

РОЗПІЗНАННЯ БАГАТОМІРНИХ ЗОБРАЖЕНЬ РАДІОЛОКАЦІЙНИМИ СИСТЕМАМИ

Одним з напрямків вирішення проблеми синтезу багатомірних радіолокаційних зображень повітряних і наземних об'єктів є реалізація алгоритмів оптимального відновлення полів відбиття й вузькосмугової доплерівської фільтрації. В роботі розглянуті методи формування зображень, що засновані на матричних моделях, які дозволяють підвищити швидкодію алгоритмів відновлення. Ефект додаткового підвищення здатності розділення за кутовими координатами досягається, за рахунок об'єднання двох підходів: оптимального відновлення полів відбиття й визначення координат доплерівських елементів розділення.

Ключові слова: радіолокаційне зображення, роздільна здатність системи радіобачення, діаграма спрямованості антени, кутові координати.

Вступ

Одним з напрямків вирішення проблеми синтезу багатомірних радіолокаційних зображень (РЛЗ) повітряних і наземних об'єктів є реалізація алгоритмів оптимального відновлення полів відбиття й вузькосмугової доплерівської фільтрації [1].

Основна частина

Гіпотетична система радіобачення, що розглядається, має у своєму складі N рухомих засобів прийому-передачі первинної радіолокаційної інформації, яка надходить до пункту збору та обробки радіолокаційної інформації (ПЗОРЛІ) для остаточної її обробки та отримання зображень поверхонь об'єктів, що досліджуються.

У процесі зондування досліджуваної поверхні, відбувається відповідне зростання кількості просторових q, k -х точок одержання первинної радіолокаційної інформації $q = 1, Q, k = 1, K$ про об'єкт, що утворюють синтезовану площинну $Q \times K$ апертуру на певних інтервалах часу роботи системи з метою здійснення моніторингу. У той же час додаткове збільшення числа вимірів відбувається за рахунок сканування діаграми спрямованості однієї з антен (згідно з алгоритмом функціонування багатопозиційної системи радіобачення в цілому) на малу величину елемента дискретизації за азимутом φ (по j) та кутом місця (по i). Після проходження відбитого від поверхні сигналу $S(t)$ тракту первинної обробки одночасно в QK -точках прийому і здійснення амплітудного детектування для виключення впливу випадкової фази, модель виміру приймає вид моделі змазування зображення по рядках і стовпцям:

$$U_{qk}(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n a_{qk}(i_1, j_1) x_{t, i+i_1, j+j_1} + p_{qk}(t, i, j), \quad (1)$$

де $U_{qk}(t, i, j)$ - амплітуда сигналу в q, k -ій точці одержання первинної радіолокаційної інформації при i, j -му положенні антени в t -му елементі дальності; $a_{qk}(i_1, j_1)$ - нормовані коефіцієнти діаграми спрямованості антени (ДСА), що характеризують інтенсивність приходу сигналу з i_1, j_1 -го кутового напрямку відносно i_1, j_1 -го положення антени в q, k -ій точці виміру; $x_{t, i+i_1, j+j_1}$ - амплітуди поля відбиття, що характеризують інтенсивність сигналу в i_1, j_1 -х елементах дискретизації; $p_{qk}(t, i, j)$ - нормальні некорельовані завади в q, k -ій точці прийому радіолокаційної інформації помилки, що включають до себе помилки формування моделі (1) і шуми первинної обробки сигналу.

Сукупність i, j -х вимірів $U_{qk}(t, i, j), i = 1, I, j = 1, J$, в (1), отриманих при порядковій скануванні зони моніторингу в q, k -их точках первинної обробки радіолокаційної інформації, надається у векторно-матричній формі

$$Y = AX + P, \quad (2)$$

де Y - $IJQK$ -вектор вимірів $U_{qk}(i, j)$; A - $IJQK \times (I + 2m)(J + 2n)$ - матриця коефіцієнтів ДСА $a_{q,k}(i_1, j_1)$ складної багатострічкової структури, що описує змазування по i_1 -й та j_1 у всіх точках прийому; X - $(I + 2m)(J + 2n)$ - вектор вишуканих амплітуд поля випромінювання $x(t, i + i_1, j + j_1)$; P - $IJQK$ - вектор завад.

Завдання відновлення радіолокаційної інформації (2) полягає в знаходженні вектора оптимальних оцінок X з використанням методу найменших квадратів (МНК):

$$F = [(Y - AX)^T(Y - AX)] \rightarrow \min_x, \quad (3)$$

при цьому оцінки мають стандартний вигляд [2-4]:

$$\hat{X} = (A^T A + \delta E)^{-1} A^T Y = H Y, \quad (4)$$

де δ - параметр регуляції, необхідний для обігу матриці $A^T A$; T - символ транспонування; E - одинична матриця; H - матриця вагових коефіцієнтів.

При формуванні тривимірного РЛЗ сукупність оцінок амплітуд $\hat{x}(t, i, j)$ перераховуються в матрицю $A(i, j)$, елементами якої є максимальні значення $\hat{x}(t, i, j)$, узяті на проміжку часу t приймання відбитих сигналів, і матрицю $D(i, j)$ радіальних дальностей r у координатах r_i, θ_i, φ_i носія РЛС. При наступній просторово-тимчасовій обробці матриці $A(i, j)$ й $D(i, j)$ перераховуються в матрицю амплітуд $A(i_1, j_1)$ і матрицю третьої координати (висоти) $Z(i_1, j_1)$ в i_1, j_1 -х елементах дискретизації єдиної прямокутної системи координат x, y, z . Для збільшення швидкодії обчислення здійснюється апроксимація коефіцієнтів ДСА функцією з розділеними змінними:

$$a_{q,k}(i_1, j_1) = \alpha_q(i_1)\beta_k(j_1)$$

Тоді подвійна сума (1) записується у вигляді повторної суми

$$U_{qk}(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m a_q(i_1) \sum_{j_1=-n}^n x(t, i + i_1, j + j_1) \beta_k(j_1) + p_{q,k}(t, i, j), \quad (5)$$

і сукупність i, j -х вимірів для кожної q, k -й точки представляється в матричній формі:

$$Y_{q,k} = A_q X B_k + P_{q,k}, q = 1, \bar{Q}, k = 1, \bar{K}, \quad (6)$$

де $Y_{q,k} - I \times J$ - матриця вимірів $U_{qk}(t, i, j)$ в q, k -ій точці; $A_q - I \times (I + 2m)$ - матриця однострічкового типу коефіцієнтів ДСА $\alpha_q(i_1)$, що описує змазування зображення по i в q -й точці; $X - (I + 2m) \times (J + 2n)$ - матриця вишуканих параметрів поля випромінювання $x(t, i + i_1, j + j_1)$; $B_k - (J + 2n) \times J$ - матриця однострічкового типу коефіцієнтів ДСА $\beta_k(j_1)$ змазування, що описує j зображення в одній точці; $P_{q,k} - I \times J$ - матриця завад $p_{q,k}(t, i, j)$. Після розміщення матриці $Y_{q,k}, A_q, B_k, P_{q,k}$ моделі (6) у відповідні блокові матриці Y, A, B, P одержуємо наступну матрично-блокову модель виміру:

$$Y = AXB + P. \quad (7)$$

Оптимальна МНК-оцінка матриці X перебуває мінімізацією сліду tr матриці F :

$$\text{tr } F = \text{tr} \left[Y - A\hat{X}B^T (Y - A\hat{X}B) \right] \rightarrow \min_{\hat{X}}, \quad (8)$$

що представляє собою суму квадратів відхилення вимірів усіх точок прийому від їхніх відновлених значень $\hat{Y} = A\hat{X}B$. Мінімізація (8) зводиться до стандартної процедури диференціювання скалярної функції по матриці [1,5,6]:

$$\frac{d}{dX} \text{tr } F = \frac{d}{dX} \text{tr} [Y^T Y - B^T X^T A^T Y - Y^T A X B + B^T X^T A^T A X B] = -2A^T Y B^T + 2A^T A X B B^T = 0 \Leftrightarrow A^T A X B B^T = A^T Y B^T \Rightarrow$$

і приводить до алгоритму відновлення зображення

$$\hat{X} = A^T A^{-1} A^T Y B^T (B B^T)^{-1} \Leftrightarrow$$

$$\hat{X} = A^T A^{-1} \begin{bmatrix} A_1^T A_2^T \dots A_Q^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1K} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{Q1} & Y_{Q2} & \dots & Y_{QK} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1^T \\ B_2^T \\ \dots \\ B_K^T \end{bmatrix} B B^T^{-1}, \quad (9)$$

$$A^T A = A_1^T A_1 + A_2^T A_2 + \dots + A_Q^T A_Q, \quad B^T B = B_1^T B_1 + B_2^T B_2 + \dots + B_Q^T B_Q.$$

Даний алгоритм зручно реалізувати у вигляді наступної двоетапної процедури. На першому етапі відновлюється РЛЗ уздовж рядків матриці зображення:

$$\hat{Z} = (A^T A + \delta E)^{-1} A^T Y = H_A Y. \quad (10)$$

На другому етапі відновлюється РЛЗ уздовж стовпців:

$$\hat{X} = Z B^T (B B^T + \delta E)^{-1} = \hat{Z} H_B. \quad (11)$$

Отримана в (11) матриця \hat{X} представляє собою відновлене РЛЗ зони огляду в t -ом елементі дальності з підвищеним у кілька раз роздільної здатності за кутовими координатами.

У багатопозиційних системах радіобачення [6,7] необхідність заелементного сканування ДСА й відповідно амплітудного детектування відпадає, тому що відбиті сигнали приймаються в точках з відомим запізнюванням за фазою, а загальна кількість вимірів може перевищувати кількість оцінюваних параметрів. Замість заелементного здійснюється сканування зі зсувом на ширину ДСА (на рівні 0,5 потужності), що також збільшує швидкодію системи радіобачення. У такому режимі роботи системи, після проходження відбитого сигналу $S(t)$ в q, k -х точках і фазового детектування модель вимірів має вигляд

$$\dot{U}_{qk}(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \dot{a}_{q,k}(i_1, j_1) \dot{x} \left[i+i_1, j+j_1 \right] \dot{p}_{q,k}(t, i, j), \quad (12)$$

де $\dot{U}_{qk}(t, i, j)$ - виміряна комплексна амплітуда відбитого сигналу, прийнятого в q, k -точці з модулем $U_{qk}(t, i, j)$ і фазою $\varphi_{q,k}(t, i, j)$; $\dot{x}(t, i+i_1, j+j_1)$ - корисні складові комплексного сигналу в i_1, j_1 -х елементах дискретизації азимута й кута місця, що підлягають оцінюванню; $\dot{a}_{q,k}(i_1, j_1)$ - комплексні коефіцієнти ДСА, модулі яких характеризують інтенсивність відбиття i_1, j_1 -му кутовому напрямку стосовно центру i, j -го положення антени, в аргументі містяться складові $\gamma_{qk}(i_1, j_1)$ запізнювання за фазою сигналу, прийнятого q, k -м елементом синтезованої апертури з i_1, j_1 -го кутового напрямку; $\dot{p}_{q,k}(t, i, j)$ - завади типу комплексного

білого шуму, причому дисперсія σ_p^2 дійсної й уявної частин після фазового детектування значно менше ніж σ_p^2 у моделі (1) після амплітудного детектування [1].

Критерій оптимальності, методика оцінювання комплексних амплітуд поля відбиття $\dot{x}(t, i + i_1, j + j_1)$ й алгоритм за формою аналогічні (2)-(4). Відмінність полягає в тому, що замість операції транспонування виконуються операції комплексного сполучення й транспонування [2]. Модулі знайдених оцінок $|\dot{x}(t, i, j)|, i = 1, \bar{I}, j = 1, \bar{J}$, у складі вектора \hat{X} являють собою відновлене РЛЗ в зоні огляду в t -м перетині дальності, а тривимірне зображення формується за сукупністю t .

Якщо коефіцієнти ДСА допускають апроксимацію поділу змінних: $\dot{a}_{qk}(i_1, j_1) = \dot{\alpha}_q(i_1)\dot{\beta}_k(j_1)$ то виходять аналогічні (5-11) блочно-матричні моделі із заміною T операцій на T^* . При цьому замість блокової матриці вимірів Y при i, j -му положенні антени в (7) використовується звичайна $Q \times K$ матриця U q, k -х вимірів $\dot{U}_{qk}(i, j)$, розташованих в q -х рядках і k -х стовпцях; $A - Q \times (2m + 1)$ - матриця q, i_1 -х комплексних коефіцієнтів ДСА $\dot{a}_q(i_1)$; $X - (2m + 1) \times (2n + 1)$ - матриця i_1, j_1 -шуканих комплексних амплітуд поля відбиття $\dot{x}(t, i + i_1, j + j_1)$; $B - (2n + 1) \times K$ - матриця j_1, k -х комплексних коефіцієнтів ДСА $\dot{b}_k(j_1)$; $P - Q \times K$ - матриця q, k -х комплексних завад $\dot{p}_{q,k}(t, i, j)$.

В результаті проходження двоетапної процедури (10)-(11) одержуємо оцінки комплексних амплітуд $\dot{x}(t, i + i_1, j + j_1)$, модулі $|\dot{x}(t, i + i_1, j + j_1)|, i = -m, \bar{m}, j = -n, \bar{n}$, яких дають амплітудне зображення поверхні за шириною ДСА при i, j -м положенні антени в t -м перетині. Враховуючи, що в розглянутих методах використовується той самий критерій оптимальності, слід очікувати порівняно близької точності відновлення зображень. Розглянемо $(2m + 1) \times K$ - матрицю $\Delta Z = \hat{Z} - Z$ комплексних помилок оцінювання (10) для багатопозиційної системи радіобачення. При $\delta \rightarrow 0$

$$\Delta \hat{Z} = \hat{Z} - \dot{Z} = A^{*T} A^{-1} A^{*T} Y - Z = (A^{*T} A)^{-1} A^{*T} P$$

Слід $tr \left[M(\Delta \hat{Z} \Delta \hat{Z}^{*T}) \right]$ від математичного очікування добутку матриць $\Delta \hat{Z} \Delta \hat{Z}^{*T}$ дорівнює сумі дисперсій помилок оцінювання дійсної й уявної частин за усіма елементами $(2m + 1) \times K$ - матриці \hat{Z} . Для некорельованих завад і квадратної матриці $P(Q = K)$

$$M[PP^{*T}] = 2K\sigma_p^2 E \Rightarrow tr[M(\Delta \hat{Z} \Delta \hat{Z}^{*T})] = 2K\sigma_p^2 tr(A^{*T} A)^{-1}$$

Дисперсія помилки оцінювання дійсної або уявної частини окремого елемента \hat{z} матриці \hat{Z}

$$\sigma^2[\Delta \hat{z}] = \sigma_p^2 tr[(A^{*T} A)^{-1}] / (2m + 1), \quad (13)$$

залежить від структури матриці $(A^{*T} A)^{-1}$ і її елементів, обумовлених характеристиками ДСА. Подібні результати отримуються для блокових і векторних моделей.

Моделювання алгоритму (10), (11) і оцінка його швидкодії показують, що матрична модель (7) і метод 2-х етапного відновлення РЛЗ дозволяє суттєво зменшити кількість обчислювальних операцій при формуванні й обігу матриць, а також обчисленні оцінок у порівнянні з векторною моделлю (2, 4). При обчисленні вагових коефіцієнтів $H = (A^T A)^{-1} A^T$ кількість операцій множення в алгоритмі (10, 11) при $Q = K = 2m + 1 = 2n + 1$ в $K^3/4$ раз менше ніж в (4). Виграш в операціях обчислення оцінок $\hat{X} = HY$ (за умови, що матриці H

обчислені заздалегідь) становить $K/4$ разу. Отже, такий метод найбільш ефективний в адаптивних системах радіобачення, де потрібно міняти коефіцієнти ДСА й перераховувати матрицю A при обчисленні H в реальному масштабі часу.

В імпульсно-доплерівських системах з'являється можливість додаткової частотної обробки відбитого від поверхні сигналу для приймально-передавальних елементів системи радіобачення, що рухаються з певною швидкістю. При русі утворюються просторово протяжні доплерівські елементи дозволу (ДЕД), що розсікають ДСА на більш дрібні частини в кожному елементі дозволу дальності.

Рівняння лінії ДЕД можливо одержати в такий спосіб. Відомо [5], що доплерівській частоті f можна поставити у відповідність кут α відхилення променя відбитого сигналу від вектора \mathcal{G} шляхової швидкості руху носія приймально-передавального елемента системи радіобачення, причому f пов'язана з кутом α залежністю

$$f = 2\mathcal{G} \cos \alpha / \lambda, \quad (14)$$

де \mathcal{G} - шляхова швидкість; λ - довжина хвилі РЛС.

Більш точна залежність f від α ураховує прискорення [3]

$$f = 2\mathcal{G} \cos \alpha / \lambda - 2\mathcal{G}^2 t \sin^2 \alpha / (r\lambda).$$

Канонічна поверхня постійного кута α (частоти f) перетинає сферичну поверхню рівня дальності, обмеженою конічною поверхнею ДСА, за лінією окружності, яка і є лінією ДЕД. Центр даної окружності й лежить на вісі прямого кругового конуса постійного значення кута α . По цій же вісі спрямований вектор \mathcal{G} кутової швидкості. У літаковій системі координат позитивна піввісь OX сполучається з вектором швидкості \mathcal{G} . Тоді лінія ДЕД (лінія окружності) без викривлення проектується на площину YOZ . Рівняння окружності із центром на початку координат і радіусом R у площині YOZ має вигляд

$$y^2 + z^2 = R^2 \quad (15)$$

Зв'язок прямокутних (y, z) і сферичних (r, φ, θ) координат довільної точки, що лежить на окружності, встановлюється наступним чином:

$$y = r \sin \varphi \cos \theta; z = r \sin \theta; R = r \sin \alpha, \quad (16)$$

де θ - відлічується від горизонтальної площини XOY за годинниковою стрілкою.

Після підстановки (16) в (15) одержуємо рівняння лінії ДЕД:

$$\begin{aligned} \sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \theta + \sin^2 \theta = \sin^2 \alpha &\Leftrightarrow \left(-\cos^2 \varphi \right) \cos^2 \theta + \sin^2 \theta = \sin^2 \alpha \Leftrightarrow, \\ \Leftrightarrow \cos^2 \varphi \cdot \cos^2 \theta = \cos^2 \alpha &\Rightarrow \cos \varphi \cdot \cos \theta = \cos \alpha \end{aligned} \quad (17)$$

де кут місця θ при спостереженні за поверхнею відлічується за годинниковою стрілкою від горизонтальної площини XOY , причому діапазони можливих значень φ, θ визначені розмірами ДСА.

Рівняння (17) лінії ДЕД зв'язує кутові координати азимута й кута місця β, θ точки в просторі лінії, що належить, ДЕД, з α косинусом кута, що залежать від f доплерівської частоти відповідно до (14), і використовується при формуванні тривимірного РЛЗ в такий спосіб.

При визначеному положенні ДСА відбитий сигнал $S(t)$ приймається елементами Q -решітки і в кожній q -й точці приймання селектується в i -х елементах розділення за дальністю: $S_q(i), i = 1, \bar{l}$, де l - кількість таких елементів. У кожному i -му елементі дальності й q -й точці сигнал $S_q(i)$ селектується за частотою f_j в j -х вузькосмугових фільтрах $S_q(i, j), j = 1, \bar{J}$. Послідовність j -х елементів розділення за частотою ставиться у

відповідність послідовності j -х елементів розділення за кутом α_j , і на підставі (14) обчислюється $\cos \alpha_j$.

Далі визначається комплексна амплітуда $\dot{U}_q(i, j)$ сигналу $\dot{S}_q(i, j)$, виділеного в i -м елементі дальності й j -м фільтрі доплерівських частот q -ої точки прийому, і модуль комплексної амплітуди $U_q(i, j) = |\dot{U}_q(i, j)|$.

Для j -х фільтрів і q -х точок прийому РЛЗ, де модуль $U_q(i, j)$ перевищує поріг виявлення, по сукупності q -х сигналів $\dot{U}_q(i, j)$ вимірюється перша кутова координата (азимут або кут місця) кожного точкового відбивача, що перебуває на лінії i, j -го ДЕД у літаковій системі координат, а друга координата для відомого $\cos \alpha_j$ обчислюється на основі рівняння (17) лінії ДЕД по одній з формул:

$$\theta = \arccos(\cos \alpha_j / \cos \varphi); \varphi = \arccos(\cos \alpha_j / \cos \theta), \quad (18)$$

перша формула (18) вибирається, якщо взятий по модулю кутовий коефіцієнт дотичній θ'_φ , проведеної до лінії ДЕД, менше 1. А якщо ні, то слід вибрати другу формулу.

Коефіцієнт θ'_φ обчислюється заздалегідь шляхом визначення похідної від θ по φ :

$$\theta'_\varphi = -\cos \alpha_j \cdot \tan \varphi / \sqrt{\cos^2 \varphi - \cos^2 \alpha_j},$$

хоча його можна розрахувати тільки для кутових координат α, φ центру ДСА, тому що в межах вузької ДСА лінії ДЕД нахилені приблизно під тим самим кутом і θ'_φ слабо залежить від α, φ . Обмірюване значення азимута φ округляється до найближчого j_1 -го елемента дискретизації азимута, усереднене за сукупністю $U_q(i, j)$ середнє за q значення амплітуди в матриці $A(i, j_1)$ в координатах дальності й азимута, а значення куту місця - у матриці $\theta i, j_1$. Незаповненим елементам дискретизації привласнюється нульове значення амплітуди. Якщо зображення формується в координатах дальність-доплерівська частота, то елементами дискретизації є елементи дозволу $i = i_1, j = j_1$.

Вище наведені операції повторюються для всіх значень i, j і положень ДСА. В результаті визначаються координати всіх точкових відбивачів об'єкта на лініях ДЕД у зоні огляду системи радіобачення й формується 3-х вимірне зображення поверхні у вигляді матриць A і θ .

Для зручності індикації матриці A й θ перераховуються в матрицю амплітуд $A(i_1, j_1)$ і матрицю координати $Z(i_1, j_1)$ (висоти) в елементах дискретизації x_i, y_j прямокутної системи координат. Можлива багатозначність вимірів θ або z , тому в елементах дискретизації матриць θ і z запам'ятовується найбільше значення θ й z .

Отримані тривимірні зображення у вигляді матриць амплітуд $A(t_n, i_1, j_1)$ і матриці третьої координати (висоти) $Z(t_n, i_1, j_1)$ у послідовні моменти часу t_n моніторингу зазнають просторово-тимчасову обробку з метою підвищення якості зображення.

В існуючих методах виміру кутових координат N об'єктів, нерозв'язних за дальністю й радіальною швидкістю (доплерівською частотою) у просторово-часовій або частотній області, передбачається кількість об'єктів N відомим, що ускладнює реалізацію цих методів. Доцільний альтернативний підхід, заснований на відновленні амплітудного зображення невідомої кількості об'єктів N , розташованих на лінії ДЕД.

Нехай i -м елементі дальності в j -м фільтрі доплерівських частот декількох q -х точок прийому (загальною кількістю $Q_1 \leq Q$) обмірювані комплексні амплітуди сигналів $\dot{U}_q(i, j)$, відбитих від невідомої кількості точкових об'єктів моніторингу, розташованих на j -й лінії ДЕД, модулі $U_q(i, j)$ яких перевищать поріг виявлення. Модель вимірів має вигляд:

$$\dot{U}_q(i, j) = \sum_{k=1}^K \dot{a}_q(\varphi_k - \varphi_q^0, \theta_k - \theta_q^0) \dot{x}(i, j, k) + \dot{p}_q(i, j), q = 1, \overline{Q_1}, \quad (19)$$

де підсумовування ведеться в області перетинання q -х ДСА за k -ми елементам дискретизації азимута φ_k або кута місця θ_k , зв'язаними між собою рівнянням (17) лінії ДЕД:

$$\cos \varphi_k \cdot \cos \theta_k = \cos \alpha_j;$$

$\dot{a}_q(\varphi_k - \varphi_q^0, \theta_k - \theta_q^0)$ - комплексні коефіцієнти ДСА вимірів в q -й точці, взятих у координатах φ_k, θ_k k -го елемента дискретизації щодо центру $(\varphi_q^0, \theta_q^0)$ q -й ДСА в системі координат носія; $\dot{x}(i, j, k)$ - вишукані комплексні амплітуди поля відбиття в k -х елементах дискретизації на лінії ДЕД; $\dot{p}_q(i, j)$ - комплексна завада типу білого шуму.

Сукупність q -х вимірів (19) при фіксованих i, j описується векторно-матричною моделлю, аналогічної (2):

$$Y = AX + P,$$

де Y - Q_1 -вектор $\dot{s}_q(i, j)$; A - $Q_1 \times K$ -матриця коефіцієнтів ДСА $\dot{a}_q(\varphi_k, \theta_k)$ стрічкового типу; X - K -вектор вишуканих комплексних амплітуд $\dot{x}(i, j, k)$; P - Q_1 -вектор завад $\dot{p}_q(i, j)$.

Вирішується завдання знаходження оптимальних МНК-оцінок (3):

$$F = [(Y - AX)^{*T}(Y - AX)] \rightarrow \min_X,$$

при цьому МНК-оцінки мають стандартний вигляд (4):

$$\hat{X} = (A^{*T}A + \delta E)^{-1} A^{*T}Y = HY, \quad (20)$$

де H - матриця комплексних вагових коефіцієнтів, що обчислюється заздалегідь. Точність оцінювання елементів $\dot{x}(i, j, k)$ вектора \hat{X} по формулі (20) здійснюється аналогічно (13):

$$\sigma^2 \|\hat{X}\| = \sigma_p^2 \text{tr} \left[(A^{*T}A)^{-1} \right] / K.$$

Дослідження точності [1,7] показує, що абсолютна погрішність виміру азимута в розглянутому алгоритмі, пов'язана з точністю оцінювання комплексних амплітуд (20), при певних значеннях відносини сигнал/шум і числі прийомних точок виміру РЛЗ $Q > K$ може бути в K раз менше ширини ДСА на рівні 0,5 потужності, т.ч визначається кроком дискретизації за k . Тому що з (18) випливає, що гранична абсолютна погрішність Δ_θ виміру кута місця θ пов'язана з погрішністю Δ_φ виміру азимута φ лінійною залежністю $\Delta_\theta = |\theta'_\varphi| \Delta_\varphi$, то при $\theta'_\varphi < 1$ з'являється ефект підвищення точності визначення кута місця в порівнянні з точністю виміру азимута. При $|\theta'_\varphi| = 0,3 - 0,5$, що відповідає певним значенням α, φ , точність виміру θ буде в 2-3 рази вище точності виміру φ .

При формуванні вимірної висоти Z поверхні або об'єкта на поверхні обчислюється за формулою

$$z = h - r \cdot \sin \theta,$$

де h - висота польоту носія; r, θ - похила дальність і кут місця точки, що лежить на лінії ДЕД, при обмірюваних значеннях φ, θ .

Абсолютна погрішність $\Delta_z = \Delta_h + R \cos \theta \Delta_\theta$ виміру висоти зменшується відповідно зменшенню Δ_θ . Вибір значень θ'_φ визначається характером поверхні й положенням ДСА.

На обчислення оцінок (20) в i, j -м елементі розділення дальності й доплерівської частоти затрачається приблизно QK операцій додавання й множення на вагові коефіцієнти. На пошук точок максимуму йде в найпростішому випадку K операцій порівняння. По сукупності i, j -х елементів розділення ($i = 1, \bar{I}, j = 1, \bar{J}$) на визначення кутових координат об'єктів у зоні видимості системи радіобачення при одному положенні антени (ДСА) затрачається в основному IJK узагальнених операцій.

Висновки

Таким чином, в роботі розглянуті методи формування зображень засновані на матричних моделях, що дозволяють підвищити швидкодію алгоритмів відновлення, а також поєднують у собі два підходи: оптимальне відновлення полів відбиття й визначення координат доплерівських елементів розділення, чим досягається ефект додаткового підвищення здатності розділення за кутовими координатами.

Література

1. Ключко В.К. Методы оптимального восстановления радиолокационных изображений поверхности / В.К. Ключко // Автометрия. - 2005. - 41, №6. - С.62-73.
2. Мозинго Р.А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р.А. Мозинго Т.У. Миллер: пер.с англ. - М.: Радио и связь, 1986. - 448с.
3. Lohrer A.K. Improved azimuthal resolution of forward looking SAR by sophisticated antenna illumination function design // IEE Proc. Radar, Sonar and Navig. - 1998. - V. 145, № 2. - P. 128-134.
4. Bearse S.V. Computer-scanned radar eyes ice / Bearse S.V. // Microwaves. - 1974. - V. 17. №12. - P. 9-10.
5. Кондратенков Г.С., Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: Уч. пособ. для вузов / А.Ю. Фролов; под ред. Г.С. Кондратенкова. - М.:Радиотехника, 2005. - 368 с.
6. Дружинін В.А. Проблеми формування та обробки радіолокаційної інформації в системах радіобачення: монографія / В.А. Дружинін. - К.: Логос, 2013. - 230 с.
7. Колодько Г.Н. Многоскоростная и адаптивная обработка сигналов в задачах радиовидения / Г.Н. Колодько // Вестник РГРТУ. - 2007. - Вып. 21. - С. 17-26.

Надійшла 25.01.2016 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Шевченко В.Л.