

## УЗАГАЛЬНЕННЯ МЕТОДУ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ЛІНІЙНИХ ДИНАМІЧНИХ СИСТЕМ ЗА ДОПОМОГОЮ СТУПЕНЕВОГО СИГНАЛУ

Пропонується модифікація методу ідентифікації лінійних систем за перехідною характеристикою, що розширює область його застосування. Наведено результати досліджень на прикладі лінійної динамічної стаціонарної дискретної системи.

Предлагается модификация метода идентификации линейных систем по переходной характеристике, расширяющая область его использования. Приведены результаты исследований на примере линейной динамической стационарной дискретной системы.

The modification of method of linear systems' identification according to the transient characteristics extending the area of its use is offered. The research results for example of a linear dynamic stationary discrete system are presented.

### Вступ

Перші реалізовані в системах керування методи ідентифікації були основані на застосуванні сигналів спеціальної форми [1]. Принциповим моментом задачі оцінювання параметрів об'єкта є необхідність збудження об'єкта [2]. Часто у випадках, коли це можливо, вигідним є використовувати спеціальні тестові сигнали, що подаються на об'єкт ззовні. Ці методи ідентифікації передбачають ідентифікацію поза процесом керування, звужуючи область застосування методів ідентифікації за спеціальними сигналами за рахунок неможливості ідентифікації об'єктів, які не можуть бути виведені з експлуатації. Додатковою проблемою є генерація тестових сигналів.

**Метою роботи** є розширення області застосування методів ідентифікації за спеціальними сигналами для лінійної динамічної стаціонарної дискретної системи шляхом приведення вхідного сигналу, який недостатньо точно апроксимує обраний спеціальний сигнал, до виду обраного спеціального сигналу. За основу взятий метод ідентифікації за перехідною характеристикою (ПХ), спеціальний сигнал – ступенева дія Хевісайда за означенням.

### Стислий огляд літератури

Задача приведення форми сигналу до необхідного (взірцевого) виду була відома раніше. Подібна ідея у вужчому смислі зустрічається в літературі як «відбілюючий фільтр» [3] і спектральна факторизація [4]. Обидва методи обмежуються видом сигналу, з яким застосовують-

ся – білим шумом. У методі, що пропонується в даній роботі, це обмеження відсутнє.

Поставлена задача співзвучна із задачею, що вирішується адаптивною фільтрацією [5]. Зі збільшенням гнучкості фільтру відповідно зростає і складність його створення. На відміну від цього, метод корекції спектрів (МКС) є простим у реалізації, його гнучкість обмежується математичним апаратом перетворень Фур'є.

Як альтернативне рішення можна навести еквалайзер. Його недоліками є суб'єктивність налаштувань, часто низька роздільна здатність.

### Математичний апарат методу корекції спектрів

Ядро математичного апарату МКС засноване на особливості зміни сигналу в лінійній системі. Вихідний сигнал змінюється точно за такою самою лінійною зміною, за якою був змінений вхідний сигнал [6]:

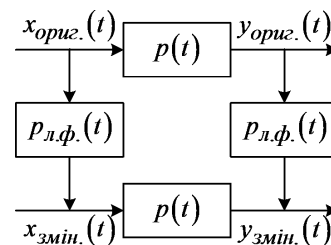


Рис. 1. Співвідношення між входом та виходом при лінійних змінах відповідних сигналів

На рис. 1 введені наступні позначення:  $p(t)$  – імпульсна характеристика (ПХ) лінійної системи, яка ідентифікується;  $p_{л.ф.}(t)$  – ПХ не-

відомого лінійного фільтру;  $x_{\text{ориг.}}(t)$ ,  $y_{\text{ориг.}}(t)$  – вхідний та вихідний оригінальні (незмінні) сигнали відповідно;  $x_{\text{змін.}}(t)$ ,  $y_{\text{змін.}}(t)$  – вхідний та вихідний змінні сигнали відповідно.

Якщо розглядаються дискретні процеси, неперервну незалежну змінну  $t$  можна замінити  $i \cdot T$ , або просто індексом  $i$ , де  $i = 0, 1, \dots, n-1$ .

Залежність між вхідним, вихідним сигналами та ІХ системи в частотному просторі [7]:

$$F\{y[n]\} = F\{x[n]\} \cdot F\{p[n]\}, \quad (1)$$

де  $F$  – оператор перетворення Фур'є;  $x$  – вхідний сигнал;  $y$  – вихідний сигнал;  $p$  – ІХ системи (фільтру).

Отже ядро пропонованого у роботі методу, покликаного подолати обмеження щодо спеціальної форми тестового сигналу, полягає у приведенні спектру реального вхідного сигналу до спектру обраного (взірцевого) сигналу, який відповідає поставленим вимогам [1] до тестового сигналу конкретно обраного методу ідентифікації (за ПХ). Інакше кажучи, постає задача у створенні такого лінійного фільтру  $p_{\text{л.ф.}}(t)$  (рис. 1) для заданого конкретного сигналу  $x_{\text{ориг.}}(t)$ , щоб на виході цього фільтру отримати сигнал заданої форми  $x_{\text{змін.}}(t)$ . Далі, згідно рис. 1, користуючись попередньо створеним фільтром  $p_{\text{л.ф.}}(t)$ , необхідно знайти  $y_{\text{змін.}}(t)$  шляхом пропускання  $y_{\text{ориг.}}(t)$  через  $p_{\text{л.ф.}}(t)$ . Отримані змінні таким чином сигнали  $x_{\text{змін.}}(t)$  та  $y_{\text{змін.}}(t)$  використати в обраному методі ідентифікації системних характеристик (за ПХ).

Згідно (1), процедуру створення фільтру  $p_{\text{л.ф.}}(t)$  можна звести до відшукування його АЧХ та ФЧХ. Замінивши в (1)  $y$  на  $x_{\text{змін.}}$ ,  $x$  на  $x_{\text{ориг.}}$ ,  $p$  на  $p_{\text{л.ф.}}$  та ввівши деякі позначення згідно полярної форми представлення комплексних чисел у перетворенні Фур'є:

$$\begin{aligned} & MagX_{\text{змін.}}[n] \cdot \exp(j \cdot ArgX_{\text{змін.}}[n]) = \\ & = MagX_{\text{ориг.}}[n] \cdot \exp(j \cdot ArgX_{\text{ориг.}}[n]) \cdot \\ & \cdot MagP_{\text{л.ф.}}[n] \cdot \exp(j \cdot ArgP_{\text{л.ф.}}[n]), \quad (2) \end{aligned}$$

де  $Mag$  та  $Arg$  – амплітудна та аргументна частини оператора  $F$  відповідно. Визначення магнітуди  $Mag$  наведено в [6].

Провівши елементарні математичні перетворення:

$$MagP_{\text{л.ф.}}[n] = \frac{MagX_{\text{змін.}}[n]}{MagX_{\text{ориг.}}[n]}, \quad (3)$$

$$ArgP_{\text{л.ф.}}[n] = ArgX_{\text{змін.}}[n] - ArgX_{\text{ориг.}}[n]; \quad (4)$$

$MagP_{\text{л.ф.}}[n]$  та  $ArgP_{\text{л.ф.}}[n]$  – масиви АЧХ та ФЧХ створюваного фільтру відповідно.

З (3) випливає вимога до оригінального сигналу  $x_{\text{ориг.}}(t)$ : його спектр не повинен містити нульові елементи ( $MagX_{\text{ориг.}}[n] = 0$ ).

Для отримання  $x_{\text{змін.}}[n]$  та  $y_{\text{змін.}}[n]$  треба пропустити їх через знайдений фільтр, здійснивши фільтрацію в частотному просторі (1).

### Імітаційна модель

Через простоту у користуванні, швидкість обрахунків, гнучкість у налаштуванні базою проведення експериментів була обрана електронно-обчислювальна машина (ЕОМ). Об'єкт вимірювання – цифровий фільтр, створений за аналоговим прототипом коливальної ланки, представлений різницевою рівнянням:

$$\begin{aligned} y[nT] = & b_0 x[nT] + b_1 x[nT - T] + b_2 x[nT - 2T] - \\ & - a_1 y[nT - T] - a_2 y[nT - 2T], \quad (5) \end{aligned}$$

коефіцієнти:

$$\begin{aligned} b_0 = & \frac{T^2 k_1}{d}, \quad b_1 = \frac{2T^2 k_1}{d}, \quad b_2 = \frac{T^2 k_1}{d}, \\ a_1 = & \frac{-8T_1^2 + 2T^2}{d}, \quad a_2 = \frac{-4T_1 \xi T + 4T_1^2 + T^2}{d}, \\ d = & 4T_1^2 + 4T_1 \xi T + T^2, \quad (6) \end{aligned}$$

де  $n$  – ціле число;  $T$  – інтервал дискретизації;  $T_1$  – постійна часу;  $\xi$  – коефіцієнт демпфування, або параметр згасання (причому  $0 < \xi < 1$ );  $s$  – деяка комплексна величина [9];  $k_1$  – коефіцієнт підсилення.

Вираз (5) доповнюється нульовими початковими умовами [8]:

$$y[-T] = 0, \quad y[-2T] = 0. \quad (7)$$

Для системи, що фізично реалізується, вхідна дія  $x[nT] = 0$  при  $n < 0$ , тобто:

$$x[-T] = 0, \quad x[-2T] = 0. \quad (8)$$

Вираз (5) дає можливість розрахувати значення вихідного сигналу  $y[nT]$  при відомих значеннях вхідного сигналу  $x[nT]$ .

Задля отримання однозначно визначених системних характеристик задамо числові значення згідно (6):  $k_1 = 1$ ;  $T_1 = 1/(2\pi)$ ;  $\xi = 0.4$ . Також задамо згідно (5):  $T = 1/16 = 0.0625$ ;  $N = 1024$  – кількість відліків, якій дорівнюють кількість елементів масиву вхідного  $x[nT]$  та вихідного  $y[nT]$  сигналу. За чисельну оцінку похибки прийемо вираз:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} (a[i] - b[i])^2}{N}}, \quad (9)$$

де  $N$  – кількість точок;  $a$  та  $b$  – масиви, що порівнюються.

При інтерпретації значень, обчислених за (9), слід пам'ятати, що величина оцінки залежить від масштабу представлених даних.

#### Застосування методу корекції спектрів до алгоритму ідентифікації за перехідною характеристикою

Дискретний аналог ступеневої дії [9]:

$$1[nT] = \begin{cases} 1, & \text{при } n \geq 0; \\ 0, & \text{при } n < 0; \end{cases} \quad (10)$$

де  $n$  – ціле число;  $T$  – інтервал дискретизації.

Дискретним аналогом дельта-функції є одинична імпульсна решітчаста функція [9]:

$$\delta[nT] = \begin{cases} 1, & \text{при } n = 0; \\ 0, & \text{при } n \neq 0. \end{cases} \quad (11)$$

Домовимося, що під терміном «ПХ, отримана прямим методом (ПМ)» будемо розуміти вихідний сигнал, отриманий з (5) при вхідній дії виду (10) (за означенням). ІХ, отримана ПМ, – за означенням, вихідний сигнал, отриманий з (5) при вхідній дії виду (11). Амплітудо-частотна (АЧХ) та фазочастотна (ФЧХ) характеристики, отримані ПМ – це вирази (12) та (13) відповідно, які отримані з (14) [8]. Характеристики, отримані ПМ, вважатимемо еталонними.

$$A(\omega) = |W(j\omega)|; \quad (12)$$

$$\varphi(\omega) = \arg(W(j\omega)); \quad (13)$$

$$W(j\omega) = F\{p(t)\};$$

$$p(t) = F^{-1}\{W(j\omega)\}, \quad (14)$$

де  $W(j\omega)$  – частотно передатна функція;  $j = \sqrt{-1}$  – уявна одиниця;  $\omega = 2\pi f$  – циклічна частота;  $F^{-1}$  – оператор зворотного перетворення Фур'є;  $p(t)$  – ІХ системи.

Під терміном «ПХ, отримана за псевдопрямим методом (ППМ)» розумітимемо вихідний сигнал, отриманий з (5) за будь-якої вхідної дії, не обов'язково виду (10). Відповідно, за вхідної дії виду (10) результати ППМ та ПМ є тотожно рівними. Під «ІХ, отримана за ППМ» розумітимемо характеристику, знайдену за ПХ, отриманою ППМ, згідно виразу

$$p(t) = \frac{d}{dt} h(t), \quad (15)$$

замінивши неперервну операцію диференціювання її дискретним аналогом [9]. В (15)  $h(t)$  – ПХ.

АЧХ та ФЧХ, отримані ППМ, обраховуються за дискретними аналогами виразів (14), (12) та (13) для ІХ ППМ.

Зведемо в таблицю оцінку (9) для характеристик, отриманих за ППМ та ПМ за однакового вхідного сигналу виду (10):

Таблиця 1

#### Похибка ідентифікації різними методами

Системна характеристика	ППМ-ПМ
ІХ	3.68E-17
ПХ	0
АЧХ	8.32E-16
ФЧХ	1.04E-11

В табл. 1 значення 0 для ПХ очевидне (див. вище за текстом). Ненульові значення оцінки (9) в інших характеристиках виявляють помилки, які з'являються при обчисленні за допомогою ЕОМ. Дані табл. 1 прийемо за зразкові, за найвищу точність ідентифікації системних характеристик за ППМ.

Застосуємо МКС до даного ППМ ідентифікації за ПХ. Вхідним сигналом є сигнал виду (10). Взірцевим сигналом встановимо сигнал виду (10). Не очікується змін у вхідному та вихідному сигналах і відповідно у системних характеристиках.

Використаємо для вирішення даної задачі програмний продукт, ядро якого відображає вирази (3), (4). При відшукуванні АЧХ фільтру видається повідомлення про присутність нульових елементів у амплітудному спектрі вхідного сигналу.

Постає питання, як це можливо, якщо вираз для спектру неперервного сигналу ступеневої дії не містить нульових елементів в амплітудній частині [7]:

$$F\{1(t)\} = \dot{S}(\omega) = \pi\delta(\omega) - \frac{1}{j\omega}, \quad (16)$$

де  $\delta$  – дельта-функція Дірака.

Відповідь у тому, що для знаходження виразу (16) застосовувалося неперервне перетворення Фур'є, і сигнал простягався від додатної до від'ємної нескінченності, а в ЕОМ існує сигнал скінченної тривалості виду ((10) при  $n=0,1,\dots,N-1$ ). Відповідно для знаходження його спектру застосовувалося дискретне перетворення Фур'є (ДПФ). ДПФ сприймає сигнал тривалістю  $N$  елементів, як періодичний, з періодом  $N$ . Тобто, насправді ДПФ сприймало вираз (10) з  $n=0,1,\dots,N-1$  як:

$$x_{\text{ориг.}}[n] = 1. \quad (17)$$

Вираз (17) є постійним у часі сигналом. Його неперервний аналог (при  $A=1$ ):

$$x_{\text{ориг.}}(t) = A. \quad (18)$$

Перетворення Фур'є (18) [7]:

$$F\{x_{\text{ориг.}}(t)\} = \dot{S}(\omega) = 2\pi A\delta(\omega). \quad (19)$$

В магнітудній частині (19) містяться нульові елементи. Отже використовувати МКС до вхідного сигналу виду (10) не можна.

Змістимо початок ступеневої дії на 512 елементів в додатному напрямку осі абсцис. Додамо до вхідного сигналу адитивну перешкоду, що підкоряється нормальному закону розподілу випадкових величин. Задамо параметри нормального закону розподілу: математичне сподівання 0, середньоквадратичне відхилення 1. В якості датчика випадкових чисел з нормальним законом розподілу використаємо пакет stats субпакет random програми Maple [10].

За допомогою МКС скорегуємо вхідний та вихідний сигнали з адитивною перешкодою. Вірцевим сигналом для шуканого фільтру (рис. 1) оберемо вхідний сигнал до підмішування шуму. Очікується, що вихідний зашумлений сигнал набере форми вихідного сигналу

без шуму, як відгук на вхідну ступеневу дію без шуму, тобто, отримаємо ПХ за ПМ. Застосовуючи програмний продукт, ядро якого відображає вирази (3), (4), отримуємо вхідні та вихідні сигнали:

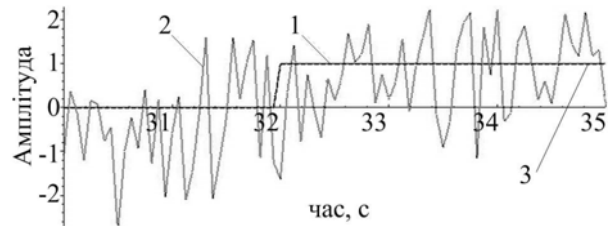


Рис. 2. Вхідні сигнали на інтервалі 30...35 с:

1 – без перешкоди без корекції; 2 – з перешкодою без корекції; 3 – з перешкодою з корекцією

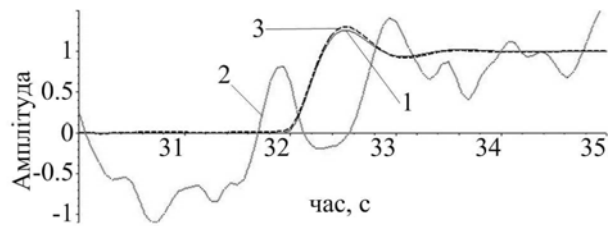


Рис. 3. Вихідні сигнали на інтервалі 30...35 с:

1 – без перешкоди без корекції; 2 – з перешкодою без корекції; 3 – з перешкодою з корекцією

Як видно з рис. 2, вхідний зашумлений сигнал (крива 2) після корекції (крива 3) дійсно прийняв форму до зашумлення (крива 1). Значного покращення зазнала форма вихідного сигналу (крива 3 на рис. 3), отримана після застосування МКС до кривої 2 на рис. 3, у порівнянні з вихідним сигналом (крива 1 рис. 3) як реакція на криву 1 рис. 2. Причому, додатково внеслися зміни через представлення сигналу у математичному апараті ДПФ (на рис. 3 не видно, через недостатньо широке часове вікно).

Як видно з рис. 3, крива 3 неточно співпадає з еталоном – кривою 1. Проаналізувавши амплітудний спектр вхідного та вихідного сигналів після корекції (криві 3 на рис. 2 та 3), знаходимо в них нульові елементи. Амплітудний спектр вхідного незашумленого сигналу (крива 1 на рис. 2) за умови його існування від додатної до від'ємної нескінченності не містить нульових елементів (див. (16) та зважаючи на те, що при зсуві сигналу змінюється лише його фазовий спектр, але не амплітудний [11]). Дискретна математична модель створена з умови, що при  $t < 0$  вхідний сигнал тотожно дорівнює 0. В амплітудному спектрі цього вихідного сигналу (крива 1 на рис. 3) немає нульових елементів.

При застосуванні ж МКС використовується ДПФ, яке представляє конечний сигнал як пе-

ріодичний. Тому замість сигналу (10), зсунутого по часу, отримуємо періодичну послідовність однополюсних імпульсів (рис. 4, де  $N$  – кількість точок). Амплітудний спектр даної послідовності однополюсних імпульсів [7]:

$$|\dot{C}_n| = \frac{A\tau}{T_p} \left| \frac{\sin(n\omega\tau/2)}{n\omega\tau/2} \right|, \quad (20)$$

де  $\tau$  – тривалість імпульсу;  $T_p$  – період;  $n$  – номер гармоніки;  $A$  – амплітуда імпульсів;  $\omega$  – кругова частота.

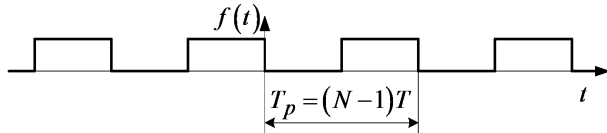


Рис. 4. Вхідний скорегований сигнал у представленні його ДПФ

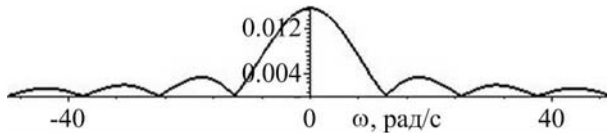


Рис. 5. Амплітудний спектр послідовності прямокутних імпульсів при  $T_p = 2$ ,  $\tau = 0.5$ ,  $A = 1$

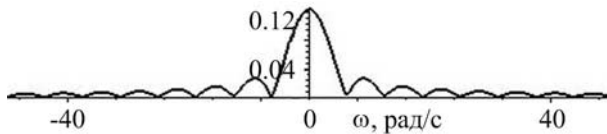


Рис. 6. Амплітудний спектр послідовності прямокутних імпульсів при  $T_p = 2$ ,  $\tau = 1$ ,  $A = 1$

З (20) видно, що амплітудний спектр рис. 4 містить нульові елементи. Пропустивши зміщений сигнал (10) через (5), бачимо, що в спектрі вихідного сигналу немає 0 елементів.

Маємо ситуацію, коли з вхідного зашумленого сигналу, шляхом пропускання через лінійний корегуючий фільтр (рис. 1), видаляється інформація на тих частотах, на яких у взірцевому сигналі (10) (який за сумісництвом є вхідним скорегованим сигналом) містяться нульові елементи. Відповідно, за МКС при корегуванні вихідного сигналу з його амплітудного спектру також видаляється інформація на тих самих частотах. Саме тому серед іншого виникає помилка ідентифікації від застосування МКС до методу ідентифікації за ПХ. Постає невідповідність між представленням сигналів (5) та ДПФ, яке використовується в МКС.

Для подолання вказаної вище проблеми можна запропонувати змінити форму амплітудного спектру сигналу (рис. 4) таким чином,

щоб зменшити кількість нулів у ньому. З (20) видно, що на кількість нулів впливає тривалість одного імпульсу,  $\tau$  (рис. 5 та 6). Таким чином, зі зменшенням тривалості прямокутного імпульсу (зміщенні його в додатному напрямку осі абсцис) точність ідентифікації ПХ буде збільшуватися, однак час, протягом якого можна спостерігати ПХ, буде зменшуватися. Постає задача оптимального вибору співвідношення якості ідентифікації ПХ та інтервалу часу, на якому ідентифікується ПХ.

Видалимо з масиву зсунутих вхідних та вихідних сигналів перші 512 елементів та наведемо системні характеристики, отримані за допомогою спеціально розробленої програми:

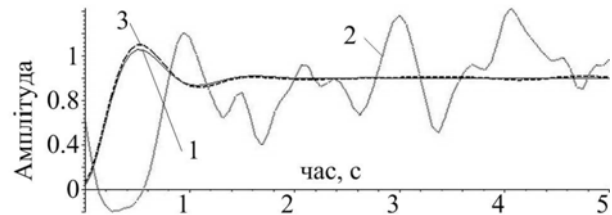


Рис. 7. ПХ на інтервалі 0...5 с:

1 – без перешкоди без корекції (відгук матмоделі коливальної ланки); 2 – з перешкодою без корекції (ППМ); 3 – з перешкодою з корекцією (ППМ)

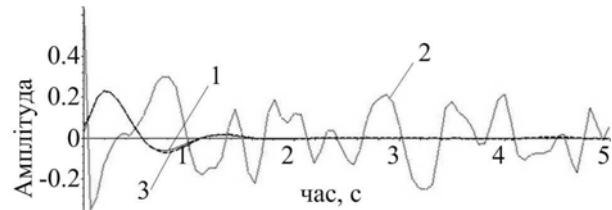


Рис. 8. ГХ на інтервалі 0...5 с:

1 – без перешкоди без корекції (ПМ); 2 – з перешкодою без корекції (ППМ); 3 – з перешкодою з корекцією (ППМ)

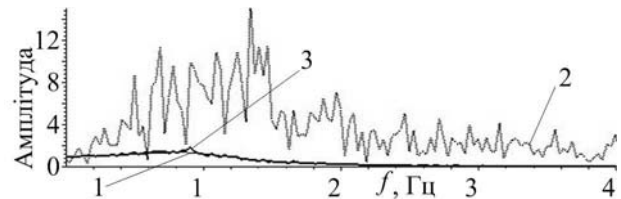


Рис. 9. АЧХ на інтервалі 0...4 Гц:

1 – без перешкоди без корекції (ПМ); 2 – з перешкодою без корекції (ППМ); 3 – з перешкодою з корекцією (ППМ)

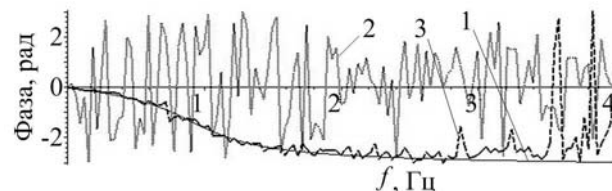


Рис. 10. ФЧХ на інтервалі 0...4 Гц:

1 – без перешкоди без корекції (ПМ); 2 – з перешкодою без корекції (ППМ); 3 – з перешкодою з корекцією (ППМ)

Таблиця 2

**Похибка ідентифікації різними методами  
в залежності від застосування корекції**

Системна характеристика	ППМ (без кор.)-ПМ	ППМ (з кор.)-ПМ
ІХ	0.1581485431	0.003857025159
ПХ	0.4659866727	0.01323991152
АЧХ	3.127940917	0.05829202267
ФЧХ	3.104456434	2.293961837

З табл. 2 видно, при застосуванні МКС до ідентифікації за ПХ при зашумленому вхідному сигналі відбулося значне покращення якості ідентифікації, оцінюваного за (9): ІХ в 41 раз; ПХ в 35.2 разу; АЧХ в 53.7 разу; ФЧХ в 1.4 разу. Найменшого покращення якості ідентифікації зазнала ФЧХ, через неврахування в (9) особливостей представлення графіка ФЧХ [6].

### Висновки

Ядро МКС, покликаного подолати обмеження щодо спеціальної форми тестового сигналу, полягає у приведенні спектру реального вхідного сигналу до спектру обраного (взірцевого) сигналу, який відповідає вимогам, поставленим до тестового сигналу конкретно обраного методу ідентифікації (за ПХ) [1]. Це розширює область застосування методу ідентифікації за ПХ на вхідні сигнали, форма яких недостатньо точно апроксимує форму ступеневої дії на вході, вводячи обмеження на відсутність нульових компонентів в амплітудному спектрі вхідного сигналу. Для вирішення поставленої задачі в МКС використовується ДПФ, відповідно до сигналів висуваються всі вимоги ДПФ. Точність наближення оригінального сигналу до взірцевого також обмежується ДПФ.

Зазвичай робочий вхідний сигнал є детермінованим і займає вузьку смугу частот. Для виконання вимоги МКС пропонується під час вимірювання додати до робочого вхідного сигналу перешкоду, спектр якої не містить нульових компонент на необхідному діапазоні частот. Перешкода може бути малої енергії для того, щоб не пошкодити ідентифіковану систему та не ввести її в область нелінійності, якщо за умовою задачі потрібне лінійне представлення об'єкта. Це розширює область застосування методу ідентифікації за ПХ і на об'єкти, які не можуть бути виведені з експлуатації.

Вищенаведені висновки стосувалися дискретної системи із застосуванням ДПФ. Але при вирішенні поставленої задачі стосовно неперервної системи з використанням неперервного перетворення Фур'є очікується значно

кращий результат вимірювань системних характеристик, внаслідок відсутності ефектів, властивих ДПФ.

Недоліки МКС: не дає відповідь у вигляді деякої структури системи, а знаходить лише графіки системних характеристик, хоча задача параметричної ідентифікації при заданій структурі може бути вирішена графічною ідентифікацією. Кількість степенів свободи обмежується перетвореннями Фур'є. Також МКС не враховує шум, що може виникати в об'єкті.

На думку автора, запропонований у даній роботі МКС заслуговує на увагу та подальше дослідження в наступних напрямках: застосування до методів ідентифікації за допомогою інших спеціальних сигналів; вирішення задачі ідентифікації, застосовуючи фільтр методу корекції спектрів у якості адаптивного фільтру; застосування інших адаптивних фільтрів; використання матапарату вейвлет-перетворення; вирішення задачі в часовому просторі.

### БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Гроп, Д. Методы идентификации систем [Текст] / Д. Гроп. – М.: Мир, 1979. – 302 с.
2. Эйкхофф, П. Основы идентификации систем управления. Оценивание параметров и состояния [Текст] / П. Эйкхофф. – М.: Мир, 1975. – 680 с.
3. Теория передачи сигналов [Текст] / А. Г. Зюко и др. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.
4. Солонина, А. И. Основы цифровой обработки сигналов [Текст] / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева. – СПб.: БВХ-Петербург, 2005. – 768 с.
5. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов : пер. с англ. [Текст] / Б. Уидроу, С. Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
6. Smith, S. W. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing [Електрон. ресурс] / Steven W. Smith – Режим доступу: <http://www.dspguide.com>
7. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] / А. Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
8. Попов, Е. П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления [Текст] : учеб. пособие для вузов / Е. П. Попов. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 304 с.
9. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического регулирования [Текст] . – 3-е изд., испр. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
10. Дьяконов, В. Maple 7: учебный курс [Текст] / В. Дьяконов. – СПб.: Питер, 2002. – 672 с.
11. Сато, Ю. Обработка сигналов. Первое знакомство [Текст] / Ю. Сато. – М.: Додэка XXI, 2002. – 176 с.

Надійшла до редколегії 03.03.2009.