

М. В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ, А. Ю. ВОЛОВИК, Р. П. ПАЛАМАРЧУК
Вінницький національний технічний університет

МЕТОД ОЦІНЮВАННЯ ДЖИТЕРУ В ЦИФРОВИХ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЯХ

Виконано обґрунтований аналіз співвідношень для розрахунку рівня шумів та паразитних спектральних складових, що виникають через вплив джитеру тактових сигналів в аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачах пристроїв первинного цифрового оброблення радіосигналів. Отримано прості аналітичні співвідношення для оцінювання середньоквадратичного значення шуму і амплітуди паразитних спектральних складових на виході АЦП для типових випадків взаємодії сигналу та джитеру.

Ключові слова: аналого-цифрове перетворення, цифро-аналогове перетворення, джитер.

M. V. VASYLKIVSKYI, A. YU. VOLOVIK, R. P. PALAMARCHUK
Vinnytsia National Technical University

METHOD OF JITTER EVALUATIONS IN DIGITAL RADIO RECEIVERS

A substantiated analysis of correlations for calculating the noise level and parasitic spectral components that arise due to the influence of clock jitter in analogue-digital and digital-to-analogue converters of primary digital processing of radio signals is performed. The current level of development of the element base of antilog-to-digital converters during the implementation of algorithms for digital signal processing in radio receivers allows to increase the signal-to-noise ratio by simply increasing the bit of hardware and software. At the same time, the errors made by the ADC can not be adjusted with the help of secondary processing in radio receivers, and the improvement of the characteristics of these nodes is not quite an easy task. The influence of random phase shivering of clock signals (jitter) on the work of ADCs in radio receivers with the harmonic input signal is investigated. In particular, with the help of computer simulation, quantitative estimates of the influence of a harmonic jitter on the processing of the harmonic input signal in digital line link are obtained. The features of the operation of high-speed wide-range ADCs in the input line of radio receivers are examined on the basis of experimental studies for some individual cases. The method of estimating jitter in radio receiver devices for various cases of interaction of a signal and a jitter is offered. For the general case of signal interaction and jitter, the method of estimating the effects arising from the condition of the linearity of the main component of the error on both functions may consist in decomposition of functions on the elementary additive components and the evaluation of the effects for each component. Simple analytical relations were obtained for estimating the mean square noise and amplitude of parasitic spectral components at the output of the ADC for typical cases of signal and jitter interaction.

Keywords: analogue-digital transformation, digital-analogue conversion, jitter.

Вступ

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) є невід'ємною частиною цифрових радіоприймальних пристроїв (РПП). Тому вони визначають функціональні характеристики радіотехнічної системи, до складу якої входять цифрові РПП [1]. Сучасний рівень розвитку елементної бази АЦП при реалізації алгоритмів цифрового оброблення сигналів (ЦОС) в РПП дозволяє підвищувати відношення сигнал/шум за рахунок простого збільшення розрядності апаратного та програмного забезпечення [2]. При цьому, внесені похибки АЦП не можливо коригувати за допомогою вторинного оброблення в РПП, а покращення характеристик цих вузлів є досить не простою задачею [3].

Вплив випадкового фазового дрижання тактових сигналів (джитеру) на роботу АЦП в РПП при гармонічному вхідному сигналі досліджено в роботах [4, 5]. Зокрема, в роботі [4] за допомогою комп'ютерного моделювання отримано кількісні оцінки впливу гармонічного джитеру на оброблення гармонічного вхідного сигналу в цифрових телекомунікаційних трактах передачі. Особливості функціонування швидкодіяних широкодіапазонних АЦП у вхідних трактах РПП розглянуто лише на основі експериментальних досліджень для деяких окремих випадків [5].

Метою роботи є підвищення точності оцінювання джитеру, що виникає в аналого-цифрових трактах сучасних РПП.

Аналіз впливу джитеру на характеристики АЦП цифрових РПП

Розглянемо сутність проблеми, що виникає в ході реалізації блоків перетворення сигналів в РПП на прикладі найбільш поширеної архітектури АЦП з пристроєм вибірки та зберігання. Для цього, на вхід АЦП подаємо сигнал $x(t)$. Після цього, по фронту тактового сигналу з частотою дискретизації F_s в перетворювачі фіксуються вибірки вхідного сигналу $x_k = x(t_k)$, $k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty$, які в подальшому перетворюються в цифровий код. При ідеальних умовах моменти здійснення вибірок знаходяться один від одного на фіксованому часовому інтервалі $T_s = 1/F_s$, де T_s – інтервал між вибірками, і $t_k = kT_s$, $k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty$. Але, на практиці, відстань між вибірками відрізняється від ідеального значення на величину τ_k , що спричиняє виникнення помилки Δx_k в значенні вибірки, $k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty$. Діапазон допустимого зміщення фронту тактових імпульсів для широкодіапазонних швидкодіяних АЦП відповідає фемтосекундним значенням [7]. Також, необхідно

враховувати випадкове зміщення фронтів зі середньоквадратичним значенням до декількох пікосекунд при проходженні ідеального тактового сигналу через звичайний логічний елемент РПП [8]. Вказані фактори ускладнюють реалізацію цифрових РПП.

Зміну величини τ_k у вибірках сигналів блоку перетворення називають джитером або фазовим дрижанням. Цей параметр може складатися з випадкової та регулярної складових. При надходженні на вхід АЦП сигналу $x(t)$ та відсутності впливу джитеру вихідні вибірки такого сигналу можна відобразити у рівновіддалені моменти часу:

$$t_k = kT_s = \frac{k}{F_s} \quad (k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty),$$

де $T_s = 1/F_s$ – інтервал між вибірками.

При врахуванні впливу джитеру моменти t_k зміщуються:

$$t_k = kT_s + \tau_k,$$

де τ_k – значення джитеру для k -ї вибірки, за якого вихідні вибірки можна визначити за співвідношенням:

$$x_k = x(kT_s + \tau_k), \quad k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty. \quad (1)$$

При мінімальному значенні джитеру, яке залежить від характеру функції $x(t)$ вираз (1) можна розкласти в ряд Тейлора по параметру τ_k :

$$x_k = x(kT_s) + x'(kT_s)\tau_k + 0,5x''(kT_s)\tau_k^2. \quad (2)$$

Перший доданок в формулі (2) дає точне значення вибірки сигналу. Другий доданок визначає основну складову помилки, що зумовлена джитером:

$$e_{1k} = x'(kT_s)\tau_k. \quad (3)$$

Розглянемо більш детально вираз (3) для різних варіантів взаємодії сигналу та джитеру. Особливу увагу необхідно звернути на особливості впливу джитеру на основні динамічні параметри АЦП, які визначаються при використанні гармонійного вхідного сигналу, а також необхідно враховувати, що при дискретизації на проміжній частоті вхідний сигнал близький до гармонічного.

Прийmemo, що на вході АЦП присутній синусоїдальний сигнал з круговою частотою $\omega \neq 0$ та амплітудою A :

$$x(t) = A \sin \omega t. \quad (4)$$

Підставивши (4) в (3), отримаємо:

$$e_{1k} = A\omega\tau_k \cos \omega kT_s. \quad (5)$$

У цьому випадку, при виконанні співвідношення $\omega\tau_k \ll 1$ забезпечується швидка збіжність ряду Тейлора (2) і в результаті чого значення джитеру можна вважати мінімальним та оцінювати основні паразитні ефекти за формулою (5).

Прийнявши значення джитеру τ_k за випадкову величину з нульовим математичним очікуванням та середньоквадратичним значенням (СКЗ) σ , можна стверджувати, що спричинені при цьому бітові помилки (5) мають шумовий характер. Шляхом розрахунку усередненої за часом дисперсії випадкової величини (5) можна визначити її СКЗ:

$$N = \frac{1}{\sqrt{2}} A\omega\sigma. \quad (6)$$

Враховуючи, що СКЗ сигналу (4) дорівнює $A/\sqrt{2}$, відношення сигнал/шум q на виході АЦП в лінійному масштабі можна визначити за формулою, аналогічною виразам [1]:

$$q = \frac{1}{\omega\sigma}. \quad (7)$$

Звідси за отриманим значенням q можна визначити необхідне значення σ :

$$\sigma \leq \frac{1}{\omega q}. \quad (8)$$

При мінімальному значенні джитеру вибір максимального значення відношення сигнал/шум на виході АЦП доцільно виконувати шляхом порівняння величини шуму, що зумовлений джитером, з величиною власного шуму АЦП. СКЗ шуму АЦП (6), що зумовлений впливом джитеру, пропорційне

амплітуді вхідного сигналу. Максимальне значення шуму АЦП, що зумовлений джитером при фіксованій частоті, досягається при максимально можливій амплітуді вхідного сигналу для r -розрядного АЦП:

$$A = 2^{r-1} h,$$

де h – крок квантування.

При цьому СКЗ шуму АЦП (6) буде дорівнювати:

$$N = 2^{r-2} \sqrt{2} \cdot h \omega \sigma. \quad (9)$$

Враховуючи, що СКЗ власного шуму АЦП σ_s не залежить від амплітуди вхідного сигналу, в подальших розрахунках його зручно відобразити через значення кроку квантування АЦП:

$$\sigma_s = ch, \quad (10)$$

де c – заданий коефіцієнт.

Прирівнявши (9) та (10), отримаємо формулу для визначення максимально допустимого значення СКЗ джитеру:

$$\sigma = \frac{c}{2^{r-2} \sqrt{2} \omega}. \quad (11)$$

Величину шуму (10) можна оцінювати для трьох типових випадків. Власний шум ідеального АЦП зумовлений лише шумом квантування і тому при $A > 0,5h$ коефіцієнт c у формулі (10) дорівнює $c = 1/\sqrt{12}$ [2]. У другому випадку для зручності оцінювання прийемо $c = 1$. При перетворенні вхідного сигналу з частотою 50 МГц за допомогою 16-розрядного АЦП, СКЗ джитеру, згідно з формулою (11) для першого випадку буде дорівнювати 40 фс, а для другого - 137 фс.

Величина власного шуму реального АЦП вказується в паспортних даних ІМС, зокрема для одного з режимів роботи 16-розрядного АЦП LTC2208 при частоті вхідного сигналу 50 МГц відношення сигнал/шум становить $q_s \approx 75$ дБ, що відповідає величині $c = 4,12$ [8]. При цьому, за формулою (11) значення джитеру буде дорівнювати $\sigma = 566$ фс.

Прийнявши до уваги, що в переважній більшості РПП при подальшій обробці сигналів використовується цифровий смуговий фільтр, який додатково обмежує смугу робочих частот до величини B , тому СКЗ шуму після фільтра знижується пропорційно кореню квадратному із значення смуги. В результаті, замість (6) після фільтра отримаємо:

$$N_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} A \omega \sigma \sqrt{\frac{B}{F_s}}. \quad (12)$$

При цьому, значення смуги робочих частот тракту АЦП B будуть дорівнювати сумі смуг пропускання фільтра. У зв'язку з цим, замість СКЗ для розрахунків зручніше використовувати спектральну щільність потужності шуму, що не залежить від робочої смуги. З (6) випливає, що середня потужність розглянутого шумового сигналу дорівнює

$$P_n = 0,5 (A \omega \sigma)^2.$$

Враховавши, що ця потужність для білого шуму розподілена рівномірно в діапазоні частот шириною $F_s = 1/T_s$, спектральну щільність потужності можна визначити за виразом $G = 0,5 (A \omega \sigma)^2 T_s$.

Нормуючи цей вираз до середньої потужності сигналу $P_{sig} = 0,5 A^2$, отримуємо відношення спектральної щільності потужності шуму до потужності сигналу:

$$R = \omega^2 T_s \sigma^2.$$

Це відношення зазвичай розраховується в децибелах:

$$R_{dB} = 10 \log(\omega^2 T_s \sigma^2). \quad (13)$$

Спектральна щільність шуму (13) знижується на 6 дБ при зниженні величини джитеру в 2 рази або при зниженні частоти сигналу в 2 рази, а також знижується на 3 дБ при збільшенні частоти дискретизації удвічі. Наприклад, для параметрів $F_s = 100$ МГц, $\sigma = 1$ пс при частоті сигналу 50 МГц, отримуємо $R_{dB} \approx -150$ дБн/Гц. При шумовій смузі 10 МГц ця величина дає відношення сигнал / шум 80 дБ.

Вплив випадкового джитеру на сигнал несучої частоти

У цифрових РПП широкого поширення набувають схеми дискретизації сигналу на проміжній частоті, що мають ряд переваг порівняно зі схемами дискретизації на відеочастоті. При цьому ширина спектра сигналу набагато менша проміжної частоти, тому сигнал можна представити у вигляді:

$$x(t) = a(t) \sin[\omega_0 t + \phi + \psi(t)], \quad (14)$$

де $a(t)$ – функція амплітудної модуляції;
 $\psi(t)$ – функція фазової модуляції сигналу;
 ω_0 – носійна частота;
 ϕ – випадкова початкова фаза.

Будемо вважати, що щільність розподілу фази ϕ є рівномірною на відрізку $[0, 2\pi]$. Особливістю сигналу (14) є те, що швидкість зміни модулюючих функцій істотно менше, ніж носійної.

Для оцінки помилки, обумовленої джитером, підставимо вираз (14) в (3):

$$e_{1k} = \tau_k \left\{ a(kT_s) \cos[\omega_0 kT_s + \phi + \psi(kT_s)] [\omega_0 + \psi'(kT_s)] + a'(kT_s) \sin[\omega_0 kT_s + \phi + \psi(kT_s)] \right\} \quad (14)$$

Швидкість зміни функції $\psi(t)$ істотно менша носійної, тому $\psi'(kT_s) \ll \omega_0$, і доданок $\psi'(kT_s)$ у другій квадратній дужці цієї формули можна опустити:

$$e_{1k} = \tau_k \left\{ a(kT_s) \omega_0 \cos[\omega_0 kT_s + \phi + \psi(kT_s)] + a'(kT_s) \sin[\omega_0 kT_s + \phi + \psi(kT_s)] \right\}.$$

Розглянемо середній квадрат цієї величини. Після нескладних перетворень одержуємо:

$$M[e_{1k}^2] = 0.5\sigma^2 \left\{ \omega_0^2 a^2(kT_s) + [a'(kT_s)]^2 \right\},$$

де $M[\]$ – символ математичного очікування.

Усреднюючи цей вираз по часу (індексу k отримуємо середнє значення для квадрата помилки (15):

$$N_1^2 \approx 0.5\sigma^2 \left(\{CK3[a(kT_s)]\}^2 \omega_0^2 + \{CK3[a'(kT_s)]\}^2 \right).$$

При повільній зміні функції модуляції другий доданок суттєво менше першого:

$$CK3[a(kT_s)] \gg \frac{CK3[a'(kT_s)]}{\omega_0^2},$$

оскільки права частина цієї нерівності є, з точністю до константи, не що інше, як середня зміна величини обвідної за період носійної частоти. Іншими словами, це нерівність може розглядатися як більш точне визначення повільності зміни обвідної. Тому, спрощуючи отриману формулу для середнього квадрата помилки, отримуємо наступну оцінку СКЗ помилки (15):

$$N_1 \approx \frac{1}{\sqrt{2}} CK3[a(t)] \omega_0 \sigma.$$

Цей вираз аналогічний виразу (6) для синусоїдального сигналу. Отже, можна використовувати формули (7)–(13) з урахуванням зазначеної заміни. Таким чином, при використанні дискретизації на проміжній частоті підвищуються вимоги до якості формування тактової частоти, а необхідна величина СКЗ джитеру обернено пропорційна величині проміжної частоти.

Взаємодія синусоїдального джитеру з гармонійним сигналом

Джитер τ_k в (5) є синусоїдальним:

$$\tau_k = \varepsilon \sin \omega_1 kT_s. \quad (16)$$

де ε – амплітуда відхилення за часом моментів вибірок від номінального положення.

При цьому величина помилки (5) дорівнює:

$$e_{1k} = A\omega \sin \omega_1 kT_s \cos \omega kT_s = 0.5A\omega\varepsilon \left[\sin(\omega_1 + \omega)kT_s + \sin(\omega_1 - \omega)kT_s \right]. \quad (17)$$

Відобразивши в цьому виразі синусоїдальні функції у вигляді суми двох експоненційних функцій, отримуємо:

$$e_{1k} = -0.25jA\omega\varepsilon \left(e^{j(\omega_1 + \omega)kT_s} - e^{j(\omega_1 - \omega)kT_s} + e^{j(\omega_1 - \omega)kT_s} - e^{j(\omega_1 + \omega)kT_s} \right).$$

Таким чином, гармонійний джитер призводить до появи паразитних спектральних складових на частотах $\pm\omega_1 \pm\omega$ з амплітудою $0.25A\omega\varepsilon$. Амплітуда корисної спектральної складової дорівнює $0.5A$, тому відношення Q амплітуди основної гармоніки до амплітуди паразитних спектральних складових (ПСС) становить:

$$Q = \frac{2}{\omega \varepsilon}. \quad (18)$$

Наприклад, для частоти 50 МГц і амплітуди джитеру $\varepsilon = 1$ пс це відношення становить 76,1 дБ. Зауважимо, що за своїм виглядом формула (18) збігається з точністю до співмножника два з формулою (7) для випадкового джитеру.

За заданим відношенням Q можна обчислити необхідне значення амплітуди джитеру:

$$\varepsilon \leq \frac{2}{\omega Q}. \quad (19)$$

Наприклад, для того щоб паразитні спектральні складові мали рівень не більше -80 дБ ($Q = 10^4$) від амплітуди основної гармоніки частоти 50 МГц необхідно, щоб амплітуда джитеру становила не більше 637 фс.

Випадок гармонійного джитеру (16) може служити моделлю системи, в якій тактова частота формується високоякісним кварцовим генератором, що дає синусоїдальний сигнал

$$s(t) = \alpha \sin \omega_s t, \quad (20)$$

де $\omega_s = 2\pi F_s$ – моменти взяття вибірок, які визначаються переходом сигналу (20) через нуль від негативних до позитивних значень: $t_k = kT_s$, k – ціле.

При цьому впливи завад на сигнал (20) зміщують положення нуля і призводять до джитеру моментів вибірок. При синусоїдальному адитивному наведенню гармонійного сигналу з частотою ω_1 , і амплітудою β замість (20) маємо:

$$s(t) = \alpha \sin \omega_s t + \beta \sin \omega_1 t. \quad (21)$$

Оцінимо зміщення положення нуля через додавання другого члена за умови його малого значення ($\beta \ll \alpha$). Нехай нове положення нуля визначається виразом $t_k = kT_s + \tau_k$, де τ_k – зміщення через наведення. Підставляючи цей вираз в (21), маємо:

$$\alpha \sin \omega_s (kT_s + \tau_k) + \beta \sin \omega_1 (kT_s + \tau_k) = 0.$$

Виконуючи з цією формулою елементарні перетворення і відкидаючи члени другого порядку малості, отримуємо рівняння для визначення положення нуля: $\alpha \omega_s \tau_k + \beta \sin \omega_1 kT_s \approx 0$, звідки:

$$\tau_k \approx \frac{\beta}{\alpha} \frac{1}{\omega_s} \sin \omega_1 kT_s.$$

Таким чином, джитер через наведення має синусоїдальний характер виду (16) з амплітудою:

$$\varepsilon = \frac{\beta}{\alpha} \frac{1}{\omega_s}. \quad (22)$$

Підставляючи цей вираз в (19), отримуємо необхідне відношення амплітуди β наведення до амплітуди α тактового сигналу для отримання заданого параметру Q на виході АЦП:

$$\frac{\beta}{\alpha} \leq \frac{2\omega_s}{\omega Q}. \quad (23)$$

Наприклад, для отримання значення $Q = 10^4$ (80 дБ) при параметрах $\omega_s / \omega = 3$, і $\alpha = 1$ В з (23) маємо $\beta = 0.6$ мВ. Подібна мала величина означає, що пристрої формування тактового сигналу повинні бути екрановані від електромагнітних завад, в тому числі і від цифрових сигналів з виходу АЦП.

Формули (17)–(23) відносяться до основної паразитної складової, зумовленої джитером. Розглянемо інші складові в (2). Член ряду Тейлора з номером $n > 0$ має вигляд:

$$p_n(kT_s) = \frac{\tau_k^n}{n!} x^{(n)}(kT_s).$$

Підставляючи в цю формулу вирази для τ_k з (16) і $x(t)$ і (4), маємо:

$$p_n(kT_s) = \begin{cases} A(-1)^m \cos \omega kT_s \frac{(\omega \varepsilon \sin \omega_1 kT_s)^n}{n!} & \text{для непарних } n = 2m + 1, m = 0, 1, \dots, \\ A(-1)^m \sin \omega kT_s \frac{(\omega \varepsilon \sin \omega_1 kT_s)^n}{n!} & \text{для парних } n = 2m, m = 1, 2, \dots, \end{cases} \quad (24)$$

Функцію $\sin^n \omega_1 t$ можна представити у вигляді суми гармонік наступним чином:

$$\sin^n \omega_1 t = \begin{cases} \sum_{k=0}^m a_k \sin(2k+1)\omega_1 t & \text{для непарних } n = 2m+1, m = 0, 1, \dots, \\ \sum_{k=0}^m a_k \cos 2k\omega_1 t & \text{для парних } n = 2m, m = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (25)$$

Тоді з виразів (24) та (2) випливає, що в спектрі сигналу будуть присутні всі паразитні спектральні складові з частотою виду $\pm\omega \pm k\omega_1, k = 0, 1, 2, \dots$. Для прикладу на рис. 1 показаний спектр вихідного сигналу за умови впливу гармонійного джитеру, що отриманий за допомогою моделювання.

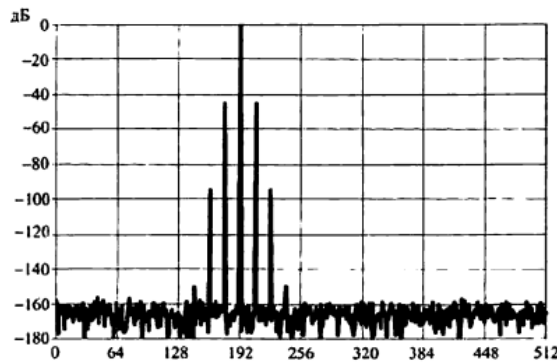


Рис. 1. Спектр синусоїдального сигналу при гармонійному джитері

З рисунку наочно видно наявність розглянутих вище паразитних спектральних складових. Їх рівень швидко падає зі збільшенням порядку гармоніки, проте в системах з великим динамічним діапазоном можуть бути суттєвими не лише перші, але і наступні паразитні спектральні складові. Рівень перших ПСС збігається з теоретичною оцінкою (18) з точністю до тисячних часток децибела.

Вплив синусоїдального джитеру на складний сигнал

Аналогічні ефекти спостерігаються і в разі сигналу довільного виду. Розглянемо основну паразитну складову (3). Уявімо функцію $x(t)$ на розглянутому інтервалі, що містить L відліків, у вигляді ряду Фур'є:

$$x(t) = \sum_{in} c_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (26)$$

де $\omega_0 = 2\pi L / F_s$.

Підставляючи (26) та (16) в (3), отримуємо вираз для основної складової помилки e_{I_k} . Звідси випливає, що паразитна складова у вихідному сигналі має складові, що отримуються зсувом спектра вхідного сигналу на $+\omega_1$ і $-\omega_1$ з одночасним масштабуванням спектральних складових множителем n . Зазначене положення ілюструється рис. 2, де наведено спектр імпульсу з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ).

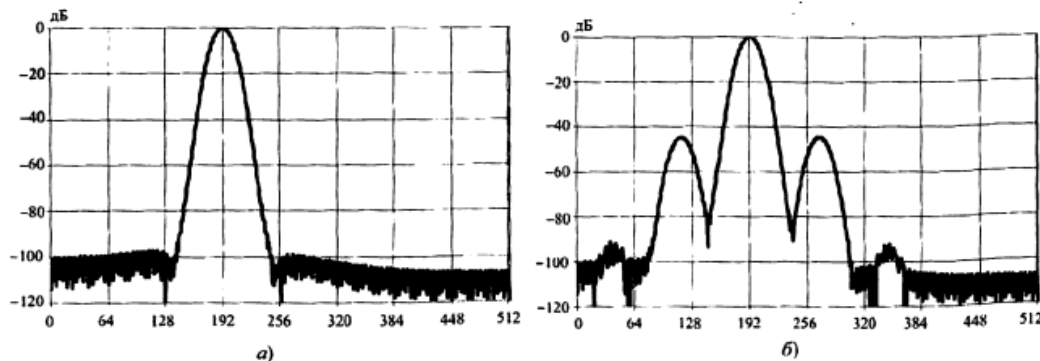


Рис. 2. Спектр ЛМЧ-імпульсу: а) – без джитеру; б) – з синусоїдальним джитером

За відсутності джитеру спектр має вигляд однієї пелюстки. При наявності джитеру виникають паразитні пелюстки, обумовлені розглянутим вище зсувом вліво і вправо неспотвореного спектра на величину частоти джитеру. Добре помітні і паразитні складові такого порядку, що визначаються наступними членами ряду Тейлора в (2) і викликані зсувом спектра на подвоєну величину частоти джитеру. Відзначимо, що рівень основних паразитних пелюсток описується формулою (18) з точністю до сотих часток децибела.

Висновки

Запропоновано метод оцінювання джитеру в РПП для різних випадків взаємодії сигналу і джитеру. Якщо, джитер є сумою двох гармонійних складових з частотами ω_1 , ω_2 , то неважко бачити, що основна складова помилки (3) буде містити гармоніки з частотами $\pm\omega \pm \omega_1$, $\pm\omega \pm \omega_2$. Якщо враховувати інші компоненти, то вони будуть містити складові з частотами виду $\pm\omega \pm m_1\omega_1 \pm m_2\omega_2$, $m_1, m_2 = 0, 1, 2, \dots$

Для загального випадку взаємодії сигналу та джитеру методика оцінки ефектів, що виникають за умови лінійності основної складової помилки (3) по обом функціям може полягати в розкладанні функцій на елементарні адитивні складові та оцінки ефектів для кожної складової.

Отримано прості аналітичні співвідношення для оцінювання середньоквадратичного значення шуму і амплітуди паразитних спектральних складових на виході АЦП для типових випадків взаємодії сигналу та джитеру.

Література

1. Бортник Г.Г. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів / Г.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с.
2. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов / Э. Айфичер, Б. Джервис ; пер. с англ. – М. : Вильямс, 2004. – 992 с.
3. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 128 с.
4. Бортник Г.Г. Швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач підвищеної точності / Г.Г. Бортник // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2002. – № 5. – С. 47–50.
5. Бортник Г.Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах / Г.Г. Бортник, М.Л. Мінов, О.В. Стальченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – № 2. – С. 12–15.
6. Бортник Г.Г. Метод оцінювання детермінованих складових фазового дрижання у цифрових системах передавання / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, О.Г. Бортник // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012. – № 3. – С. 45–48.
7. Бортник Г.Г. Метод аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів з додатковим шумоподібним сигналом / Г.Г. Бортник, О.В. Стальченко, К.О. Боярський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2015. – № 1. – С. 100–105.
8. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / Уолт Кестер ; пер. с англ. – М. : Техносфера, 2007. – 1016 с.

References

1. Bortnyk H.H. Metody ta zasoby obrobky vysokochastotnykh syhnaliv / H.H. Bortnyk, V.M. Kychak. – Vinnytsia : UNIVERSUM-Vinnytsia, 1998. – 132 s.
2. Aifycher Э. Tsyfrovaia obrabotka syhnalov / Э. Aifycher, B. Dzhevys ; per. s anhl. – M. : Vyliams, 2004. – 992 s.
3. Bortnyk H.H. Metody ta zasoby analoho-tsyfrovoho peretvorennia vysokochastotnykh syhnaliv / H.H. Bortnyk, S.H. Bortnyk, V.M. Kychak. – Vinnytsia : VNTU, 2014. – 128 s.
4. Bortnyk H.H. Shvydkodiuchy analoho-tsyfrovyy peretvoriuvach pidvyschenoi tochnosti / H.H. Bortnyk // Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu. – 2002. – № 5. – S. 47–50.
5. Bortnyk H.H. Analiz efektyvnosti analoho-tsyfrovoho peretvorennia syhnaliv u radiotekhnichnykh kompleksakh / H.H. Bortnyk, M.L. Minov, O.V. Stalchenko // Informatsiini tekhnologii ta kompiuterna inzheneriia. – 2011. – № 2. – S. 12–15.
6. Bortnyk H.H. Metod otsiniuvannia determinovanykh skladovykh fazovoho dryzhannia u tsyfrovyykh systemakh peredavannia / H.H. Bortnyk, M.V. Vasykivskiy, O.H. Bortnyk // Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh. – 2012. – № 3. – S. 45–48.
7. Bortnyk H.H. Metod analoho-tsyfrovoho peretvorennia vysokochastotnykh syhnaliv z dodatkovym shumopodibnym syhnalom / H.H. Bortnyk, O.V. Stalchenko, K.O. Boiarskiy // Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh. – 2015. – № 1. – S. 100–105.
8. Kester U. Analoho-tsyfrovoe preobrazovanye / Uolt Kester ; per. s anhl. – M. : Tekhnosfera, 2007. – 1016 s.

Рецензія/Peer review : 18.2.2019 р.

Надрукована/Printed : 10.4.2019 р.
Рецензент: к. т. н., проф. Бортник Г. Г.