

*Ferroelectrics*. Pp. 390–397, № 10, 1976. 4. A. Shephard. *Today's infrared-reading vidicons* // *Electronics*. Pp. 24–35, № 24, 1977. 5. Боженко В., Боженко І., Кондратов П. Патент України на корисну модель № 27117 (МПК H04N 5/33). Пристрій для формування комплексного зображення. Опубл. 25.10.2007, бюлетень № 17. 6. Боженко В.И., Кондратов П.А. Методы динамического накопления кадров в тепловизионной камере // *Системы контроля окружающей среды. Средства и мониторинг. Сборник научных трудов НАНУ. – Севастополь: МГИ, 2008. – С.119–121.* 7. Bozhenko I., Bozhenko V., Kondratov O., Kondratov P. *Research of Image Difference Processing Ways in Thermovision Camera Based on Pyrovidicon* // *3-rd International Conference ACSN-2007. – Lviv, 2007. – P. 181 – 183.*

УДК 681.325

І.Я. Тишик

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра захисту інформації

## МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ ОПРАЦЮВАННЯ ЗОНДОВАНИХ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯМ

Ó Тишик І.Я., 2010

**З метою підвищення точності оцінки параметрів руху об'єктів здійснено опрацювання широкосмугових зонduючого і відбитого сигналів на основі їх вейвлет-перетворення. Результати моделювання підтверджують ефективність використання вейвлет-перетворення для опрацювання таких сигналів.**

**With purpose the rise of estimation accuracy of objects motion parameters the wideband sounding and echo signal processing is carried out on the basis of their wavelet transform. Design results confirm efficiency of the use wavelet transform for the such signal processing.**

**Вступ.** Використання широкосмугових сигналів для локації об'єктів розширяє можливості покращання оцінки їх динамічних параметрів і характеристик супроводу. Однак відомо, що під час аналізу та оброблення таких сигналів виникає проблема забезпечення необхідної точності та роздільної здатності в широкому частотному діапазоні [1].

При відбиванні широкосмугового зонduючого сигналу від об'єкта повною мірою не враховуються зсуви фаз різних його частотних складових. З огляду на це, відбитий сигнал істотно спотворюється відносно зонduючого, а можлива наявність завад, крім того, значно погіршує точність оцінки параметрів руху об'єктів [2].

**Аналіз досліджень та публікацій.** У сучасних системах локації для оцінки параметрів руху об'єктів широко використовуються методи оброблення сигналів на основі доплерівської фільтрації [3]. Для зондування у них використовуються сигнали неперервного та імпульсного типу. Використання неперервних сигналів не дає змоги отримати добру роздільну здатність щодо віддалі, що унеможлиблює розрізнення об'єктів, розташованих близько один від одного. З метою усунення вказаного недоліку часто використовують імпульсні сигнали, які дають змогу отримати достатню роздільну здатність як за віддаллю, так і за швидкістю. Зонduючий сигнал такого виду переважно являє собою радіоімпульс з прямокутною обвідною. Спотворення обвідної радіоімпульсу прийнятого сигналу відбувається у вхідних колах приймача, що призводить до погіршення точності оцінювання параметрів руху об'єкта [4].

Під час вибору зонduючих сигналів основним критерієм є умова одержання найкращих оцінок за віддаллю та за швидкістю. З теорії радіолокації відомо про неможливість одночасного забезпечення вказаних оцінок [2]. В сучасних системах локації, вибираючи відповідний зондований сигнал, шукають компроміс між згаданими параметрами. Однак одержані при цьому похибки перетворення в багатьох випадках не задовольняють споживача.

У багатьох пристроях і системах локації для оцінювання параметрів руху об'єктів широко використовують як зондовані короткотривалі відео- та радіоімпульсні сигнали, оскільки такі сигнали дають змогу отримати необхідну роздільну здатність щодо віддалі. Виявлення відбитих сигналів на тлі завад та їх часова локалізація є важливою проблемою таких радарних систем [5,6]. Під час відбивання такого зонduючого сигналу від об'єкта повною мірою не враховуються зсуви фаз різних його частотних складових. З огляду на це відбитий сигнал істотно спотворюється щодо зонduючого, а можлива наявність завад, крім того, значно погіршує точність оцінювання віддалі до об'єкта локації. Для опрацювання таких сигналів переважно використовують кореляційні та кореляційно-фільтрові методи [7]. Згадані методи втрачають ефективність, якщо сигнали приймаються з високим вмістом завад і при цьому невідома апріорна інформація про їх вид і характер зміни.

**Мета роботи.** Мета цієї роботи полягає у підвищенні точності оцінки параметрів руху об'єктів, яка забезпечується використанням вейвлет-перетворення для аналізу зонduючого та відбитого широкосмугових сигналів.

**Малохвильовий аналіз широкосмугових сигналів.** У цій роботі пропонується і досліджується можливість використання нового методу оброблення широкосмугових сигналів на основі їх вейвлет-перетворення. Роздільні здатності вейвлет-перетворень мають властивість залишатися постійними протягом багатьох октав зміни сигналів, а отже, вони уможливають оцінку і порівняння зонduючих широкосмугових сигналів. Така властивість вейвлет-перетворення досягається за рахунок постійної зміни розміру вікна та фіксації кількості циклів в аналізуючому "ядрі" [8]. Отже, вейвлет-перетворення забезпечує пропорційну роздільну здатність в кожній частотній смузі. У міру збільшення центральної частоти зростає ширина смуги аналізуючого ядра масштабованої базової вейвлет-функції. Роздільна здатність за часом також змінюється пропорційно: для малих значень масштабу вона стає дуже високою, а відповідно роздільна здатність щодо частоти зменшується. Для аналізу низькочастотних компонент створюються вікна довшої тривалості з низькою часовою роздільною здатністю, але високою роздільною здатністю щодо частоти. Комбінація цих властивостей малохвильових перетворень дає змогу створювати вікна з постійними фрактальними роздільними здатностями ширини смуг, за рахунок чого стає можливим аналіз та порівняння широкосмугових сигналів.

Такий метод перетворення реалізується на основі операції розкладу сигналу на піддіапазони за допомогою одного з відомих алгоритмів [8], що забезпечує підсмугове кодування дискретних послідовностей сигналу. Згідно з теорією малохвильового перетворення масштабні і малохвильові функції розглядаються як функції фільтрів, які виводяться з передумов кратномасштабного аналізу [9, 10]. Розклад на малохвильові складові послідовностей дискретних значень вхідного сигналу відбувається за рахунок операції згортки його значень із фільтровими коефіцієнтами. Крім того, уможливується обчислення малохвильових і масштабних коефіцієнтів відповідно  $d_{j,n}$  та  $c_{j,n}$  для різних масштабів  $j$ :

$$c_{j,n} = \sqrt{2} \sum_k h_{k+2n} c_{j-1,n} ; \quad (1)$$

$$d_{j,n} = \sqrt{2} \sum_k g_{k+2n} c_{j-1,n} , \quad (2)$$

де  $c_{j-1,n}$  – вхідна послідовність коефіцієнтів, довжина яких удвічі більша за вихідні послідовності  $c_{j,n}$  і  $d_{j,n}$ ;  $h_k$  та  $g_k$  – вихідні послідовності низько- та високочастотного фільтрів відповідно.

**Оцінка параметрів руху у часовій та вейвлет-області.** У загальному випадку випромінюваний ширококутовий сигнал подається як прямокутний імпульс одиничної амплітуди деякої тривалості. Відбитий від об'єкта сигнал моделюється як затримана, спотворена та зашумлена версія випромінюваного сигналу тієї самої тривалості. Залежність величини часу затримки між відбитим і випромінюваним сигналами щодо віддалі є лінійною [11]. Швидкість руху об'єкта локації у цьому випадку знаходять за допомогою диференціювання даних до його поточної відстані.

Різницева інформативне значення  $R(\tau)$  оцінки віддалі до об'єкта локації у часовій області визначається так [12]:

$$R(t) = F(t_0) - F(t_0 - t_3), \quad (3)$$

де  $F(t_0)$  – приведений до норми функціонал, який формується у точці перетину порогу виявлення (рівень порогу виявлення становить 70 % від нормованого рівня сигналу) з переднім фронтом випромінюваного (опорного) сигналу у деякий момент часу  $t_0$ ;  $F(t_0 - t_3)$  – приведений до норми функціонал, який формується у точці перетину порогу виявлення (рівень порогу виявлення, становить 70 % від нормованого рівня відбитого сигналу) з переднім фронтом відбитого сигналу, затриманого відносно опорного на час  $t_3$  [11].

Сумарне значення послідовності вейвлет-коефіцієнтів декомпозиції зондованого  $V_\Sigma$  і відбитого сигналів  $V'_\Sigma$  можна подати як

$$V_\Sigma = c_J + \sum_{j=1}^J \sum_{n=1}^{N/2^j} d_{j,n} \quad (4)$$

$$V'_\Sigma = c'_J + \sum_{j=1}^J \sum_{n=1}^{N/2^j} d'_{j,n} \quad (5)$$

де  $d_{j,n}$ ,  $d'_{j,n}$  – послідовності  $n$  деталізуючих коефіцієнтів декомпозиції випромінюваного та відбитого сигналів відповідно, отриманих на відповідних рівнях перетворення  $j$ ;  $c_J$ ,  $c'_J$  – апроксимуючі коефіцієнти декомпозиції випромінюваного та відбитого сигналів відповідно, одержаних в результаті виконання останнього рівня перетворення  $J + 1$ ;  $N$  – скінченний набір вхідних даних сигналу.

На основі отриманих виразів (4) і (5) можна зробити висновок, що оцінка сумарного значення залежить від величини масштабних коефіцієнтів найнижчої частотної підсмуги та вейвлет-коефіцієнтів усіх підсмуг. Основною особливістю цього подання є те, що воно дає можливість легко фільтрувати завади і враховувати спотворення сигналу. В разі запізнення відбитого від об'єкта імпульсу відносно опорного пропорційно затримуються значення вейвлет-коефіцієнтів його декомпозиції  $c'_J$  та  $d'_{j,n}$  відносно значень вейвлет-коефіцієнтів декомпозиції опорного імпульсу  $c_J$  та  $d_{j,n}$ .

З теорії вейвлет-перетворення відомо, що результат вейвлет-аналізу деякого сигналу містить не лише простий перелік його характерних частот (масштабів), а й відомості про певні локальні координати, за яких ці частоти себе проявляють. З огляду на це, сумарні величини вейвлет-коефіцієнтів  $V_\Sigma$  та  $V'_\Sigma$ , є локалізованими у часі.

За сумарними значеннями  $V_\Sigma$  та  $V'_\Sigma$ , аналогічно до вищевикладеного, формуються нормовані функціонали  $F(V_\Sigma)$  та  $F(V'_\Sigma)$  відповідно. (Значення рівня порогу виявлення при цьому вибиралось те саме, що і при формуванні функціоналів  $F(t_0)$  та  $F(t_0 - t_3)$ ).

Різницева інформативне значення  $R(t_w)$  оцінки віддалі до об'єкта локації при вейвлет-перетворенні визначається так:

$$R(t_w) = F(V_\Sigma) - F(V'_\Sigma) \quad (6)$$

**Моделювання процесу зондування об'єктів з вейвлет-перетворенням сигналів.** Як вже зазначалося вище, для підвищення точності дистанційного вимірювання віддалі до об'єкта зондування пропонується здійснювати опрацювання ширококутових зондованого та відбитого

сигналів на основі їх вейвлет-перетворення. Комп'ютерна модель оцінки згаданих параметрів наведена на рис.1. Зондований (опорний) та відбитий сигнали формуються і попередньо нормалізуються за допомогою пристроїв формування сигналів (ПФС1) та (ПФС2) відповідно. Вихідний сигнал з ПФС2, з метою наближення його до реального відбитого, затримується у блоці затримки (БЗ) та спотворюється у відповідному блоці спотворення (БС) і, крім того, зазнає впливу адитивного шуму з гауссовим розподілом, який генерується генератором шуму (ГШ). Опорний та відбитий сигнали перетворюються у дискретну форму у пристроях дискретизації (ПД). Дискретні послідовності опорного та відбитого сигналів надходять до системи вейвлет-фільтрів (ВФ1) та (ВФ2) відповідно, які складаються з восьми блоків вейвлет-фільтрів, кожен з яких має два фільтри: низькочастотний і високочастотний. Вхід кожного наступного блока фільтрів з'єднується з виходом низькочастотного фільтра попереднього блока. Враховуючи подання вхідних сигналів скінченим набором даних, які складаються з  $N = 256$  вибірок, здійснюється вісім рівнів перетворення ( $d = 8$ ). Кожен рівень розглядається як розклад вхідної послідовності блоком фільтрів відповідно до виразів (1) і (2). На виходах ВФ1 та ВФ2 отримуються послідовності вейвлет-коефіцієнтів, які мають нове подання сигналу в часо-частотній області. Згадані послідовності через фазові коректори (ФК1 і ФК2) надходять до пристроїв порогування (ПП1 і ПП2). За допомогою останніх на кожному рівні здійснюється адаптивне порогування величин вейвлет-коефіцієнтів з метою послаблення впливу завад та спотворень. Послідовність вейвлет-коефіцієнтів надходить на суматори (СМ1 і СМ2), на виході яких формуються  $V'_\Sigma$  та  $V_\Sigma$  згідно з виразами (5) та (4) відповідно. Амплітудні значення локалізованих у часі  $V'_\Sigma$  та  $V_\Sigma$  лежать в основі формування функціоналів  $F(V'_\Sigma)$  та  $F(V_\Sigma)$  за допомогою релейних пристроїв (РП1 та РП2). Сформовані нормалізовані сигнали прямокутної форми з блоків РП1 та РП2 надходять до пристрою оцінки різниці (ПОР), який формує на виході різницеве інформативне значення  $R(t_w)$  оцінки віддалі за виразом (6). Різницевий сигнал надходить на пристрій інтегрування (ІТ), звідки інформативне значення буде відображене на індикаторі (І).

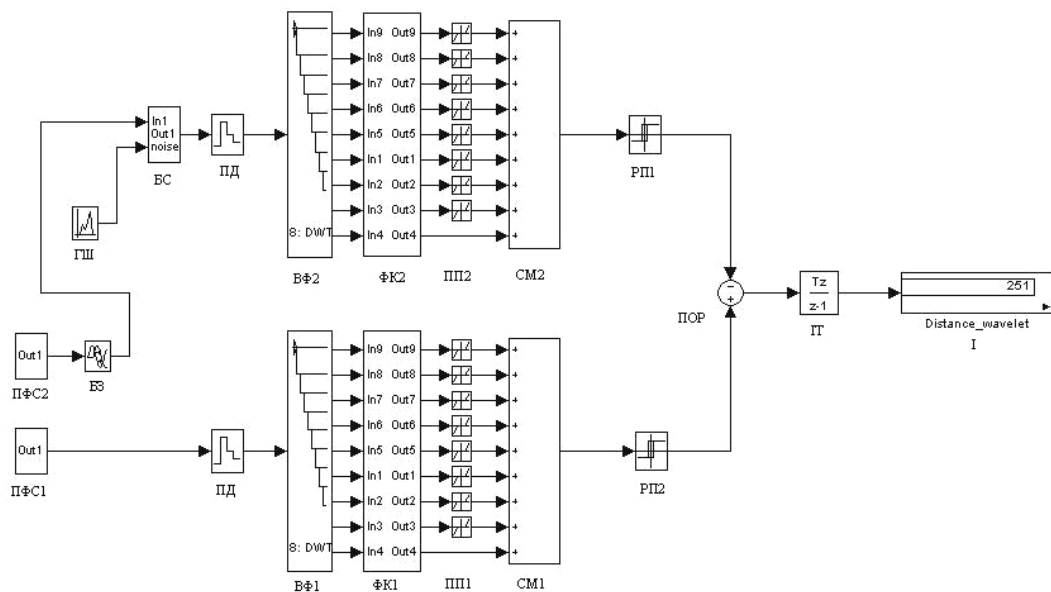


Рис. 1. Комп'ютерна модель оцінки різницевого значення між зондованим та відбитим сигналами на основі їх вейвлет-перетворення

Моделювання випромінюваного та відбитого сигналів у часо-частотній області здійснювалося з використанням базових вейвлетів Хаара та пірамідального алгоритму Маллата окремо для кожного з трьох випадків спотворень відбитого сигналу. У першому випадку час становлення переднього фронту відбитого імпульсу дорівнював 15 % від його тривалості, у другому – 30 %, у третьому – 50 %. На спотворений сигнал накладався гауссівський шум, рівень якого становив 30 % від максимального рівня сигналу. Для зменшення впливу завад використовувалось адаптивне порогування, яке встановлювалось на кожному рівні перетворення окремо.

Результати моделювання процесу оцінювання зведених похибок віддалі за різницею значенням  $R(\tau_w)$  згідно з (6) з використанням вейвлет-перетворення наведені на рис. 2, 3, 4. Для порівняння запропонованого методу виконане моделювання процесу оцінювання зведених похибок віддалі згідно з виразом (3) у часовій області з використанням аналогової фільтрації на основі низькочастотного фільтра Баттерворта.

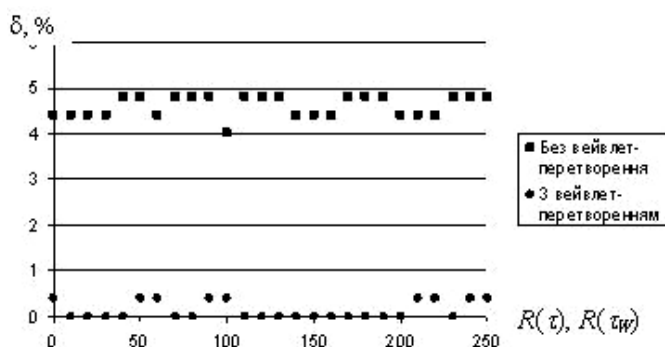


Рис. 2. Оцінювання зведених похибок  $d, \%$  різницею значень опорного та відбитого сигналів у часовій  $R(t)$  та часо-частотній  $R(t_w)$  областях при виборі часу становлення переднього фронту відбитого імпульсу, який дорівнює 15 % від його тривалості

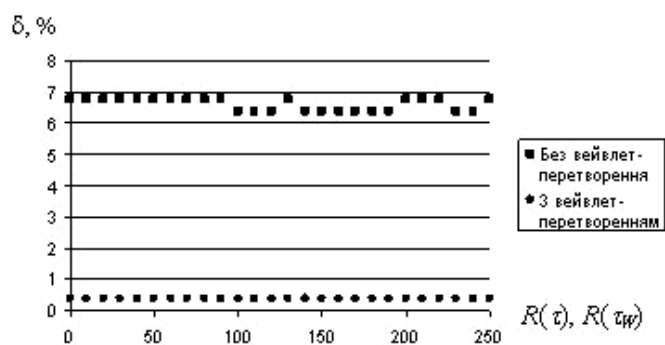


Рис. 3. Оцінювання зведених похибок  $d, \%$  різницею значень опорного та відбитого сигналів у часовій  $R(t)$  та часо-частотній  $R(t_w)$  областях при виборі часу становлення переднього фронту відбитого імпульсу, який дорівнює 30 % від його тривалості

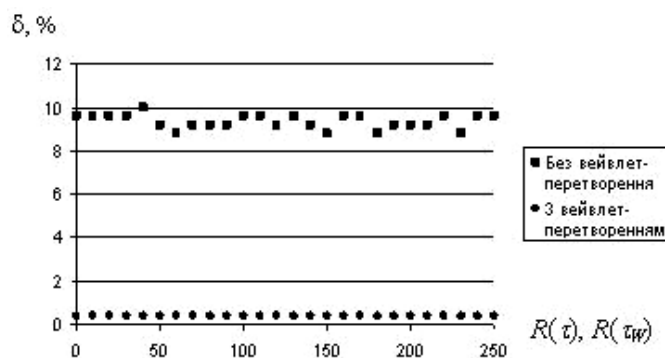


Рис. 4. Оцінювання зведених похибок  $d, \%$  різницею значень опорного та відбитого сигналів у часовій  $R(t)$  та часо-частотній  $R(t_w)$  областях при виборі часу становлення переднього фронту відбитого імпульсу, який дорівнює 50 % від його тривалості

Результати моделювання показують, що максимальне значення зведеної похибки різницевої оцінки  $R(\tau)$  за методом опрацювання зондованих сигналів у часовій області становить 10 %, а зведена похибка різницевої оцінки  $R(\tau_w)$  запропонованим вейвлет-перетворенням не перевищує 0,4 %.

### **Висновки**

1. Показано, що для ефективного опрацювання широкосмугових сигналів доцільно використовувати моделі, які ґрунтуються на вейвлет-перетворенні. Такі подання дають змогу отримати постійну роздільну здатність сигналів у широкому діапазоні частот.

2. Показано, що оцінку зондування об'єктів можна здійснювати безпосередньо у вейвлет-області без використання зворотного перетворення.

3. Результати моделювання показують, що оцінка статичних параметрів об'єктів зондування на основі вейвлет-перетворення широкосмугових сигналів має вищу завадостійкість і точність перетворення порівняно з відомими методами опрацювання.

1. Наконечний А.Й., Тишик І.Я. Широкопосмугове моделювання систем // Комп'ютерні технології друкарства, № 5, Львів, 2000. – С.29. 2. Наконечний А.Й., Тишик І.Я. Покращення точності приладів вимірювання параметрів руху на основі малохвильового перетворення сигналів // Комп'ютерні технології друкарства, № 5, Львів 2002. – С. 145. 3. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. 789 с. 4. Радиоприемные устройства / О.В. Головин. – М.: Высшая школа, 1997. 5. Скосырев В.Н., Особенности и свойства сверхкороткоимпульсной локации. Конспекты лекций. – ССРС, Россия, Муром, Июль 2003. – С. 67–91. 6. Иммореев И.Я., Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ, № 4, 1998. – С. 25–56. 7. Е. Шрюфер. Обробка сигналів. – К.: Либідь, 1992. – 185 с. 8. Наконечний А.Й. Теорія малохвильового перетворення та її застосування. – Львів: Фенікс, 2001. – 93 с. 9. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. ВУС, 1999. – 31 с. 10. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. СОЛОН-Р. – Москва, 2002. – 113 с. 11. Бакулаев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с. 12. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. школа, 1983. – 563 с.