

Змінюючи фазу затримки вхідного сигналу можна вимірювати нестабільність частоти на різних часових інтервалах. Таким чином є можливим вимірювання нестабільності частоти на інтервалах менше чверті періоду.

Висновки

1. На базі проведеного аналізу методів вимірювання нестабільності частоти слід відзначити, що на сьогоднішній день не існує ідеального або навіть близького до нього методу вимірювання. Деякі методи потребують надвисокоточних зразкових генераторів, нестабільність яких буде впливати на похибку вимірювання (гетеродинний метод та електронно-лічильний частотомір), інші є недосить точними внаслідок роздільної здатності аналізаторів спектру або досить складними у реалізації і налаштуванні.

2. Запропоновано двоканальний метод вимірювання нестабільності частоти, який на відміну від відомих використовує фазову затримку сигналу, що дає можливість усунути вплив нестабільності частоти опорного генератора на результати вимірювань та підвищити діапазон робочих частот.

Література

1. Измерения в электронике. Справочник / Под ред. В. А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат. – 1987. – 510 с.
2. Аппаратура для частотных и временных измерений / Под ред. А. П. Горшкова. – М.: Советское радио. – 1971. – 336 с.
3. Метрология и радиоизмерения / Под ред. проф. В. И. Нефедова. – М.: Высшая школа. – 2006. – 526 с.: ил.
4. Time Domain Oscillator Stability Measurement Allan variance. Application Note. Rohde & Schwarz – Dr. F. Ramian 02.2009 – 1EF69_E1.
5. Измерение нестабильности несущей частоты радиоимпульсов малой длительности / В.И. Климченко, А.В. Очуренко, А.Н. Бовкун, А.А. Малышев, И.М. Невмержицкий, В.Н. Куприй // Системи обробки інформації. – 2006, випуск 8 (57). – с. 32-37.

Надійшла до редакції
19.11.2012 р.

УДК 621.396

Г.Г. БОРТНИК, М.В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ, О.Г. БОРТНИК

Вінницький національний технічний університет,
ПАТ „Укртелеком”

МЕТОД ОЦІНЮВАННЯ ДЕТЕРМІНОВАНИХ СКЛАДОВИХ ФАЗОВОГО ДРИЖАННЯ У ЦИФРОВИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАВАННЯ

У роботі запропоновано метод оцінювання детермінованих складових фазового дрижання (ФД) на базі цифрового спектрально-кореляційного аналізу з оптимальним віконним зважуванням. Метод характеризується високою точністю оцінювання ФД за рахунок збільшення статистичної стійкості результатів, отриманих при виконанні спектрально-кореляційного аналізу тактових сигналів цифрових систем передавання.

Ключові слова: фазове дрижання, цифрові системи передавання, спектрально-кореляційний аналіз, дискретне перетворення Фур'є, спектр потужності.

The paper proposed a method of evaluating deterministic component phase shake (PD) based on digital spectral correlation analysis with optimal windowed weighting. The method is characterized by high accuracy evaluation PD by increasing the statistical stability of the results obtained in the performance of spectral-correlation analysis of clock signals of digital transmission systems.

Key words: phase shake, digital transmission systems, the spectral-correlation analysis, discrete Fourier transform, the power spectrum.

Вступ

Цифрові системи передавання (ЦСП) займають провідне місце у мережах зв'язку. Техніко-економічні показники ЦСП залежать від якості функціонування засобів синхронізації, основним параметром яких є фазове дрижання (ФД) або джитер тактових сигналів.

ФД у ЦСП визначається як пікове значення відхилення фази (частоти) при відповідній тривалості періоду передачі даних. Для забезпечення заданої точності оцінювання джитеру, необхідно знайти смугу частот досліджуваного сигналу, що дозволить якісно оцінити вплив ФД на параметри ЦСП.

Одним з методів оцінювання джитеру є спектральний аналіз сигналів з ФД на базі використання частотно-селективного приймача [1]. Даний метод не знайшов широкого використання внаслідок низької точності та складності реалізації. У практиці експлуатаційних вимірювань більшого поширення набули методи, що базуються на двох етапах оцінювання ФД, які відрізняються фільтрами нижніх і верхніх частот [2]. Незважаючи на простоту реалізації, ці методи характеризуються низькою точністю та обмеженим числом контрольованих параметрів ФД.

Для повного дослідження причин виникнення ФД та характеру його зміни в частотній області необхідно виконувати комплексний аналіз параметрів ФД, а саме його випадкової та детермінованої складових. Для цього здійснюють оцінювання спектра потужності (СП) тактового сигналу ЦСП з використанням алгоритмів дискретного перетворення Фур'є (ДПФ). Аналіз СП детермінованих складових ФД на базі ДПФ є статистично некоректним, тому що середньоквадратичні похибки таких оцінок по величині наближаються до самих середніх значень ФД [3]. Відомі методи аналізу параметрів ФД не дають можливості всебічно досліджувати детерміновані складові ФД.

Отже, існує необхідність у підвищенні точності оцінювання детермінованих складових ФД на базі методології цифрового оброблення сигналів ЦСП.

Метою роботи є підвищення точності оцінювання детермінованих складових ФД у цифрових системах передавання за рахунок оптимального цифрового оброблення тактових сигналів ЦСП. Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- виконати спектрально-кореляційний аналіз тактових сигналів ЦСП;
- здійснити синтез вагової функції для сегментів сигналу ЦСП;
- проаналізувати точність оцінювання СП сигналу з детермінованим ФД.

Спектрально-кореляційний аналіз тактових сигналів ЦСП

При використанні будь-якого методу спектрального оцінювання ФД необхідно розв'язувати ряд задач, направлених на отримання статистично стійких оцінок з максимально можливим розрізненням на базі кінцевого масиву вхідних відліків. Періодограмний метод дозволяє отримати оцінку СП безпосередньо при обробленні вхідних даних. При використанні кореляційного методу спочатку знаходиться оцінка кореляційної послідовності, а потім на базі ДПФ корелограми визначається оцінка СП. Ці методи дають можливість або підвищити статистичну стійкість оцінки СП при значному погіршенні роздільної здатності, або характеризуються високою роздільною здатністю та значною дисперсією результатів оцінювання СП [4].

З метою покращення точності оцінювання СП тактових сигналів ЦСП пропонується метод, що враховує особливості періодограмного та корелограмного методів оцінювання ФД і який можна реалізувати, виконавши наступні перетворення.

Масив даних досліджуваного сигналу, який складається із $x(0), x(1), \dots, x(N-1)$ відліків, розбивається на підпослідовності $x_p(n)$ довжиною по M відліків у кожній зі зсувом між суміжними сегментами на B відліків. У режимі стрибкоподібних ДПФ число інтервалів дослідження можна визначити за формулою, яка пов'язує загальний об'єм оброблюваної реалізації N , величину зсуву B та об'єм даних в одній підпослідовності:

$$P = \frac{N - M}{B} + 1. \quad (1)$$

Підпослідовності, зсунені одна відносно одної на B відліків, пов'язані з масивом вхідних даних таким співвідношенням:

$$x_p(n) = x[n + B(P-1)]. \quad (2)$$

Коефіцієнти ДПФ для окремих інтервалів дослідження можна обчислити по аналогії з прямим ДПФ за формулою

$$X_p(k) = \sum_{n=0}^{M-1} x_p(n) e^{-j2\pi nk/M}. \quad (3)$$

З метою керування рівнями бічних пелюсток спектра сигналу ЦСП виділені підпослідовності даних підлягають обробці ваговою функцією. Тому вираз (3) з урахуванням віконного зважування прийме вигляд

$$X_{pW}(k) = \frac{1}{U} \sum_{n=0}^{M-1} x_p(n) w(n) e^{-j2\pi nk/M}, \quad (4)$$

де U – енергія вагової функції.

Спектр потужності окремого зваженого сегмента даних можна знайти за формулою

$$S_p(k) = |X_{pW}(k)|^2. \quad (5)$$

У результаті обробки досліджуваного масиву даних згідно (2) ÷ (5) знаходиться P -оцінок СП окремих підпослідовностей $x_p(n)$. Результуюча оцінка СП досліджуваного сигналу з урахуванням усереднення спектральних складових буде мати вигляд

$$S(k) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P S_p(k) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P |X_{pW}(k)|^2. \quad (6)$$

Завдяки перекриванню сегментів даних досягається збільшення числа аналізованих підпослідовностей для заданого об'єму вхідної реалізації у порівнянні з іншими способами згладжування. А це призводить до зменшення дисперсії результуючого СП.

Потім виконується зворотне ДПФ для (6) з метою забезпечення симетричного оцінювання автокореляції для $2M + 1$ часових зсувів.

$$R(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} S(k) e^{j2\pi nk/M} \quad (7)$$

Автокореляційна функція $R(n)$ у взаємодії з автокореляційною функцією прямокутного вікна охоплює значення $|n| \leq M$. На наступному етапі оброблення автокореляційна функція послідовності даних при взаємодії з симетричним кореляційним вікном $w_c(n)$ непарної довжини перетворюється у зважене автокореляційне оцінювання згідно виразу:

$$R_w(n) = w_c(n) \cdot R(n) \quad (8)$$

На останньому етапі необхідно виконати ДПФ $R_w(n)$, яке визначає СП досліджуваного сигналу з детермінованим ФД:

$$S_w(k) = \frac{1}{U_c} \sum_{n=0}^{M-1} R_w(n) w_c(n) e^{-j2\pi nk/M}, \quad (9)$$

де U_c – енергія кореляційної вагової функції.

Комбіноване часове та кореляційне зважування дозволяє керувати рівнем бічних пелюсток (подавлення паразитних компонентів) та забезпечує необхідну стійкість оцінювання за рахунок усереднення по сегментам та частотного згладжування (кореляційного зважування).

Запропонований метод спектрально-кореляційного оцінювання детермінованих складових ФД при використанні алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) забезпечує високі статистичні характеристики при спрощенні обчислень у порівнянні з періодограмним методом.

Синтез функції зважування сегментів тактового сигналу ЦСП

У засобах цифрового оброблення сигналів великого поширення набули дискретні косинусні функції, які у загальній формі мають вигляд [3]

$$w(n) = \sum_{r=0}^R (-1)^r a_r \cos\left(\frac{2\pi rn}{M}\right), \quad (10)$$

де r – номер члена тригонометричного ряду.

Задача синтезу вагової функції полягає в обчисленні коефіцієнтів a_r , які забезпечують максимальну асимптотичну швидкість спадання бічних пелюсток. Окрім того, враховуючи подальшу обробку СП з метою знаходження конкретних параметрів ФД, необхідно виконати нормування коефіцієнтів так, щоб їх сума дорівнювала одиниці. Таким чином, для знаходження коефіцієнтів вагової функції залежно від порядку вікна R необхідно розв'язати систему із $R + 1$ рівнянь

$$\begin{cases} \sum_{r=0}^R a_r = 1 \\ \sum_{r=0}^R (-1)^r a_r = 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \sum_{r=0}^R (-1)^r r^{2R-2} a_r = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Для оцінювання детермінованих складових ФД тактових сигналів ЦСП у сузі частот $0,1 \dots 1$ ГГц з точністю не нижчою 1 % необхідно синтезувати вагову функцію з зі швидкістю спадання основної пелюстки $V_s = -40$ дБ/окт та рівнем бічних пелюсток $A_s = -60$ дБ. Для цього, підвищивши порядок вікна до $R=3$, розв'яжемо систему з чотирьох рівнянь (11) і знаходимо коефіцієнти віконної функції:

$$a_0 = 0,35875; \quad a_1 = 0,48829; \quad a_2 = 0,14128; \quad a_3 = 0,031168.$$

Підставивши знайдені числові значення a_r у вираз (10), отримаємо оптимальне вагове косинусне «вікно»:

$$w(n) = 0,35875 - 0,48829 \cos\left(\frac{2\pi n}{M}\right) + 0,14128 \cos\left(\frac{4\pi n}{M}\right) - 0,031168 \cos\left(\frac{6\pi n}{M}\right). \quad (12)$$

Асимптотична швидкість спадання бічних пелюсток спектра дорівнює -42 дБ/окт. Таким чином, знайдена вагова функція задовольняє вимогам спектрального оцінювання ФД в ЦСП.

Аналіз точності визначення СП сигналу з ФД

Аналіз статистичної стійкості СП сигналу з ФД, зваженого оптимальним «косинусним» вікном

$W_{oc}(n)$, можна виконати, користуючись формулою для обчислення дисперсії СП [4]

$$D[\hat{S}(k)] = \frac{[S(k)]^2}{P} \left[1 + 2 \sum_{d=1}^{P-1} \frac{P-d}{P} C(d) \right], \quad (13)$$

де $C(d)$ – коефіцієнт перекривання сегментів для $d = 1, 2, \dots, M-1$.

Знайдемо мінімальне значення функції $D[\hat{S}(k)]$ для різних величин зсуву. Для цього необхідно врахувати вираз (13), а також такі особливості алгоритму перекривних ШПФ й обмеження на технічну реалізацію засобів оцінювання ФД [3]. Мінімальна дисперсія СП для заданих умов досягається для $B = M/4$. Коефіцієнт ефективності спектрально-кореляційного оцінювання для заданої величини зсуву можна обчислити за формулою

$$Q_{ES} = \frac{P_{0,75}}{P_0 \left[1 + 1,5C\left(\frac{M}{4}\right) + C\left(\frac{M}{2}\right) + 0,5C\left(\frac{3M}{4}\right) \right]}. \quad (14)$$

На рис. 1 подано залежності ефективності оцінювання ФД від числа інтервалів розбиття для запропонованого методу (крива 1) і для класичного методу періодограм (крива 2).

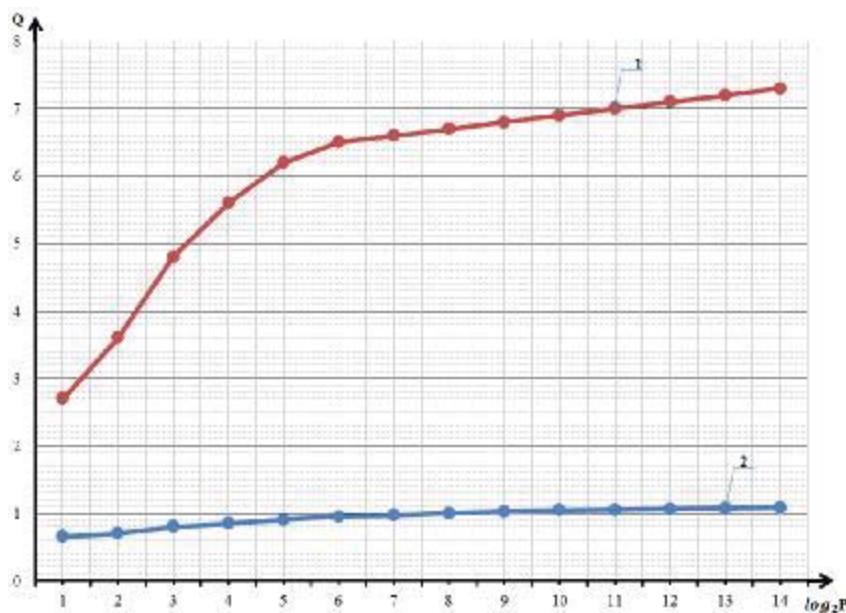


Рис. 1. Залежності ефективності спектрального оцінювання ФД від числа інтервалів розбиття тактового сигналу

Як видно з рисунку, запропонований метод характеризується ефективністю, що в 2,5...7 разів перевищує ефективність періодограмного методу оцінювання детермінованого ФД.

Висновки

Запропоновано метод оцінювання детермінованих складових ФД, який характеризується підвищеною точністю за рахунок покращеної статистичної стійкості результатів, отриманих при виконанні зважених перекривних ШПФ з оптимальною віконною функцією. Висока статистична стійкість результатів забезпечується зниженням дисперсії оцінювання СП та ефективним подавленням бічних паразитних пелюсток спектра сигналу з ФД у частотній області.

Література

1. Бакланов И. Г. Технологии измерений в современных телекоммуникациях / И. Г. Бакланов. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2007. – 354 с.
2. Колинько Т. А. Измерения в цифровых системах связи / Т. А. Колинько. – К.: ВЕК, 2002. – 320 с.
3. Бортник Г. Г. Спектральный метод оцінювання джитеру в телекомунікаційних системах / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. А. Челюян // Вісник ВПІ. – 2010. – № 2. – С. 109–114.
4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: / С.Л. Марпл-мл. – [пер. с англ.]. – М.: Мир, 1990. – 584 с.

Надійшла до редакції
13.11.2012 р.