

ЗАСТОСУВАННЯ ПАКЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ ДЛЯ ОПРАЦЮВАННЯ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ ЛОКАЦІЇ

© Тишик І.Я., 2009

Запропоновано здійснювати опрацювання прийнятих імпульсних сигналів локації методом пакетного вейвлет-перетворення з метою покращання їх виявлення та локалізації у шумовому тлі. Наведено та проаналізовано результати моделювання процесу опрацювання імпульсного сигналу локації пакетним вейвлет-перетворенням.

The received pulse signals of location in based on technique wavelet packet transform is processing suggested to carry out with purpose the improvement for extracting and localizing from their a noisy background. The results of design pulse signal of location processing are resulted and analyzis in based on technique wavelet packet transform.

Вступ. Виявлення слабкого сигналу і його локалізація на тлі шумів є найважливішою проблемою радарних систем. Ефективність таких систем можна підвищити, збільшивши співвідношення корисного сигналу до шуму (С/Ш) на виході приймача. Спотворення інформативного сигналу через шуми та селекцію його відомими методами [1, 2, 3] може призвести до некоректних вимірювань віддалі до об'єкта спостереження за рахунок появи похибки часової локалізації такого сигналу. У статті пропонується для виділення і локалізації радіоімпульсів на тлі шуму застосовувати метод пакетного вейвлет-перетворення, який комбінує два могутні інструменти: пакетний вейвлет-аналіз і статистичний аналіз. Використання запропонованого методу уможлиблює виявлення і подальшу локалізацію відбитих сигналів за дуже низького співвідношення С/Ш, що забезпечує підвищення точності оцінювання віддалі до об'єкта локації, зменшення потужності випромінювання необхідних надвисоко-частотних хвиль чи альтернативне збільшення віддалі виявлення об'єктів радарними системами. З метою обґрунтування використання такого перетворення, а також тлумачення окремих його властивостей виникає необхідність встановлення певних аналогій та можливих його зв'язків з різними відомими видами перетворень, насамперед з перетворенням Фур'є

Аналіз досліджень та публікацій. Нині для опрацювання сигналів локації широко застосовується метод спектрального аналізу, який виконується на основі перетворення Фур'є. На основі цього методу визначаються частотні компоненти сигналу, поданого у часовій області $s(t)$:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j2\pi ft} dt, \quad (1)$$

де $S(f)$ – перетворення Фур'є, яке відображає інформацію лише у частотній області; t, f – змінні часу та частоти відповідно.

Для застосування цього методу перетворення на практиці сигнал $s(t)$, який підлягає декомпозиції, повинен задовольняти такі вимоги [4, 5]:

- повинні виконуватися умови Діріхле;
- інтеграл від модуля цього сигналу повинен мати скінченну величину:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt < \infty.$$

Для випадку застосування фінітних сигналів деякої тривалості T оцінювальне значення спектральної густини потужності може бути знайдено безпосередньо підняттям до квадрата модуля перетворення Фур'є [2, 3]:

$$P(f) = \left| \int_0^T s(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|^2. \quad (2)$$

Отже, подане представлення є інструментом одномірного спектрального аналізу, за допомогою якого обчислюється взаємна енергія кожного частотного компонента. Цей метод ґрунтується на припущенні локальної стаціонарності у межах прийнятого сигналу і є задовільним для сигналів, які складаються з кратної кількості стаціонарних компонент (наприклад, синусоїд), розділених деяким інтервалом Δf у частотній області.

Однак базове перетворення Фур'є обмежено використовується щодо нестационарних сигналів, якщо, окрім аналізу частотного наповнення цього сигналу, таке перетворення повинно відображати час появи відповідних спектральних складових. Наприклад, раптова зміна в сигнальній поведінці у часовій області не очевидна на спектрограмі, оскільки енергія сигналу у частотній області поширюється вздовж усього спектра. В результаті такого розподілу відсутня інформація щодо частотної еволюції сигналу з часом [1, 2, 3].

Нездатність базових перетворень Фур'є здійснювати часову локалізацію сингулярностей сигналу може бути частково вирішена введенням у перетворення рухомої віконної функції, яка має компактний носій. Використання такої функції дає змогу подати результат перетворення у вигляді функції двох змінних – частоти f і часового положення вікна τ . У такому разі перетворення Фур'є розглядає сигнал у межах вікна, в якому сигнал є наближено стаціонарним. Якщо сигнал умовно стаціонарний в часі у вікні з центром $g(t)$, то короткочасове перетворення Фур'є (КЧПФ) визначається як [3, 6, 7, 8]:

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \overline{g(t-\tau)} e^{-j2\pi ft} dt. \quad (3)$$

Отже, КЧПФ є сумісною функцією між часом і частотою, що відображає поданий у часовій області сигнал на двовимірній часочастотній поверхні. Таке подання є корисним, оскільки надає інформацію щодо подання спектрального розподілу сигналу в межах деякої часової функції. Таке подання може ґрунтуватися на смузі перепускання набору фільтрів з імпульсною реакцією, еквівалентною функції вікна [7].

На часочастотній поверхні спектрограми окремі дані подані у суміжних блоках (або вікнах) рівної довжини і, отже, обчислення спектра здійснюється для кожного такого блока. Зіставляючи спектральні оцінки, отримані для кожного суміжного вікна, одержують оцінку сигналу в часочастотній області.

Використання обмежених часових вікон у КЧПФ забезпечує прямий зв'язок між короткочасовою і спектральною поведінкою сигналу. Якщо істотні зміни у сигналі відбуваються за коротший проміжок часу, ніж за вибраний часовий інтервал спостереження, то таке часове вікно може бути звужене, що приведе до покращання роздільної здатності за часом і гарантуватиме локальну стаціонарність. Короткотривалі часові вікна краще здатні відстежувати нестационарності, проте такі вікна знижують розділення за частотою. З іншого боку, довготривалі вікна збільшують роздільну здатність за частотою, однак приводять до значних часових спотворень.

Оцінювальне значення СПП для випадку КЧПФ знаходять аналогічно (2) з урахуванням використання КЧПФ ковзаючого вікна $g(t)$, відцентрованого відносно τ [2, 3]:

$$P(f) = \left| \int_0^T s(t) \overline{g(t-\tau)} e^{-j2\pi ft} dt \right|^2. \quad (4)$$

Одержана спектральна оцінка є додатною дійсною величиною і характеризує локальну стаціонарність. Часочастотне розділення є незмінним протягом усієї вхідної реалізації. Роздільна здатність за частотою часочастотної поверхні визначається як [3]:

$$\Delta f^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 [G(f)]^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} [G(f)]^2 df}, \quad (5)$$

де $G(f)$ визначено як перетворення Фур'є-вікна.

Таке подання ковзаючого вікна є причиною невизначеності вздовж як часової, так і частотної осей. Як наслідок, два сигнали повинні бути відокремлені за Δf у частотній області з метою їхнього розрізнення. Аналогічно роздільна здатність за часом визначається як:

$$\Delta t^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 [G(f)]^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} [G(f)]^2 dt}. \quad (6)$$

Два імпульси у часовій області можуть бути розпізнані, якщо вони розрізняються за Δt . Роздільні здатності у часовій і частотній областях одночасно не можуть бути довільно малими, оскільки їхній наведений нижче добуток пов'язаний принципом невизначеності Гайзенберга [2,7]:

$$\Delta t \Delta f \geq 1/2, \quad (7)$$

який демонструє компроміс між частотним і часовим розділеннями. Ступінь невизначеності залежить від типу використовуваного вікна. Особливо ефективними є гауссові вікна, оскільки вони відповідають нижній межі критерію Гайзенберга і тому здатні забезпечувати кращу роздільну здатність одночасно як за частотою, так і за часом у часочастотній області [2].

Однак для КЧПФ часочастотне вікно є жорстким і, отже, малоприслужним для дослідження сигналів з широким спектральним вмістом. Тому замість опрацювання імпульсних сигналів локації з використанням КЧПФ у роботі пропонується перспективніший метод їх опрацювання, який ґрунтується на пакетному вейвлет-перетворенні.

Мета роботи. Мета роботи полягає у дослідженні можливості застосування методу пакетного вейвлет-перетворення радарними системами для ефективної фільтрації, підвищення достовірності виявлення та покращання часової локалізації відбитих сигналів локації за достатньо низького відношення сигнал/шум, що повинно привести до підвищення точності оцінювання такими системами віддалі до об'єктів супроводу.

Частотночасова локалізація пакетного вейвлет-аналізу. Концепція фільтрації та часової локалізації на основі вейвлет-перетворення і пакетного вейвлет-перетворення однакова. У [9] демонструвався підхід щодо вейвлет-фільтрації на основі пірамідального алгоритму Малатта. Ідея полягала у тому, що лише великі вейвлет-коефіцієнти роблять вагомий внесок у низькочастотний сигнал і, значить, для досягнення оціночного значення x необхідно зберігати лише ті коефіцієнти, величина яких більша за деякий наперед заданий жорсткий поріг величиною λ . Вибір λ для вейвлет-порогування є неоднозначним. Вибравши надто великий поріг, можна порогувати коефіцієнти корисного сигналу разом з коефіцієнтами шуму, а вибравши надто малий поріг, можна одержати у результаті реконструкції зашумлений сигнал. У [9] для вейвлет-фільтрації вибір порогу λ здійснювався на основі оцінки шумових вейвлет-коефіцієнтів. Застосування такої методики вибору λ за дуже низького С/Ш може призвести до повної втрати сигналу.

У роботі пропонується новий метод фільтрації і часової локалізації імпульсного сигналу локації на основі його пакетного вейвлет-перетворення. Цей метод ґрунтується на визначенні того,

у якій області на поточному рівні декомпозиції вигідніше виконувати каскадування [8]. Для цього спочатку здійснюється каскадування одночасно за високочастотною та низькочастотною підсмугами. У результаті одержуємо повне дерево декомпозиції. Далі на основі введення вартісної функції визначається найкращий шлях за цим деревом. Отже, одержується базис, адаптований до сигналу. На основі поданої процедури, яка також ґрунтується на прирівнюванні гауссових (шумових) коефіцієнтів до нуля, пропонується здійснювати фільтрацію та часову локалізацію радіолокаційного імпульсу. Знешумлений сигнал буде реконструйований за одержаними вейвлет-коефіцієнтами. Проблема тепер полягає у способі оцінювання таких коефіцієнтів. Для виконання цього завдання традиційно використовується статистичний аналіз.

Реалізація методу пакетного вейвлет-перетворення для опрацювання прийнятого сигналу локації. У загальному випадку одержаний сигнал $y(n)$ (1) буде поданий так:

$$y(n) = x(n) + z(n), \quad (8)$$

де $x(n)$ – випромінений радіоімпульс; $z(n)$ – білий гауссівський шум; n – номер вибірки ($n = 1, 2, \dots, N$).

Використовуючи пакетне вейвлет-перетворення, одержуємо двовимірні часочастотні пакети вейвлет-коефіцієнтів:

$$WP_{j,s}^y(i) = WP_{j,s}^x(i) + WP_{j,s}^z(i), \quad (9)$$

де $WP_{j,s}^y(i)$, $WP_{j,s}^x(i)$, $WP_{j,s}^z(i)$ – коефіцієнти вейвлет-пакетів для x , y , z відповідно; $j = 1, 2, \dots, J$; де j – номер рівня декомпозиції; s – номер масштабу; $s = 1, 2, \dots, 2^j$, $i = 1, 2, \dots, M = N/2^j$, де N – довжина вхідного сигналу.

Для здійснення ефективної фільтрації прийнятого сигналу та локалізації корисного імпульсу пропонується застосувати апарат статистичного опрацювання послідовності $WP_{j,s}^y(i)$, що ґрунтується на визначенні кумулятивної функції розподілу, оскільки є відомим здійснення на її основі ефективного подавлення аддитивного гауссового шуму [1]. Ця здатність до шумового подавлення ґрунтується на тому факті, що енний порядок кумулянтів для гауссового процесу $Cum^n[z]$ є еквівалентним нулеві при $n > 2$.

Аналізується конкретний випадок, коли шумові вибірки з гауссовим розподілом спостерігалися на достатньо довгому проміжку часу. Корисний сигнал буде давати негауссові коефіцієнти на цій смузі частот, на якій він розміщений. З іншого боку, гауссові коефіцієнти відобразатимуть лише шумовий сигнал. Встановлено, що найкращим кандидатом від кумулянтів високих порядків є такий ексцес, який буде нормалізованою версією кумулянта четвертого порядку [1]. Гауссів процес має значення ексцесу, яке теоретично дорівнює нулю. Кумулянт четвертого порядку розраховують (допускаючи нульове середнє значення коефіцієнтів вейвлет-пакетів) на основі математичного сподівання так:

$$Cum^4(WP_{J,s}) = E[WP_{J,s}^4] - 3(E[WP_{J,s}^2])^2. \quad (10)$$

Ексцес визначається як:

$$K_4(WP_{J,s}) = \frac{Cum^4(WP_{J,s})}{(E[WP_{J,s}^2])^2}. \quad (11)$$

Оскільки на практиці маємо обмежену кількість вибірок, то одержати точне значення ексцесу неможливо. Замість цього можна здійснити оцінку значення, використовуючи часове усереднення. Оцінювальне значення ексцесу може бути обчислено так:

$$K_4(WP_{J,s}) = M \frac{\sum_{i=0}^M WP_{J,s}^4(i)}{\left(\sum_{i=0}^M WP_{J,s}^2(i)\right)^2} - 3. \quad (12)$$

Таке значення існуватиме на деякому заданому інтервалі, який зумовлений ймовірнісними характеристиками оцінювання. Отже, необхідно знайти спосіб реалізації такого оцінювання. Використовуючи біноміальну нерівність Чебишова, одержимо очікувану частку оцінки, яка повинна вибрана між двома значеннями на підставі початкових статистичних даних оцінювання. У цьому випадку, де M – кількість коефіцієнтів $WP_{j,s}$, є білим і гауссівським шумом, стандартне відхилення B та дисперсія Var ексцесу оцінюються з урахуванням (12) так [1]:

$$B(K_4) = -\frac{6}{M}, \quad Var(K_4) = -\frac{24}{M}. \quad (13)$$

Біноміальна нерівність Чебишова дає змогу оцінювати гауссові складові, які змінюються у межах:

$$\pm \frac{\sqrt{24/M}}{\sqrt{1-\alpha}} + \frac{6}{M}, \quad (14)$$

де α – довільно вибрана процентна величина. Тестовий приклад для оцінювання гауссових складових матиме вигляд:

$$|K_4| < \frac{\sqrt{24/M}}{\sqrt{1-\alpha}} \quad (15)$$

На практиці алгоритм пакетного вейвлет-перетворення з метою полегшення обчислення і підвищення швидкодії поділяється на два етапи. Перший етап є фундаментальним. Другий – застосовується для подальшого покращання співвідношення С/Ш. Кроки першого етапу алгоритму наводяться нижче:

1. Обчислюються коефіцієнти вейвлет-пакетів одержаного сигналу $WP_{j,s}^y(i)$.
2. Оцінюється ексцес для цих пакетних коефіцієнтів на кожному масштабі перетворення (12) (Енергія середнього значення коефіцієнтів нульова на кожному масштабі).
3. Виконання умови (15).
4. Прирівнювання гауссових коефіцієнтів до нуля.
5. Підрахунок кількості залишених негауссових складових. Якщо кількість негауссових складових є більшою за одиницю, то необхідно перейти до наступного етапу.
6. Реконструювати сигнал $x(t)$ за отриманими пакетними вейвлет-коефіцієнтами.

Пропонований наступний етап є подальшим покращанням співвідношення С/Ш. Наступні кроки цього етапу:

1. Призначити жорстке порогоування щодо негауссових складових. Значення порогу розраховуються так:

$$\lambda_s = \sigma_s \sqrt{2 \lg N}, \quad (16)$$

де σ_s – оцінювальне значення шуму масштабу s визначається як:

$$\sigma_j = \frac{\text{Median}(WP_{j,s}^y)}{0,6745}. \quad (17)$$

2. Реконструювати сигнал за отриманими коефіцієнтами

Моделювання опрацювання прийнятого сигналу локації. Під час опрацювання прийнятого радіолокаційного імпульсу найважливішим завданням є забезпечення його достовірної локалізації у часовій області при подальшій реконструкції. Отже, завдання полягає не лише у здійсненні ефективної фільтрації такого сигналу, але і у запобіганні спотворенню корисного імпульсу (його ширини і розташування) у часовій області, оскільки таке спотворення може

призвести до значної похибки визначення віддалі. Вище було сказано, що вейвлет-перетворення дає кращу локалізацію в часочастотній області порівняно з дискретним віконним перетворенням Фур'є. Для підтвердження цієї здатності пропонується порівняння між методом пакетного вейвлет-перетворення для опрацювання прийнятого радіоімпульсу і методом опрацювання того самого сигналу на основі віконного перетворення Фур'є. Результати таких порівнянь подано на рис. 1, 2, 3, 4.

Моделювання процесу опрацювання імпульсного сигналу локації здійснювалося з використанням прикладного пакета MATLAB 6.0. Прийнятий (імітований) сигнал подавався як нормований короткотривалий радіоімпульс з прямокутною огибаючою. На цей сигнал безпосередньо накладався білий шум з гауссівським розподілом (сигнал/шум = -24 dB) (рис. 1). Результат моделювання процесу опрацювання прийнятого сигналу локації методом пакетного вейвлет-перетворення наведено на рис. 2. Для порівняння було запропоновано опрацьовувати цей самий сигнал в часочастотній області на основі використання віконного перетворення Фур'є (рис. 3). Результат моделювання процесу опрацювання на основі такого перетворення подано на рис. 4. Опрацювання сигналу $s(n)$ у вейвлет-області здійснювалося з використанням базових вейвлет-функцій Добеші 10-го порядку та алгоритму пакетної вейвлет-декомпозиції [8,10]. Кількість частотних піддіапазонів розкладу вхідного сигналу (для $N = 131072$) становило $J = 7$. Величина порогу λ обчислювалася при $\alpha = 90\%$.

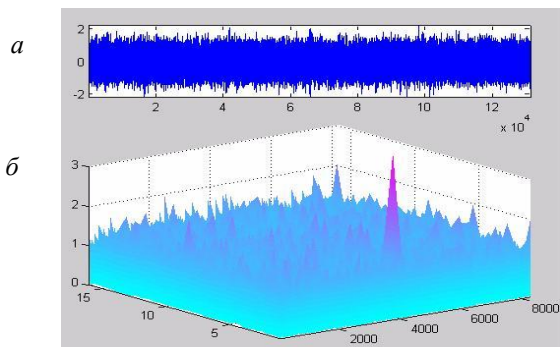


Рис. 1. Пакетне вейвлет-перетворення для прийнятого імпульсного сигналу локації $u(n)$
 а – часова область представлення $u(n)$;
 б – часо-частотна область представлення $u(n)$

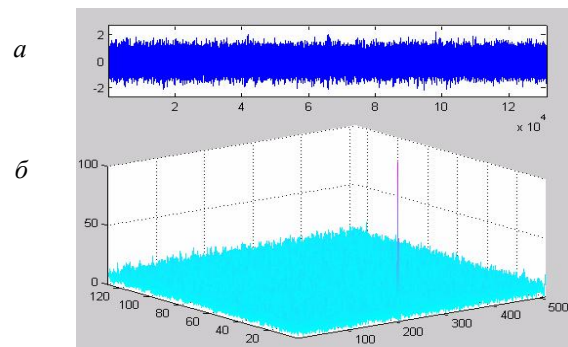


Рис. 3. Віконне перетворення Фур'є для прийнятого імпульсного сигналу локації $u(n)$
 а – часова область представлення $u(n)$;
 б – часо-частотна область представлення $u(n)$

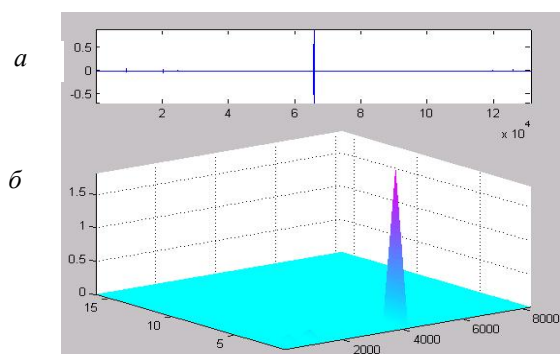


Рис. 2. Пакетне вейвлет-перетворення для імпульсного сигналу локації $x(n)$ після фільтрації
 а – часова область представлення $x(n)$;
 б – часо-частотна область представлення $x(n)$

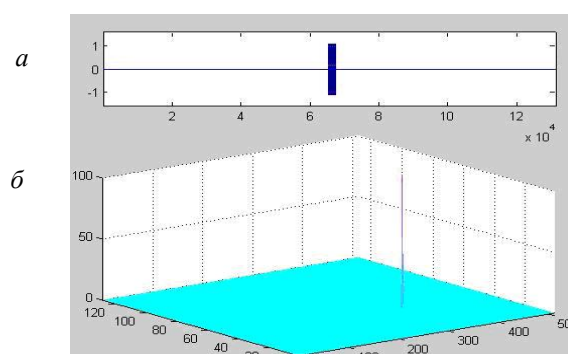


Рис. 4. Віконне перетворення Фур'є для імпульсного сигналу локації $x(n)$ після фільтрації
 а – часова область представлення $x(n)$;
 б – часо-частотна область представлення $x(n)$

Висновок. Результати виконаного моделювання показують, що опрацювання прийнятих імпульсних сигналів локації методом пакетного вейвлет-перетворення одночасно забезпечує як ефективну фільтрацію завад, так і кращу локалізацію у часовій області порівняно з віконним перетворенням Фур'є, оскільки ширина віконної вейвлет-функції (на відміну від віконної функції при перетворенні Фур'є) здатна адаптивно змінюватися відносно особливостей прийнятого сигналу.

1. M. Aly O.A., Omar A.S. *Detection and localization of RF-radar pulses in noise environments using wavelet packet transform and higher order statistics* // *Progress In Electromagnetics Research, PIER* 58,301 – 317, 2006. 2. Shensa M.J. *The Discrete Wavelet Transform: Wedding rheatrous and Mallat Algorithms* // *IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. SP-40, No. 10, pp. October 1992*. 3. *OSD/DARPA Ultra-Wideband Radar Review Panel, Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology, ARPA Order 6049, Battelle. Tactical Technology Center, 505 King Avenue, Columbus, Ohio, July 13 1990*. 4. Сергиенко А.Б. *Цифровая обработка сигналов*. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с. 5. Баскаков С.И. *Радиотехнические цепи и сигналы*. – М.: Высш.школа., 1983. – 563 с. 6. Дьяконов В.П. *Вейвлеты. От теории к практике*. СОЛОН-Р. – М., 2002. – С. 113. 7. Наконечний А.Й. *Теорія малохвильового перетворення та її застосування*. – Львів: Фенікс, 2001. – С. 93. 8. Воробьов В.И., Грибунин В.Г. *Теория и практика вейвлет-преобразования*. ВУС, 1999. – С. 31. 9. Тишик І.Я., Совин Я.Р. *Застосування вейвлет-перетворення сигналів локації у доплерівських пристроях охоронних систем* // *Вісник Національного університету “Львівська політехніка”*: “Автоматика, вимірювання та керування”. – № 608, 2008. – С. 100–104. 10. Дьяконов В.П. *Вейвлеты. От теории к практике*. СОЛОН-Р. – М., 2002. – С. 113.