

В.Т. Ковальчук, П.М. Повідайко

ФОРМУВАННЯ ВІДЛІКІВ КВАДРАТУРНИХ СКЛАДОВИХ СИГНАЛІВ

Обґрунтований метод формування відліків квадратурних складових сигналів з використанням прямої та зворотної дискретних трансформацій Фур'є.

Формування відліків квадратурних складових сигналів (квадратур) є однією з основних операцій цифрової обробки сигналів.

Відомі методи формування квадратур можна поділити на три основні групи:

- формування квадратур до процедури аналого-цифрового перетворення сигналів;
- формування квадратур в аналоговій частині приймального тракту і перенесення спектра на нульову частоту в цифровій частині спектра;
- формування квадратур після процедури аналого-цифрового перетворення сигналів.

До методів першої групи відносяться:

- двоканальне синхронне детектування та дискретизація синусної і косинусної компонент сигналів;
- дискретизація заданого і трансформованого по Гільберту (за допомогою пристрою зсуву фази) сигналів.

Їх недоліками є збільшення спотворень сигналів за рахунок дрейфу нуля, нелінійних ефектів і збільшення рівня шумів аналогової частини приймального тракту, а також неідентичність і нестабільність характеристик квадратурних каналів [1].

За допомогою методів другої групи формування квадратур виконується таким чином, що спектральні складові, викликані дрейфом нуля, низькочастотними шумами аналогових елементів, а також більшість нелінійних продуктів парного порядку не попадають в полосу частот сигналу і легко подавляються цифровим фільтром. При цьому вибір частоти дискретизації дозволяє звести цифрове перенесення спектра до інверсії знаку кожного другого відліку дійсної та уявної частин комплексного коливання. Але і в цьому випадку квадратури будуть спотворені через неідентичність та нестабільність квадратурних каналів [1].

В пристроях, які реалізують метод третьої групи, за рахунок одноканальності аналогової частини виключається вплив дестабілізуючих факторів на точність квадратурного представлення і зменшується число операцій регулювання. Приклади таких пристроїв наведені в [1, 2]. Перевагами таких пристроїв є нейтралізація впливу паразитного зсуву постійних складових в компараторах АЦП, а до недоліків необхідно віднести попадання в полосу частот сигналів не тільки різноцевих, але і сумарних інтермодуляційних перешкод і гармонік всіх непарних порядків [1].

Мета статті – розробка і обґрунтування можливості реалізації методу формування відліків квадратурних складових після аналого-цифрового перетворення сигналів на основі використання прямої та зворотної дискретних трансформацій Фур'є (ДТФ) з проміжним трансформуванням спектра.

Розглянемо вхідний аналоговий сигнал такого виду:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{I-1} X_i \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad (1)$$

де $x(t)$ – значення вхідного сигналу;

i – номер частотних складових сигналів;

I – кількість частотних складових;

X_i, ω_i, φ_i – відповідно амплітуда, частота і початкова фаза i -ої частотної складової.

Результатом аналого-цифрового перетворення сигналу (1) є цифровий сигнал, відліки якого можна описати виразом:

$$x(n) = \sum_{i=0}^{I-1} X_i \cos\left(\omega_i \cdot \frac{n}{f_d} + \varphi_i\right), \quad (2)$$

де $x(n)$ – відлік сигналу після аналого-цифрового перетворення;

n – номер часового відліку;

f_d – частота дискретизації.

Над цифровим сигналом (2) виконується дискретна трансформація Фур'є, в результаті якої отримуємо дійсну і уявну частини з такими відліками:

$$Re(k) = \begin{cases} \frac{X_k}{2} \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k), \\ \frac{X_k}{2} \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k), \end{cases} \quad (3)$$

$$Im(k) = \begin{cases} \frac{X_k}{2} \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k), \\ -\frac{X_k}{2} \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k), \end{cases} \quad (4)$$

де X_k , ω_k , φ_k – відповідно амплітуда, кругова частота і початкова фаза k -го частотного відліку сигналу;

t_0 – момент початку дискретизації вхідного сигналу.

Трансформація спектра після ДТФ заключається в домноженні відліків (3) і (4) на відліки трансформуючої функції виду:

$$S(k) = \begin{cases} \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) + \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k), \\ \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) - \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k), \end{cases} \quad (5)$$

причому відліки (5) знаходяться згідно виразу:

$$S(k) = \frac{Re(k) + Im(k)}{\sqrt{Re^2(k) + Im^2(k)}}. \quad (6)$$

Відліки дійсної та уявної частин трансформованого спектра є вхідними для зворотної трансформації Фур'є:

$$Re(k, s) = \begin{cases} \frac{X_k}{2} \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) \cdot [\cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) + \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k)], \\ \frac{X_k}{2} \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) \cdot [\cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) - \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k)], \end{cases} \quad (7)$$

$$Im(k, s) = \begin{cases} \frac{X_k}{2} \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) \cdot [\cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) + \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k)], \\ -\frac{X_k}{2} \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) \cdot [\cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) - \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k)]. \end{cases} \quad (8)$$

Із [3] відомо, що амплітуди і фази дійсної та уявної частин комплексного сигналу визначаються виразами:

$$\begin{cases} A_{Re}(k) = \sqrt{Re^2(k) + Im^2(k)} + \sqrt{Re^2(N-k) + Im^2(N-k)}, \\ \varphi_{Re}(k) = \arctg \frac{Im(k) - Im(N-k)}{Re(k) + Re(N-k)}, \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} A_{Im}(k) = \sqrt{Re^2(k) + Im^2(k)} - \sqrt{Re^2(N-k) + Im^2(N-k)}, \\ \varphi_{Im}(k) = \arctg \frac{Re(N-k) - Re(k)}{Im(k) + Im(N-k)}, \end{cases} \quad (10)$$

де $A_{Re}(k)$, $\varphi_{Re}(k)$ – відповідно амплітуда і фаза дійсної частини k -го комплексного частотного відліку $Re(k) + \gamma Im(k)$;

$A_{Im}(k)$, $\varphi_{Im}(k)$ – відповідно амплітуда і фаза уявної частини k -го комплексного частотного відліку $Re(k) + \gamma Im(k)$.

Після виконання підстановки отримуємо

$$\begin{cases} A_{Re}(k) = X_k \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k), \\ \varphi_{Re}(k) = \omega_k t_0 + \varphi_k, \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} A_{Im}(k) = X_k \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k), \\ \varphi_{Im}(k) = \omega_k t_0 + \varphi_k - 90^\circ. \end{cases} \quad (12)$$

Звідси, результатами зворотної ДТФ будуть відліки комплексного сигналу, який має вигляд:

$$x(n, s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos(\omega_k t_0 + \varphi_k) \cos(\omega_k t + \omega_k t_0 + \varphi_k) +$$

$$+ j \sum_{k=0}^{N-1} X_k \sin(\omega_k t_0 + \varphi_k) \sin(\omega_k t + \omega_k t_0 + \varphi_k). \quad (13)$$

Таким чином, дійсна і уявна частини сигналу після проведених перетворень є квадратурними складовими вхідного сигналу (1):

$$\begin{cases} x_c(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos(\psi_k) \cos(\omega_k t + \psi_k), \\ x_s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \sin(\psi_k) \sin(\omega_k t + \psi_k), \end{cases} \quad (14)$$

де $x_c(t)$, $x_s(t)$ – відповідно косинусна і синусна складові вхідного сигналу;

$\psi_k = \omega_k t_0 + \varphi_k$ – фіксоване значення фази k -ої частотної складової в момент часу $t = t_0$.

Таким чином, формування відліків квадратурних складових проводиться за допомогою реалізації таких складових частин загального алгоритму:

- аналогово-цифрове перетворення вхідного аналогового сигналу (1) у відповідності до теореми Котельникова;
- пряма ДТФ цифрового сигналу, який утворений з відліків сигналу (2) згідно виразу (3);
- формування спеціальної функції трансформації сигналу (6);
- виконання трансформації спектра (3)–(4) за допомогою домноження його відліків на значення функції (5);
- зворотна ДТФ трансформованого спектра у відповідності з (8)–(9).

Застосування такого алгоритму дозволяє забезпечити високоточне формування квадратурних складових реальних сигналів з різною шириною спектра.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Зарубинский М.В., Побережский Е.С. Формирование отсчетов квадратурных составляющих в цифровых радиоприемных устройствах // Радиотехника, 1986. – № 1. – С. 53–63.
2. Жодзижский М.И., Сила-Новицкий С.Ю. Цифровые приемники широкополосных радиосигналов // Радиотехника, 1988. – № 3. – С. 7–12.
3. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
4. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л.М. Гольденберг и др. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
5. Вдовин С.Є., Ковальчук В.Т., Повідайко П.М. и др. Применение вычислительной техники и математических методов в научных исследованиях // Тез. докл. научно-техн. конф. – Севастополь, 1990. – С. 169–170.

КОВАЛЬЧУК Валерій Тадеушович – співробітник Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

– дослідження в галузі цифрової обробки сигналів.

ПОВІДАЙКО Петро Михайлович – кандидат технічних наук, доцент, декан факультету інформаційно-комп'ютерних технологій Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

– дослідження в галузі цифрової обробки сигналів.