

ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ВИЯВЛЕННЯ РУХОМИХ ОБ'ЄКТІВ ОХОРОННИМИ СИСТЕМАМИ

© І.Я. Тишик, Я.Р. Совин 2012

У роботі подано алгоритми до опрацювання у часо-частотній області зондувальних сигналів відповідними охоронними системами сигналізації задля підвищення ними достовірності виявлення рухомих об'єктів. Запропоновано структурну схему вейвлет-фільтра для реалізації поданих алгоритмів опрацювання.

Algorithms are in-process given to working in the time-frequency area of sounding signals by the corresponding guard signal's systems for the sake of increase by them to authenticity of movable objects exposure. The flow diagram of corresponding wavelet-filters is offered for realization working of the given algorithms.

Вступ

Переважає більшість радіохвильових пристроїв охоронних систем сигналізації для виявлення рухомих об'єктів використовують вузькосмугові моделі зондувальних сигналів. Такі моделі можуть представляти собою як гармонійне електромагнітне коливання неперервного типу деякої постійної частоти f_0 , так і стаціонарні радіоімпульси відповідної тривалості та форми обвідної [1]. В останньому випадку тривалість генерованих радіоімпульсів повинна перевищувати час розповсюдження сигналу в просторі при максимальній віддалі до об'єкта спостереження. Виявлення руху такими зондувальними сигналами ґрунтується на ефекті Доплера: частина електромагнітного коливання відбивається від поверхні рухомого об'єкта і повертається назад, несучи при цьому інформативну складову сигналу. Частота відбитого сигналу f відрізнятиметься від частоти випромінюваного на величину, пропорційну швидкості руху об'єкта. Інформативним параметром у цьому випадку буде деяке значення доплерівської частоти f_D , прямопропорційне величині швидкості руху об'єкта V :

$$f_D = \frac{2Vf_0}{c} \cos(\theta) \quad (1)$$

де c – швидкість поширення електромагнітних коливань, θ – кут між напрямом випромінювання сигналу і напрямом руху об'єкта.

Виділення f_D відбувається на тлі зовнішніх та внутрішніх завад, енергетичний спектр яких переважно є лінійним, вузькосмуговим і розташованим в області частот корисних сигналів [1]. Це приводить до зниження стійкості радіохвильових систем охоронної сигналізації до хибних спрацювань. Підвищення їх завадостійкості, як правило, відбувається за рахунок зниження достовірності виявлення рухомого об'єкта у контрольованій зоні простору [2], що не завжди є прийнятним для багатьох застосувань.

Аналіз досліджень та публікацій

Застосування доплерівськими радіохвильовими пристроями охоронних систем як зондувальний гармонійний сигнал неперервного типу забезпечує їх високу селективність [2]. Для виділення інформативного параметру (доплерівської частоти), як правило, використовується

аналізатор спектру [1]. Аналізатор складається з певної кількості смугових фільтрів (СФ), смуги пропускання яких взаємно не перекриваються і кожна з них налаштована на конкретний вузький діапазон вхідних доплерівських частот. Проводячи одночасне вимірювання амплітуди вихідних сигналів СФ за допомогою схеми вибору максимального значення, отримується інформація про інтенсивність спектральних компонент вхідного сигналу в різних ділянках частотної осі. Інформативним буде номер того вихідного каналу спектроаналізатора, інтенсивність спектральних компонент у якому матиме найбільше амплітудне значення. Номер кожного вихідного каналу спектроаналізатора пов'язаний з відповідним дискретним значенням швидкості переміщення об'єкта.

Теоретично достовірність виявлення руху на основі такого аналізатора буде найвищою при використанні електромагнітного гармонійного коливання неперервного типу, оскільки у частотній області таке коливання буде представлено лише однією спектральною компонентою, тому з'являється можливість зробити максимально вузькими смуги пропускання СФ при щільнішому їх розташуванні. Опрацювання зондувальних сигналів на основі спектроаналізатора здійснюється переважно цифровими методами. Один з можливих базується на використанні апаратно-програмного алгоритму дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) і дозволяє здійснювати безпосередній аналіз відбитих сигналів у частотній області. [4]

Основним недоліком розглянутої вузькосмугової моделі є мала кількість ознак корисного сигналу, за якими може здійснюватися селекція відбитого сигналу на тлі завад, що приводить до погіршення імовірнісних характеристик виявлення рухомого об'єкта. Крім того, наявність в області селекції зовнішніх та внутрішніх завад значно знижує стійкість таких систем до хибних спрацювань. Покращити завадостійкість згаданих систем у деякій мірі можна підвищенням їх фільтровими системами нижньої межі селекції доплерівських частот, однак, таке рішення може не задовольняти вимогам щодо реєстрації мінімальної швидкості переміщення об'єкта [2]. Знаходження компромісу між вказаними параметрами при виборі відповідного типу зондувального сигналу, є важливою проблемою таких вузькосмугових радіохвильових пристроїв охоронних систем. На цей час їх діапазон реєстрації швидкостей руху об'єктів у контрольованій зоні простору знаходиться у межах $0,1 \div 1$ м/с, що у багатьох випадках не задовольняє споживача [3, 2].

Використання згаданими пристроями для виявлення рухомих об'єктів як зондувальні широкосмугових сигналів, дозволяє забезпечити ними вищу завадостійкість та достовірність виявлення стосовно вузькосмугових моделей сигналів локації [6]. Для виділення інформативного параметру таких відбитих сигналів переважно використовують кореляційно-фільтрові методи їх опрацювання та опрацювання на основі часо-частотного фільтра, робота якого ґрунтується на дискретному віконному перетворенні Фур'є [4]. Проте, ефективність цих методів втрачається, якщо при відбиванні широкосмугових сигналів в повній мірі не вдається врахувати зсуви фаз різних їх частотних складових. З огляду на це відбитий сигнал суттєво спотворюється відносно зондувального, що приводить до неможливості здійснення на основі поданих методів якісної і достовірної оцінки відбитих таких сигналів у межах їх широкого частотного діапазону [4,6].

Мета роботи

У роботі пропонуються алгоритми до опрацювання у часо-частотній області зондувальних сигналів відповідними охоронними системами сигналізації. Задля підвищення достовірності виявлення рухомих об'єктів згаданими системами пропонується використати техніку вейвлет-перетворення для декомпозиції зондувальних сигналів. Основною особливістю такого подання є те, що воно дає можливість здійснювати часову локалізацію сукупностей вагомих вейвлет-складових випромінюваного та відбитого сигналів, що дозволяє оцінювати віддаль до об'єкта спостереження безпосередньо у часо-частотній області.

Опрацювання зондувальних сигналів вейвлет-перетворенням.

Відомо, що вейвлет-перетворення здатне забезпечити пропорційну роздільну здатність у кожній частотній смузі, що дозволяє створювати вікна з постійними фрактальними роздільними здатностями ширини смуг, за рахунок чого стає можливим поєднання ефективної фільтрації відбитого сигналу локації з його часовою локалізацією. Така властивість вейвлет-перетворення досягається за рахунок постійної зміни розміру вікна та фіксації кількості циклів в аналізуючому

“ядри” [6]. Таким чином, роздільна здатність сигналів при вейвлет-перетвореннях має властивість залишатися постійною протягом багатьох октав їх зміни, а отже, такі перетворення дозволяють здійснювати оцінку й порівняння зондувальних ширококугових сигналів у межах їх широких частотних змін без значних спотворень амплітудних й фазових складових. Такі подання дозволяють виявити рухомий об’єкт на тлі значних стаціонарних перешкод та здійснити якісне оцінювання параметрів його руху в порівнянні з традиційними методами опрацювання [7].

При безконтактному зондуванні рухомого об’єкта інформативним параметром слугує різницеве значення тривалості відбитого сигналу відносно випроміненого. У такому випадку розглядається лінійне часове масштабування, яке обумовлене зіткненням рухомого з постійною швидкістю об’єкта із випроміненим сигналом у вигляді біжучої хвилі [6]. При цьому приймається, що під час процесу відбивання об’єкт локації повинен бути розміщений в двох різних, визначених місцях. Одне положення має місце тоді, коли відбивається передній фронт зондованого сигналу, а друге – коли відбивається його задній фронт. Отже, відбитий від рухомого об’єкта сигнал матиме змінений часовий масштаб щодо випроміненої його версії. Така зміна масштабу часу буде розглядатися як часове масштабування. З огляду на те, що вейвлет-перетворення включає операцію масштабування і, таким чином, дає можливість створювати модель системи, яка у більшій мірі підходить для врахування лінійної часової зміни, пропонується розглянути можливість використання такого перетворення для аналізу ширококугових сигналів пристроїв локації систем охоронної сигналізації.

З врахуванням того, що швидкість поширення випроміненого сигналу значно перевищуватиме швидкість руху об’єкта локації, очікується можлива складність для візуального розпізнавання зміни масштабу часу для відбитого цього сигналу в часовій області. З метою покращення точності оцінювання зміни масштабу часу відбитого сигналу по відношенню до випроміненої його версії на тлі різного типу завод, пропонується безпосередньо опрацьовувати ці сигнали у вейвлет-області. Таке подання надає можливість формувати оцінку зміни масштабу часу відбитого сигналу в різні моменти часу із забезпеченням високої роздільної здатності [8].

При вейвлет-перетворенні вхідний сигнал (випромінюючий або відбитий) розглядається як деяка ширококугова функція, яка розкладається на множину елементарних функцій. Такі функції отримуються шляхом знаходження кореляції між вхідними сигналами і деякими базовими функціями, які відрізняються від початкового прототипу шляхом їх зміщення та масштабування. Розклад випроміненого сигналу для даної базової вейвлет-функції $g(x)$ визначається наступним чином [6]:

$$(W_g s)(a, b) = |a|^{-\frac{1}{2}} \int s(t) g^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt, \quad (2)$$

де $s(t)$ – випромінюваний сигнал; a – часовий масштаб; b – часова затримка або зміщення.

Відповідно розклад прийнятого сигналу на вейвлет-складові подається як:

$$(W_g s')(a, b) = |a|^{-\frac{1}{2}} \int s'(t) g^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt, \quad (3)$$

де $s'(t)$ – прийнятий сигнал.

Таким чином, одержані множини вейвлет-функцій є новим представленням сигналів локації у часо-частотній (вейвлет) області. Величини $(W_g s)(a, b)$ та $(W_g s')(a, b)$ обчислюються для кожного особливого значення масштабу та зміщення, що дає змогу розглядати вейвлет-перетворення як деякий аналізуючий фільтр, з допомогою якого здійснюється розділення сигналу на окремі компоненти. Одержаними на різних масштабах компонентами можна оперувати замість оригінального сигналу. Таке подання дозволяє здійснювати ефективне фільтрування завод у прийнятому сигналі відкиданням “шумових” компонент та отримувати результат безпосередньо у вейвлет-області.

Прийнятий (відбитий від об’єкта спостереження) сигнал $s'(t)$ є масштабованою і спотвореною версією випроміненого $s(t)$ сигналу. У випадку перетворень згідно (2) і (3) попередньо приведених до норми $s(t)$ та $s'(t)$, різницеве значення зміни тривалості $s'(t)$ щодо $s(t)$ можна одержати безпосередньо у вейвлет-області як різницю їх вейвлет-складових $(W_g s)(a, b)$ та $(W_g s')(a, b)$ відповідно. Знайдене різницеве значення буде лежати в основі формування оцінки наявності руху об’єкта локації охоронною системою.

Концепція фільтрації сигналів на основі вейвлет-перетворення полягає в тому, що вейвлет-коефіцієнти мають енергетичний зміст. Оскільки шуми і заводи мають, в переважній більшості, низький рівень енергії у порівнянні з енергією складових корисного сигналу, то шляхом

встановлення певних рівнів порогів вдається ефективно відфільтрувати сигнал. Основна особливість такого фільтрування полягає в тому, що для його реалізації немає необхідності мати апіорну інформацію про сигнал (частота, амплітуда, характер зміни) та тип завади. Задаючи деякий поріг для конкретного рівня декомпозиції і відкидаючи відносно нього деталізуючі коефіцієнти, можна у тій чи іншій мірі зменшувати рівень шуму в сигналі. Від вибору величини порогу залежить якісна характеристика зменшення шуму. При малих значеннях порогу зберігаються вейвлет-складові шуму і тому величина відношення сигнал/шум може збільшитися незначно. При великих значеннях порогу можна втратити інформативні вейвлет-складові, які вносять вагомий вклад у сигнал, що приведе до значного спотворення сигналу при його відтворенні у часовій області.

Реалізація алгоритмів до опрацювання у часо-частотній області зондувальних сигналів

При розгляді широкосмугових систем, в загальному випадку, випромінюваний (опорний) широкосмуговий сигнал $s(t)$ подається як прямокутний імпульс одиничної амплітуди деякої тривалості τ_0 . Відбитий від об'єкта сигнал моделюється як нормована та зашумлена $z(t)$ версія випромінюваного сигналу тривалістю τ_b .

$$s'(t) = s(t) - s(t - \tau_0) + z(t). \quad (4)$$

Оскільки розглядається випадок, коли об'єкт наближується до спостерігача, то тривалість відбитого імпульсу буде зменшуватися відносно тривалості випромінюваного ($\tau_0 \geq \tau_b$). Згідно ефекту Доплера залежність між швидкістю руху об'єкта та тривалістю відбитого імпульсу є лінійною.

Реалізація методу вейвлет-перетворення здійснюється на основі операції розкладу відбитого сигналу на піддіапазони за допомогою одного з відомих алгоритмів [7, 8], що забезпечує підсмугове кодування дискретних послідовностей цього сигналу. Згідно теорії вейвлет-перетворення масштабні і вейвлет-функції розглядаються як функції фільтрів, які одержуються з умов кратномасштабного аналізу [7, 8]. Розклад на вейвлет-складові послідовностей дискретних значень прийнятого сигналу $s'[k]$ відбувається за рахунок операції згортки його значень із фільтровими функціями:

$$d'_{j,n} = \sum_k s'[k] h_j[k - 2^j n] \quad (5)$$

$$c'_{J,n} = \sum_k s'[k] g_J[k - 2^J n] \quad (6)$$

де $h_j[k - 2^j n]$ та $g_J[k - 2^J n]$ – аналізуючі дискретні вейвлет та масштабна функції відповідно; k – номер вибірки; $d_{j,n}$, $c_{J,n}$ – послідовності деталізуючих і апроксимуючих відповідно вейвлет-коефіцієнтів декомпозиції прийнятого сигналу, отриманих на різних рівнях перетворення j , ($j = 1, 2, 3, \dots, J$; $n = 1, 2, 3, \dots, 2^j$).

Відповідно малохвильові $d_{j,n}$ і масштабні коефіцієнти $c_{J,n}$ для вхідної послідовності випроміненого сигналу $s[k]$ обчислюються як:

$$d_{j,n} = \sum_k s[k] h_j[k - 2^j n] \quad (7)$$

$$c_{J,n} = \sum_k s[k] g_J[k - 2^J n]. \quad (8)$$

Таким чином, згідно з (2), (3) і (4), (5) сигнали локації на j -тому рівні перетворення будуть представлені відповідною сукупністю вейвлет-коефіцієнтів.

Концепція фільтрації на основі методу вейвлет-перетворення полягає у порогованні шумових величин деталізуючих вейвлет-коефіцієнтів, які в основному локалізуються на високочастотних підсмугах декомпозиції [8]. Задаючи деякий поріг для конкретного рівня декомпозиції і відкидаючи по ньому деталізуючі коефіцієнти, можна у тій чи іншій мірі зменшувати рівень шуму в прийнятому сигналі.

Для здійснення ефективної фільтрації $s'[k]$ пропонується на кожному рівні декомпозиції встановити відповідну величину порогу λ_j . Для даного випадку λ_j обчислюється як:

$$\lambda_j = \sqrt{2 \lg N_j} \quad (9)$$

де N_j – кількість вейвлет-коефіцієнтів вхідної послідовності на j -тому рівні декомпозиції, яка розраховується наступним чином:

$$N_j = \frac{N}{2^j} \quad (10)$$

Таким чином при подальшому опрацюванні братимуть участь величини тих вейвлет-коефіцієнтів $d_{j,n}^S$, які визначаються з наступної умови:

$$d_{j,n}^S = \begin{cases} d_{j,n}^S - \lambda_j & \text{при } d_{j,n}^S > \lambda_j \\ d_{j,n}^S + \lambda_j & \text{при } d_{j,n}^S < -\lambda_j \\ 0 & \text{при } |d_{j,n}^S| \leq \lambda_j \end{cases} \quad (11)$$

Отримані на основі (11) вейвлет-коефіцієнти $d_{j,n}$ та $d'_{j,n}$ підсумовуються за усіма рівнями декомпозиції. Сумарне значення послідовності вейвлет-коефіцієнтів декомпозиції зондувального V_Σ і відбитого сигналів V'_Σ можна подати як:

$$V_\Sigma = c_J + \sum_{j=1}^{J-1} \sum_{n=1}^{N/2^j} d_{j,n} \quad (12)$$

$$V'_\Sigma = c'_J + \sum_{j=1}^{J-1} \sum_{n=1}^{N/2^j} d'_{j,n} \quad (13)$$

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, отриманих в результаті виконання останнього рівня перетворення J ; N – скінчений набір вхідних даних сигналу.

Різницеve інформативне значення R_w оцінки руху об'єкта у малошумовій області визначається як:

$$R_w = V_\Sigma - V'_\Sigma = c_J - c'_J + \sum_{j=1}^{J-1} \sum_{n=1}^{N/2^j} (d_{j,n} - d'_{j,n}) \quad (14)$$

На основі отриманих виразів можна зробити висновок, що величини λ_j набувають найбільших значень на тих смугах розкладу j , на яких очікується найвищий усереднений рівень величин вейвлет-складових шуму. Оскільки рівень шумових вейлет-складових на кожній наступній смузі перетворення нижчої частоти, як правило, зменшується по відношенню до рівня складових корисного сигналу, то з використанням згаданих виразів та умови (11) одержимо покращені характеристики відношення сигнал/шум на кожній з цих смуг. Таке подання забезпечує ефективне оцінювання відповідними охоронними системами наявності рухомого об'єкта локації в контрольованій зоні простору при апіорі невідомій формі відбитого сигналу, та виду завад.

Для моделювання процесу опрацювання широкошумових опорного та відбитого сигналів малошумовим перетворенням використовувався прикладний пакет MATLAB 6.0. Структурна схема реалізації такого виду опрацювання наведена на рис.1. У цьому випадку нормалізовані опорний та відбитий сигнали формуються з допомогою пристроїв формування сигналів (ПФС1) та (ПФС2) відповідно. 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 блоку фільтрів з'єднується з виходом низькочастотного фільтра попереднього блоку. Кожен рівень розглядається як розклад вхідної послідовності блоком фільтрів згідно виразів (5, 6) і (7, 8). На виходах ВФ1 та ВФ2 отримуються послідовності вейвлет-коефіцієнтів, які мають нове

представлення сигналу в часо-частотній області. Згадані послідовності надходять до пристроїв пороговування (ПП1 і ПП2). За допомогою останніх здійснюється на кожному рівні згідно (11) пороговування величин вейвлет-коефіцієнтів з метою послаблення впливу завад та спотворень. Обмежені за рівнем послідовності вейвлет-коефіцієнтів надходять на суматори (СМ1), (СМ2) та інтегратори (ІНТ1) та (ІНТ2) відповідно, на виході яких формуються множини V'_Σ та V_Σ згідно виразів (12) та (13) відповідно. На основі отриманих різниць у пристрої порівняння (ПОР) формується інформативний сигнал згідно (14). Результати відображаються на індикаторі І.

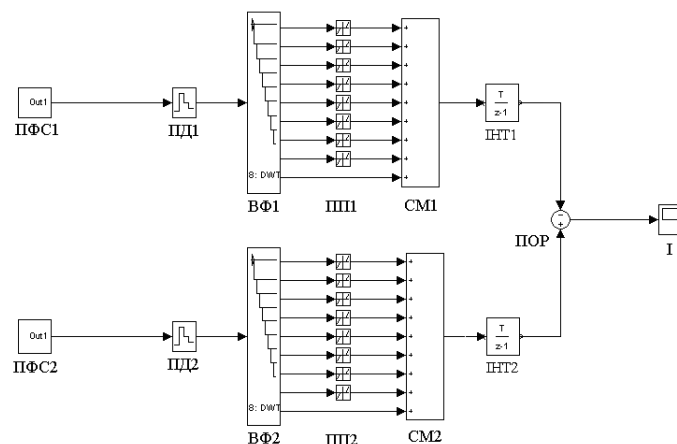


Рис.1. Структурна схема опрацювання сигналів локації вейвлет-перетворенням

Перевагою такого подання є те, що надається можливість оцінювати віддаль до рухомого об'єкта у кожен наступний момент часу, що дозволяє з високою достовірністю виявити його переміщення на тлі нерухомих об'єктів.

Висновки

Розроблено алгоритми до опрацювання зондованих широкосмугових сигналів локації радіохвильовими пристроями охоронних систем, що дозволяє здійснювати ними ефективно фільтрування завад у прийнятому сигналі шляхом відкидання “шумових” компонент та отримувати результат безпосередньо у вейвлет-області, внаслідок чого суттєво покращуються завадостійкість та достовірність виявлення рухомих об'єктів згаданими системами.

1. Левчук С.А. . Доплеровские радиоволновые обнаружители объектов для систем охранных сигнализаций. /Левчук С.А., Макаров С.Б., Петров А.Ю / Проблемы информационной безопасности , №1, 2000 г . 2. Тишик І.Я. Підвищення завадостійкості радіохвильових охоронних систем сигналізації / Тишик І.Я., Совин Я.Р. // Вісник Національного університету “Львівська політехніка”: “Автоматика, вимірювання та керування”. № 695, 2011, с. 95-100. 3. Иммореев И.Я., Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности / Иммореев И.Я. // Вестник МГТУ, №4, 1998, - стр.: 25-56. 4. А.А. Судаков, Сигналы используемые в СШП радиосистемах / А.А. Судаков // Наукоемкие технологии, Апрель 2005. 5. A.S.Omar, “Detection and localization of RF-radar pulses in noise environments using wavelet packet transform and higher order statistics”. /A.S.Omar, Progress In Electromagnetics Research, PIER 58,301 – 317, 2006. 6. А.Й.Наконечний. Теорія малохвильового перетворення та її застосування. /А.Й.Наконечний, Львів “Фенікс”, 2001. с.93. 7. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. / Дьяконов В.П., СОЛОН-Р. Москва 2002. с.113. 8. Воробьев В.И. Теория и практика вейвлет-преобразования / Воробьев В.И., Грибунин В.Г., ВУС, 1999. с.31. 9. Тишик І.Я., Підвищення достовірності виявлення рухомих об'єктів охоронними системами / І.Я. Тишик // Матеріали I-ої Міжнародної науково-технічної конференції “Захист інформації і безпека інформаційних систем”, 31 травня -1 червня 2012, с.164.