

УДК 621.396

Г. Г. Бортник, канд. техн. наук, доц.;

М. В. Васильківський;

В. А. Челоян, асп.

СПЕКТРАЛЬНИЙ МЕТОД ОЦІНЮВАННЯ ДЖИТЕРУ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

Запропоновано спектральний метод оцінювання параметрів джитеру в телекомунікаційних системах, що характеризується підвищеною точністю за рахунок покращення статистичної стійкості результатів, отриманих під час виконання зважених перекривних швидких перетворень Фур'є.

Вступ

У галузі телекомунікацій відбувається стрімке впровадження цифрових засобів передавання інформації. Цифрові методи зв'язку, окрім переваг, зумовлених новими телекомунікаційними технологіями, створили ряд проблем, які виникають під час передавання сигналів у цифровій формі. Однією з них є проблема синхронізації в телекомунікаційних системах. Основним параметром, який характеризує сигнал синхронізації є джитер, тобто фазове дрижання сигналу на приймальній частині системи [1]. Оцінювання джитеру дає можливість визначити причини його виникнення та здійснити ряд заходів зі зниження його впливу на якість функціонування телекомунікаційної системи.

В сучасних вимірювальних засобах використовується два класи методів оцінювання джитеру — в термінах фази та в термінах частоти. Враховуючи, що параметри фази та частоти пов'язані простим співвідношенням і однозначно визначаються, можна вважати, що ці два класи еквівалентні. Як наслідок, оцінки джитеру вважаються як частотним зміщенням прийнятого сигналу. У цьому випадку основними параметрами джитеру є його амплітуда та частота.

Аналіз публікацій

Аналізуючи загальну методологію оцінювання джитеру, слід зазначити, що вона на сьогодні знаходиться на стадії формування [2]. Так, параметри помилок у цифрових каналах можуть легко розраховуватись. Одночасно процеси формування та передавання джитеру в цифрових системах зв'язку на сьогодні повністю не вивчені. Складність методології оцінювання джитеру знижує ймовірність локалізації причин деградації цифрового потоку і призводить до суттєвого зниження стійкості функціонування телекомунікаційної апаратури. Нарешті, одним з ефектів накопиченого в складній системі зв'язку джитеру є те, що його вплив на параметри системи не проявляється протягом тривалого часу. А в результаті незначного збільшення джитеру відбувається різке зниження якості зв'язку.

Найпоширенішим методом оцінювання джитеру є спектральний аналіз джитеру з використанням частотно-селективного приймача [2]. Цей метод характеризується низькою точністю та складністю реалізації внаслідок застосування аналогових методів оброблення сигналів.

У практиці експлуатаційних вимірювань більшого поширення набули методи, що базуються на двох етапах оцінювання джитеру, які відрізняються фільтрами нижніх і верхніх частот [3]. Незважаючи на простоту реалізації, ці методи характеризуються низькою точністю та обмеженим числом контрольованих параметрів джитеру.

В роботі [4] наведено спектральний метод оцінювання джитеру, який характеризується високою точністю у вузькій смузі частот і може бути придатним для оцінювання параметрів лише абонентських кабельних систем зв'язку.

Отже, існує необхідність у розробленні методу оцінювання джитеру, який би забезпечував високу точність визначення параметрів джитеру у широкій смузі робочих частот.

Мета та задачі дослідження

Метою роботи є підвищення точності оцінювання джитеру в телекомунікаційних системах, що створює умови для покращення якості зв'язку в цифрових системах передавання інформації. Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

— виконати вибір та обґрунтування основних критеріїв точності оцінювання джитеру в теле-

комунікаційних системах;

— запропонувати метод спектрального оцінювання джитеру на базі цифрової методології оброблення сигналів;

— виконати аналіз точності запропонованого методу.

Основний матеріал дослідження

Найповнішими з точки зору кількості контрольованих параметрів джитеру є методи спектрального аналізу на базі дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) [5]. Параметри джитеру зручно оцінювати, використовуючи цифровий спектральний аналіз на основі алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) з віконним зважуванням. Основною метою спектрального аналізу джитеру з виходу системи зв'язку є визначення на базі ДПФ спектра потужності (СП) цифрових еквівалентів джитеру [5]:

$$S(k) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} \right|^2, \quad (1)$$

де N — число дискретних значень сигналу, $W_N = e^{-j(2\pi/N)}$ — повертальні множники ДПФ; $x(n)$ — вибірка сигналу у часовій області.

Основним чинником, який в значній мірі визначає ефективність оцінювання параметрів джитеру, є точність. Критерій точності залежить від величин похибок, серед яких можна виділити такі, як похибки розтікання спектрів та дисперсія оцінки СП. Загальною причиною виникнення наведених похибок є природа дискретних гармонічних функцій, визначених на обмеженому інтервалі, тобто спостерігається відмінність між інтегральним перетворенням Фур'є та його технічною реалізацією у вигляді кінцевого ДПФ.

З метою підвищення точності оцінювання параметрів джитеру пропонується метод спектрального оцінювання на основі перекривних ШПФ з оптимальним віконним зваженням. Для цього масив даних досліджуваного сигналу, який містить $x(0), x(1), \dots, x(N-1)$ відліків, розбивається на підпоследовності $x_p(n)$ довжиною по M відліків у кожній зі зсувом між суміжними сегментами на B відліків. Із теорії ковзкого аналізу спектра відоме співвідношення, яке визначає коефіцієнт зміщення суміжних сегментів оброблюваних даних [5]

$$L = \frac{B}{M}. \quad (2)$$

Залежно від ступеня перекриття груп досліджуваних вибіркового значень сигналу можна виділити три режими спектрального аналізу: з $L \geq 1$ спостерігається відсутність перекривання сегментів даних, що характерно для вибіркового режиму спектральних оцінок; з $L = 1/M$, тобто при мінімальному зсуві $B = 1$, забезпечується ковзкий режим; з $1 > L > 1/M$ ковзкий режим перетворюється у перекривний.

У режимі перекривних ДПФ число інтервалів дослідження можна визначити за формулою, яка пов'язує загальний обсяг оброблюваної реалізації N , величину зсуву B та обсяг даних в одній підпоследовності:

$$P = \frac{N - M}{B} + 1. \quad (3)$$

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

$$x_p(n) = x[n + B(P - 1)]. \quad (4)$$

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

$$X_p(k) = \sum_{n=0}^{M-1} x_p(n) e^{-j2\pi nk/M}. \quad (5)$$

З метою керування рівнями бічних пелюсток спектра цифрового сигналу виділені підпоследовності даних підлягають обробленню ваговою функцією. Тому вираз (5), з урахуванням віконного

зважування, набуде вигляду

$$X_{PW}(k) = \frac{1}{U} \sum_{n=0}^{M-1} x_p(n) w(n) e^{-j2\pi nk/M}, \quad (6)$$

де U — енергія вагової функції.

Спектр потужності окремого зваженого сегмента даних можна знайти за формулою

$$S_p(k) = |X_{PW}(k)|^2. \quad (7)$$

Таким чином, в результаті обробки досліджуваного масиву даних згідно (4)—(7) знаходиться P оцінок СП окремих підпоследовностей $x_p(n)$.

Для отримання статистично стійких оцінок СП пропонується процедура спектрального усереднення зважених перекривних сегментів даних. Вислідна оцінка СП досліджуваного сигналу джитеру з урахуванням усереднення спектральних складових буде мати вигляд

$$S(k) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P S_p(k) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P |X_{PW}(k)|^2. \quad (8)$$

Завдяки перекриванню сегментів даних вдається збільшити число аналізованих підпоследовностей для заданого обсягу вхідної реалізації у порівнянні з іншими способами згладжування. А це приводить до зменшення дисперсії підсумкового СП.

Процедура синтезу оптимального «вікна» полягає у виконанні математичної задачі пошуку обмеженої в часі функції, ДПФ якої найкращим способом апроксимує обмежений по частоті СП сигналу, тобто має мінімальну енергію за межами заданого масиву даних. Прикладом відомих оптимальних «вікон» можуть бути функції Кайзера-Беселя, Натолла [6]. Ці функції мають достатньо складний вигляд, і не існує точних аналітичних виразів для знаходження їх частотних характеристик. Крім того, практичне використання цих функцій у засобах оцінювання джитеру небажане через складність практичної реалізації.

У техніці спектрального аналізу часто використовується низка неперервних косинусних вагових функцій, які описуються кінцевим тригонометричним рядом і мають вигляд [6]

$$W_C(t) = \sum_{r=0}^R a_r \cos\left(\frac{2\pi r t}{T}\right). \quad (9)$$

Після перетворення Фур'є рівняння (9) набуде вигляду

$$W_C(\omega) = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\omega T/2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{T/2 \omega^{2m}} \sum_{r=0}^R (-1)^r r^{2m} a_r. \quad (10)$$

Друга сума у рівнянні (10) визначає асимптотичний вигляд функції $W_C(\omega)$, поведінка частотного спектра якої залежить від форми віконної функції та її парних членів. Для оцінювання характеристики бічних пелюсток функції використовують два показники. Один з них це асимптотична швидкість спадання рівня бічних пелюсток V_S , яка характеризує міру перетікання «зайвих» спектральних складових. Другий — рівень бічних пелюсток A_S , який вимірюється в децибелах по відношенню до рівня головної пелюстки. Чим вища V_S і менший A_S , тим слабше спотворення головних складових спектра по відношенню до бічних. Аналіз виразу (10) показує, що чим більше членів ряду (другої суми у виразі) на межі вікна будуть дорівнювати 0, тим вища швидкість спадання бічних пелюсток. Це є визначальним критерієм під час синтезу вагової функції. Із [5] відомо, що швидкість спадання бічних пелюсток пропорційна кількості косинусних членів у віконній функції:

$$V_S = V_R(2l - 1), \quad (11)$$

де $V_R = -6$ дБ/окт — асимптотична швидкість спадання для прямокутної вагової функції.

Перехід неперервної віконної функції в дискретну форму виконується за допомогою квантування та зсуву функції в початкову точку. АЧХ дискретного аналога вагової функції мало відрізняється від свого прототипу за виключенням того, що головна пелюстка характеристики буде по-

вторюватись з періодом, кратним частоті дискретизації. Дискретна косинусна функція у загальній формі буде мати вигляд

$$W_C(n) = \sum_{r=0}^R (-1)^r a_r \cos\left(\frac{2\pi rn}{M}\right), \quad (12)$$

де r — номер члена тригонометричного ряду.

Задача синтезу цієї вагової функції полягає в обчисленні коефіцієнтів a_r , які забезпечують максимальну асимптотичну швидкість спадання бічних пелюсток. Крім того, враховуючи подальше оброблення СП з метою знаходження конкретних параметрів джитеру, 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

$$\begin{cases} \sum_{r=0}^R a_r = 1; \\ \sum_{r=0}^R (-1)^r a_r = 0; \\ \dots\dots\dots \\ \sum_{r=0}^R (-1)^r r^{2R-2} a_r = 0. \end{cases} \quad (13)$$

Для забезпечення оцінювання параметрів джитеру у смузі частот 0,01...100 МГц з точністю не нижчою 1 % необхідно синтезувати вагову функцію з $V_S = -40$ дБ/окт та $A_S = -60$ дБ. Для цього, підвищивши порядок вікна до $R = 3$, розв'яжемо систему з чотирьох рівнянь (13) і знаходимо коефіцієнти віконної функції:

$$a_0 = 0,3125; a_1 = 0,46875; a_2 = 0,1875; a_3 = 0,03125.$$

Підставивши знайдені числові значення a_r у вираз (12) отримає оптимальне вагове косинусне «вікно»:

$$W_{0C}(n) = 0,3125 - 0,46875 \cos\left(\frac{2\pi n}{M}\right) + 0,1875 \cos\left(\frac{4\pi n}{M}\right) - 0,03125 \cos\left(\frac{6\pi n}{M}\right). \quad (14)$$

Частотну характеристику отриманої функції можна знайти, якщо врахувати, що вона може бути поданою у вигляді добутку прямокутного «вікна» на дану вагову функцію для всіх значень n :

$$W_{0C}(n) = W_R(n) \left[\sum_{r=0}^3 (-1)^r a_r \cos\left(\frac{2\pi rn}{M}\right) \right]. \quad (15)$$

Враховуючи еквівалентність між операціями множення у часовій області та згорткою в частотній області, загальну частотну характеристику можна визначити як згортку прямокутного «вікна» з послідовністю косинусних імпульсів:

$$W_{0C}(\omega) = W_R(\omega) \otimes \left\{ \sum_{r=0}^3 (-1)^r [U_0(\omega - 2\pi r/M) + U_0(\omega + 2\pi r/M)] \right\}. \quad (16)$$

Звідси, підставивши числові значення коефіцієнтів можна записати підсумкову форму оптимальної косинусної вагової функції в частотній області:

$$W_C(\omega) = W_R(\omega) - 0,75 [W_R(\omega - 2\pi/M) + W_R(\omega + 2\pi/M)] + 0,3 [W_R(\omega - 4\pi/M) + W_R(\omega + 4\pi/M)] - 0,05 [W_R(\omega - 6\pi/M) + W_R(\omega + 6\pi/M)]. \quad (17)$$

Знайдемо частотну характеристику вагової функції, вигляд якої в частотній області зображена на рис. 1.

Як видно з рисунку, рівень бічних пелюсток СП цієї функції знаходиться нижче -60 дБ. Асимптотична швидкість спадання бічних пелюсток, згідно з (11), дорівнює -42 дБ/окт. Таким чином, знайдена вагова функція задовольняє вимогам спектрального оцінювання джитеру в телекомунікаційних системах.

Аналіз статистичної стійкості СП сигналу джитеру, зваженого оптимальним «косинусним» вікном $W_{0C}(n)$, можна виконати, користуючись формулою для обчислення дисперсії СП [1]

$$D[\hat{S}(k)] = \frac{[S(k)]^2}{P} \left[1 + 2 \sum_{d=1}^{P-1} \frac{P-d}{P} C(d) \right], \quad (18)$$

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 (18), а також такі особливості алгоритму перекривних ШПФ й обмеження на технічну реалізацію засобів оцінювання джитеру:

$$M = 2^i, \quad i = 6, 7, \dots, 20; \quad (19)$$

$$B = \frac{M}{2l}, \quad l = 1, 2, 3, \dots, M/2.$$

Мінімальна дисперсія СП для заданих умов досягається для $B = M/4$. Коефіцієнт ефективності перекривних ШПФ для такої величини зсуву з урахуванням (18) можна обчислити за формулою

$$Q_{ES} = \frac{P_{0,75}}{P_0 \left[1 + 1,5C\left(\frac{M}{4}\right) + C\left(\frac{M}{2}\right) + 0,5C\left(\frac{3M}{4}\right) \right]}. \quad (20)$$

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

Як видно з рисунку, перевагою запропонованого спектрального методу оцінювання параметрів джитеру є підвищення точності вимірювання через підвищення статистичної стійкості в 1,3 ... 3,4 рази результатів, отриманих при виконанням зважених перекривних ШПФ.

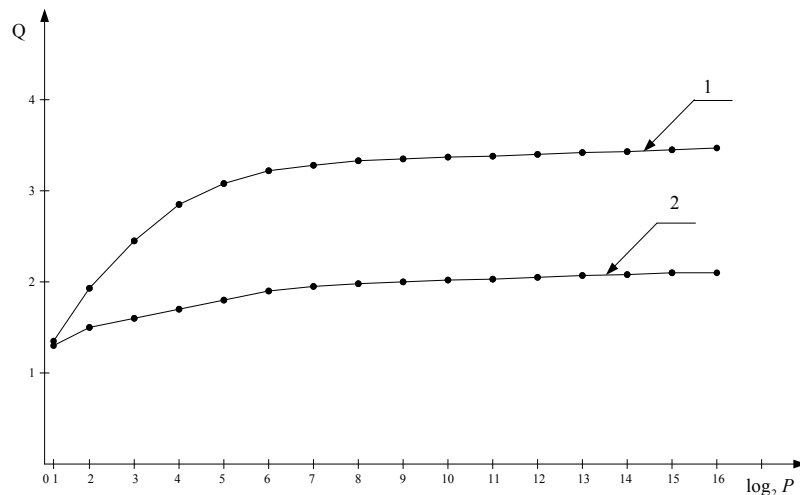


Рис. 2. Ефективність методів спектрального оцінювання джитеру

Висновки

Запропоновано спектральний метод оцінювання джитеру в телекомунікаційних системах, сутність якого полягає у розбитті даних на перекривні сегменти, що, на відміну від існуючого методу на базі безпосереднього ШПФ, створює умови для зменшення дисперсії СП. Перекривання сегментів призводить до вирівнювання значень окремих відліків, які надалі обробляються оптимальною віконною функцією. Це є головною перевагою запропонованого методу по відношенню до методів аналізу вибіркового спектру, в яких використання віконних функцій лише підсилює значення одних частотних відліків і послабляє інші, а також погіршує розрізнявальну здатність без покращення величини дисперсії оцінювання СП джитеру. Запропонований метод має високу точність за

рахунок зниження дисперсії оцінювання СП джитеру та ефективного подавлення бічних паразитних пелюсток сигналу джитеру у частотній області.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Айфичер Э. С. Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / Э. С. Айфичер, Б. У. Джервис — М. : ИД «Вильямс», 2008. — 992 с.
2. Бакланов И. Г. Технологии измерений в современных телекоммуникациях / И. Г. Бакланов. — М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 2007. — 354 с.
3. Колинко Т. А. Измерения в цифровых системах связи / Т. А. Колинко. — К. : ВЕК, 2002. — 320 с.
4. Бортник Г. Г. Методи та засоби оцінювання параметрів абонентських ліній зв'язку / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, В. Ф. Яблонський. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. — 139 с.
5. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ. / Л. Рабинер, Б. Гоулд. — М. : Мир, 1978. — 848 с.
6. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. / С. Л. Марпл-мл. — М. : Мир, 1990. — 584 с.

Рекомендована кафедрою телекомунікаційних систем і телебачення

Надійшла до редакції 2.07.09
Рекомендована до друку 21.09.09

Бортник Геннадій Григорович — доцент, **Васильківський Микола Володимирович** — аспірант, **Челоян Володимир Анатолійович** — аспірант.

Кафедра телекомунікаційних систем і телебачення, Вінницький національний технічний університет