

Разработанный метод оценки живучести вероятностных сетей может быть использован для тестирования реальных действующих сетей, а также в качестве программного модуля в программах синтеза информационных сетей, использующих итеративные методы оптимизации, в основе которых лежит поэтапное конструирование сети с проверкой на каждом этапе варианта сети на допустимость по уровню надежности [7]. Это позволит повысить эффективность синтеза распределенных систем обработки данных.

### Литература

1. David Hilley Cloud Computing: A Taxonomy of Platform and Infrastructure-level Offerings. CERCS Technical Report. Georgia Institute of Technology. – 2009. – 37 p.
2. Bhaskar Prasad Rimal, Eunmi Choi, Ian Lumb A Taxonomy and Survey of Cloud Computing Systems. Proceedings of the Fifth International Joint Conference on INC, IMS and IDC. – 2009. – pp. 44-51.
3. Meryl K. Evans Cloud Computing: The “Next Big Thing” in IT. Connected Digest. Issue 16. – 2009. – pp. 18-21.
4. Ченцов В.М. Системы распределения информации, синтез структуры и управления. Москва.: «Связь», 1980. – 143 с.
5. Додонов А.Г. Введение в теорию живучести вычислительных систем / А.Г. Додонов, М.Г. Кузнецова, Е.С. Горбачик. – К.: Наук. думка, 1990. – 184 с.
6. Лазарев В.Г. Сети связи, управление и коммутация / В.Г. Лазарев, Г.Г. Савин. – М., Изд. «Связь», 1973. – 258 с.
7. Берников А.Р. Согласование экспертных оценок для формирования модели деятельности оператора в тренажерах / А.Р. Берников, Р.П. Графов // Научно-технический и научно производственный журнал «Информационные технологии», Москва, № 6, 2003. – С. 44-47.
8. Мизин И.А. Передача информации в сетях с коммутацией сообщений / И.А. Мизин, Л.С. Уринсон, Г.К. Храмушин. – М.: "Связь", 1972. – 320 с.
9. Уильям Кокрен. Методы выборочного исследования. – М.: "Статистика", 1976. – 440с.
10. Теория сетей связи (Под редакцией В.Н.Рогинского). М.: "Радио и связь", 1981. – 192с.
11. Зайченко Ю.П. Структурная оптимизация сетей ЭВМ / Ю.П. Зайченко, Ю.В. Гонга. – К.: "Техніка", 1986. – 169 с.

Надійшла 23.4.2011 р.

УДК 621.396.96

Ю.О. БАБІЙ

Хмельницький національний університет

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ФУНКЦІЙ ВІДДЗЕРКАЛЕННЯ СКЛАДНИХ ПОВЕРХОНЬ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ЦІЛЕЙ

*В статті проведено математичне моделювання функцій віддзеркалення складних поверхонь радіолокаційних цілей.*

*In the article presents a mathematical simulation of complex surfaces reflect radar targets.*

Ключові слова: радіолокація, радіолокаційні засоби, радіолокаційний портрет цілі, зондуєчий сигнал, функція віддзеркалення, роздільна здатність, центр розсіяння, інтерференція, коефіцієнт віддзеркалення.

**Вступ.** Розсіювання електромагнітної хвилі виникає тоді, коли є неоднорідності середовища поширення у вигляді того або іншого об'єкту (літак, грозова хмара, елементи земної поверхні і тому подібне). Відбиваючі (розсіюючі) властивості об'єкту визначаються його геометричними і електричними характеристиками (формою, розмірами, діелектричною і магнітною проникністю матеріалу). Неоднорідність цих характеристик як поверхні об'єкту, так і його внутрішньої структури створює розсіяння падаючої на об'єкт електромагнітної хвилі. Властивості розсіяного, у тому числі відбитого у бік опромінення, поля визначаються великою кількістю чинників: властивостями об'єкту, параметрами опромінюючої хвилі, умовами опромінення і прийому відбитої хвилі. Тому визначення функції віддзеркалення об'єкту є складним і часто неоднозначним завданням [1].

**Мета.** Розробка математичної моделі сигналів відбитих складними поверхнями.

**Основна частина.** При формуванні радіолокаційних портретів цілей (РЛПЦ) в сучасних радіолокаційних засобах (РЛЗ), однією із умов, є їх висока роздільна здатність, яка дозволяє спостерігати елементи (точки) цілі окремо при здійсненні сканування. Проте, якщо сканування не здійснюється (тривалість зондуєчого сигналу значно менша від часу мінімального переміщення антени) при здійсненні короткоімпульсної радіолокації, радіолокаційні станції дають змогу отримувати радіолокаційне зображення об'єктів з глибиною розділення, що пропорційна тривалості зондуєчих сигналів або їх базі (у випадку застосування складних сигналів). В такому випадку, модель зображення формується суперпозицією відгуків від сукупності точкових центрів розсіяння об'єкту і враховує форму зондуєчого імпульсу і форму діаграми

спрямованості антени. Параметри центрів розсіяння об'єктів визначаються в частотній області в двох ортогональних перерізах двовимірного швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) радіолокаційного зображення.

Виходячи з уявлень про фізичні процеси розсіяння електромагнітного випромінювання РЛС розробимо модель комплексного радіолокаційного зображення багатоточкового об'єкту, використовуючи загальновідомий підхід, заснований на точковій моделі ефективних центрів розсіяння радіолокаційних об'єктів. У сантиметровому діапазоні довжин хвиль, враховуючи коротку тривалість зонduючого сигналу по відношенню до швидкості переміщення цілі, амплітуда відбитої хвилі кожною «блискучою» точкою об'єкту в смузі частот зонduючого сигналу РЛС може бути прийнята постійною. Основним механізмом взаємодії електромагнітних полів у присутності декількох центрів розсіяння об'єкту є інтерференція. Прийнятий радіолокаційний сигнал, розсіяний радіолокаційним об'єктом, може бути розглянутий як суперпозиція сигналів від кожної «блискучої» точки цілі. При цьому в моноімпульсній радіолокації передбачається, що сигнал, розсіяний окремою «блискучою» точкою, практично співпадає за формою із зонduючим сигналом.

Розглянемо можливість визначення координат взаємного положення «блискучих» точок і комплексні коефіцієнти віддзеркалення кожного центру розсіяння об'єкту, яке може бути використане для розпізнавання об'єктів в моноімпульсній радіолокації. При цьому визначення інформативних параметрів центрів розсіяння радіолокаційних об'єктів проведемо в частотній області. На основі аналізу спектрів сигналів, розсіяних об'єктом, визначаються параметри окремих розсіювачів цілі.

У теорії розсіяння радіолокаційного випромінювання вважається, що окремі елементи об'єкту розсіюють енергію електромагнітної хвилі, що падає, незалежно один від одного і об'єкт розглядається як сукупність центрів розсіяння, кожен з яких є незалежною «блискучою» точкою. Так, в простому випадку кожен центр розсіяння об'єкту може бути точковий відбивач. Існує ряд чинників, що визначають перетворення радіолокаційного сигналу при його розсіянні ціллю. По-перше, залежно від геометрії і орієнтації об'єкту один опромінюючий радіолокаційний імпульс перетвориться в сукупність зважених і затриманих імпульсів, відбитих від кожного центру розсіяння цього об'єкту. По-друге, характер поведінки центру розсіяння в частотній області в межах смузи частот зонduючого імпульсу може вплинути на форму відбитого імпульсу. Найбільш складну частотну залежність центрів розсіяння можна спостерігати при широкосмуговому опроміненні об'єкту. Внаслідок широкої смузи частот зонduючого сигналу центр розсіяння може по-різному поводитися на окремих ділянках спектру сигналу. При описі впливу окремих розсіюючих елементів на форму відбитих сигналів в часовій області використовують імпульсні характеристики центрів розсіяння об'єкту [2].

Припустимо, що в моноімпульсній радіолокації форма сигналу, відбитого від точкових центрів розсіяння, практично незмінна в порівнянні з формою зонduючого сигналу. При активному методі радіолокації, віддзеркалений сигнал затримується на час поширення електромагнітної хвилі від РЛС до цілі і назад. Амплітуда сигналу залежить від дальності до цілі і ракурсу спостереження цілі. На амплітуду сигналу також впливає форма і напрям головного променя діаграми спрямованості антенної системи РЛС.

Комплексна обвідна радіолокаційного сигналу, відбитого  $i$ -тим центром розсіяння, може бути представлена у вигляді:

$$\dot{s}_i(t) = u_i e^{j\Psi_i} e^{j\omega_0 t} = \dot{u}_i s(t - t_i), \quad (1)$$

де  $u_i$  і  $\Psi_i$  - амплітуда і фаза комплексної обвідної сигналу, розсіяного  $i$ -м центром розсіяння;  $s(t)$  - обвідна зонduючого радіолокаційного імпульсу;  $t_i$  - затримка, обумовлена часом розповсюдження електромагнітної хвилі від антени до центру розсіяння;  $\omega_0$  - несуча частота.

Комплексна обвідна сигналу, відбитого нерухомим розсіюючим об'єктом складної форми, визначається суперпозицією комплексних обвідних сигналів, відбитих від кінцевого числа центрів розсіяння цього об'єкту. Сумарна комплексна обвідна є результатом векторного складання її складових. Таким чином, можна описати виникаючу інтерференцію хвиль, відбитих від різних елементів об'єкту, при його опроміненні радіолокаційним сигналом. Можливі випадки, коли векторні складові при складанні повністю компенсують один одного, і виникає деструктивна інтерференція. І навпаки, коли векторні складові співпадають по напрямку, виникає конструктивна інтерференція.

Комплексне радіолокаційне зображення є залежністю від дальності  $r$  і азимутального кута  $\varphi$  значень комплексної обвідної прийнятого радіолокаційного сигналу, розсіяного  $i$ -ми центрами розсіяння об'єкту:

$$\dot{x}(r, \varphi) = \sum_{i=1}^N \dot{u}_i \dot{s}(r - r_i) G_A^2(\varphi - \varphi_i) + \dot{\eta}(r, \varphi), \quad (2)$$

де  $\dot{u}_i$  - комплексна амплітуда;  $\varphi_i$  - координата азимута  $i$ -го центру розсіяння об'єкту;  $r_i$  - координата дальності  $i$ -го центру розсіяння об'єкту;  $s(r)$  - обвідна радіолокаційного сигналу;  $G_A^2(\varphi)$  - характеристика спрямованості антени;  $\dot{\eta}(r, \varphi)$  - комплексна обвідна білого гаусівського шуму в смузі частот приймального тракту.

Відношення сигнал/шум для радіолокаційного зображення може бути розраховане за наступною формулою:

$$q = \frac{\int_0^{R_{max}} \int_0^{2\pi} \left| \sum_{i=1}^N \dot{u}_i \dot{s}(r-r_i) G_A^2(\varphi-\varphi_i) \right|^2 dr d\varphi}{2\pi R_{max} \sigma^2}, \quad (3)$$

де  $R_{max}$  – максимальна дальність дії РЛС;  $\sigma^2$  – дисперсія шуму.

Математична модель радіолокаційного зображення об'єкту в межах інтервалу по дальності  $[r_{min}, r_{max}]$  і інтервалу по азимуту  $[\varphi_{min}, \varphi_{max}]$  може бути представлена у вигляді:

$$\dot{x}[n, m] = \sum_{i=1}^N \dot{u}_i \dot{s}(\rho_n - r_i) G_A^2(\theta_m - \varphi_i) + \dot{\eta}[n, m], \quad (4)$$

де дискретні значення дальності і азимутального кута визначаються виразами:

$$\rho_n = r_{min} + \frac{n}{N-1} (r_{max} - r_{min}), n = 0, 1, \dots, N-1; \quad (5)$$

$$\theta_m = \varphi_{min} + \frac{m}{M-1} (\varphi_{max} - \varphi_{min}), m = 0, 1, \dots, M-1; \quad (6)$$

Модуль і аргумент комплексного радіолокаційного зображення формують відповідно амплітудний і фазовий розподіл значень радіолокаційного сигналу, відбитого від цілі. Складність характеру зміни амплітудного і фазового розподілів визначається близькістю розташування центрів розсіяння радіолокаційного об'єкту. Параметрична ідентифікація об'єкту в імпульсній радіолокації повинна проводитись послідовно рядом процедур обробки відповідно до вибраної моделі прийнятого радіолокаційного сигналу.

Спектр комплексної обвідної радіолокаційного сигналу, відбитого і-м центром розсіяння, може бути представлений у вигляді:

$$\dot{S}_i(f) = \dot{u}_i \dot{S}(f) e^{-j2\pi f t_i}, \quad (7)$$

де  $\dot{S}(f)$  – спектр комплексної обвідної зондуєчого сигналу.

Для дискретного комплексного радіолокаційного зображення об'єкту може бути розраховане його двовимірне дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) по формулі:

$$\dot{X}[v, \mu] = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \dot{x}[n, m] e^{-j2\pi \left( \frac{v}{N} n + \frac{\mu}{M} m \right)}, \quad (8)$$

$$v = 0, 1, \dots, N-1; \mu = 0, 1, \dots, M-1.$$

Модель характеристики точкових центрів розсіяння об'єкту в спектральній області дискретного радіолокаційного зображення може бути описана у вигляді:

$$\dot{Z}[v, \mu] = \sum_{i=1}^N \dot{u}_i e^{-j(\alpha_i v + \beta_i \mu)}, \quad (9)$$

де

$$\alpha_i = 2\pi \frac{r_i - r_{min}}{r_{max} - r_{min}}, \quad (10)$$

$$\beta_i = 2\pi \frac{\varphi_i - \varphi_{min}}{\varphi_{max} - \varphi_{min}}, \quad (11)$$

параметри просторового спектру для і-го центру розсіяння об'єкту.

Форма двовимірного просторового спектру одиночного радіолокаційного відгуку і-го центру розсіяння об'єкту визначається незалежно уздовж однієї просторової частоти спектру обвідної сигналу  $s(r)$ , а уздовж іншої - спектром відомої характеристики направленості антени по потужності  $G_A^2(\varphi)$ . Таким чином, двовимірний просторовий спектр одиночного радіолокаційного відгуку є двовимірною ваговою функцією  $\dot{D}[v, \mu]$  спектральних відліків  $\dot{Z}[v, \mu]$  для багатоточкового об'єкту. Для отримання характеристики точкових центрів розсіяння об'єкту в спектральній області дискретного радіолокаційного зображення необхідно компенсувати вагову функцію  $\dot{D}[v, \mu]$  для двовимірного ДПФ  $\dot{X}[v, \mu]$ :

$$\dot{Y}[v, \mu] = \frac{\dot{X}[v, \mu]}{\dot{D}[v, \mu]} = \dot{Z}[v, \mu] + \frac{\dot{W}[v, \mu]}{\dot{D}[v, \mu]}, \quad (12)$$

$$v = 0, 1, \dots, R-1; \mu = 0, 1, \dots, Q-1.$$

де  $R < N$  і  $Q < M$  визначаються ефективними протяжностями спектру обвідної сигналу  $s(r)$  і спектру характеристики спрямованості антени по потужності  $G_A^2(\varphi)$ , відповідно;  $\dot{W}[\nu, \mu]$  – двохвимірне ДПФ відліків шуму  $\dot{\eta}[\nu, \mu]$ .

Дві вибірки відліків двовимірної послідовності  $\dot{Y}[\nu, \mu]$  при  $\nu = 0$  і  $\mu = 0$  можуть бути обчислені з використанням наступних виразів:

$$\dot{y}_\theta[\nu] = \dot{Y}[\nu, 0] = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{m=0}^{M-1} \dot{x}[n, m] \right) e^{-j2\pi \left( \frac{\nu}{N} n \right)}}{\dot{D}[\nu, 0]}, \quad (13)$$

$$\dot{y}_\rho[\mu] = \dot{Y}[0, \mu] = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{m=0}^{M-1} \dot{x}[n, m] \right) e^{-j2\pi \left( \frac{\mu}{M} m \right)}}{\dot{D}[0, \mu]}, \quad (14)$$

З вектору даних  $\dot{y} = [\dot{y}_0, \dot{y}_1, \dot{y}_2 \dots \dot{y}_{K-1}]^T$ , отриманого для кожної послідовності спектральних відліків в наступному вигляді:

$$\dot{y}_k = \{\dot{y}_\theta[k], \dot{y}_\rho[k]\}, k = 0, 1, \dots, K-1, \quad (15)$$

необхідно сформуванати матрицю даних, що має вигляд матриці:

$$\dot{Y} = \begin{pmatrix} \dot{y}_0 \dot{y}_1 \dots \dot{y}_L \\ \dot{y}_1 \dot{y}_2 \dots \dot{y}_{L-1} \\ \dot{y}_2 \dot{y}_3 \dots \dot{y}_{L-2} \\ \dots \\ \dot{y}_{K-L-1} \dot{y}_{K-L} \dots \dot{y}_{K-1} \end{pmatrix}, L < \frac{K}{2}, \quad (16)$$

де  $K = \{R, Q\}$  – кількість відліків даних, що містяться у векторі даних  $\dot{y}$ .

Оцінки координат дальності і азимута положення  $i$ -го центру розсіяння можуть бути отримані по формулах:

$$r_i = -\frac{\arg(\dot{z}_{\theta i})}{2\pi} (r_{max} - r_{min}) + r_{min}, \quad (17)$$

$$\varphi_i = -\frac{\arg(\dot{z}_{\rho i})}{2\pi} (\varphi_{max} - \varphi_{min}) + \varphi_{min}, \quad (18)$$

де  $\dot{z}_{\theta i}$  і  $\dot{z}_{\rho i}$  - значення полюсів послідовностей спектральних відліків  $\dot{y}_\theta[\nu]$  і  $\dot{y}_\rho[\mu]$ , відповідно, отримані з використанням методу матричних променів.

Для перевірки адекватності розроблених моделей, проведено імітаційне моделювання оцінки форми поверхні об'єкту, що було проведено в середовищі MathCAD шляхом синтезу моделі відгуку від об'єкту, що складається з трьох яскравих точок. Дискретне радіолокаційне зображення було змодельоване на координатній площині дальність - азимут в  $50 \times 50 = 2500$  точках. Розподіли прийняті у межах інтервалу розрізнення по дальності при тривалості зондуючого імпульсу 0,1 мкс [15 м.] на відстані 500 м і інтервалу по куту азимута  $0,9^\circ$ . Відношення сигнал /шум прийнято 20 дБ. Задані параметри центрів розсіяння представлені в табл.1.

Таблиця 1

Параметри центрів розсіювання

Центр розсіяння	Дальність, м	Азимут	Амплітуда	Фаза, рад
№1	510	$0,2^\circ$	4	1,89
№2	504	$0,8^\circ$	2	0,9
№3	513	$0,78^\circ$	1,2	-1,1

На рис. 1 представлені отримані положення центрів розсіяння на контурних картах амплітудного і фазового розподілів радіолокаційного зображення. При порівнянні цих положень з початковими параметрами центрів розсіяння спостерігаються відхилення, пов'язані з впливом шуму і обмеженою кількістю дискретних точок радіолокаційного зображення. З рис. 1 добре видно, що пропонуванний алгоритм дозволяє оцінити кількість і положення центрів розсіяння, що знаходяться в межах загального амплітудного сплеску комплексного радіолокаційного зображення.

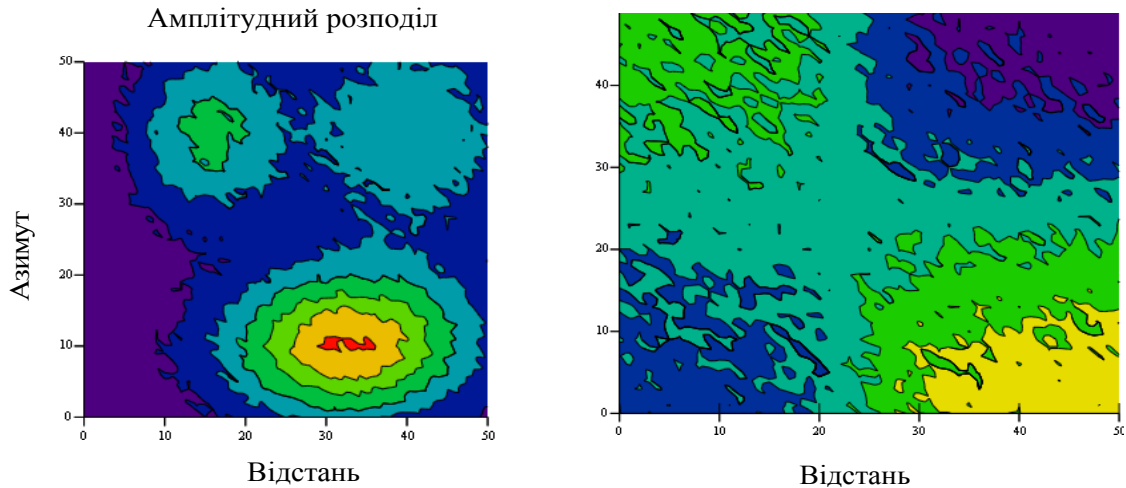


Рис. 1. Карта рівнів радіолокаційного зображення цілі з трьома яскравими точками і відмічені визначені положення центрів розсіяння

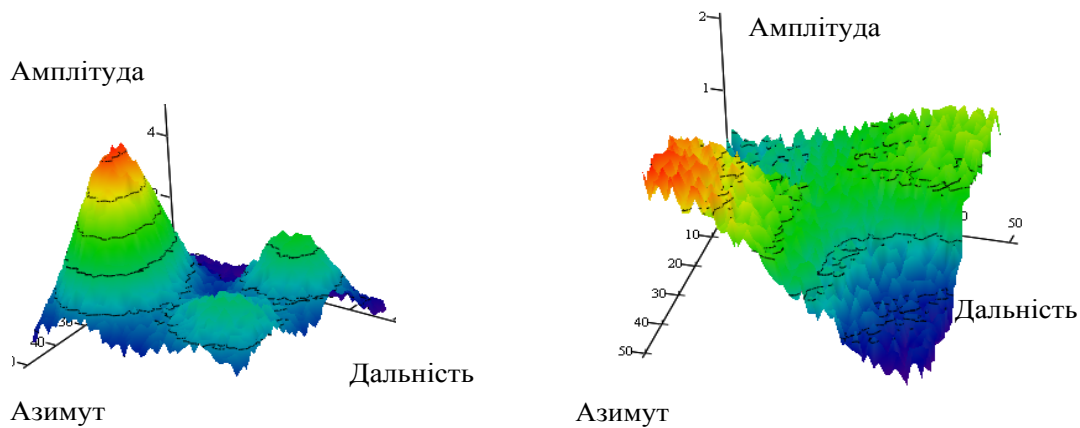


Рис. 2. Двохвимірні інтерполяція радіолокаційного зображення триточкової цілі і розраховані центри розсіяння

Отриманий радіолокаційний відгук представлений на рис. 3 у вигляді декількох дальнісних та азимутальних розрізів відгуку. З рис.3 видно, що перерізи мають яскраво виражені локальні максимуми, кількість яких може вказувати на присутність в прийнятому сигналі відгуків, як від поодинокого центру розсіяння, так і від двох центрів розсіяння близькорозташованих по дальності. Оцінка дальності в таких перерізах безпосередньо по прийнятому сигналу ускладнена недостатньою розрізнявальною здатністю для локалізації окремих «блискучих» точок об'єкту, дією шуму і інтерференцією відбитих сигналів від декількох центрів розсіяння.

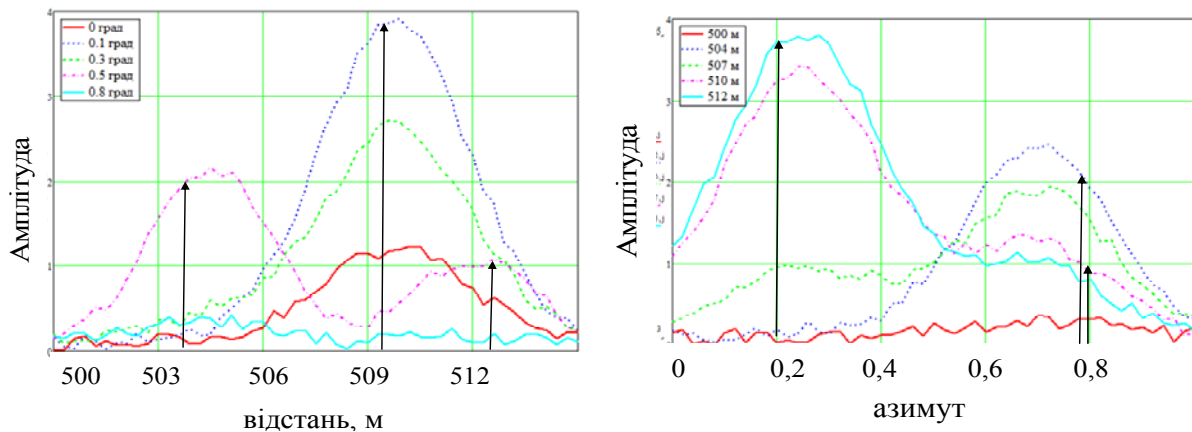


Рис. 3. Розподіл амплітуд в розрізах по азимуту (а) і дальності (б)

З рис.3 видно, що оцінки дальності: 504 м, 510 м, 513 м для центрів розсіяння відповідають розташуванню «блискучих» точок усередині елементу розрізнення по дальності і по азимуту радіолокаційного зображення об'єкту.

**Висновки.** Таким чином, використовуючи алгоритм параметричної ідентифікації сигналу в частотній області, можливо формувати двовимірні радіолокаційні портрети цілей, що при застосуванні

міжперіодної обробки сигналів дає змогу підвищити когерентність сигналів відбитих від поверхні однієї і тієїж цілі.

### Література

1. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография / Под редакцией А.В.Соколова. – М.: Радиотехника, 2003 – 512с.
2. Кук Ч. Радиолокационные сигналы / Кук Ч., Бернфельд М.: Пер. с английского под ред. В.С. Кельзона. – М. "Советское радио", 1971. – 568 с.
3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопапов В.И. - М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.
4. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка / Свистов В.М. - М.: "Сов. радио", 1977. – 448 с.
5. Справочник по радиолокации. Под ред. М.Сколника. С 74 Нью-Йорк. 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н.Трофимова. Том 1. Основы радиолокации. Под ред. Я.С.Иццоки. - М. Сов.радио, 1976. – 456 с.
6. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. Учебное пособие для вузов. М., изд-во "Советское радио", 1970, 560 с.
7. Теоретические основы радиолокации: Учебное пособие для вузов / А.А. Коростелев, Н.Ф. Ключев, Ю.А. Мельник. Под ред. В.Е. Дулевича. - М.: "Сов. радио", 1978. – 608 с.
8. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Финкельштейн М.И. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.

Надійшла 22.4.2011 р.

УДК 621

А.В. КУДРЯШОВ, К.Л. ГОРЯЩЕНКО

Хмельницький національний університет

## ВИКОРИСТАННЯ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕНЬ У АНАЛІЗІ ТА ВІДНОВЛЕННІ МОВНИХ СИГНАЛІВ ТА МОДЕЛЮВАННЯ В СЕРЕДОВИЩІ МАТЛАВ

*Розглянуто задачу усунення спотворення звукових складових мовних повідомлень при застосуванні операції кодування та декодування із застосуванням алгоритмів із втратами, на прикладі MPEG Layer-3.*

*The task of removal of distortion of voice constituents of linguistic reports is considered at application of operation of code and decoding with application of algorithms with losses, on the example of MPEG Layer-3.*

Ключові слова: вейвлет-перетворення, мовний сигнал.

### Вступ

Для забезпечення відновлення сигналів, що несуть у собі акустичне повідомлення, потрібно в першу чергу звернути увагу на методи їх аналізу та представлення їх у багатовимірному просторі ознак, які містять потрібну для розпізнавання інформацію.

Серед існуючих методів побудови простору ознак (спектрального аналізу) можна виділити основні, такі як:

- Перетворення Фур'є;
- Лінійне передбачення мови;
- Кепстральний аналіз;
- Вейвлет-аналіз.

В останні роки стало очевидним, що традиційний апарат представлення довільних функцій та сигналів у вигляді рядів Фур'є виявляється малоефективним для функцій із локальними особливостями, частково, для імпульсних та цифрових сигналів та зображень, що отримали широке застосування [1, 2]. Це пов'язано з тим, що базисна функція рядів Фур'є – синусоїда ( $y = U_0 \sin(\omega \cdot t)$ ) – визначена у просторі від  $t = -\infty$  до  $t = +\infty$  та за своєю природою є рівною та строго періодичною.

Таким чином, відомі методи аналізу сигналів та функцій постійно наштовхувались на принципові теоретичні обмеження, що не дозволяють серйозно говорити про кардинальне рішення проблеми однозначного їх представлення способами, створеними на основі розкладання у ряди Фур'є.

Із відкриттям вейвлетів ця складна і актуальна наукова проблема була вирішена. Основою стали розробки Гросмана та Морле, у середині 80-х років, як альтернатива перетворенню Фур'є для дослідження часових (просторових) рядів із вираженою неоднорідністю.

На відмінну від перетворення Фур'є, що локалізує частоти, але не дає часове розширення процесу, та від апарату d-функцій, що локалізує моменти часу, але не має частотного розширення, вейвлет-перетворення, яке наділене рухомим частотно-часовим вікном, що самоналаштується, однаково добре