

МЕТОД КОРИГУВАННЯ ДЖИТЕРУ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

Бортник Г.Г., Васильківський М.В., Пунченко Н.О.

Вінницький національний технічний університет
Вінницька філія ВАТ „Укртелеком”

Вступ

Стрімке впровадження цифрових технологій у системи зв'язку призвело до значного зростання ролі засобів синхронізації в телекомунікаційних системах. Якість функціонування телекомунікаційних систем безпосередньо залежить від точності синхронізації цифрових потоків, яка оцінюється рівнем джитеру (явища паразитної фазової модуляції тактових сигналів) [1].

Для покращення якості зв'язку необхідно виконувати коригування власного джитеру системи передачі, тобто, джитеру на виході системи при умові фазостабілізованого сигналу на вході системи [2]. На сьогоднішній день методологія коригування власного джитеру телекомунікаційних систем знаходиться у стадії формування. Основна складність вирішення цієї проблеми полягає в тому, що методи та засоби коригування власного джитеру повинні мати високу продуктивність цифрового оброблення сигналів.

Метою роботи є розробка високопродуктивного методу коригування власного джитеру тактових сигналів телекомунікаційних систем. У роботі [3] наведено метод оцінювання джитеру, який базується на використанні традиційних методик оброблення сигналів і тому не забезпечує можливості коригування джитеру в сучасних високошвидкісних цифрових системах зв'язку.

Спектральний метод оцінювання та коригування джитеру з використанням алгоритмів цифрового оброблення сигналів (ЦОС) у базисі Фур'є характеризується низькою продуктивністю і тому не може задовільнити вимоги, що висуваються при впровадженні цифрових систем передачі [4].

Методологія коригування власного джитеру системи

В технології плезіохронної цифрової передачі застосовується методика вирівнювання цифрових потоків за рахунок введення додаткових імпульсів у задані інтервали часу. В результаті, якщо вхідний потік був ідеально дискретизований, на виході системи цифровий потік буде мати значний джитер. Цей джитер можна компенсувати шляхом використання буферного пристрою, принцип роботи якого базується на застосуванні фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). Під дією коригувальних сигналів блок ФАПЧ виконує вирівнювання середньої швидкості цифрового потоку, зменшуючи власний джитер системи.

Дана методологія коригування реалізовується в такій послідовності:

- ідентифікація системи шляхом подачі на її вхід тестового сигналу;
- генерування сигналу $x(t)$ з заданим спектром на базі використання швидкого перетворення Фур'є (ШПФ);
- спектральний аналіз вихідного сигналу $y(t)$ за допомогою ШПФ та обчислення оцінки процесу;
- визначення вектору помилки з розрахунком параметрів коригувального сигналу;
- ітераційний процес повторюється до тих пір, доки спектральна густина потужності $S_y(\omega)$ не буде відповідати заданій;
- сформований сигнал коригування керує ФАПЧ, при цьому можна у задані моменти часу контролювати $S_y(\omega)$ і коригувати спектр коригувального сигналу, якщо власний джитер системи перевищив заданий рівень.

Високопродуктивний метод коригування власного джитеру тактових сигналів

Оскільки вихідний сигнал $y(t)$ телекомунікаційної системи є випадковим і широкосмуговим, то для достатньо точного оцінювання спектральної густини потужності сигналу слід мати великий об'єм вибірки, який визначається кількістю дискретних відліків N . В свою чергу кількість ординат спектра $S_y(\omega)$, які отримуємо в результаті використання алгоритму ШПФ, дорівнює половині кількості відліків реалізації $y(t)$, що в результаті призводить до збільшення дисперсії результатів вимірювання ординат

$S_y(\omega)$. Як показано в роботі [5], подібна тонка структура спектра є надлишковою, тому доцільно проводити усереднення спектра у вузькій смузі частот $\Delta\omega$. При цьому зменшується розмірність алгоритму коригування та дисперсія спектра.

Для здійснення корекції спектра сигналу значення спектральної потужності на виході в дискретних точках ω_j порівнюється зі спектральною густиною потужності заданого тестового сигналу. При цьому утворюється джитер, який можна представити як вектор-стовпець помилки e з компонентами

$$e(j) = S_y(\omega_j) - S_y^{zad}(\omega_j), \quad (1)$$

де $S_y(\omega)$ - спектральна густина потужності вихідного сигналу.

Тоді алгоритм коригування в загальному вигляді можна записати як

$$S_x^n = S_x^{n-1} + A_n e_{n-1}, \quad (2)$$

де S_x^n - вектор керувальних параметрів на n -му кроці;

A_n - матричний оператор, вид якого залежить від конкретного алгоритму коригування.

Розглянемо тепер можливість побудови цифрового коригувального блоку з використанням базисів Уолша та Хаара, а також засобів взаємних спектральних перетворень (ВСП).

Для цифрових систем передачі доцільно використовувати статистичні методи, які базуються на розв'язанні інтегрального рівняння Вінера-Хопфа

$$R_{yx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) R_x(t - \tau) dt, \quad (3)$$

де $h(t)$ - імпульсна перехідна характеристика системи.

При цьому зменшення часу визначення $h(t)$ може бути досягнуто за рахунок використання вхідного сигналу з автокореляційною функцією типу дельта-функції. Цій умові задовольняє нормальний білий шум, який може бути сформований за допомогою швидкого перетворення Уолша (ШПУ) у відповідності з формулою

$$\xi_x(l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{j=0}^{N-1} \lambda_j Wal(j, l), \quad (4)$$

де $Wal(j, l)$ - дискретні функції Уолша;

λ_j - випадкові числа, які рівномірно розподілені в інтервалі $[-1, 1]$.

При цьому кількість арифметичних операцій дорівнює $N \log_2 N$ та для отримання одного значення нормально розподіленого білого шуму необхідно виконати $\log_2 N$ операцій додавання та віднімання. Використовуючи алгоритм швидкого перетворення Хаара (ШПХ), можна ще більше прискорити процес формування гаусового білого шуму, реалізація якого може бути отримана наступним чином: до масиву випадкових величин, рівномірно розподілених в інтервалі $[-1, 1]$, використовується ШПХ; випадковим чином вибирається номер групи r випадкових величин ($r = 0, n-1$) з ймовірністю $1/n$ та знаходиться довільна величина групи з номером r . Потім два останні етапи повторюється задане число разів. Визначення $h(\tau)$ при цьому зводиться до знаходження функції $R_{xy}(\tau)$, яка може бути ефективно розрахована за допомогою алгоритмів прискореної згортки.

Розглянемо спосіб визначення $R_{xy}(\tau)$ на основі використання базису кусково-лінійних функцій Уолша. Оцінка взаємної кореляційної функції двох стаціонарно пов'язаних випадкових процесів може бути представлена в матричному вигляді як

$$R_{xy} = \frac{1}{N} \cdot X[Y], \quad (5)$$

де $[Y]$ - матриця, кожний m -й стовпець якої ($m = 0, 1, \dots, N-1$) визначається добутком m -го оператора зсуву на вектор-стовпець процесу Y .

Тоді (5) можна записати у вигляді

$$R_{xy} = \frac{1}{N} X \cdot \begin{bmatrix} \hat{T}_0 & Y \\ \hat{T}_1 & Y \\ \vdots & \\ \hat{T}_{N-1} & Y \end{bmatrix}, \quad (6)$$

де \hat{T}_0 - одинична матриця;

$$\hat{T}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix},$$

причому $\hat{T}_m = \hat{T}_1^m$.

Застосувавши до (6) тотожне перетворення, яке визначається добутком транспонованої матриці кусково-лінійних функцій Уолша на зворотну, отримаємо

$$R_{xy} = \frac{1}{N} X \cdot P^T P^{-1} \begin{bmatrix} \hat{T}_0 & Y \\ \hat{T}_1 & Y \\ \vdots & \\ \hat{T}_{N-1} & Y \end{bmatrix} = \frac{1}{N} X \cdot P^T \begin{bmatrix} \tilde{A}_0 & Y \\ \tilde{A}_1 & Y \\ \vdots & \\ \tilde{A}_{N-1} & Y \end{bmatrix}, \quad (7)$$

де $\tilde{A}_m = P^{-1} \hat{T}_m$ - матриця диференціальних функцій Уолша, рядки якої зсунені на m розрядів вправо.

Тобто, для розрахунку m -ї ординати взаємної кореляційної функції $R_{xy}(\tau)$ необхідно помножити вектор-рядок коефіцієнтів розкладання по інтегральним функціям Уолша процесу $x(t)$ на m -й стовпець коефіцієнтів перетворення \tilde{A}_m процесу $y(t)$. Апаратна реалізація запропонованої процедури може бути виконана на базі застосування програмованих логічних матриць.

У режимі спектрального аналізу визначається спектральна густина потужності в базисі Уолша та з використанням квадрату модуля ядра Фур'є здійснюється перетворення отриманого спектра в базис Фур'є. На рис. 1 приведена блок-схема взаємодії основних алгоритмів цифрового коригування з використанням базису Уолша. Функціонування систем здійснюється з використанням наступних етапів:

- виконується ідентифікація телекомунікаційної системи при подачі на її вхід пробного сигналу у вигляді „білого шуму”, отриманого за допомогою перетворення Уолша (4);

- визначається спектральна густина потужності нульового наближення вхідного сигналу, по якій за допомогою зворотного ШПФ генерується стаціонарна випадкова дія $x(t)$, яка подається на вхід системи;

- випадковий процес з виходу системи розбивається на v відрізків та розраховується автокореляційна функція $R_y(t)$ на кожному відрізку за допомогою швидкої згортки;

- за допомогою швидкої розрахункової процедури визначається спектр потужності Уолша $W_y(j)$ та виконується його оцінювання;

- за допомогою прискорених процедур ВСП на основі модуля ядра Фур'є виконується перетворення $W_y(j)$ в спектр потужності Фур'є та визначається вектор помилок для коригування спектра вхідної дії за допомогою одного з алгоритмів стохастичної апроксимації.

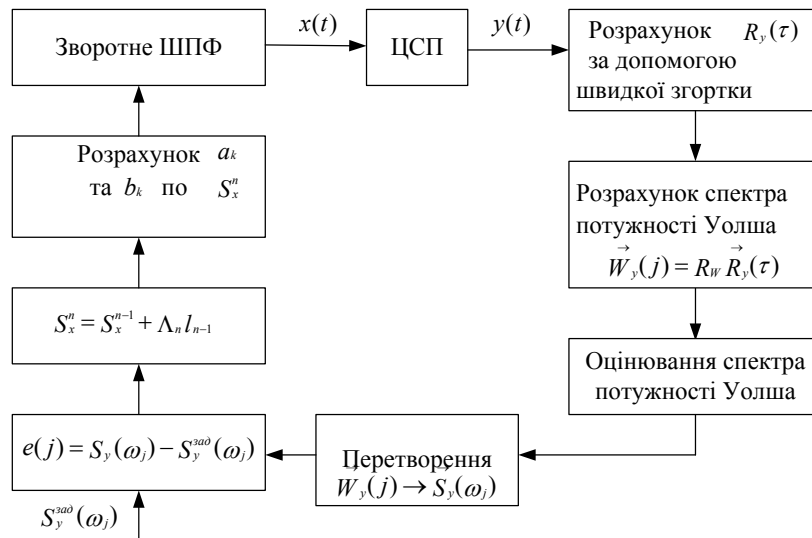


Рис 1. Блок-схема коригування джитеру на основі спектральної моделі Уолша

Обчислювальна складність запропонованого методу оцінюється $N \cdot \log_2 N$ операціями підсумовування для реалізації ШПУ і $2N \cdot \log_2 N$ операцій підсумовування та множення для реалізації ВСП і розрахунку $R_y(\tau)$. Коригування джитеру на базі алгоритмів ШПФ вимагає $5N \cdot \log_2 N$ операцій підсумовування та множення [4].

Таким чином, метод коригування джитеру телекомунікаційної системи на базі ШПУ та ВСП має продуктивність, що у 2,5 рази перевищує продуктивність традиційної методики коригування на базі ШПФ.

Висновки

1. При коригуванні джитеру телекомунікаційної системи необхідно використовувати методологію ЦОС на базі дискретних ортогональних функцій з швидкими обчислювальними процедурами, що створює умови для реалізації алгоритмів коригування джитеру в реальному масштабі часу.

2. Використання алгоритмів прискореної згортки у базисах Уолша та швидких процедур взаємних спектральних перетворень дає можливість розширити частотний діапазон системи та суттєво скоротити час відновлення робочого режиму з мінімальним джитером телекомунікаційної системи.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Бакланов И.Г. Методы измерения в системах связи. – М.: Эко-Трендз, 1999. – 194 с.
2. Колинко Т.А. Измерения в цифровых системах связи. – К.: ВЕК, 2002. – 320 с.
3. Стеклов В.К., Костік Б.Я., Беркман Л.Н. Сучасні системи управління в телекомунікаціях / За заг. ред. В.К. Стеклова. – К.: Техніка, 2005. – 400 с.
4. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: ИД „Вильямс”, 2004. – 992 с.
5. Бендат Д., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с.