

КОМП'ЮТЕРНІ МЕРЕЖІ І КОМПОНЕНТИ, ПРИЛАДОБУДУВАННЯ

УДК 681.5.015

Р. Н. Квєтний, д.т.н., професор

Я. А. Кулик

Вінницький національний технічний університет

ВИЗНАЧЕННЯ НЕОБХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕСТОВОГО СИГНАЛУ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ

В статье определяются необходимые требования для тестового сигнала для нахождения импульсной характеристики, т.е. идентификации линейных систем корреляционным методом, и рассматриваются желательные характеристики для повышения точности измерений корреляционных функций и импульсной характеристики. Показан пример реализации псевдослучайного тест-сигнала как двоично-кодированного и проанализированы параметры этого сигнала.

Ключевые слова: тестовый сигнал, корреляционные функции, импульсная характеристика, псевдослучайный тест-сигнал.

In the article necessary requirements for test signal which is used for finding impulse response, i.e. identification of linear systems by correlation method, are determined and desirable parameters to improve the precision of measurements of correlation functions and impulse response are considered. An example of the realization of pseudo-random test signal as a binary-coded one is shown and the parameters of the signal are analyzed.

Key words: test signal, correlation functions, impulse response, pseudo-random test signal.

Вступ. Розроблені раніше алгоритми ідентифікації [1] можуть використовуватись в розподілених комп'ютерних системах для різних умов, але найбільш поширеними і ефективними є алгоритми, що ґрунтуються на визначенні кореляційних характеристик. Ці методи, як буде показано в статті, мають ряд переваг: метод можна використовувати під час роботи системи, він майже не впливає на роботу системи, має високу точність. Використання кореляційного методу базується на використанні гіпотези про лінійність системи.

Мета статті – визначення необхідних характеристик тестового сигналу, який подається на вхід для визначення імпульсної характеристики системи з якомога більшою точністю, і щоб при цьому тестовий сигнал якомога менше впливав на роботу самої системи.

Постановка задачі. Розглянемо лінійну систему. Відомо [2], що така система описується імпульсною характеристикою $h(t)$. На вхід надходить сигнал $e(t)$, а на виході – сигнал $s(t)$, як зображено на рис. 1. Ці сигнали пов'язані згорткою:

$$s(t) = \int_0^t e(\theta)h(t-\theta)d\theta. \quad (1)$$

Нехай $R_{ee}(\tau)$ – автокореляційна функція вхідного сигналу $e(t)$, а $R_{ex}(\tau)$ – взаємна кореляційна функція сигналів $e(t)$ і $s(t)$. Ці функції також пов'язані рівнянням згортки:

$$R_{es}(\tau) = R_{ee}(\tau) * h(\tau). \quad (2)$$

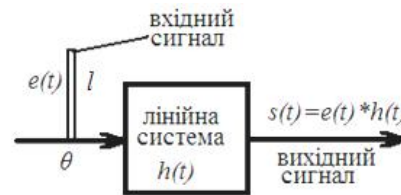


Рис. 1. Лінійна система з імпульсною характеристикою $h(t)$

Якщо $R_{ee}(\tau)$ можна замінити функцією Дірака $\delta(\tau)$, то вираз (2) спроститься:

$$R_{es}(\tau) = h(\tau). \quad (3)$$

В такому випадку взаємна кореляційна функція вхідного і вихідного сигналів дорівнює імпульсній характеристиці системи. Назвемо тест-сигналом такий сигнал, який дозволяє отримати імпульсну характеристику системи.

Кореляційний метод при визначенні імпульсної характеристики $h(t)$ можна застосовувати в процесі роботи системи: тест-сигнал $b(t)$ подається на вхід одночасно з вхідним сигналом $x(t)$ (рис. 2).

Оскільки $x(t)$ і $b(t)$ незалежні, то $R_{bs_x}(\tau) = 0$, а отже

$$R_{b(s_x+s_b)}(\tau) = R_{bb}(\tau) * h(\tau). \quad (4)$$

Якщо $R_{bb}(\tau) \approx \delta(\tau)$, то

$$R_{b(s_x+s_b)}(\tau) \approx h(\tau). \quad (5)$$

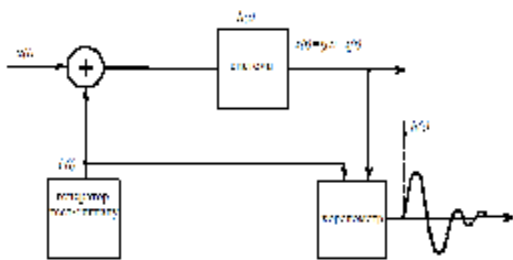


Рис. 2. Визначення імпульсної характеристики лінійної системи за допомогою тест-сигналу

Таким чином, для визначення імпульсної характеристики системи в процесі її роботи треба подати на вхід такий тест-сигнал $b(t)$, що $R_{bb}(\tau) \approx \delta(\tau)$. Крім того, можна подати тест-сигнал досить малої потужності, щоб він практично не вносив спотворень у роботу системи.

Кореляційний метод застосовується також до систем, схильних до збурення $p(t)$, що призводить до появи третьої компоненти у відповідному сигналі $s(t)$:

$$R_{b(s_x+s_p+s_y)}(\tau) = R_{bb}(\tau) * h(\tau). \quad (6)$$

Якщо $R_{bb}(\tau) \approx \delta(\tau)$, то

$$R_{b(s_x+s_b)}(\tau) \approx h(\tau). \quad (7)$$

Але тест-сигналом не може бути довільний сигнал, як буде доведено далі. До нього ставиться ряд вимог, щоб можна було ідентифікувати імпульсну характеристику. Обґрунтуємо ці вимоги.

Визначення характеристик тестового сигналу. Сигнал ідентифікації для багатоканальних розподілених комп'ютерних систем різного функціонального призначення повинен бути таким, щоб співвідношення

$$R_{bs}(\tau) = R_{ee}(\tau) \cdot h(\tau) \quad (8)$$

зводилося до виразу

$$R_{bs}(\tau) \approx h(\tau) \cdot k \quad (9)$$

або

$$R_{bb}(\tau) \cdot h(\tau) \approx h(\tau) \cdot k \quad (10)$$

(рис. 3).



Рис. 3. Графічне зображення умови (10)

У просторі частот ця умова означає, що $R_{bb}(\tau)$ має бути набагато вузьчим $h(\tau)$ (рис. 4). Таким чином, необхідно, щоб згортка $h(\tau)$ і $R_{bb}(\tau)$ не змінювала функцію $h(\tau)$. У просторі частот умова (10) набуває вигляду

$$H(\nu) \cdot S_{bb}(\nu) \approx k \cdot H(\nu), \quad (11)$$

тобто $S_{bb}(\nu) \approx k$. Ця умова має бути обов'язково виконана у проміжку, де функція $H(\nu)$ відмінна від нуля. Оскільки для всіх фізичних систем $H(\nu)$ має обмежену область визначення (немає нескінченних частот), то $H(\nu) = 0$ для $\nu \geq \nu_{\max}$ (рис. 4).

Для функції $X_1(n) = X(n) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} d(n - nF_e)$,

множачи $X_1(n)$ на прямокутну функцію ширини F_e , можна знову отримати функцію

$$X(n) \text{ за умови, що } X_1(n) = 0 \text{ при } |n| > F_e/2.$$

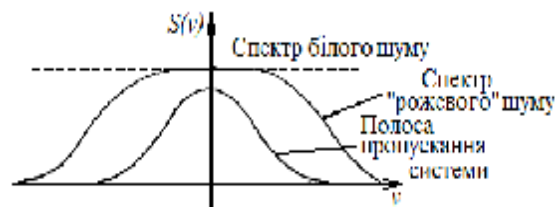


Рис. 4. Графічне зображення умови (11)

Аналогічно $h(\tau)$ можна замінити функцією $h_1(t) = h(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(t - kT)$, яка являє собою періодичне повторення функції $h(\tau)$ з періодом T (рис. 5), можна отримати з неї $h(\tau)$, якщо $h(\tau) = 0$ для $\tau \geq T$.

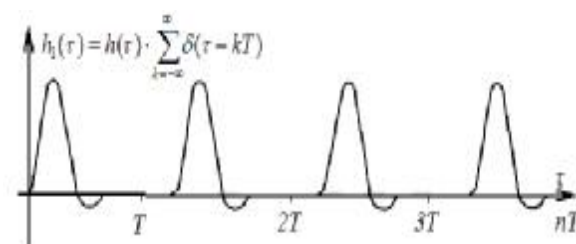


Рис. 5. Періодична функція $h_1(t)$

Отже, на проміжку $(0, T)$ функція $h_1(t) = h(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(t - kT)$ збігається з $h(\tau)$. Якщо є тест-сигнал, якому відповідає функція $R_{bb}(t) \approx \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(t - kT)$, то його можна використовувати при умові $T > 2\tau_{\max}$, де τ_{\max} – таке значення τ , що $h(\tau) = 0$ при $|\tau| \geq \tau_{\max}$.

Періодична функція $\sum_{k=-\infty}^{\infty} d(t - kT)$ з періодом T вже не є кореляційною функцією випадкового сигналу (шуму), а відповідає періодичному сигналу. Певні вимоги до тестових сигналів вже викладені в [3]. Виходячи з вищевикладеного, тест-сигнал $b(t)$ має додатково задовольняти такі основні вимоги:

- автокореляційна функція сигналу $b(t)$ повинна мати період, що перевершує задану величину;
- періодично повторюваний елемент автокореляційної функції повинен представляти досить вузьку криву (рис. 6).
- ширина θ повинна бути мала порівняно з шириною імпульсної характеристики (рис. 7, 8).

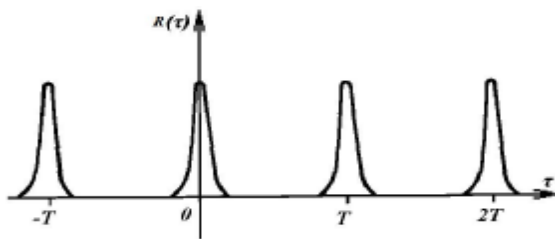


Рис. 6. Періодичне повторення автокореляційної функції

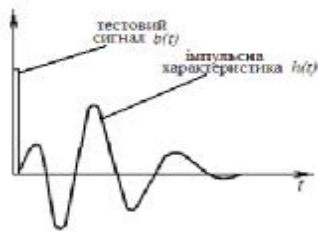


Рис. 7. Правильний вибір ширини тестового сигналу



Рис. 8. Неправильний вибір ширини тестового сигналу

Крім того краще подавати тест-сигнал досить малої потужності, щоб він практично не вносив спотворень у роботу системи.

Реалізація генератора тестового сигналу. Існує багато різних сигналів, автокореляційні функції яких задовольняють сформульованим вище умовам. Розглянемо один з них – сигнал, який дуже просто реалізується на практиці. Цей сигнал утворений послідовністю імпульсів змінної ширини, причому ширина

кожного імпульсу є цілим кратним деякої мінімальної ширини θ [4]. Амплітуда імпульсів дорівнює A (причому знаки імпульсів чергуються таким чином, щоб сигнал був центрований), а довжини проміжків між послідовними позитивними або негативними зубцями також кратні величині θ (рис. 9).

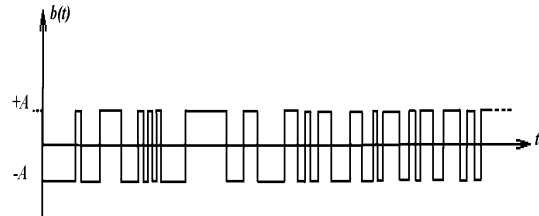


Рис. 9. Дискретний сигнал з випадковою шириною імпульсів

Сигнал $b(t)$, що відповідає цим умовам, не є випадковим, проте в даному випадку він веде себе як випадковий. Тому $b(t)$ називають псевдовипадковим сигналом. На практиці псевдовипадковий сигнал набагато легше генерувати, ніж випадковий сигнал, особливо в області низьких частот.

З цих імпульсів можна скласти такі кінцеві послідовності довжини $N\theta$, що відповідна автокореляційна функція буде зображуватися графічно рівнобедреним трикутником з основою 2θ . Якщо одну з таких послідовностей продовжити періодично на всю вісь часу, то відповідна автокореляційна функція буде зображуватися трикутниками, періодично повторюваними з періодом $N\theta$ (рис. 10).

Генерування таких сигналів здійснюється досить просто з допомогою звичайного зсувного регістра, замкнутого на себе певним чином. Якщо регістр містить n розрядів і має частоту-носії F , то автокореляційна функція генерованого сигналу являє собою послідовність трикутників з основою $2 / F = 2\theta$, періодично повторюваних з періодом $T = (2^n - 1)\theta = N\theta$. Звідси випливає, що зміна тактової частоти відображається на ширині періодичної компоненти автокореляційної функції, а зміна кількості розрядів зсувного регістру впливає на відношення періоду до ширини.

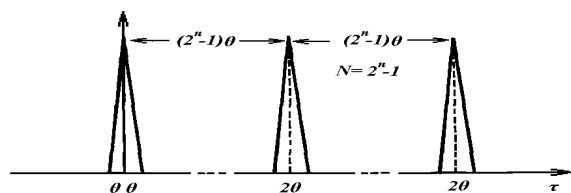


Рис. 10. Трикутна періодично повторювана автокореляційна функція

Розглянемо, як визначити кількість імпульсів кінцевої послідовності, що формує

тест-сигнал. Якщо тривалість шуканої імпульсної характеристики дорівнює τ_m , то потрібно, щоб $(2^n - 1)\theta > \tau_m$. Звідси $(2^n - 1) > \tau_m F$ і тим більше $2^n > \tau_m F$. Отже, $n \ln 2 > \ln(\tau_m F)$ і $n > \ln(\tau_m F) / \ln 2$. Отже, кількість n розрядів зсувного регістру має бути більшою $\ln(\tau_m F) / \ln 2$. Автокореляційна функція псевдовипадкового сигналу зображується трикутником тільки при інтегруванні по проміжку, довжина якого дорівнює цілому числу періодів $(2^n - 1)\theta$ послідовності, тому n варто брати найменшим, більшим за $\ln(\tau_m F) / \ln 2$.

Значення T вибирається таким чином, щоб його можна було порівняти з довжиною можливого проміжку інтегрування і з максимальним часовим зсувом автокореляційної функції, який бажають отримати. При цьому T повинен бути більшим максимального часового зсуву, щоб не проявилася періодичність автокореляційної функції, період якої дорівнює T .

Реалізувати псевдовипадковий, або двійково-кодований сигнал можна за допомогою зсувного регістра. Розглянемо поліном $f(X)$ ступеня n :

$$f(X) = a_0 + a_1 X + a_2 X^2 + \dots + a_k X^k + \dots + a_n X^n, \quad (12)$$

коефіцієнти $a_0, a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_n$ якого можуть мати два значення: 0 і 1. Цей поліном повинен бути незвідним, тобто не ділитися на жодний поліном додатного степеня того ж типу.

Для реалізації підійде зсувний регістр з n розрядами, що являє собою сукупність тригерів, в якому кожний керуючий імпульс синхронізатора викликає перехід тригера з номером k в стан, в якому знаходився тригер з номером $k-1$, і перехід тригера з номером $k+1$ в стані, в якому знаходився k -й тригер. Зсувний регістр має негативний зворотний зв'язок по модулю 2.

При відповідному виборі зворотних зв'язків буде отримано послідовність максимальної довжини $T = (2^n - 1)\theta$, де θ – тактовий період. Автокореляційна функція цієї послідовності (за умови інтегрування по цілому числу періодів T) буде зображуватися рівнобедреними трикутниками з основою 2θ , повторюваними з періодом T . Вибір зворотних зв'язків визначається незвідним поліномом n -го степеня. Ці поліноми наведені у відповідній літературі [5].

Приклад. Реалізуємо зсувний регістр з 5 розрядами. такому регістру відповідає поліном 45 (який вибрано з таблиці незвідних поліномів [5]). При переході в двійкову систему:

$$5 = 101,$$

$$4 = 100,$$

буде отримано число 100101, тобто поліном $X^5 + X^2 + 1$. Схема регістра наведена на рис. 11.

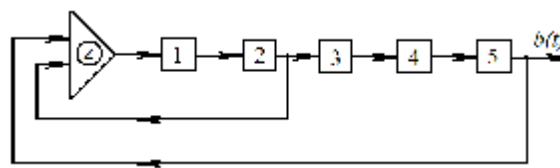


Рис. 11. Схема регістра для незвідного полінома $X^5 + X^2 + 1$

Висновки. При класичному імпульсно-му аналізі енергія E імпульсу дорівнює площі, обмеженої його графіком, тобто $I\theta$ (рис. 1). Енергія E , безумовно, обмежена, тому що, з одного боку, амплітуда I сигналу повинна бути невеликою, щоб можна було застосувати гіпотезу про лінійності системи, з другого боку, повинна бути малою ширина θ , щоб даний імпульс був подібний до δ -функції. Точність вимірювань за інших рівних умов залежить тільки від часу інтегрування T (часу, протягом якого проводиться вимір кореляційної функції). Крім того, амплітуда тест-сигналу може бути такою малою, як це необхідно, що є очевидною перевагою методу, тому що тест-сигнал подається на вхід працюючої системи. Цей метод з використанням тест-сигналів підходить для ідентифікації різних систем. Його можна використовувати для нелінійних систем в околі робочої точки, де їхня характеристика близька до лінійної.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Кулик А. Я. Побудова приймача з використанням дискримінантної процедури на засадах критерію Фішера / Кулик А. Я., Кривогибченко С. Г., Кулик Я. А. // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи* (Харків). – 2007. – № 6. – С. 221–224.
2. Теория систем автоматического регулирования: науч. изд. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – [3-е изд., испр.]. – М.: Наука, 1975.
3. Кулик А. Я. Визначення параметрів тестування каналу зв'язку / Кулик А. Я., Кривогибченко С. Г., Кулик Я. А. // *Вісник Хмельницького національного університету*. – 2007. – № 3, т. 1. – С. 198–202.
4. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2 т.; пер. с франц. / Макс Ж. – М.: Мир, 1983. – Т. 2. – 256 с.
5. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Морелос-Сарагоса Р.; пер. с англ. В. Б. Афанасьева. – М.: Техносфера, 2006. – 320 с.

Стаття надійшла до редакції 09.08.2012.