

ВИЯВЛЕННЯ ТА ЛОКАЛІЗАЦІЯ КОРОТКОТРИВАЛИХ РАДІОІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ З ВИКОРИСТАННЯМ МАЛОХВИЛЬОВОГО (ВЕЙВЛЕТ) ПЕРЕТВОРЕННЯ

© Тишик І.Я., 2009

Запропоновано здійснювати виділення і часову локалізацію відбитих короткотривалих радіоімпульсних сигналів локації на основі їх малохвильового (вейвлет) перетворення. Використання цього перетворення робить можливим виявлення і подальшу часову локалізацію таких відбитих сигналів на тлі завад. Проаналізовано дані зондувальних сигналів з використанням часо-частотних технік, таких як короткотривале перетворення Фур'є (КЧПФ) та дискретне малохвильове перетворення (ДМП).

In this paper an technique of wavelet transform is proposed for extracting and time localizing an RF radar pulse transient. The use of the proposed technique makes detection and localization of RF radar pulses possible in noise conditions. In this paper, analysis of synthetic signals data is performed using time-frequency techniques, such as the STFT and DWT algorithm.

Вступ. Виявлення і оцінювання короткотривалих радіоімпульсних сигналів на тлі завад є важливими проблемами сучасних радарних систем. Спотворення сигналу шумами та його виявлення традиційними методами може привести до неточної оцінки віддалі до об'єкта спостереження. Відбиті сигнали переважно опрацьовують на основі часо-частотного фільтра, робота якого ґрунтується на дискретному КЧПФ. Для реалізації часової локалізації частотних компонент сигналів таке перетворення здійснює сегментацію вхідних даних через використання вікон сталої тривалості, у межах яких сигнал є приблизно стаціонарним. КЧПФ застосовується послідовно для обчислення спектра сигналу кожного вікна і шляхом переміщення вікна вздовж сигналу одержується повний набір даних на часо-частотній поверхні.

Використанню віконних подань притаманний компроміс між часовим і частотним розрізненням. Цей компроміс залежить від довжини вікна. Довгі вікна збільшують розрізнення щодо частоти за рахунок часового розрізнення і навпаки. Отже, згадане перетворення може виявитися неадекватним для аналізу такої нестационарної характеристики, як перехідний процес.

Малохвильове перетворення може слугувати альтернативою до загальноприйнятих часо-частотних подань і використовуватися там, де необхідно вирішувати проблему сумісного використання часового і частотного розрізень. Малохвильове перетворення, на відміну від КЧПФ, використовує розширену або стислу версію аналізуючого вікна $g(t/a)$, де a називається масштабним коефіцієнтом, який завжди є більшим за одиницю. Цей підхід приводить до часо-масштабного подання, де масштаб змінюється обернено до частоти. Якщо масштабний коефіцієнт збільшується, то функція $g(t/a)$ аналізуючого вікна розширюється і збільшується роздільна здатність за частотою. Коли у виразі g коефіцієнт a зменшується, то аналізуюче вікно скорочується, що приводить до збільшення роздільної здатності за часом. Така масштабуюча властивість малохвильового перетворення надає йому велику перевагу при аналізі більшості широкосмугових сигналів, оскільки добре виявляє як їх швидкі варіації (високочастотні характеристики), так і забезпечує добру роздільну здатність у низькочастотній області для виявлення повільнозмінних характеристик цих сигналів. Існуючі часо-частотні методи для аналізу використовують смугу пропускання постійної ширини (оскільки те саме вікно використовується на всіх частотах), тоді як малохвильове перетворення для аналізу сигналів використовує смугу перепускання змінної ширини. Це є основна

перевага часо-масштабних подань, оскільки вони дають змогу однаково добре виявляти як низькочастотні, так і високочастотні компоненти сигналів. Отже, малохвильове перетворення може бути добрим інструментом для оцінювання короткотривалих радіоімпульсних сигналів.

Метою роботи є дослідження можливостей використання часо-частотних перетворень для виявлення і локалізації радарними відбитих короткотривалих сигналів.

Аналіз досліджень та публікацій. Базове перетворення Фур'є має обмежене використання щодо опрацювання нестационарних сигналів у тому випадку, коли, окрім аналізу частотного наповнення цього сигналу, таке перетворення повинне 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 розповсюджується вздовж усього спектра. В результаті такого розподілу є відсутньою інформація щодо частотної еволюції сигналу в часі.

На часо-частотній поверхні спектрограми, яка називається шкалограмою, окремі дані представлені у суміжних блоках (або вікнах) рівної довжини, тобто обчислюють спектр для кожного такого блоку. Зіставляючи спектральні оцінки, отримані для кожного суміжного вікна, отримують оцінку сигналу в часо-частотній 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 можуть 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.

Спектральну густину потужності для випадку застосування фінітних сигналів деякої тривалості T з врахуванням рухомого вікна $g(t)$, відцентрованого відносно τ , оцінюють за КЧПФ [3]:

$$\hat{P}(f) = \left| \int_0^T s(t) \overline{g(t-\tau)} e^{-j2\pi ft} dt \right|^2, \quad (1)$$

де $s(t)$ – представлений у часовій області вхідний сигнал; t, f – змінні часу та частоти відповідно.

Одержана спектральна оцінка є додатною дійсною величиною і представляє локальну стаціонарність. Часо-частотне розділення є незмінним протягом усієї вхідної реалізації. Роздільна здатність щодо частоти часо-частотної поверхні визначається як [3]:

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

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

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

$$\Delta t^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 [G(t)]^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} [G(t)]^2 dt} \quad (3)$$

Два імпульси у часовій області можуть бути розпізнані у тому випадку, якщо вони розрізняються за Δt . Роздільні здатності у часовій і частотній областях одночасно не можуть бути

довільно малими, оскільки їх нижченаведений добуток пов'язаний принципом невизначеності Гайзенберга [4]:

$$\Delta t \Delta f \geq 1/2, \quad (4)$$

який демонструє компроміс між частотним і часовим розділеннями. Ступінь невизначеності залежить від типу використаного вікна. Особливо ефективними є вікна з гауссівським розподілом, оскільки вони відповідають нижній межі критерію Гайзенберга і тому здатні забезпечувати кращу роздільну здатність одночасно як за частотою, так і за часом у часо-частотній області.

Опрацювання радіоімпульсних сигналів малохвильовим перетворенням. Малохвильове перетворення найкраще подається у контексті кратномасштабного аналізу, розробленого Маллатом [5, 8]. Згідно з цим аналізом впливають такі дві функціональні залежності: масштабна функція $\varphi_{j,k}(t) = 2^{-j/2}\varphi(2^j t - k)$ і материнський вейвлет $\psi_{j,k}(t) = 2^{-j/2}\psi(2^j t - k)$, де j і k є масштабним коефіцієнтом і параметром зсуву відповідно. Отже, з'являється можливість аналізу досліджуваного сигналу на різних рівнях масштабу. Якщо значення j є великим, то ми отримуємо грубі наближення сигналу, а при малих – точні. При малому масштабі малохвильова функція стискається у часі, що дає змогу розглядати деталі цього сигналу. Із збільшенням масштабу малохвильова функція розширюється у часі, що дає змогу аналізувати глобальний характер зміни сигналу на великому проміжку часу. Масштабні $a_{j,k}$ і малохвильові $d_{j,k}$ коефіцієнти визначаються з рівняння [8]:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j_0,k} \varphi_{j_0,k}(t) + \sum_{j=j_0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{j,k} \psi_{j,k}(t), \quad (5)$$

де перша сума репрезентує великомасштабну поведінку сигналу $s(t)$. Друга сума для кожного j репрезентує деталі цього сигналу.

На практиці $a_{j,k}$ і $d_{j,k}$ обчислюються на основі швидкого алгоритму Маллата, який ґрунтується на таких фільтрових операціях [5,8]:

$$a_{j,k} = \sum_n h_{n-2,k} a_{j+1,n}; \quad (6)$$

$$d_{j,k} = \sum_n g_{n-2,k} a_{j+1,n}. \quad (7)$$

Вирази (6) і (7) демонструють виконання ДМП: згортка коефіцієнтів у часі на масштабі j із оберненими фільтровими коефіцієнтами $h(-n)$ і $g(-n)$, після чого одержується послідовність коефіцієнтів на масштабі $j-1$. На рис. 1, 2 демонструється банк фільтрів для декомпозиції і реконструкції малохвильового перетворення. Такі фільтрові схеми відомі як структури підсмугового кодування: 2-смугові квадратурно дзеркальні фільтри для точної реконструкції [8, 9].

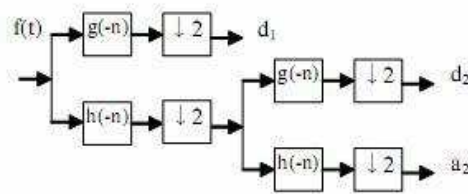


Рис. 1. Банк фільтрів реалізації дискретної малохвильової декомпозиції

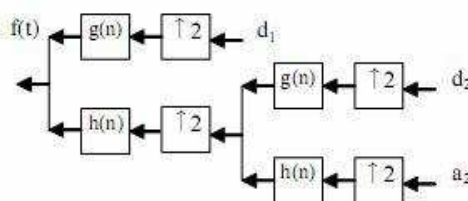


Рис. 2. Банк фільтрів реалізації дискретної малохвильової реконструкції

Якщо вхідний сигнал подається у вигляді радіоімпульсу $S(t)$, то в загальному випадку у часовій області його розглядають як зашумлену версію $s(t)$:

$$s(t) = S(t) + z(t), \quad (8)$$

де $z(t)$ – білий гауссівський шум. Отже, згідно з (7) прийнятий сигнал на j -му рівні перетворення буде представлений у дискретній формі такою сукупністю малоохвильових коефіцієнтів $d_{j,n}^s$:

$$d_{j,n}^s = d_{j,n}^S + d_{j,n}^z \quad (9)$$

де $d_{j,n}^S$ – послідовність малоохвильових коефіцієнтів корисного сигналу; $d_{j,n}^z$ – послідовність малоохвильових коефіцієнтів шуму; $j = 1, 2, \dots, J, n = 1, 2, \dots, N$.

Концепція фільтрації на основі методу малоохвильових перетворень полягає у порогованні шумових величин деталізуючих малоохвильових коефіцієнтів, які переважно локалізуються на високочастотних підсмугах декомпозиції. Задаючи деякий поріг для конкретного рівня декомпозиції і відкидаючи малозначимі деталізуючі коефіцієнти, можна тією чи іншою мірою зменшувати рівень шуму у сигналі. Від вибору величини порогу залежить якість зменшення впливу шуму, яка оцінюється у вигляді величини відношення сигнал/шум. За малих значень порогу зберігаються малоохвильові складові шуму і тому величина відношення сигнал/шум може збільшитися незначно. При великих значеннях порогу можна втратити ті інформативні малоохвильові складові, які роблять вагомий внесок у сигнал, що приведе до значного спотворення сигналу при його реконструкції у часовій області.

Для ефективної фільтрації $s(t)$ використовується пороговання, тобто на кожному рівні декомпозиції встановлюється відповідна величина порогу λ_j , яка розраховується на основі аналізу статистичних характеристик складових вхідного сигналу [7]. Значення величини порогу λ_j у цьому випадку для кожного j обчислюється як [6,7]:

$$\lambda_j = \sigma_j \sqrt{2 \lg N_j}, \quad (10)$$

де N_j – кількість малоохвильових коефіцієнтів вхідної послідовності на j -му рівні декомпозиції, яка розраховується так:

$$N_j = \frac{N}{2^j}, \quad (11)$$

де N – кількість вибірок вхідної послідовності; σ_j – лінійне середнє значення послідовності малоохвильових коефіцієнтів $d_{j,n}^s$ згідно з [6]:

$$\sigma_j = \frac{\text{Median}(d_{j,n}^s)}{0,6745}. \quad (12)$$

Отже, при зворотному малоохвильовому перетворенні у реконструкції сигналу братимуть участь вейвлет-коефіцієнти $d_{j,n}^s$, які визначаються за умови:

$$d_{j,n}^s = \begin{cases} d_{j,n}^s & \text{при } d_{j,n}^s \geq \lambda_j \\ 0 & \text{при } d_{j,n}^s < \lambda_j \end{cases}. \quad (13)$$

Результати моделювання. При фільтрації радіолокаційного імпульсу важливим завданням є локалізація одержаного імпульсу в часовій області. Завдання полягає не лише у фільтрації шумів сигналу в часовій області, а у нівелюванні спотворення інформативних параметрів прийнятого імпульсу (його ширини і розташування). Спотворення локалізації імпульсу в часовій області приводить до похибки визначення віддалі. Відомо, що малоохвильове перетворення забезпечує кращу локалізацію в часо-частотній області порівняно з КЧПФ. Для підтвердження здатності наведеного підходу щодо локалізації одержаного радіоімпульсу в часовій області пропонується порівняти запропоновані перетворення фільтрації і фільтрації на основі використання КЧПФ.

На рис. 3 і 4 наведені порівняння між ДМП і КЧПФ прийнятого радіоімпульсу. На кожній діаграмі демонструється еталонний сигнал (верхня панель), зашумлений сигнал (середня панель) і відфільтрований сигнал (нижня панель). На основі рис. 4 можна стверджувати, що КЧПФ не забезпечує достатньо точної локалізації радіоімпульсу в часовій області. Кращу локалізацію такого сигналу у часовій області забезпечує малохвильове перетворення (рис.3).

Моделювання процесу опрацювання прийнятого сигналу локації проводилося з використанням прикладного пакета MATLAB 6.0. Прийнятий (імітований) сигнал подавався як нормований радіоімпульс $S(t)$ з прямокутною огинаючою деякої тривалості. На цей сигнал безпосередньо накладався білий шум з гауссівським розподілом, а результат моделювання отримували шляхом опрацювання прийнятого сигналу в часо-частотній області.

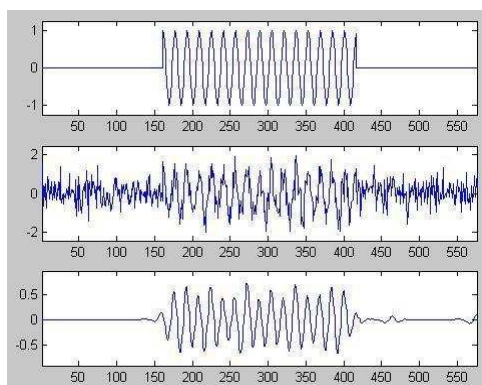


Рис. 3. Результат фільтрації сигналу з використанням малохвильового перетворення

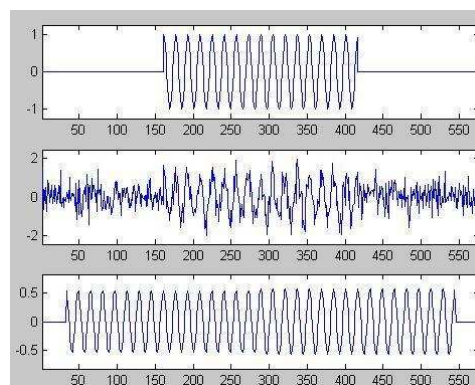


Рис. 4. Результат фільтрації сигналу з використанням короткочасового перетворення Фур'є

Висновок. Результати проведеного моделювання показують, що опрацювання прийнятих сигналів локації методом малохвильового перетворення здатне одночасно забезпечити їх ефективну фільтрацію від завад і добру локалізацію у часовій області, оскільки ширина смуги аналізуючого ядра масштабованої базової малохвильової функції здатна адаптивно змінюватися відносно особливостей прийнятого короткотривалого радіо-імпульсного сигналу.

1. Cohen L. *Time Frequency Distributions - a Review* // *Proceedings of the IEEE*, Vol. 77, No. 7, pp. 941-981, July 1989.
2. M. J. Shensa, "The Discrete Wavelet Transform: Wedding the a trous and Mallat Algorithms," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. SP-40, No. 10, pp. October 1992.
3. OSD/DARPA -Wideband Radar Review Panel, "Assessment of -Wideband (WB) Technology," ARPA Order 6049, Battelle. Tactical Technology Center, 505 King Avenue, Columbus, Ohio, July 13 1990.
4. D. Gabor, "Theory of Communication," *Journal of the IEEE*, Vol. 93, pp. 429-457, May 1946.
5. Наконечний А.Й. *Теорія малохвильового перетворення та її застосування*. Львів "Фенікс", 2001. с. 93.
6. Abbatte, C.M. and P.K. Das, *Wavelets and Subbands Fundamentals and Applications*, Birkhauser Boston, 2002.
7. Nikias, L. and A. P. Petropulu, *Higher-Order Spectra Analysis: A nonlinear signal processing framework*, PTR Prentice Hall, New Jersey, 1993.
8. Malat, S.G., "A theory for multiresolution signal decomposition," *IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Vol. 11, No. 7, 674-693, 1989.
9. Akansu A.N. and R.A. Haddad, *Multiresolution Signal Decomposition: Transforms, subbands, and wavelet*, Academic Press, New York, 1992.