

## СПЕКТРАЛЬНІ МОДЕЛІ ФАЗОВОГО ДРИЖАННЯ В ЦИФРОВИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ

У роботі наведено моделі оцінювання спектральної густини фазового шуму на виході цифрової системи передачі (ЦСП), що спричинений фазовим дрижанням (ФД) тактового сигналу. Виконано аналіз спектральних складових ФД системи синхронізації при перетворенні у вихідний фазовий шум ЦСП.

*The estimation models of spectrum density of phase noise on output of digital transmission system (DTS), which is caused by phase jitter of clock signal, are observed in the research. The analysis of phase jitter spectrum components of synchronizing system at transformation into output phase noise of DTS is done.*

Ключові слова: спектральна модель, цифрова система передачі, фазовий шум, фазове дрижання, система синхронізації.

### Вступ

Основним чинником, який характеризує якість роботи телекомунікаційних мереж, є фазове дрижання (ФД) інформаційного цифрового сигналу. Параметри ФД визначають умови узгодженої роботи цифрових трактів, які побудовано за ієрархічною структурою та містять ЦСП з різними часовими характеристиками.

Математичні моделі, які характеризують ФД сигналів синхронізації, досліджено в роботі [1]. Адитивний шум опорного генератора, що при проходженні через цифровий подільник частоти, перетворюється у фазовий шум, можна дослідити за допомогою відомих моделей [2]. Для покращення ефективності контролю якості роботи ЦСП та прогнозування параметрів цифрових трактів, необхідно використовувати моделі ФД цифрових сигналів, які базуються на дослідженні спектральних характеристик ФД та забезпечують високу точність оцінювання ФД [3].

Суттєвого значення набуває оцінювання ФД інформаційного сигналу ЦСП на базі роздільного аналізу високочастотних та низькочастотних складових. Особливістю впливу низькочастотних складових ФД на роботу ЦСП є ефект накопичення, який характерний для ієрархічних цифрових трактів. Високочастотні складові ФД впливають в основному лише на завадостійкість ЦСП. При цьому, дослідження ФД ЦСП необхідно виконувати за допомогою оцінювання спектральної густини потужності фазового шуму як неперервного та дискретного у часі випадкового процесу, а також фазового шуму внаслідок детермінованого впливу.

Метою роботи є розроблення спектральних моделей ФД як складових фазового шуму, що дозволяє виконувати моделювання ЦСП в умовах дії випадкових та детермінованих завод, а це дає можливість покращити якість зв'язку в сучасних телекомунікаційних мережах. Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- виконати аналіз спектральних характеристик ФД в ЦСП;
- визначити спектральні складові ФД;
- проаналізувати точність визначення спектральних складових ФД.

### Аналіз спектральних характеристик ФД в ЦСП

Значення спектральної густини потужності фазового шуму тракту ЦСП, як неперервного у часі випадкового процесу, можна знайти за допомогою виразу [4]:

$$S_f(w) = \frac{1}{2p} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E \left( \left| F_T^m(jw) \right|^2 \right), \quad (1)$$

де  $F_T^m(jw)$  – функція енергетичного спектра тактового сигналу ЦСП з періодом  $T$ .

Виконавши перетворення (1), отримаємо вираз для спектральної густини потужності фазового шуму ЦСП:

$$S_f(w) = \frac{1}{2p} \int_{-\infty}^{+\infty} B(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (2)$$

де  $B(t)$  – функція ФД ЦСП з періодом  $t$ .

Функцію ФД можна представити як:

$$B(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} B(t, t-t) dt. \quad (3)$$

Використовуючи (2) і (3), запишемо спрощений вираз для спектральної густини потужності

вихідного фазового шуму ЦСП для заданої крутості  $K_s$  тактового сигналу:

$$S_t(w) = \frac{S_f(w)}{K_s^2}. \quad (4)$$

де  $S_f(w)$  – спектральна густина середньої потужності ФД ЦСП.

Звідси, остаточний вираз для спектральної густини потужності фазового шуму ЦСП при частоті тактового сигналу  $w_s$ , що враховує спектральні складові 2-го порядку дорівнює:

$$S_t(w) = \frac{1}{K_s^2} S_f(w) + \frac{1}{K_s^4} \int_{-w_s}^{+w_s} w_s^2 S_f(w_s) S_f(w - w_s) dw_s. \quad (5)$$

Визначимо спектральну густина потужності фазового шуму, як детермінованого гармонічного впливу на цифровий тракт мережі зв'язку, використавши вираз для спектральної густини вхідного синусоїдального сигналу з частотою  $w_f$ :

$$S_f(w) = \frac{1}{4} (d(w_f - w) + d(w_f + w)). \quad (6)$$

Підставивши (6) в (5), отримаємо вираз для спектральної густини потужності вихідного фазового шуму цифрового тракту при подачі на вхід ЦСП детермінованої гармонічної послідовності:

$$S_t(w) = \frac{1}{4K_s^2} d(w_f \pm w) + \frac{w_f^2}{16K_s^4} d(2w_f \pm w). \quad (7)$$

Вираз для дискретного у часі випадкового ФД має вигляд:

$$t_{1/T}(jw) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} t \left( j \left( w - \frac{2p}{T} k \right) \right) \quad (8)$$

Враховуючи (8), визначимо спектральну густина потужності фазового шуму, як дискретного у часі випадкового процесу:

$$S_{t/T}(w) = \frac{1}{T^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_t \left( w - \frac{2p}{T} k \right) \quad (9)$$

Виконавши заміну  $j = 2p \frac{t}{T}$  в (9), отримаємо вираз для спектральної густини потужності фазового шуму:

$$S_j(w) = 4p^2 S_{t/T}(w). \quad (10)$$

Розглянувши систему синхронізації ЦСП як каскад ділення опорної частоти  $T_{div} = NT$  та враховуючи (10), отримаємо вираз для оцінювання ФД, як дискретного у часі фазового шуму:

$$S_j(w) = \frac{4p^2}{N^2 T^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_t \left( w - \frac{2p}{T \cdot N} k \right) \quad (11)$$

де  $N$  – коефіцієнт ділення тактового сигналу ЦСП.

Вирази (5) та (11) є математичними моделями ФД, як складових вихідного фазового шуму ЦСП. На базі відомих спектральних густин потужності фазового шуму можна виконати оцінювання ФД в ЦСП. При цьому, спектральні складові вихідного фазового шуму ЦСП  $A(t)$  з ФД  $j(t)$  можна знайти як

$$S_j(t) = (1 + A(t) \cos(w_0 t + j(t))). \quad (12)$$

Враховуючи, що домінуючим чинником формування спектра інформаційного сигналу в діапазоні першої гармоніки є ФД, необхідно виконати аналіз спектральних складових ФД.

#### Визначення спектральних складових ФД

Запишемо загальний вираз для ФД у дискретній формі для заданого числа  $L$  гармонік:

$$j_e[k] = \sum_{i=1}^L A_{mi} \sin(w_{0i} k + j_{0i}), \quad (13)$$

де  $w_{0i}$  – частота  $i$ -ї гармоніки;

$A_{mi}$  – Амплітуда  $i$ -ї гармоніки;

$j_{0i}$  – початкова фаза  $i$ -ї гармоніки.

Відповідно до рекомендацій МСЭ-Т О.91, оцінювання ФД ЦСП необхідно виконувати за допомогою тестового сигналу з амплітудою  $A_T$ , частотою  $f_T$  та фазою  $j_{0T}$  [4]:

$$U_T(t) = A_T \cos(2\pi f_T t + j_{0T}). \quad (14)$$

Враховуючи (14), визначимо ФД, що виникає при подачі тестового сигналу:

$$U_e(k) = A_T \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{k_L=-\infty}^{\infty} J_{k_1}(A_{m1}) \cdots J_{k_L}(A_{mL}) \times \cos[(w_0 + k_1 w_{01} + k_2 w_{02} + \dots + k_L w_{0L})k + j_{0T} + k_1 j_{01} + k_2 j_{02} + \dots + k_L j_{0L}] \quad (15)$$

де  $J_{k_1}(A_{m1})$  – функція Бесселя 1-го роду.

Спростивши вираз для визначення ФД (13) до першої гармоніки:

$$j_e = A_{m1} \sin(w_{01}k + j_{01}), \quad (16)$$

та врахувавши наступні умови:  $i = 2 \dots L$ ;  $A_{mi} = 0$ ;  $w_{0i} = 0$ ;  $j_{0i} = 0$ ;  $J_{k_L}(A_{mi}) = 1$ , отримаємо вираз для ФД з урахуванням особливостей тестового сигналу:

$$U_e^{(1)}(k) = A_T \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} J_{k_1}(A_{m1}) \cos[(w_0 + k_1 w_{01})k + j_{0T} + k_1 j_{01}] \quad (17)$$

З виразу (17) видно, що спектр амплітуд ФД  $U_e^{(1)}(k)$  містить нескінченну кількість гармонік з частотами  $w_0 + k_1 w_{01}$ , де  $k_1 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Спектральне оцінювання ФД за допомогою виразів (14) і (16) дозволяє визначити частоту ФД  $f_1$ , як різницю між частотою однієї з бічних  $f_0 + f_1$  та основної  $f_0$  гармонік.

Використовуючи (13) і (15), отримаємо спектральну модель оцінювання ФД ЦСП:

$$U_e^{(2)}(k) = A_T \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} J_{k_1}(A_{m1}) J_{k_2}(A_{m2}) \cos[(w_0 + k_1 w_{01} + 2k_2 w_{01})k + j_{0T} + k_1 j_{01} + k_2 j_{02}] \quad (18)$$

Вираз (18) можна використовувати для моделювання ФД у трактах ЦСП.

#### Оцінювання точності визначення спектральних складових ФД

Визначення абсолютної похибки оцінювання ФД можна виконати згідно виразу [4]:

$$\Delta_e = 0,05 A_{mi} + 0,2^o. \quad (19)$$

Проаналізуємо точність оцінювання спектральних складових ФД, що визначались згідно (5) та (11). Для цього знайдемо відносну похибку визначення амплітуд 1-ї та 2-ї гармонік  $A_{m1}$  та  $A_{m2}$ :

$$d_e = \frac{\Delta_e}{e_{\max}} = \frac{0,05 A_{mi}}{A_{\max}}. \quad (20)$$

Виконаємо аналіз відносних похибок визначення параметрів двочастотного ФД. На рис. 1 представлено графіки залежностей  $d_{ij} = f(A_{m1})$  для двох співвідношень  $A_{m1}$  до  $A_{m2}$ .

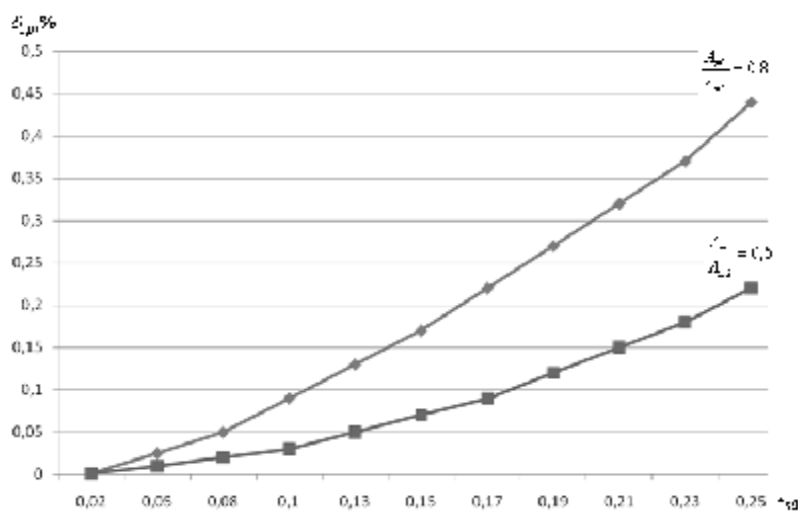


Рис. 1. Залежності відносної похибки оцінювання ФД від амплітуди першої гармоніки тестового сигналу

Із графіків видно, що максимальна похибка оцінювання  $A_{m1}$  не перевищує 0,45%. Окрім того, можна стверджувати, що зі збільшенням амплітуди першої гармоніки по відношенню до другої гармоніки збільшується відносна похибка оцінювання ФД. Такий результат вказує на те, що височастотні складові ФД потрібно визначати з більшою точністю у порівнянні із низькочастотними компонентами ФД.

## Висновки

Аналіз спектральних густин потужностей фазового шуму, як неперервного та дискретного у часі випадкових процесів забезпечить якісне та кількісне оцінювання ФД в сучасних ЦСП.

Запропоновані спектральні моделі оцінювання складових ФД забезпечують високу точність при визначенні параметрів ФД ЦСП за рахунок використання тестових послідовностей, що адекватно імітують реальні умови функціонування ЦСП. Такий підхід дає можливість ефективно виконати оцінювання впливу високочастотних та низькочастотних складових ФД на цифровий тракт ЦСП.

Отримані моделі ФД інформаційних сигналів дають можливість виконувати моделювання ЦСП з необхідною точністю у заданій смузі частот.

## Література

1. Айфичер Э.С. Цифровая обработка сигналов: / Э.С.Айфичер, Б.У.Джервис. – [пер. с англ.]. – М. : ИД „Вильямс”, 2008. – 992 с.
2. Бакланов И.Г. Технологии измерений в современных телекоммуникациях / Бакланов И.Г. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 2007. – 354 с.
3. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Марпл-мл. С.Л. – [пер. с англ.]. – М. : Мир, 1990. – 584 с.
4. Лыиков А.В. Спектральный метод измерения фазового дрожания / А.В. Лыиков, Б.В. Султанов, М.А. Щербаков // Датчики и системы. – 2005. – № 6. – С. 31–35.

Надійшла 11.11.2011 р.  
Рецензент: д.т.н. Кичак В.М.

УДК 551.501.793

Є.В. ПРОКОПЕНКО

Національна академія Державної прикордонної служби України ім. Б. Хмельницького

## РОЗРОБКА ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ ВИЯВЛЕННЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ СТОРОННІХ ОБ'ЄКТІВ НА ВІДЕОЗОБРАЖЕННЯХ

*В статті запропоновані алгоритми виявлення та вимірювання параметрів сторонніх об'єктів на відеозображеннях. Запропоновані в даній роботі алгоритми дають змогу, при не значних обчислювальних затратах, реалізувати ефективно виявлення як рухомих так і статичних сторонніх об'єктів на відео зображеннях.*

*The algorithms for identifying and measuring the parameters of external objects on the video are proposed in this article. The proposed algorithms enable to realize an effective identification of both moving and static objects on the video at low computational cost.*

Ключові слова: об'єкт, спостереження, алгоритм, відеозображення, сторонні об'єкти.

## Вступ

Обов'язковою вимогою при реалізації підсистем відеоспостереження в системі інженерно-технічного контролю охорони державного кордону, є автоматизація процесу виявлення рухомих об'єктів в зоні спостереження при значному динамічному діапазоні. При цьому, важливим критерієм ефективності функціонування таких підсистем, являється висока ймовірність правильного виявлення сторонніх об'єктів при низькій ймовірності хибних спрацювань.

На сьогоднішній день, достатньо успішно реалізуються системи відеоспостереження з автоматичним виявленням рухомих об'єктів, проте враховуючи особливості застосування таких систем в охороні кордону, особливо на відкритих ділянках кордону, цього недостатньо. За цих умов, також важливим є виявлення сторонніх об'єктів, що можуть з'являтися в невидимих секторах зони спостереження при скануванні місцевості. Для реалізації цього, необхідно застосовувати дещо інші підходи, що полягають в більш глибокому аналізі саме статичних зображень а не аналізу їх динамічних складових.

## Основна частина

Широке застосування цифрових технологій при реалізації систем відеоспостереження, практично зняло обмеження на їх динамічний діапазон у відношенні освітленості об'єктів спостереження [1, 2]. При цьому, застосування відеокамер з вбудованими модулями аналогово-цифрового перетворення дало змогу значно підвищити завадостійкість каналів передачі відеоінформації на відстань і як наслідок усунути зашумленість зображень, що з'являється при їх передачі. Найчастіше такі камери забезпечуються також вбудованими схемами керування чутливістю, фокусуванням та іншими параметрами, які можуть контролюватися як самим вбудованим модулем, так і ЕОМ. Структурна схема системи відеоспостереження в цьому випадку буде мати вигляд, що показаний на рис. 1.