

УДК 621.313

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2024.69.105>

АЛГОРИТМИ ПРОГРАМНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СТАТИСТИЧНО ОПТИМАЛЬНИХ РЕГУЛЯТОРІВ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ІЗ СТОХАСТИЧНИМИ НАВАНТАЖЕННЯМИ

Ю.В. Шуруб^{1*}, канд. техн. наук, Ю.Л. Цицюрський^{2**}

1 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна

2 – Національний університет біоресурсів і природокористування України,
вул. Героїв Оборони, 15, Київ, 03041, Україна

e-mail: yvshur@ukr.net

Статтю присвячено розробці алгоритмів програмної реалізації цифрових статистично оптимальних регуляторів електроприводів, що знаходяться під дією змінних за стохастичними законами динамічних навантажень. На основі неперервних передатних функцій статистично оптимальних регуляторів для подібних навантажень, що можуть бути апроксимовані експоненціальною та експоненціально-косинусною кореляційними функціями, отримано такі алгоритми у вигляді рекурентних різницевих рівнянь, які можуть бути реалізовані програмно. Розроблено рекомендації до точності визначення параметрів відповідних цифрових регуляторів. Бібл. 11, рис. 5.

Ключові слова: статистично оптимальний регулятор, різницеві рівняння, цифровий регулятор.

Вступ. Широкий клас електроприводів, що використовуються в механізмах сільсько-господарського та комунального призначення [1-5], гірничої промисловості [6, 7], мають стохастичні моменти навантаження, які суттєво погіршують техніко-економічні показники роботи таких електроприводів. Підвищити ефективність їхньої роботи можливо за рахунок створення замкнутих систем частотно-регульованого електроприводу із статистично оптимальними регуляторами, синтез яких здійснюється за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки відтворення заданого сигналу. Структура таких регуляторів залежить від статистичних характеристик стохастичних навантажень – кореляційної функції та спектральної густини.

Застосування статистично оптимальних регуляторів асинхронних електроприводів, що виступають як фільтри випадкових коливань навантаження, дає змогу усунути негативні фактори, спричинені стохастичним характером зміни навантаження як при скалярному [8], так і при векторному [9] методах керування. Так, на прикладі моделювання роботи частотно-регульованого електроприводу зі скалярним керуванням прямої дробарки зерна із асинхронним двигуном типу 4A80B2, навантаження якої має експоненціально-косинусну кореляційну функцію, показано [8] підвищення циклових ККД електроприводу на 6 % порівняно з нерегульованим приводом та на 5 % порівняно з частотно-регульованим електроприводом із застосуванням типового ПІ-регулятора, налаштованого на технічний оптимум.

Проблема технічної реалізації систем зі статистично оптимальними регуляторами полягає у тому, що такі регулятори є з'єднанням аперіодичних та форсуючих ланок та не є типовими та відповідно не випускаються серійно промисловістю. Отже, вони мають бути реалізовані за допомогою додаткових до промислових електроприводів технічних засобів. У випадку аналогових статистично оптимальних регуляторів вони можуть бути реалізовані за допомогою схем на операційних підсилювачах. Але на теперішній час є більш доцільним використання цифрових регуляторів, що можуть бути виконані на базі мікропроцесорних пристроїв. Для цього необхідно отримати статистично оптимальні алгоритми регулювання у вигляді рекурентних різницевих рівнянь, що можуть бути реалізовані у вигляді відповідних програм. Водночас необхідно також забезпечити необхідну точність визначення параметрів дискретної передаточної функції таких цифрових регуляторів, щоб вони були еквівалентні за динамічними властивостями відповідним неперервним регуляторам.



Метою даної роботи є розробка алгоритмів програмної реалізації цифрових статистично оптимальних регуляторів електроприводів зі стохастичними навантаженнями у вигляді різницевих рівнянь у рекурентній формі, а також розробка рекомендацій до точності визначення параметрів відповідних регуляторів.

Матеріали досліджень. Розкладення реалізацій моментів опору електроприводів деяких технологічних машин переробної галузі сільського господарства за гармонічними складовими, дослідження їхніх кореляційних функцій показало, що їм властиві стаціонарність та ергодичність [4]. Основними динамічними статистичними характеристиками стохастичних навантажень електроприводів є кореляційна функція, яка визначає середнє значення добутку двох значень цього процесу, зсунутих на деякий проміжок часу, й характеризує його динамічні властивості, та спектральна густина, що характеризує спектральний частотний склад процесу. За кореляційними функціями стохастичні навантаження можуть бути віднесені до двох основних класів: з експоненціальною кореляційною функцією $R(\tau) = De^{-\alpha|\tau|}$ та експоненціально-косинусною кореляційною функцією $R(\tau) = De^{-\alpha|\tau|} \cos \beta\tau$. У цих формулах D – дисперсія випадкового процесу навантаження, α, β – сталі коефіцієнти, τ – зсув часу між двома перерізами стохастичного процесу.

За векторного керування можливе безпосереднє регулювання потокозчеплення ротора через розділення процесів керування потоком та моментом. Але якість фільтрації високочастотних складових навантаження залежить від якості стабілізації контуру потокозчеплення, що досить складно реалізувати для перетворювачів частоти із властивостями джерела напруги через наявність електромагнітного зв'язку між контурами регулювання моменту та потокозчеплення [9]. Тому у рамках цієї роботи розглянемо питання реалізації цифрових статистично оптимальних регуляторів частотно-регульованих електроприводів зі скалярним керуванням.

Лінеаризовану структурну схему електроприводу за системою «перетворювач частоти – асинхронний двигун» зі скалярним керуванням зображено на рис. 1.

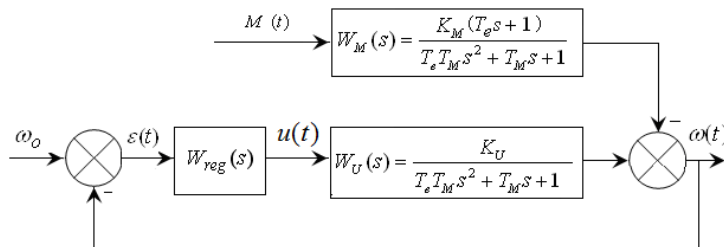


Рис. 1. Структурна схема електроприводу

На цій схемі: ω_o – сигнал задання (циклічна частота обертання холостого ходу); $\omega(t)$ – вихідна регульована величина електроприводу (циклічна частота обертання); $u(t)$ – сигнал керування електроприводу; $\epsilon(t)$ – сигнал похибки регулювання; $M(t)$ – випадковий сигнал збурення;

$W_{reg}(s)$ – передаточна функція регулятора; $W_U(s)$ – передаточна функція двигуна за сигналом керування; $W_M(s)$ – передаточна функція двигуна за збуренням.

У передаточних функціях на рис. 1 позначені: s – оператор Лапласа; T_e – електромагнітна постійна часу; T_M – електромеханічна постійна часу асинхронного двигуна; K_U – коефіцієнт передачі за сигналом керування; K_M – коефіцієнт передачі за збуренням.

Дослідження режимів роботи асинхронних електроприводів з випадковим характером зміни навантаження, проведене на прикладі моделювання роботи електроприводу прямоточної дробарки зерна із асинхронним двигуном типу 4A80B2, показало [8], що за навантаження, що має експоненціальну кореляційну функцію $R(\tau) = De^{-\alpha|\tau|}$, передаточною функцією статистично оптимального регулятора буде послідовне з'єднання аперіодичної ланки першого порядку та форсуючої ланки

$$W_{reg}(s) = \frac{a_0 s + a_1}{b_0 s + b_1}, \quad (1)$$

а для навантаження з експоненціально-косінусною кореляційною функцією $R(\tau) = De^{-\alpha|\tau|} \cos \beta\tau$ – послідовне з'єднання аперіодичної ланки другого порядку та форсуючої ланки

$$W_{reg}(s) = \frac{a_0 s + a_1}{b_0 s^2 + b_1 s + b_2}. \quad (2)$$

Коефіцієнти цих передаточних функцій є функціями параметрів передаточних функцій електроприводу за сигналом керування $W_U(s)$ та за сигналом збурення $W_M(s)$ та параметрів кореляційних функцій навантаження $R(\tau)$.

Для визначення алгоритмів програмної реалізації статистично оптимальних регуляторів у цифровому вигляді необхідно отримати їхні різницеві рівняння у рекурентній формі [10]. За навантаження, що має експоненціальну кореляційну функцію, для цього за допомогою виразу передаточної функції (1) отримаємо операторне рівняння регулятора у перетворенні Лапласа:

$$u(s)(b_0 s + b_1) = \varepsilon(s)(a_0 s + a_1). \quad (3)$$

Звідси диференціальне рівняння регулятора (1) матиме наступний вигляд:

$$b_0 \frac{du(t)}{dt} + b_1 u(t) = a_0 \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + a_1 \varepsilon(t). \quad (4)$$

Введемо поняття відносних до періоду квантування перших зворотних різниць вихідного та вхідного сигналів цифрового регулятора як аналога першої похідної сигналів неперервного регулятора:

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{u(i) - u(i-1)}{T}, \quad \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \frac{\varepsilon(i) - \varepsilon(i-1)}{T}, \quad (5)$$

де $u(i)$ – вихідний сигнал регулятора, що є сигналом керування електроприводу, на поточному i -му періоді квантування; $\varepsilon(i)$ – вхідний сигнал регулятора, що є сигналом похибки регулювання, на поточному періоді квантування; $u(i-1)$, $\varepsilon(i-1)$ – відповідно вихідний та вхідний сигнали регулятора на попередньому періоді квантування; T – період квантування цифрового регулятора.

Тоді з виразу (4) матимемо рівняння цифрового регулятора у кінцевих різницях, що є аналогом диференціального рівняння неперервного регулятора:

$$\frac{b_0}{T}(u(i) - u(i-1)) + b_1 u(i) = \frac{a_0}{T}(\varepsilon(i) - \varepsilon(i-1)) + a_1 \varepsilon(i), \quad (6)$$

$$\left(\frac{b_0}{T} + b_1\right)u(i) - \frac{b_0}{T}u(i-1) = \left(\frac{a_0}{T} + a_1\right)\varepsilon(i) - \frac{a_0}{T}\varepsilon(i-1). \quad (7)$$

Розв'язком рівняння (7) буде наступне рекурентне співвідношення:

$$u(i) = \frac{\left(\frac{a_0}{T} + a_1\right)}{\left(\frac{b_0}{T} + b_1\right)}\varepsilon(i) - \frac{\frac{a_0}{T}}{\left(\frac{b_0}{T} + b_1\right)}\varepsilon(i-1) + \frac{\frac{b_0}{T}}{\left(\frac{b_0}{T} + b_1\right)}u(i-1). \quad (8)$$

Позначимо коефіцієнти при дискретних змінних $\varepsilon(i)$, $\varepsilon(i-1)$, $u(i-1)$, що є константами, як A_0 , A_1 , A_2 . Тоді алгоритмом програмної реалізації регулятора (1) буде вираз

$$u(i) = A_0 \cdot \varepsilon(i) - A_1 \cdot \varepsilon(i-1) + A_2 \cdot u(i-1). \quad (9)$$

Отже, алгоритм програмної реалізації цифрового статистично оптимального регулятора за навантаження, що має експоненціальну кореляційну функцію, складається з операцій затримки вхідного та вихідного сигналів у буфері мікропроцесора на один період квантування (блоки буферізації z^{-1}), множення змінних на константу (блоки мультиплексорів MPL) та алгебраїчного додавання двох змінних (блоки суматорів з відповідними знаками), що можуть бути реалізовані алгоритмічними або блочними мовами програмування. Блок-схема алгоритму регулювання (9) показана на рис. 2.

Знайдемо дискретну передаточну функцію цифрового регулятора, що реалізує алгоритм (9). Для цього з (9) отримаємо операторне рівняння регулятора у Z-перетворенні:

$$u(z) = A_0 \cdot \varepsilon(z) - A_1 \cdot \varepsilon(z) \cdot z^{-1} + A_2 \cdot u(z) \cdot z^{-1}. \quad (10)$$

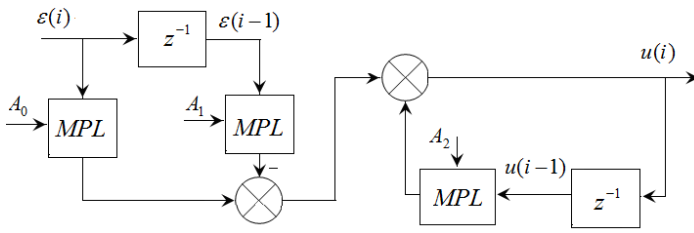


Рис. 2. Блок-схема алгоритму регулювання за експоненціальної кореляційної функції

Тоді дискретна передаточна функція цифрового регулятора за навантаження, що має експоненціальну кореляційну функцію, матиме вигляд:

$$W_{\text{reg}}(z) = \frac{u(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{A_0 z - A_1}{z - A_2}. \quad (11)$$

За навантаження, що має експоненціально-косинусну кореляційну функцію, за допомогою виразу передаточної функції (2) отримаємо операторне рівняння регулятора у перетворенні Лапласа:

$$u(s)(b_0 s^2 + b_1 s + b_2) = \varepsilon(s)(a_0 s + a_1). \quad (12)$$

Звідси диференціальне рівняння регулятора (2) матиме наступний вигляд:

$$b_0 \frac{d^2 u(t)}{dt^2} + b_1 \frac{du(t)}{dt} + b_2 u(t) = a_0 \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + a_1 \varepsilon(t). \quad (13)$$

Введемо поняття відносної до періоду квантування другої зворотної різниці вихідного сигналу цифрового регулятора як аналога другої похідної сигналів неперервного регулятора:

$$\frac{d^2 u(t)}{dt^2} = \frac{\frac{du(i)}{dt} - \frac{du(i-1)}{dt}}{T} = \frac{\frac{u(i) - u(i-1)}{T} - \frac{u(i-1) - u(i-2)}{T}}{T} = \frac{u(i) - 2u(i-1) + u(i-2)}{T^2}, \quad (14)$$

де $u(i-2)$ – сигнал, що був на виході регулятора два періоду квантування назад відносно поточного періоду.

Тоді з виразу (13) матимемо рівняння цифрового регулятора у кінцевих різницях, що є аналогом диференційного рівняння неперервного регулятора:

$$\frac{b_0}{T^2} (u(i) - 2u(i-1) + u(i-2)) + \frac{b_1}{T} (u(i) - u(i-1)) + b_2 u(i) = \frac{a_0}{T} (\varepsilon(i) - \varepsilon(i-1)) + a_1 \varepsilon(i), \quad (15)$$

$$\left(\frac{b_0}{T^2} + \frac{b_1}{T} + b_2 \right) u(i) - \left(\frac{2b_0}{T^2} + \frac{b_1}{T} \right) u(i-1) + \frac{b_0}{T^2} u(i-2) = \left(\frac{a_0}{T} + a_1 \right) \varepsilon(i) - \frac{a_0}{T} \varepsilon(i-1). \quad (16)$$

Розв'язком рівняння (16) буде наступне рекурентне співвідношення:

$$u(i) = \frac{\left(\frac{a_0}{T} + a_1 \right)}{\left(\frac{b_0}{T^2} + \frac{b_1}{T} + b_2 \right)} \varepsilon(i) - \frac{\frac{a_0}{T}}{\left(\frac{b_0}{T^2} + \frac{b_1}{T} + b_2 \right)} \varepsilon(i-1) + \frac{\left(\frac{2b_0}{T^2} + \frac{b_1}{T} \right)}{\left(\frac{b_0}{T^2} + \frac{b_1}{T} + b_2 \right)} u(i-1) - \frac{\frac{b_0}{T^2}}{\left(\frac{b_0}{T^2} + \frac{b_1}{T} + b_2 \right)} u(i-2). \quad (17)$$

Позначимо коефіцієнти при дискретних змінних $\varepsilon(i)$, $\varepsilon(i-1)$, $u(i-1)$, $u(i-2)$, що є константами, як B_0 , B_1 , B_2 , B_3 . Тоді алгоритмом програмної реалізації регулятора (2) буде вираз

$$u(i) = B_0 \cdot \varepsilon(i) - B_1 \cdot \varepsilon(i-1) + B_2 \cdot u(i-1) - B_3 \cdot u(i-2). \quad (18)$$

Отже, алгоритм програмної реалізації цифрового статистично оптимального регулятора за навантаження, що має експоненціально-косинусну кореляційну функцію, складається з операцій затримки вхідного та вихідного сигналів у буфері мікропроцесора на один період квантування (блоки буферизації z^{-1}), затримки вихідного сигналу на два періоди квантування (два послідовних блока буферизації z^{-1}), множення змінних на константу (блоки мультиплікаторів MPL) та алгебраїчного додавання двох змінних (блоки суматорів). Блок-схема алгоритму регулювання (18) зображена на рис. 3.

Для знаходження дискретної передаточної функції цифрового регулятора, що реалізує алгоритм (18), отримаємо операторне рівняння цього регулятора у Z-перетворенні:

$$u(z) = B_0 \cdot \varepsilon(z) - B_1 \cdot \varepsilon(z) \cdot z^{-1} + B_2 \cdot u(z) \cdot z^{-1} - B_3 \cdot u(z) \cdot z^{-2}. \quad (19)$$

Тоді дискретна передаточна функція цифрового регулятора за навантаження, що має експоненціально-косинусну кореляційну функцію, матиме вигляд:

$$W_{reg}(z) = \frac{u(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{B_0 z^2 - B_1 z}{z^2 - B_2 z + B_3}. \quad (20)$$

Слід зазначити, що якість фільтрації випадкових складових моменту навантаження цифровим статистично оптимальним регулятором порівняно з неперервним регулятором залежить як від періоду квантування, так і від точності визначення та завдання у програмному коді мікропроцесора параметрів цифрового регулятора. Задача вибору раціонального періоду квантування є досить трудомісткою та неоднозначною через суб'єктивність підходів проєктувальників до завдання необхідної точності відтворення неперервного сигналу (смуги пропускання) [10, 11] та вимагає окремого дослідження. У рамках даної роботи розглянемо вплив точності визначення параметрів цифрового регулятора при переході від неперервної до дискретної передаточної функції регулятора за періоду квантування $T = 0.001$ с.

Нехай передаточна функція неперервного статистично оптимального регулятора (1) у числовому вигляді є наступною:

$$W_{reg}(s) = \frac{0.367s + 0.443}{0.974s + 0.657}. \quad (21)$$

Перехід від неперервної до дискретної передаточної функції регулятора (21) можливо здійснити шляхом Z-перетворення функції (21), послідовно з'єднаної з фіксатором нульового порядку, за допомогою прикладних програмних пакетів або за допомогою теорем Z-перетворення. Процедура знаходження дискретної передаточної функції, що відповідає (21), за $T = 0.001$ с у пакеті Matlab подана на рис. 4 а.

```
>> w=tf([0.367 0.443],[0.974 0.657])

w =

    0.367 s + 0.443
    -----
    0.974 s + 0.657

Continuous-time transfer function.

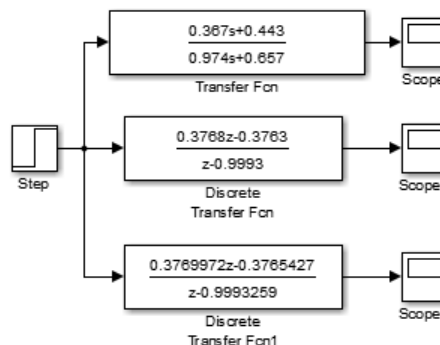
>> ws=c2d(w,0.001)

ws =

    0.3768 z - 0.3763
    -----
    z - 0.9993

Sample time: 0.001 seconds
Discrete-time transfer function.
```

а



б

Рис. 4. Знаходження дискретної передаточної функції у пакеті Matlab та Simulink-моделі регуляторів

Зазначимо, що параметри дискретної передаточної функції у Matlab визначаються з одинарною точністю, тобто до четвертого значущого числа:

$$W_{reg}(z) = \frac{0.3768z - 0.3763}{0.974s + 0.657}. \quad (22)$$

Порівняння за допомогою моделювання у пакеті Matlab (перша та друга згори схеми на рис. 4 б) перехідних характеристик регуляторів (21) (рис. 5 а) та (22) (рис. 5 б) показує їхнє незбігання.

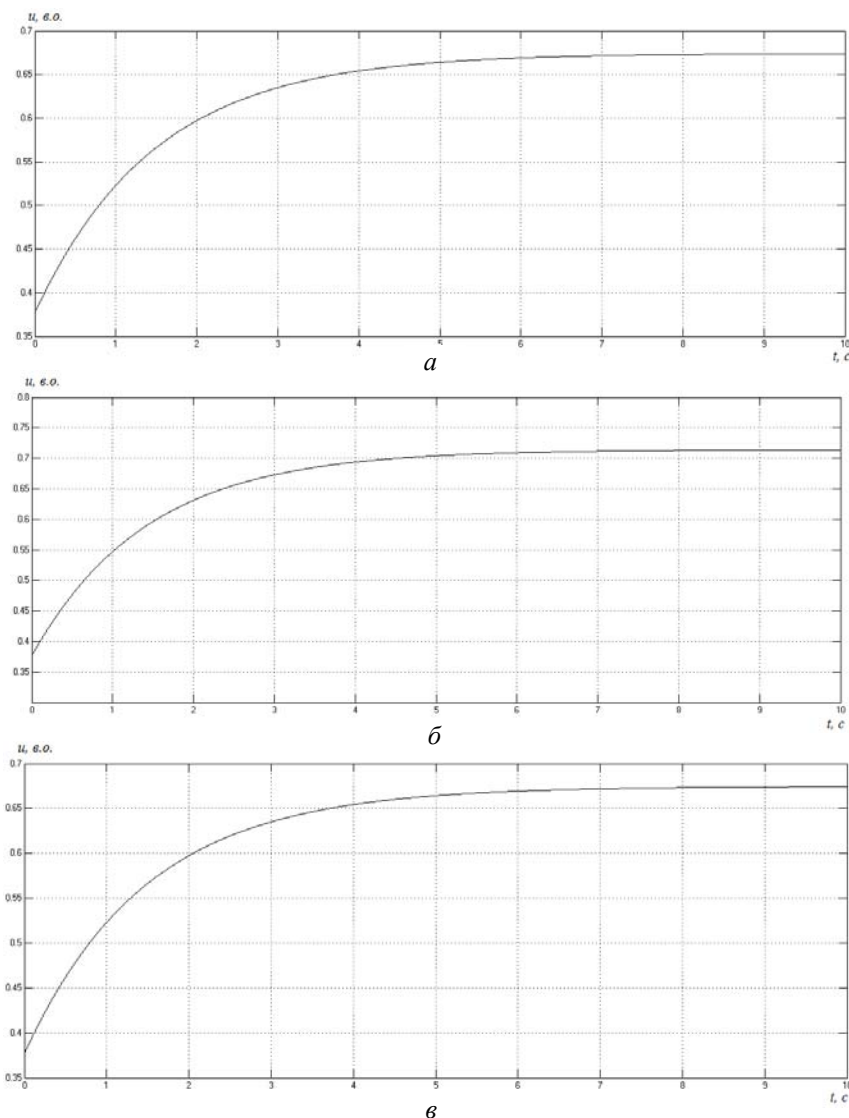


Рис. 5. Перехідні характеристики регуляторів

Усталені значення вихідних величин цих регуляторів за одиничної вхідної дії теж відрізняються:

$$W_{reg}(s)_{s \rightarrow 0} = \frac{0.367s + 0.443}{0.974s + 0.657} = 0.674, \quad (23)$$

а

$$W_{reg}(z)_{z \rightarrow 1} = \frac{0.3768z - 0.3763}{z - 0.9993} = \frac{0.0005}{0.0007} = 0.714. \quad (24)$$

Тепер знайдемо параметри дискретної передаточної функції того ж регулятора за допомогою формул (8), (9) та (11), проводячи розрахунки з подвійною точністю, тобто до сьомого значущого числа:

$$A_0 = \frac{\frac{0.367}{0.001} + 0.443}{\frac{0.974}{0.001} + 0.657} = \frac{367.443}{974.657} = 0.3769972, A_1 = \frac{367}{974.657} = 0.3765427, A_2 = \frac{974}{974.657} = 0.9993259.$$

Дискретна передаточна функція регулятора, визначена з подвійною точністю, матиме вигляд:

$$W_{reg}(z) = \frac{0.376997z - 0.3765427}{z - 0.9993259}. \quad (25)$$

Перехідна характеристика регулятора (25) (рис. 5 в), отримана за допомогою третьої згори схеми на рис. 4 б, збігається з перехідною характеристикою регулятора (21) (рис. 5 а). Також збігаються їхні усталені значення

$$W_{reg}(z)_{z \rightarrow 1} = \frac{0.376997z - 0.3765427}{z - 0.9993259} = \frac{0.0004545}{0.0006741} = 0.674, \quad (26)$$

що відповідає усталеному значенню (23).

Низка досліджень, проведених для інших видів статистично оптимальних регуляторів та їхніх параметрів, показала, що точність розрахунків при визначенні параметрів дискретної передатної функції до сьомого значущого числа є достатньою для збігу перехідних характеристик неперервного та цифрового регуляторів за досить малих періодів квантування. Отже, визначення параметрів цифрових регуляторів треба проводити з подвійною точністю, причому як при використанні програмних пакетів (що не усі пакети можуть забезпечити), так і при використанні теорем Z-перетворення, що є досить трудомістким. Більш раціональним способом може бути використання різницьових рівнянь, запропонованих у цій роботі. Таку ж точність завдання параметрів треба вимагати і від мікропроцесорного пристрою, що реалізує дані алгоритми регулювання.

Висновки. Розроблено алгоритми програмної реалізації цифрових статистично оптимальних регуляторів асинхронних електроприводів із стохастичними навантаженнями, чий кореляційні функції можуть бути апроксимовані експоненціальними та експоненціально-косинусними залежностями. Дані алгоритми отримано у вигляді рекурентних різницьових рівнянь, що можуть бути реалізовані програмно за допомогою операцій затримки вхідного та вихідного сигналів цифрового регулятора у буфері мікропроцесора на один чи два періоди квантування, множення змінних на константу та алгебраїчного додавання двох змінних. Визначення параметрів цифрових регуляторів та їхнє завдання у програмному коді мікропроцесора необхідно здійснювати з подвійною точністю до сьомого значущого числа, що при досить малих періодах квантування може забезпечити еквівалентність за динамічними властивостями цифрового та неперервного регуляторів.

Роботу виконано за фінансової підтримки Національного фонду досліджень України в рамках договору № 175/0075 «Електромеханічні системи підвищеної енергоефективності для енергетики, технологій і транспорту».

1. Гаврилук І.А., Ільчов І.П., Хандола Ю.М. Аналіз навантажувальних діаграм машин і механізмів зі змінним навантаженням та їх зображення за допомогою ряду Фур'є. *Вісник ХНТУСГ ім. П. Василенка "Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України"*. 2009. Вип. 83. С. 77–83.
2. Ільчов І.П., Хандола Ю.М., Середа А.І., Хандола О.Ю., Федюшко Ю.М. Методи вибору приводних електродвигунів для машин та механізмів, які працюють при випадковому навантаженні. *Вісник ХНТУСГ ім. П. Василенка "Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України"*. 2011. Вип. 116. С. 69–72.
3. Смуригін В.М., Катюха А.А. Теоретичне моделювання електроприводу подрібнювачів зерна. *Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. 2010. № 28. С. 238–239.
4. Шуруб Ю.В. Розробка системи керування трифазно-однофазних асинхронних електроприводів при випадкових навантаженнях. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2012. Вип. 1(17). С. 12–15.
5. Shurub Y., Dudnyk A., Vasilenkov V., Lavinskiy D. Application of a Kalman filter in scalar form for discrete control of electromechanical systems. *IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*. Kremenchuk, Ukraine, September 21–25, 2020. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240805>
6. Морозов Д.И. Синтез модели формирования момента сопротивления молотковой дробилки. *Вісник КДПУ*. 2006. № 4(39). С. 46–48.
7. Зеленев А.Б., Шевченко І.С., Морозов Д.І. Синтез алгоритмів релейних керувань електроприводами механізмів з випадковим характером навантаження. *Електроінформ*. 2007. № 2. С. 9–11.
8. Шуруб Ю.В. Статистична оптимізація частотно регульованих асинхронних електроприводів при скалярному керуванні. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2017. № 1. С. 26–30. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.1.05>

9. Шуруб Ю.В., Дудник А.О., Лавінський Д.С. Оптимізація регуляторів частотно керованих асинхронних електроприводів при стохастичних навантаженнях. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 53–55.
10. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.
11. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування. К.: Либідь, 2007. 656 с.

ALGORITHMS FOR THE PROGRAMM IMPLEMENTATION OF DIGITAL STATISTICALLY OPTIMAL REGULATORS OF INDUCTION ELECTRIC DRIVES WITH STOCHASTIC LOADS

Yu.V. Shurub¹, Yu.L. Tsitsyurskiy²

1 – Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskiy pr., 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

2 – National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine,
Heroiv Oborony str., 15, Kyiv-41, 03041, Ukraine

e-mail: yvshur@ukr.net

The paper is devoted to the development of algorithms for the programm implementation of digital statistically optimal regulators of electric drives, which are under the influence of dynamic loads that change according to stochastic laws. On the basis of continuous transfer functions of statistically optimal regulators for similar loads, which can be approximated by exponential and exponential-cosine correlation functions, the following algorithms were obtained in the form of recurrent difference equations, which can be implemented by software. Recommendations have been developed for the accuracy of determining the parameters of the corresponding digital regulators. Ref. 11, fig. 5.

Keywords: statistically optimal regulator, difference equations, digital regulator.

1. Gavriluk I.A., Ilyichov I.P., Khandola Yu.M. Analysis of load diagrams of machines and mechanisms with variable load and their representation using the Fourier series. *Visnyk KHNTUSH im. P. Vasylenka Problemy enerhozabezpechennya ta enerhozberezhennya v APK Ukrayiny*. 2009. Vyp. 83. Pp. 77–83. (Ukr)
2. Ilyichov I.P., Khandola Yu.M., Sereda A.I., Khandola O.Yu., Fedyushko Yu.M. Methods of selecting drive electric motors for machines and mechanisms that operate under random loading. *Visnyk KHNTUSH im. P. Vasylenka Problemy enerhozabezpechennya ta enerhozberezhennya v APK Ukrayiny*. 2011. Vyp. 116. Pp. 69–72. (Ukr)
3. Smurygin V.M., Katyukha A.A. Theoretical modeling of the electric drive of grain crushers. *Visnyk Natsional'noho tekhnichnoho universytetu KHPI. Problemy avtomatyzovanoho elektropryvoda. Teoriya i praktyka*. 2010. No 28. Pp. 238–239. (Ukr)
4. Shurub Yu.V. Working out of system of control of three-one phase induction electric drives at random loads. *Elektromekhanichni i energozberigayuchi systemy*. 2012. No 1. Pp. 12–15. (Ukr)
5. Shurub Y., Dudnyk A., Vasilenkov V., Lavinskiy D. Application of a Kalman filter in scalar form for discrete control of electromechanical systems. *IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*. Kremenichuk, Ukraine, September 21–25, 2020. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240805>
6. Morozov D.I. Synthesis of a model for the formation of the moment of resistance of a hammer crusher. *Visnyk KDPU*. 2006. No 4(39). Pp. 46–48. (Rus)
7. Zelenov A.B., Shevchenko I.S., Morozov D.I. Synthesis of algorithms of relay-type regulation of electrical drives of mechanisms with random load. *Electroinform.* 2007. No 2. Pp. 9–11. (Ukr)
8. Shurub Yu.V. Statistical optimization of frequency regulated induction electric drives with scalar control. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2017. No1. Pp. 26–30. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.1.05> (Ukr)
9. Shurub Y.V., Dudnyk A.O., Lavinskiy D.S. Optimization of regulators of frequency controlled induction electric drives under the stochastic loadings. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 53–55. (Ukr)
10. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.
11. Popovych M.G., Kovalchuk O.V. Theory of automatic control: textbook. Kyiv: Lybid, 2007. 656 p. (Ukr)

Надійшла: 17.10.2024
Прийнята: 18.11.2024

Submitted: 17.10.2024
Accepted: 18.11.2024