

В.Г. Ципоренко, О.Д. Ципоренко

ОЦІНКА ЧАСТОТИ СИГНАЛУ НА ОСНОВІ ДЧХ-ФІЛЬТРАЦІЇ

У статті запропонований метод оцінки частоти радіосигналу на основі використання ДЧХ-фільтрації. Наведені основні визначення і співвідношення, що описують сам процес ДЧХ-фільтрації, а також вимірювання частоти радіосигналів на її основі у безперервній, дискретній та цифровій формах. Показано, що при однаковому часі аналізу запропонований метод, у порівнянні з відомими, забезпечує суттєве збільшення точності аналізу частоти радіосигналу при менших апаратурних витратах.

Для аналізу невідомої частоти корисного сигналу при наявності шумів за умовою забезпечення високої швидкодії доцільно використовувати багатоканальні узгоджену фільтрацію або кореляційний аналіз [1, 2, 3]. Вадами цього методу є великі апаратурні витрати.

При обмеженій кількості паралельних частотних каналів аналізу похибка вимірювання частоти радіосигналу залежить від ширини каналів та відношення сигнал/шум. Суттєвою складовою часових витрат паралельних аналізаторів є час, необхідний для обробки енергетичних відгуків частотних каналів або обробки накопиченого масиву відліків вхідного сигналу [4, 5].

Для збільшення точності визначення частоти радіосигналу і зменшення апаратурних витрат при незмінному часі аналізу доцільно використовувати аналіз на основі фільтрів з динамічною частотною характеристикою – ДЧХ-фільтрацію.

Фільтром з динамічною частотною характеристикою (ДЧХ-фільтр) будемо називати такий фільтр, у якого під час прийому, обробки та селекції вхідного сигналу безперервно змінюються його комплексні частотні характеристики.

Запропонований метод розглянемо на прикладі типової задачі оцінки частоти корисного гармонічного або квазігармонічного вузькосмугового сигналу $S_k(t) = A \cos(2\pi f_s t + \varphi_s)$ при наявності адитивного шуму $S_u(t)$ [1, 2, 3]. У сигналу $S_k(t)$ амплітуда A – відома і незмінна; частота f_s – невідома і є випадковою величиною, рівномірно розподіленою в межах частотної смуги $\{f_n, f_b\}$; початкова фаза φ_s – невідома і є випадковою величиною, рівномірно розподіленою в межах інтервалу $\{-\pi, \pi\}$; частота f_s і початкова фаза φ_s – незалежні випадкові величини. Адитивний шум $S_u(t)$ є нормальним білим шумом з односторонньою спектральною щільністю N_0 .

Оцінку частоти f_s сигналу виконаємо при умові забезпечення критерію максимуму апостеріорної щільності її імовірності.

На початку розглянемо принципи реалізації ДЧХ-фільтрації. Для цього опишемо функціонування ДЧХ-фільтра у часовій та частотній областях:

$$\begin{cases} S_{\text{вих}}(t) = \int_0^t S_{\text{вх}}(t) dt, \\ S(j\omega t) = \frac{2 \sin(\omega t / 2)}{\omega} e^{j(\omega t / 2)}, \end{cases} \quad (1)$$

де $S_{\text{вх}}(t)$ – вхідний сигнал фільтра;

$S_{\text{вих}}(t)$ – вихідний сигнал фільтра;

t – змінна часу.

Аналіз рівнянь (1) показує, що у часовій області ДЧХ-фільтр реалізує функціональне перетворення вхідного сигналу у вигляді інтегрального перетворення зі змінною верхньою межею. У частотній області формується еквівалентна передаточна частотна характеристика, яка є також функцією часу. В загальному випадку для кожного фіксованого моменту часу $t = t_k$ амплітудно-частотна характеристика фільтра за системою рівнянь (1) опишеться функцією:

$$S(\omega_1 t_k) = \frac{2 \sin(\omega t_k / 2)}{\omega} \quad (2)$$

Функція $S(\omega_1 t_k)$ має нулі в точках $\omega_0 = \frac{2\pi}{t_k} m$, при $m = \pm 1, \pm 2, \dots$. В цілому при змінному часі t положення нулів функції $S(\omega)$ (3) є функцією часу:

$$\omega_{0m}(t) = \frac{2\pi}{t} m, \quad (3)$$

де m – номер нуля функції.

Таким чином, розглянутий фільтр з комплексною частотною характеристикою (КЧХ) $S(j\omega_1 t)$ є таким фільтром, у якого КЧХ постійно змінюється в часі впродовж прийому і перетворення вхідного сигналу, тобто є динамічною.

Описаний ДЧХ-фільтр є лінійним фільтром нижніх частот з еквівалентною шумовою смугою пропускання, рівною $\Delta f_{еш} = 2\pi / t$.

При поданні на вхід ДЧХ-фільтра адитивної суміші $S_{вх}(t) = S_k(t) + S_{ш}(t)$ на виході відповідний відгук буде складатися з двох доданків:

$$S_{вих}(t) = S_{вихк}(t) + S_{вихш}(t), \quad (4)$$

де $S_{вихк}(t)$, $S_{вихш}(t)$ – відповідно складові відгуку на корисний сигнал і шум, миттєві амплітуди корисного вихідного сигналу та шуму.

У свою чергу складові відгуку дорівнюють:

$$\begin{cases} S_{вихк}(t) = \frac{A \sin(\pi f_s t)}{2\pi f_s}, \\ S_{вихш}(t) = \sqrt{N_0 \Delta f_{еш}} = \sqrt{(2\pi / t) N_0}, \end{cases} \quad (5)$$

де $\overline{S_{вихш}(t)}$ – миттєве середньоквадратичне відхилення вихідного шуму.

Для визначення частоти вхідного корисного сигналу $S_k(t)$ необхідно виконати аналіз відгуку ДЧХ-фільтра і визначити момент часу t_m , коли частота сигналу співпаде з миттєвою частотою першого нуля ДЧХ $S(j\omega_1 t)$. Для цього необхідно визначити момент часу, коли величина відгуку буде мінімальна:

$$S_{вих}(t_m) = \min\{S_{вих}(t)\} \quad (6)$$

при $t \in \left\{ \frac{0,3}{2} (1 / f_s) \right\}$.

Частота сигналу визначається за співвідношенням

$$f_s^\wedge = 1 / t_m, \quad (7)$$

де f_s^\wedge – оцінка частоти сигналу.

За час аналізу $\{0, T_a\}$ перший нуль ДЧХ-фільтра послідовно проходить всі частоти у смузі $\left\{ \frac{1}{T_a}; \infty \right\}$. Таким чином, фіксуючи момент часу появи мінімуму відгуку ДЧХ-фільтра, визначається момент відсутності на виході корисної складової $S_{вихк}(t_m) = 0$ відгуку, тим самим визначаючи момент співпадання частоти f_s з миттєвим значенням нуля ДЧХ: $f_s = f_n(t)$.

В загальному випадку похибка вимірювання частоти f_s корисного сигналу запропонованим методом залежить від рівня шумової складової відгуку фільтра та похибки вимірювання

моменту t_m . Час аналізу T_a , необхідний для вимірювання частоти корисного сигналу, залежить від значення f_s і лежить у межах $T_a \in \{1/f_s; 1/f_n\}$.

На рисунку 1 наведено варіант структурної схеми вимірювання частоти на основі ДЧХ-фільтра.

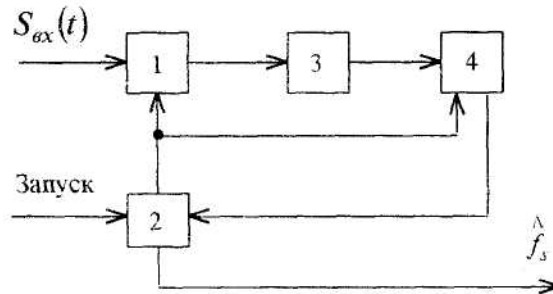


Рис. 1

До складу пристрою входять: 1 – ДЧХ-фільтр, 2 – таймер, 3 – амплітудний детектор, 4 – вузол визначення мінімуму відгуку фільтра. За сигналом "Запуск" таймер 2 дає дозвіл на прийняття і аналіз вхідного сигналу $S_{ax}(t)$ фільтра 1 і вузла 4 визначення мінімуму. Одночасно таймер 2 фіксує миттєве значення часу, починаючи з приходу "Запуску". В момент появи мінімуму 4 відгуку фільтра таймер фіксує відповідне значення часу і за ним формує відповідно з (7) виміряне значення частоти. Таймер 2 дозволяє роботу фільтра 1 і вузла визначення мінімуму в інтервалі часу, який дорівнює максимально припустимому часу аналізу. При малих значеннях співвідношення сигнал/шум у процесі аналізу сигналу $S_{ax}(t)$ можливі появи локальних хибних мінімумів відгуку за рахунок дії шуму. Тому при виявленні мінімуму відгуку доцільно вважати за істинний мінімум такий, при якому абсолютне значення відгуку фільтра є найменшим в інтервалі часу аналізу, або використовувати наперед визначене значення порога.

Виконаємо порівняльний аналіз похибок вимірювання f_s відомого оптимального паралельного і запропонованого методів. Порівняльний аналіз виконаємо за умови однакового часу аналізу T_a , порівнюючи похибки вимірювання і апаратні витрати.

При необмеженій кількості паралельних частотних каналів дисперсія похибки вимірювання частоти сигналу σ_f^2 паралельного аналізатора залежить від співвідношення сигнал/шум і визначається відомими методами [1]:

$$\sigma_f^2 = \sigma_{fu}^2, \tag{8}$$

де σ_{fu}^2 – складова похибки вимірювання частоти, яка визначається наявністю шуму.

Коли кількість частотних каналів обмежена, а ширина кожного вибрана за відомими співвідношеннями [1] і забезпечує необхідну достовірність вимірювань, похибка вимірювання частоти дорівнює

$$\sigma_f^2 = \sigma_{fu}^2 + \sigma_{fd}^2, \tag{9}$$

де σ_{fd}^2 – складова похибки вимірювання частоти, яка визначається кількістю частотних каналів та їх шириною, тобто дискретністю оцінки частоти сигналу.

При рівномірному розподілі частоти f_s в межах смуги аналізу $\sigma_{fd}^2 = \Delta f^2 / 12$, де Δf – ширина частотного каналу.

При великому співвідношенні сигнал/шум $g \gg 1$ похибка вимірювання частоти в паралельному аналізаторі визначається в основному складовою σ_{fd}^2 .

У противагу, аналіз співвідношень (1) і (5) показує, що при оцінці частоти запропонованим методом похибка вимірювання $\sigma_{f\phi}^2$ практично залежить тільки від співвідношення сигнал/шум і співпадає з похибкою (8) за умови $f_s = 1/T_a$:

$$\sigma_{f\phi}^2 = \sigma_{fu}^2 = \sigma_f^2$$

Для інших частот $f_s > 1/T_a$ похибка буде більша, враховуючи (5). При обмеженій ширині смуги аналізу частоти $\{f_n, f_o\}$, що є типовим випадком для задач радіотехніки, відхилення похибки вимірювання частоти від мінімального значення буде незначним і складає (1÷6) дБ. При зростанні співвідношення сигнал/шум похибка вимірювання частоти за запропонованим методом буде оберненопропорційно зменшуватися, тим самим забезпечуючи значний вигравш за точністю у порівнянні з паралельним аналізом при обмеженій кількості каналів.

По апаратурним витратам розглянутий метод аналізу частоти сигналу на основі ДЧХ-фільтрації має значні переваги перед паралельним аналізом, оскільки в першому випадку використовується один вузол-фільтр, а в другому – гребінка фільтрів, кількість яких може сягати більше 10^3 .

Вимірювання частоти на основі ДЧХ-фільтрації може бути ефективно реалізоване у дискретній і цифровій формах.

При дискретній обробці вхідний сигнал $S_{ex}(t)$ перетворюється з необхідною частотою дискретизації F_o [5] в послідовність дискретних відліків $S_{ex}(n)$:

$$S_{ex}(n) = A \cos(2\pi f_s T_o n + \phi_s) + S_{ux}(n), \tag{10}$$

де $T_o = 1/F_o$ – період дискретизації;

$n = 0, 1, 2, \dots$ – номер відліку.

Дискретний ДЧХ-фільтр у часовій області описується рівнянням

$$S_{vux}(m) = \sum_{n=1}^m S_{ex}(n), \tag{11}$$

де m – кількість прийнятих відліків.

В частотній області комплексна характеристика дискретного ДЧХ-фільтра в межах смуги $\{0, F_o/2\}$ описується рівнянням

$$S(j\omega_1 n) = \frac{2 \text{Sin}(\omega T_o n)}{\omega} e^{j\left(\frac{\omega T_o n}{2}\right)} \tag{12}$$

Аналіз рівняння (12) показує, що частотна характеристика фільтра є дискретною функцією часу, зумовлюючи дискретну зміну положення нулів на осі частот.

Частота сигналу визначається таким чином:

$$\hat{f}_s = \frac{F_o}{m_0 + 1}, \tag{13}$$

де m_0 – номер відліку, на якому відгук ДЧХ-фільтра $S_{vux}(m)$ набуде мінімального значення:

$$S_{vux}(m_0) = \min\{S_{vux}(m)\}.$$

Дискретність зміни положення нулів $S(j\omega_1 n)$ зумовлює появу додаткової складової похибки вимірювання частоти у порівнянні з аналоговим варіантом (8):

$$\sigma_{f\phi}^2 = \sigma_{fu}^2 + \sigma_{f\phi}^2, \tag{14}$$

де $\sigma_{f\phi}^2$ – дисперсія похибки дискретизації при використанні дискретної ДЧХ-фільтрації.

Абсолютне значення δf_o і дисперсія $\sigma_{f\phi}^2$ похибки дискретизації дорівнюють відповідно:

$$\begin{cases} \delta f_{\partial} \leq \frac{F_{\partial}}{2(m_0 - 1)m_0}, \\ \sigma_{f_{\partial\phi}}^2 = \frac{F_{\partial}^2}{12m_0^2(m_0 - 1)^2}. \end{cases} \quad (15)$$

Аналіз рівнянь (15) показує, що абсолютна похибка дискретизації та її дисперсія є функціями часу типу $1/t^2$ і $1/t^4$ відповідно.

Величина і характер залежності від часу шумової складової при дискретному аналізі такі ж, як і при аналоговій обробці.

При реалізації вимірювання частоти у цифровій формі доцільно використовувати співвідношення (10)...(15). Відмінність від дискретної обробки полягає в тому, що шумова складова похибки вимірювання буде залежати вже не лише від рівня вхідного шуму N_0 , а також від розрядності та величини кроку квантування аналого-цифрового перетворення вхідного сигналу $S_{ax}(t)$. За рахунок похибок аналого-цифрового перетворення та виконання операцій обробки вхідного сигналу за алгоритмом ДЧХ-фільтрації на виході фільтра буде присутня додаткова адитивна шумова складова похибки за властивостями, аналогічними складовій від вхідного шуму [6].

Величина дисперсії шумової складової $\sigma_{f_{\partial\phi}}^2$ при цифровій реалізації пропорційна при інших сталих умовах ширині еквівалентної шумової смуги ДЧХ-фільтра:

$$\sigma_{f_{\partial\phi}}^2 = \frac{F_{\partial}}{m} (N_0 + N_{кв}) \quad (16)$$

де $N_{кв}$ – одностороння спектральна щільність шумів аналого-цифрового перетворення та похибки квантування по рівню, перерахована на вхід пристрою.

Практично сучасна елементна база забезпечує умови $N_{кв} \leq N_0$, тому практично при розрахунках дискретні та цифрові аналізатори можуть розраховуватись за однаковими співвідношеннями.

Порівняємо розглянутий дискретний ДЧХ-аналізатор з паралельним за умови обмеженої кількості каналів, використовуючи співвідношення (9) та (14), за умови однаковості часу аналізу. В цьому випадку будемо вважати, що еквівалентні шумові смуги паралельного і ДЧХ-аналізаторів однакові.

При малих співвідношеннях сигнал/шум похибка дискретного або цифрового ДЧХ-аналізатора практично близька до похибки при аналоговій обробці.

При великому співвідношенні сигнал/шум $g \gg 1$ похибка вимірювання частоти буде визначатися складовою дискретизації $\sigma_{f_{\partial}}^2$ та $\sigma_{f_{\partial\phi}}^2$. Порівнюючи рівняння (9) та (15) видно, що похибка вимірювання частоти при запропонованому методі в $1/m_0^2$ рази менша, ніж при використанні відомого методу.

Для практичних значень $m_0 = 10^2 \div 10^4$ вигрощ в точності вимірювання частоти може становити більш як два порядки.

Необхідно відмітити, що на відмінність від паралельних аналізаторів, особливо цифрових, запропонований метод забезпечує також можливість мінімізувати час реакції пристрою вимірювання, тобто забезпечити $T_p = T_a$. Це обумовлено тим, що фільтрація і аналіз вхідного сигналу можуть виконуватись в темпі приймання відліків сигналу $S_{ax}(n)$.

Аналіз необхідних апаратурних витрат показує безперечні переваги використання дискретної чи цифрової ДЧХ-фільтрації у порівнянні з відомими паралельними аналізаторами [7].

В результаті проведеного аналізу похибок оцінки частоти радіосигналу, необхідних часових та апаратурних витрат запропонованого методу і відомого паралельного, доцільно зробити висновок, що практично при інших однакових умовах запропонований метод дозволяє суттєво збільшити точність вимірювання при скороченні апаратурних витрат.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1986. – 352 с., ил.
3. Мартынов В.А., Селихов Ю.И. Панорамные приёмники и анализаторы спектра / Под ред. Г.Д. Заварина. – 2-е изд., перераб и доп. – М.: Советское радио, 1980. – 352 с., ил.
4. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Советское радио, 1978. – 296 с., ил.
5. Ципоренко В.Г. Выбор частоты дискретизации сигналов и расчет их параметров в цифровых радиоприемных устройствах // Радиотехника, 1989. – № 9.
6. Ципоренко В.Г., Ципоренко Е.Д. Спектральная оценка погрешности аналого-цифрового преобразования сигналов // Радиотехника, 1990. – № 10.
7. Патент Российской Федерации № 2017162, 1991. Ципоренко В.Г., Ципоренко Е.Д. Способ измерения частоты сигнала и устройство для его осуществления.

ЦИПОРЕНКО Валентин Григорович – кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехніки Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

– радіоелектроніка з використанням цифрової обробки сигналів.

ЦИПОРЕНКО Олена Дмитрівна – АТЗТ “Охоронні системи та технології”, референт.

Наукові інтереси:

– цифрова обробка сигналів.