

У цифрових мостах з цією метою використовують АЦП з двотактним інтегруванням та коефіцієнтом перетворення, що дорівнює 2. На виході такого АЦП одержують код відношення напруг в точках вимірювальної діагоналі у вигляді  $1 \pm \frac{\Delta R_x}{R}$ . У цьому виразі код дробової частини пропорційний до відносної зміни опору  $\Delta R_x$ .

Прямим методом лінеаризації характеристик мостових схем є вимірювання відносної різниці напруг. Реалізація методу також вимагає аналого-цифрового перетворення. Метод придатний для реалізації цифрових мостів.

1. Левишина Е.С., Новицкий П.В. *Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи.* – Л., 1983. 2. Полицук Е.С. *Измерительные преобразователи.* – К., 1981. 3. Бриндли К. *Измерительные преобразователи. Справочное пособие.* – М., 1991. 4. Гутников В.С. *Интегральная электроника в измерительных устройствах.* – Л., 1980. 5. Гутников В.С. *Применение операционных усилителей в измерительной технике.* – Л., 1975. 6. Грибок М.І., Расін Ю.В., Суркова Т.С. *Оптимізація параметрів схеми лінеаризації з позитивним та від'ємним зворотним зв'язком. Технічні засоби автоматизації вимірів та керування науковими дослідженням.* – №257. – 1991. – С.31–37. 7. *Цифровой неуравновешенный мост.* А.С. 983551 СССР, МКИ G01R 17/10 /Беззубцев В.В., №2818389/18-21; Заявл.20.09.79; Опубл. 23.12.82, Бюл. №43. – 3с. 8. Бучма І.М. *Индуктивна електророзвідка та вихрострумова діагностика: єдність, відмінності та перспективи. Вимірювальна техніка та метрологія.* – №53. – 1998. – С.97–104. 9. Бучма І.М., Бучма О.І. *Похибки модуляції сигналів параметричного вихрострумовеого перетворювача // Автоматика, вимірювання та керування.* – 1998. – №324. – С.92–97.

УДК 621.317

І.М. Бучма, К.В. Ферчук

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра автоматики та телемеханіки

## МОДЕЛЮВАННЯ ДЖЕРЕЛА ФЛІКЕР-ШУМУ В СИСТЕМАХ КОМП'ЮТЕРНОЇ МАТЕМАТИКИ

© Бучма І.М., Ферчук К.В., 2005

**Описані методи моделювання флікер-шуму на основі джерел білого шуму в системах комп'ютерного моделювання.**

**Ways of simulation of flicker noise on white noise sources basis in computer simulation systems are circumscribed.**

### 1. Постановка задачі

Під час моделювання високочутливих вимірювальних електронних систем, що працюють на низьких частотах, необхідно враховувати вплив флікер-шуму, оскільки ним визначається поріг чутливості. Зокрема, це стосується засобів, що працюють за методом періодичного порівняння. Однак готові джерела флікер-шуму відсутні у стандартних бібліотеках навіть потужних програмних засобів, зокрема MATLAB/Simulink.

### 2. Аналіз стану досліджень та публікацій на задану тему

Існують різні математичні моделі подання флікер-шуму. Одна з найвживаніших – подання через спектральну густину потужності [1]:

$$S(\omega) = S_0 \frac{\omega_0}{\omega}, \quad (1)$$

де  $\omega$  – поточна кругова частота,  $\omega_0$  – кругова частота спряження (рівності) спектральних густин білого і флікер-шуму, лежить в межах  $2\pi(0,5 \div 1,5)$  кГц [2],  $S_0$  – спектральна густина потужності білого шуму, дорівнює  $4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц [3].

Джерело флікер-шуму можна отримати, пропустивши білий шум через послідовно сполучені ідеальну інтегровальну ланку та чотириполосник з амплітудно-фазовою частотною характеристикою  $W_4(j\omega) = \sqrt{\omega_0 j\omega}$  [1]. Але, якщо ідеальний інтегратор є типовою ланкою систем керування, то описаний чотириполосник не є такою ланкою і також вимагає способів його реалізації.

### 3. Формулювання цілей статті

Необхідно знайти таку модель флікер-шуму, яку б можна було не тільки описати математично, але і реалізувати за допомогою стандартних блоків систем комп'ютерного моделювання.

### 4. Виклад основного матеріалу

Згідно з [1] загальний вигляд передавальної функції перетворювача білого шуму у флікер-шум записується як

$$W(j\omega) = W_{\text{int}}(j\omega)W_4(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \sqrt{\omega_0 j\omega} = \sqrt{\frac{\omega_0}{j\omega}} = \sqrt{\frac{\omega_0}{2\omega}}(1 - j) \quad (2)$$

де  $W_{\text{int}}(j\omega)$  – амплітудно-фазова частотна характеристика ідеальної інтегровальної ланки.

Оскільки для випадкового процесу поняття фази не має змісту, а шум є саме випадковим процесом, можна перейти до розгляду лише амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) ланок. АЧХ будь-якої ланки описується виразом:

$$A = \sqrt{\text{Re}^2(W(j\omega)) + \text{Im}^2(W(j\omega))}, \quad (3)$$

отже, для перетворювача

$$A = \sqrt{\frac{\omega_0}{2\omega} + \frac{\omega_0}{2\omega}} = \sqrt{\frac{\omega_0}{\omega}} \quad (4)$$

АЧХ ланок систем керування мають наочніший вигляд у логарифмічному масштабі. У логарифмічному масштабі є можливість апроксимувати ЛАЧХ відрізками прямих. На підставі ЛАЧХ є можливість записати наближений аналітичний вираз передатної функції перетворювача. Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика (ЛАЧХ) подається виразом  $L = 20 \lg(A)$ . ЛАЧХ для виразу (4) є прямою, що перетинає вісь абсцис на частоті спряження  $\omega_0$  і має нахил  $-10$  дБ/дек, в той час як типові ланки систем керування та їх сполучення можуть мати нахили з дискретністю 20дБ/дек.

За допомогою таких ланок можна побудувати наближену ЛАЧХ перетворювача білого шуму у флікер-шум, по чергово комбінуючи ділянки ЛАЧХ з нахилом 0 і  $-20$  дБ/дек. Відомо [4], що для ланки, ЛАЧХ якої є ламаною з дискретністю нахилів  $\pm 20$  дБ/дек, можна наближено подати її передатну функцію, записуючи для кожної точки зміни нахилу вираз  $(T_k s + 1)$  в знаменник, якщо нахил ЛАЧХ зменшується на 20 дБ/дек, або в чисельник, якщо нахил ЛАЧХ збільшується на 20 дБ/дек, де  $T_k = 1/\omega_k$ ,  $\omega_k$  – кругова частота точки зміни нахилу,  $k$  – натуральне число. Можна одержати два вирази передатної функції:

$$W(s) = K \frac{(T_2 s + 1)(T_4 s + 1) \dots (T_m s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_3 s + 1) \dots (T_n s + 1)} \quad (5)$$

або

$$W(s) = \frac{1}{T_i s} \frac{(T_1 s + 1)(T_3 s + 1) \dots (T_n s + 1)}{(T_2 s + 1)(T_4 s + 1) \dots (T_m s + 1)}, \quad (6)$$

де  $|n - m| = 1$ ,  $K = 10^{(\sqrt{f_0/f_H} - 5/d)/20}$  – коефіцієнт пропорційності, визначає розташування наближеної характеристики перетворювача на частоті  $f_H$ ;  $T_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{f_H f_0}{10^{0,25/d}}}}$  – стала часу

інтегрування, що визначає розташування наближеної характеристики перетворювача;  $f_H$  – нижня частота діапазону, в якому моделюється шум;  $f_0$  – частота спряження спектральних густин білого і флікер-шуму;  $d$  – кількість ділянок на декаді.

Вираз (5) справедливий, якщо на частотах, нижчих за  $f_H$ , наближена АЧХ перетворювача іде нижче від АЧХ ідеального перетворювача, а вираз (6) справедливий для випадку, коли на частотах, нижчих від  $f_H$ , наближена АЧХ перетворювача іде вище від АЧХ ідеального перетворювача.

Якщо змінювати кількість ділянок на декаді, можна керувати точністю моделювання густини спектральної потужності джерела флікер-шуму. Абсолютна похибка моделювання густини спектральної потужності джерела флікер-шуму буде визначатися різницею квадратів апроксимованої та ідеальної АЧХ. Відносну похибку моделювання можна подати так:

$$\delta(\omega) = \frac{|A'^2(\omega) - A^2(\omega)|}{A^2(\omega)}, \quad (7)$$

де  $A$  – ідеальна АЧХ (4),  $A'$  – наближена АЧХ, отримана на підставі виразів (5) або (6).

Оскільки відносна похибка є функцією частоти, то доцільно перейти до середньоквадратичної похибки, яку у такому разі можна оцінити [5]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{\omega_B - \omega_H} \int_{\omega_H}^{\omega_B} \delta^2(\omega) d\omega}, \quad (8)$$

де  $\omega_B$ ,  $\omega_H$  – відповідно верхня і нижня кругові частоти частотного діапазону, в якому моделюється шум.

Так, наприклад, якщо взяти  $d=4$  ділянки апроксимації на декаду для виразу (5), при  $k = \overline{1;3}$ ,  $T_1 = 0,000895$  ( $f_1 = 178$  Гц),  $T_2 = 0,000504$  ( $f_2 = 316$  Гц),  $T_3 = 0,000283$  ( $f_3 = 562$  Гц),  $\omega_H = 2\pi \cdot 100$ ,  $\omega_B = 2\pi \cdot 1000$ ,  $K = 2.738$ , то середньоквадратична похибка  $\sigma$  становитиме 25 %. А для чотирьох ділянок апроксимації на декаду для виразу (6), при  $k = \overline{1;4}$ ,  $T_1 = 0,000541$ ,  $T_2 = 0,00159$  ( $f_1 = 100$  Гц),  $T_3 = 0,000504$  ( $f_3 = 316$  Гц),  $T_4 = 0,000283$  ( $f_4 = 562$  Гц),  $\omega_H = 2\pi \cdot 100$ ,  $\omega_B = 2\pi \cdot 1000$ , середньоквадратична похибка  $\sigma$  становитиме 17 %.

Оскільки частота спряження білого і флікер-шуму для різних пристроїв становить  $1000 \pm 500$  Гц [2], тому можна вважати, що математичне моделювання флікер-шуму згідно з (1) допускає відхилення до  $\pm 50\%$  при розрахунковій частоті спряження 1000 Гц. Середньоквадратична похибка моделювання джерела флікер-шуму згідно з (5) і (6) не перевищує похибку допустимого відхилення, а отже, є прийнятною для моделювання.

Густина спектральної потужності модельованого флікер-шуму та допустимі межі густини спектральної потужності реального флікер-шуму зображені на рисунках. На рис. 1 показана густина спектральної потужності модельованого джерела флікер-шуму, що отримане за допомогою перетворювача з передатною функцією згідно з виразом (5) з параметрами, зазначеними вище. На рис. 2 показана густина спектральної потужності модельованого флікер-шуму, що отримане за допомогою перетворювача з передатною функцією згідно з виразом (6) з параметрами, зазначеними вище.

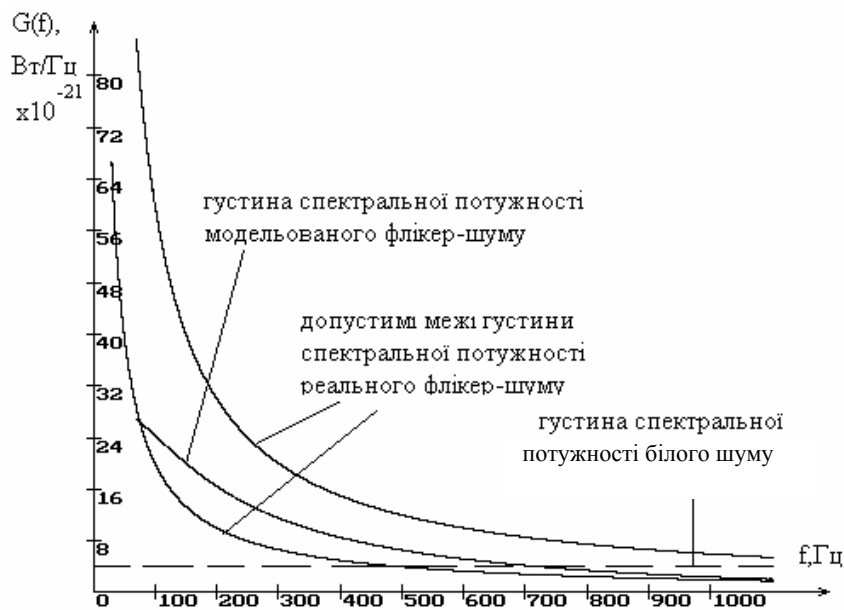


Рис. 1. Густина спектральної потужності модельованого флікер-шуму за виразом (5) та допустимі межі густини спектральної потужності реального флікер-шуму

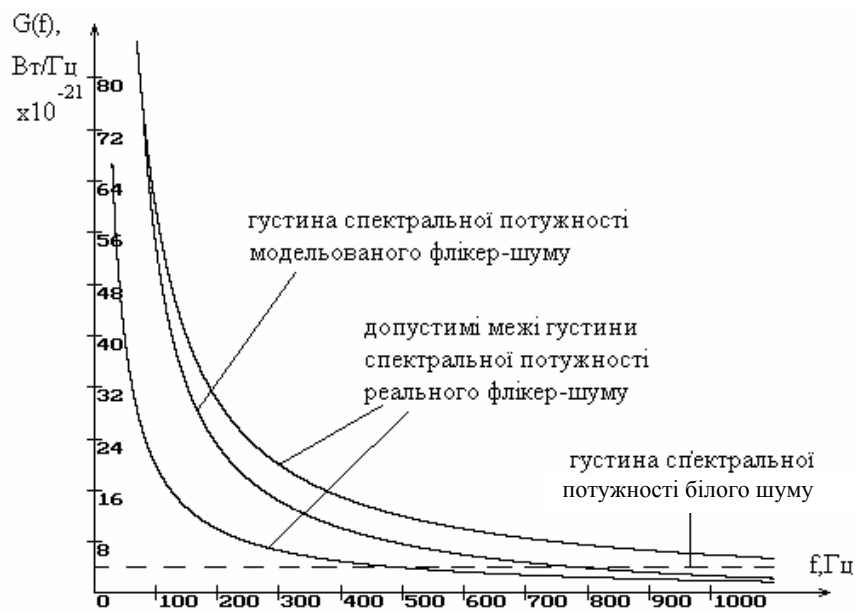


Рис. 1. Густина спектральної потужності модельованого флікер-шуму за виразом (6) та допустимі межі густини спектральної потужності реального флікер-шуму

Необхідно зауважити, що оскільки точка 0 при переході до логарифмічного масштабу перетворюється на  $-\infty$ , а кількість ділянок апроксимації повинна бути скінченною, то апроксимація можлива лише в певних проміжках, нижня частота яких більша за 0, а верхня менша за  $\infty$ . При частотах, вищих від частоти спряження, немає необхідності враховувати вплив флікер-шуму, тому що енергетичний спектр флікер-шуму на цих частотах нижчий від енергетичного спектра білого шуму.

## 5. Висновки

Отже, наближену передатну функцію перетворювача, ідеальна ЛАЧХ якого має нахил  $-10$  дБ/дек, можна апроксимувати на підставі наближеної ЛАЧХ, що складається з окремих ділянок з

нахилом 0 і –20 дБ/дек, що чергуються. Змінюючи кількість ділянок на декаді, можна змінювати точність наближення передатної функції до ідеальної. Тобто можна управляти точністю моделювання флікер-шуму.

Отже, використовуючи запропоновану передатну функцію, можна в системах комп'ютерного моделювання на основі джерела білого шуму створити джерело флікер-шуму.

1. Бучма І., Вжуцак М. *Моделі математичного подання флікер-шуму // Комп'ютерні технології друкарства.* – 2004. – №11. – С. 115–118. 2. Гутников В.С. *Интегральная электроника в измерительных устройствах.* – Л., 1980. 3. Скрипник Ю.О., Яненко О.П. *Шляхи зниження флуктуаційного порогу чутливості вимірювачів слабких сигналів // Автоматика, вимірювання та керування.* – 2001. – №420. – С.20–27. 4. *Теория автоматического управления. В 2-х ч. Ч.1. Теория линейных систем автоматического управления/ Н.А. Бабаков, А.А. Воронов, А.А.Воронова и др.; Под ред. А.А. Воронова.* – 2-е изд., перераб. и доп. – М., 1986. 5. Орнатский П.П. *Теоретические основы информационно-измерительной техники.* – К., 1976.

УДК 621.313

**Ming-June Tsai, Chuan-Cheng Hung**

Государственный университет Cheng-Kung, Тайвань, Тайвань,  
лаборатория робототехники и автоматизации, отдел механической разработки

## **СИСТЕМА И ПОГРЕШНОСТИ ТРЕХМЕРНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ**

© *Ming-June Tsai, Chuan-Cheng Hung, 2005*

**Рассмотрен метод оценки погрешности систем трехмерного 3-D видения. Сформулирована математическая модель разрешения пространственной области системы 3-D активного видения.**

**This paper is addressed a method for fast evaluation approach of correspondence uncertainty in 3-D vision metrology systems. The mathematic model of spatial resolution measurement area of a 3-D active vision system is formulated.**

### **1. Введение**

В современной практике 3-D видение играет важную роль в разнообразных областях, в том числе для копирования, распознавания объектов автоматического оптического осмотра (АОО), медицины, компьютерной графики и мультипликации [1]. Измерение профиля поверхности с микронным уровнем точности становится важным в контроле качества изделия. Компоненты видения типа камер с зарядовой связью (CCD) и цифровых процессоров освещения (DLP) применяются в последние годы в передовых полупроводниковых технологиях. Это обеспечивает разработку систем видения с низкой стоимостью и высокой гибкостью [2]. Кроме того, прибор с зарядовой связью обеспечивает измерения в миллионах точек в течение нескольких секунд. Для 3-D видения используют активные и пассивные системы. Обычно активная система состоит из проектора и одной или двух камер. Проектор задает интерференционные картины на поверхности объекта, а камера регистрирует искаженное изображение для дальнейшей обработки. Большинство систем, основанных на структурированном световом проектировании, были разработаны в течение последнего десятилетия. Авторы [3] разработали 3-D оптическую профилометрическую систему на базе коммерческого проектора и (CCD) камеры. Для простоты проектор и камера компланарной системы размещены на одной высоте. Калибруются только два параметра системы, влияние которых на погрешность измерения и было исследовано. В [4] разработана общая конфигурация системы 3-D видения. Авторы [5] разработали систему точного контроля поверхности для сканирования профиля маленьких объектов.