1(z)}{G_1(z)} \cdot \frac{Q_{1+}(z)}{P_1(z)} = \frac{F_1(z)Q_{1+}(z)Q_{1-}(z)}{(z^m - (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B,3I})P_1(z)} = \\ &= \frac{(a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1})Q_1(z)}{(z^m - (a_{m-1,1}z^{m-1} + \dots + a_{1,1}z + a_{0,1}) \cdot k_{3B,3I})P_1(z)}. \end{aligned}$$

Задається період квантування  $T < T_\mu$  та кількість рівнів квантування  $m$ . Чим меншим буде значення  $T$  та більшою величина  $m$ , тим більш точно буде відтворюватись потрібна динамічна характеристика.

На цьому етапі потрібно переглянути технічні можливості наявної елементної бази, на якій передбачається виконання технічної реалізації алгоритму керування.

**Висновки.** Запропонований метод синтезу замкненої автоматизованої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера включає елементи традиційних методик синтезу неперервних систем, суміщені з можливостями, які надаються дискретним еквалайзером, розрахованим на базі аналітичного рівняння поліноміального синтезу дискретних регуляторів.

Головною перевагою подібного підходу до синтезу регуляторів є висока швидкодія дискретного еквайзера, можливість його гнучкого налаштування для змінних вимог технологічного процесу або об'єкта зі змінними у часі параметрами. Також в якості переваг можна зазначити можливість роботи з нелінійними об'єктами, а для виконання синтезу достатньо мати лише бажану за експертними оцінками або експериментальними дослідженнями перехідну функцію, дискретизовану, тобто розбиту у часі на окремі значення (рівні).

Метод синтезу замкнених систем автоматичного регулювання на базі дискретного часового еквайзера з деякими доопрацюваннями може бути використаний і для синтезу багатоконтурних систем.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Марущак Я.Ю. Метод узагальненого характеристичного полінома для синтезу систем автоматичного регулювання / Я.Ю.Марущак // Праці Міжнар. конф. з автоматичного керування. Автоматика 2000. – Том 4. – Львів: ДНДІ І І НАН України. – 2000. – С.32-37.
2. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления. Цикл лекций: учеб. пособие для вузов / Крутько П.Д. – М.: Машиностроение, 2004. – 576с.
3. Бессекерский В.А. Робастные системы автоматического управления / В.А.Бессекерский, А.В.Небылов. – М.: Наука, 1983. – 240с.
4. Р.Дорф. Современные системы управления / Р.Дорф, Р.Бишоп; пер. с англ. Б.И.Копылова. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832с.
5. Садовой О.В. Аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції / Садовой О.В., Шеремет О.І. // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету: (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2010. – Випуск 1(14). – С.258-264.

*Надійшла до редколегії 11.06.2012.*