

поля поблизу двопровідної лінії зв'язку // *Материалы международной научно-технической конференции "Повышение эффективности систем защиты информации" ("Защита-97")*. – К., 23 – 26 грудня 1997. – С. 171 – 175. 27. Нічого В.О. Тенденції розвитку та побудови давачів магнітних і механічних величин сучасних інформаційно-вимірювальних систем // *Відбір і обробка інформації*. 2001. – Вип. 15(91). – С. 112 – 122. 28. Нічого В.А. Измерение весьма слабых низкочастотных магнитных полей в геофизических и космических исследованиях // *Отбор и передача информации*. – 1993. – Вып. 9. – С. 70 – 77. 29. Ott H.W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*; Willey, New-York, 1976. 30. Шапиро Д.Н. *Основы теории электромагнитного экранирования*. – М.: Энергия, 1975. 31. Полонский Н.Б. *Конструирование электромагнитных экранов для РЭА*. – М.: Советское радио, 1979. 32. Гроднев И.И. *Электромагнитное экранирование в широкой полосе частот*. – М.: Связь, 1972. 33. Кранихфельд Л.И., Рязанов И.Б. *Теория, расчет и конструирование кабелей и проводов*. – М.: Высшая школа, 1972.

УДК 621.396.969.3

Іван Прудиус

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

ФОРМУВАННЯ ТА ВІДНОВЛЕННЯ ЗОБРАЖЕНЬ РАДІОМЕТРИЧНИМИ СИСТЕМАМИ НА ОСНОВІ ПРИНЦИПІВ УЗГОДЖЕННЯ

© Прудиус Іван, 2003

Широке застосування радіометричних систем дослідження навколишнього середовища, розпізнавання об'єктів тощо вимагають створення нових методів і засобів покращання побудови зображень. Проведено детальний аналіз моделі каналу формування зображення, який містить об'єкт спостереження, ізотропне середовище поширення випромінюваного ним поля, систему формування зображення, аналіз просторових характеристик та вибір методів відновлення, узгоджених із системою формування.

Wide application of environment investigation and image recognition systems etc demands special methods and means of image construction enhancement. The detailed analysis of image forming channel model which include object of study, isotropic continuum of propagation of filed emitted by him, image formation system, spatial characteristics analysis and image restoration methods matched with forming systems choice are given in the paper.

1. Вступ

Розвиток нових космічних технологій і техніки, нові завдання щодо створення інформаційних систем народногосподарського і спеціального призначення, дослідження простору і довкілля вимагають розробки нових і вдосконалення існуючих методів і напрямів досліджень та систем зондування. До недавнього часу основні зусилля в напрямі дистанційного зондування (ДЗ) були зосереджені на використанні фотографічних систем або багатоспектральних сканерів із великою роздільною здатністю в оптичному і тепловому

інфрачервоному діапазонах електромагнітних хвиль [1, 2, 3]. Однак дослідження в цих діапазонах хвиль можливі тільки у світлий час доби і при наявності тропосферної видимості.

Як показує аналіз [4 – 7], одним із концептуальних напрямів в ДЗ, який забезпечує у будь-яку погоду цілодобове спостереження і який поряд з оптичними системами користується у світовій практиці особливою увагою, є розвиток і застосування радіотехнічних систем дистанційного зондування і картографування Землі, дослідження навколишнього середовища, вивчення природних ресурсів, пошук та розпізнавання наземних і космічних об'єктів тощо. Радіотехнічні системи спостереження та побудови зображень стали невід'ємною частиною бортової апаратури сучасних космічних та аероносіїв [5, 6]. Радіозображення будуються двома методами: активної та пасивної локації. Пасивні, або радіометричні системи (РМС), як відомо, функціонують за принципом використання власного випромінювання досліджуваних об'єктів, чим забезпечують скритність роботи та суттєве зменшення споживаної системою потужності, маси та габаритів. Сучасні комп'ютерні засоби та теоретичні доробки в цифровій обробці інформації дають можливість створювати нові методи і засоби підвищення інформативності та покращання візуальної сприйнятності зображень РМС.

Для їх розробки необхідно детально проаналізувати модель каналу формування зображення, зокрема об'єкт зображення, середовище поширення випромінюваного ним поля та антену з приймачем РМС, їх просторові характеристики та методи обробки, узгоджені з просторовими характеристиками.

2. Формування рівняння спостереження

Для оцінки потенційних можливостей системи побудови радіозображень об'єктів першочерговим завданням є формування зображень як постановка прямої задачі з врахуванням властивостей середовища і технічних засобів. Характер та умови формування інформаційного сигналу на виході приймача системи визначають подальший вибір методів для усунення спотворень, фільтрації, інтерполяції та екстраполяції, стиснення та виділення даних, спектрального оцінювання, а, отже, методів розв'язання оберненої задачі і структуру системи загалом з її тактико-технічними характеристиками.

Інформація про фізичні характеристики об'єкта, закладена в параметрах випромінювання, обмежується смугою частот, в якій проводиться аналіз, часом спостереження та просторовою вибірністю антени системи формування радіометричних зображень (РМЗ).

Оскільки випромінювання об'єкта є некогерентним, то задача формування РМЗ полягає в аналізі просторового енергетичного розподілу поля, створеного випромінюванням об'єкта, завдяки скануванню діаграми спрямованості антени (ДСА). З точки зору постановки задачі формування РМЗ є найбільш загальним, а з точки зору математичної формалізації найбільш простим є детерміністичний підхід.

Згідно з просторовою моделлю (рис. 1) поле від поверхні S об'єкта у центрі приймальної апертури P ($\rho = 0$) на частоті f характеризується величиною $F(\Theta_x, \Theta_y, f) \cdot \vartheta(\Theta_x, \Theta_y, f)$. У довільній точці ρ приймальної апертури P комплексне поле дорівнює [8]

$$\dot{v}(\Theta', f) = \int_{\Omega} \dot{F}(\Theta_x, \Theta_y, f) \cdot \dot{\vartheta}(\Theta_x, \Theta_y, f) \cdot e^{-jk\Delta R(\Theta_x, \Theta_y, \rho)} \cdot d\Theta_x d\Theta_y, \quad (1)$$

де $\dot{F}(\Theta_x, \Theta_y, f)$ – спектральна кутова густина комплексних амплітуд випромінювання

поверхні S об'єкта; $\dot{\vartheta}(\Theta_x, \Theta_y, f)$ – комплексний коефіцієнт зміни спектральних складових поля в середовищі поширення хвилі; $\Theta_x = \sin\theta\cos\varphi$, $\Theta_y = \sin\theta\sin\varphi$ – просторовий напрямок; Ω – область просторового спостереження; $\Delta R(\Theta_x, \Theta_y, \rho)$ – різниця ходу променів від елемента ΔS поверхні S до точок $\rho(x, y)$ і $\rho = 0$ на розкриві P антени; k – хвильове число.

Як видно з (1), поле в кожній точці апертури P дорівнює сумі всіх просторових складових випромінювання з області Ω із відповідними фазовими співвідношеннями.

Сумування всіх складових поля $\dot{\vartheta}(\rho, f)$ із відповідними ваговими коефіцієнтами, які визначаються амплітудно-фазовим розподілом $\dot{A}(\rho, f)$ в межах апертури антени визначає спектральну густину сигналу на виході приймальної апертури.

$$\dot{B}(\Theta', f) = \iint_{\Omega L} \dot{F}(\Theta, f) \dot{\vartheta}(\Theta, f) \dot{A}(\rho, f) \cdot e^{-jk(\Theta' - \Theta)\rho} d\Theta d\rho, \quad (2)$$

де L – область апертури; $\Theta'(\Theta'_x, \Theta'_y)$ – напрямок орієнтації головного пелюстка просторової діаграми спрямованості антени; $\Theta = \Theta(\Theta_x, \Theta_y)$; $\rho = \rho(x, y)$.

З наведенням інтеграла

$$\int_L \dot{A}(\rho, f) \cdot e^{-jk(\Theta' - \Theta)\rho} d\rho = \dot{H}(\Theta' - \Theta, f) \quad (3)$$

як комплексної функції, яка описує діаграму спрямованості антени, рівняння (2) набуде вигляду

$$\dot{B}(\Theta', f) = \int_{\Omega} \dot{F}(\Theta, f) \dot{\vartheta}(\Theta, f) \dot{H}(\Theta' - \Theta, f) d\Theta. \quad (4)$$

Даний інтегральний вираз (4) є згорткою функції $\dot{H}(\Theta' - \Theta, f)$ скануючої ДСА із сигналом на вході і описує комплексний радіометричний сигнал на виході приймальної антени для фіксованої частоти f . $\dot{H}(\Theta' - \Theta, f)$ є лінійною функцією просторових координат і частоти f і не вносить нелінійних переключень у структуру зображення. При наявності у каналі радіометричного приймача детектора з функцією нелінійності \dot{S} та джерела шуму $n(\Theta', f)$, узагальнену модель каналу формування РМЗ можна представити у вигляді (рис. 2).

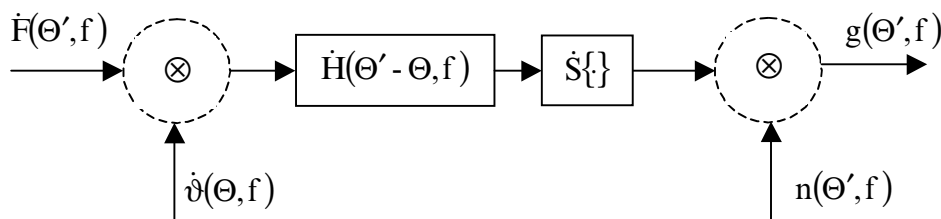


Рис. 2. Канал формування РМЗ

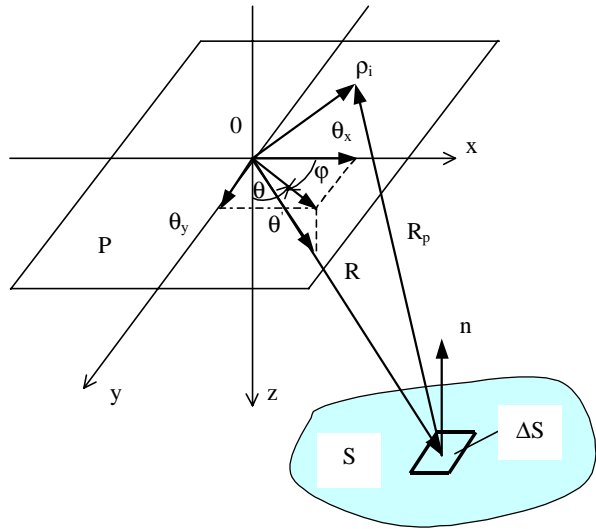


Рис. 1. Просторова модель каналу спостереження

Сигнал $g(\Theta', f)$ на виході каналу формування РМЗ у смузі частот випромінювання Δf є дійсним і має зміст енергетичного параметра.

$$g(\Theta', f) = \dot{S} \left\{ \int_{\Omega} \int_{\Delta f} \dot{F}(\Theta, f) \dot{\vartheta}(\Theta, f) \dot{H}(\Theta' - \Theta, f) df d\Theta \right\} + n(\Theta', f), \quad (5)$$

де $n(\Theta', f)$ – адитивний шум каналу з випадковими фазовими співвідношеннями, некорельований із сигналом зображення, який можна трактувати як шум антени та вхідних пристроїв приймача.

Оскільки радіометричне зображення відповідає інтенсивності (квадрату модуля амплітуди поля), то з нелінійного рівняння (5) на основі вимірних значень модуля $g(\Theta, f)$ необхідно оцінити вхідне зображення $|\dot{F}(\Theta, f)|^2$. Для спрощення розв'язку нелінійність $\dot{S} \{ \}$ доцільно апроксимувати функцією, щоби виразу (5) надати лінійності.

Оскільки сигнал на виході детектора описується кореляційною функцією за просторовими координатами і частотою, то перемноживши у (5) складові у правій частині на комплексно-спряжені значення, для повністю некогерентного радіовипромінювання спектральна густина сигналу $g(\Theta', f)$ буде дорівнювати

$$g(\Theta', f) = \int_{\Omega} \int_{\Delta f} |\dot{F}(\Theta, f)|^2 |\dot{\vartheta}(\Theta, f)|^2 |\dot{H}(\Theta' - \Theta, f)|^2 df d\Theta. \quad (6)$$

Підінтегральні функції $F(\cdot)$, $\vartheta(\cdot)$, $H(\cdot)$ виразу (6) є частотно-залежними.

Функція $\dot{F}(\Theta, f)$, яка відповідає радіояскравості зображення, визначається властивостями випромінювання (перевипромінювання) досліджуваного об'єкта (поверхні), діапазоном частот і кутом орієнтації системи зондування. У випадку дослідження наземних об'єктів результуюче випромінювання створюється перевідбиттям атмосферного випромінювання та випромінюванням нагрітого тіла і підстилаючої поверхні, залежного від їх поверхневого стану і електричних параметрів. Від останніх та кута спостереження радіояскрава температура підстилаючої поверхні змінюється в широких межах. Частотна залежність радіояскравної температури поверхні Землі є слабкою і лежить у межах $(290^0 - 300^0)$ К [1], тому її можна вважати постійною.

Тоді енергетична функція радіояскравості

$$f(\Theta) = |\dot{F}(\Theta, f)|^2, \quad f \in f_0 \pm \Delta f. \quad (7)$$

Коефіцієнт $\dot{\vartheta}(\Theta, f)$, який характеризує поглинання в атмосфері, залежить від градієнта діелектричної проникності, іонізації, турбулентності атмосфери і є змінним з частотою, однак у вузькій смузі пропускання радіометра як сантиметрового, так і міліметрового діапазонів [9] його можна вважати рівномірним.

При радіовипромінненні в діапазоні частот Δf ДСА може бути побудована як усереднена

$$|\dot{H}(\Theta, f_0)|_{\Delta f} = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_0 - \Delta f/2}^{f_0 + \Delta f/2} |\dot{H}(\Theta, f)| df. \quad (8)$$

Для реальних радіометрів у сантиметровому і міліметровому діапазонах хвиль відношення $\Delta f/f_0 \leq 0,05$, то відповідна різниця між ДСА на частоті f_0 і ДСА, описаної (8), усередненій в смузі Δf , є незначною. Тому в подальшому її можна вважати частотно-незалежною.

$$h(\Theta) = |H(\Theta, f_0)|^2. \quad (9)$$

Тобто загальне рівняння формування радіометричного зображення можна записати

$$g(\Theta') = \int_{\Omega} f(\Theta) h(\Theta' - \Theta) d\Theta + n(\Theta'). \quad (10)$$

Позначивши $\chi_1 = k\Theta_x, \chi_2 = k\Theta_y$, і, застосувавши перетворення Фур'є від g, f, h і n , запишемо

$$\begin{aligned} \bar{G}(\chi_1, \chi_2) &= \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} g(\Theta_x, \Theta_y) \cdot \exp(-j\xi) d\Theta_x d\Theta_y, \\ \bar{F}(\chi_1, \chi_2) &= \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} f(\Theta_x, \Theta_y) \cdot \exp(-j\xi) d\Theta_x d\Theta_y, \\ \bar{H}(\chi_1, \chi_2) &= \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} h(\Theta_x, \Theta_y) \cdot \exp(-j\xi) d\Theta_x d\Theta_y, \\ \bar{N}(\chi_1, \chi_2) &= \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} n(\Theta_x, \Theta_y) \cdot \exp(-j\xi) d\Theta_x d\Theta_y, \end{aligned} \quad (11)$$

де $\bar{G}(\cdot), \bar{F}(\cdot), \bar{H}(\cdot), \bar{N}(\cdot)$ – просторові спектри відповідно виміряного сигналу на виході системи формування, вхідного зображення, функції ДСА та шуму; $\xi = \chi_1 x + \chi_2 y$.

Оскільки підінтегральний вираз рівняння (4) являє собою двомірне інтегральне рівняння Фредгольма першого роду із різницевим ядром (рівняння згортки), то при наявності впливу адитивної шумової складової $\bar{N}(\cdot)$ для рівняння спостереження з урахуванням (11) справедливо

$$\bar{G}(\chi_1, \chi_2) = \bar{F}(\chi_1, \chi_2) \cdot \bar{H}(\chi_1, \chi_2) + \bar{N}(\chi_1, \chi_2). \quad (12)$$

Для спрощення обчислень, використовуючи числові методи розв'язання рівняння спостереження, функції в (10) можна подати множинами відліків і записати у вигляді двомірної дискретної згортки

$$g(i, j) = \sum_{k=-N}^N \sum_{l=-M}^M h(i-k, j-l) \cdot f(k, l) + n(i, j) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} &\text{для } -N \leq i \leq N \\ &\quad -M \leq j \leq M, \end{aligned}$$

де i, j – дискретні аналоги просторових координат $\Theta'_x - \Theta_x, \Theta'_y - \Theta_y$; g, f, h, n – двомірні функції.

В області просторових частот дискретне рівняння згортки має вигляд

$$G(m, p) = H(m, p)F(m, p) + N(m, p), \quad (14)$$

де m, p – просторові відліки частот

$$\omega_{\theta x} = \frac{2\pi m}{N}, \quad \omega_{\theta y} = \frac{2\pi p}{M}.$$

В операторній формі рівняння (14) запишеться

$$g = Hf + n, \quad (15)$$

де g, f, n – матриці розміром $(2N+1)(2M+1)$, а H – оператор функції ДСА розміром $(2N+1)^2 \times (2M+1)^2$.

Крім обчислення згортки через добуток спектрів (14) спростити обчислення двомірних зображень можна, використавши відоме з теорії антен подання двомірної функції ДСА $h(i,j)$ через добуток одноірних функцій $h_x(i)$ та $h_y(j)$.

При цьому рівняння (13) набуде вигляду

$$g(i, j) = \sum_{k=-N}^N h_x(i-k) \cdot v(k, j) + n(i, j), \quad (16)$$

де $v(k, j) = \sum h_y(j-1) \cdot f(k, 1)$.

У даному випадку рівняння (16) обчислюється через одноірні згортки, що значно зменшує кількість операцій.

Якщо ж двомірна функція ДСА безпосередньо не виражається через добуток двох функцій, то можна використати апроксимацію матриці $H(\cdot)$ рядом роздільних функцій [10] з врахуванням забезпечення заданої точності апроксимації та складності апроксимуючих членів.

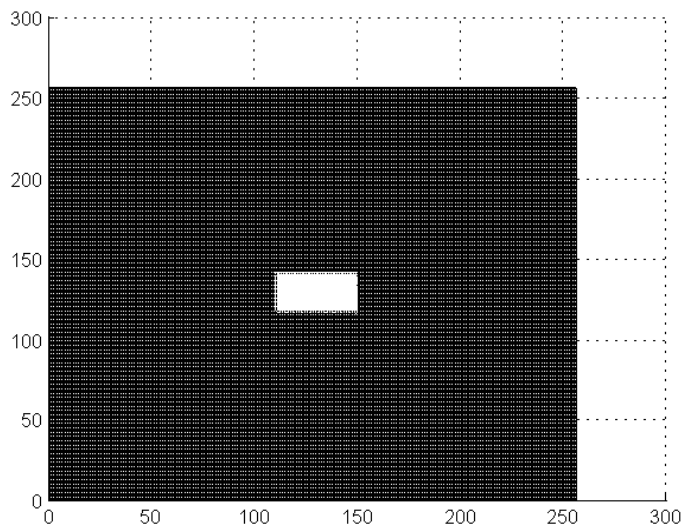
Із аналізу рівняння спостереження випливає, що величини, які входять до нього, є функціями просторових параметрів, тому нижче буде проведено дослідження їх властивостей.

3. Формування просторових характеристик зображення

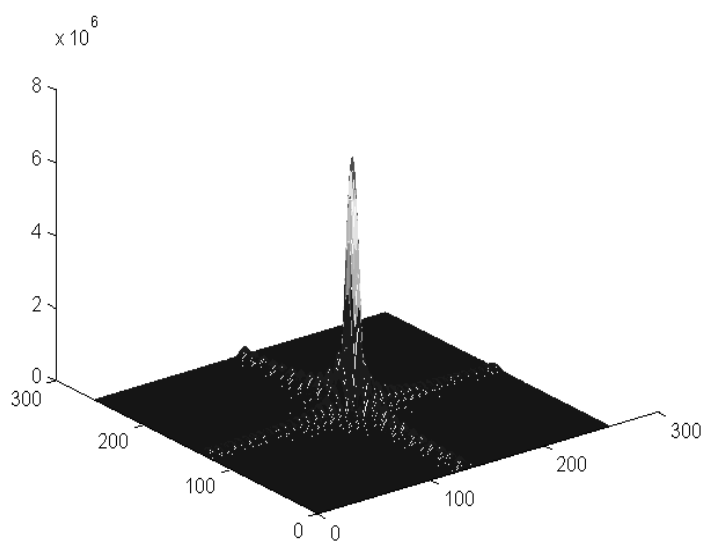
Формування характеристик зображення – це процес, при якому від джерела, яким є об'єкт спостереження, енергія відбиття/випромінення відповідної інтенсивності і спектрального розподілу проходить через середовище, створюючи в області спостереження електромагнітне поле. При проходженні через середовище, наприклад, шари атмосфери внаслідок поглинання, розсіяння, перевипромінення та дифракції в ньому, енергія змінюється за інтенсивністю та спектральним розподілом. Отже із просторового та спектрального розподілу енергії, випроміненої об'єктом (поверхнею) та виміряної системою, ми отримуємо інформацію про даний об'єкт.

Поле створене в області розташування системи вимірювання, є випадковим і може бути описане у вигляді сукупності векторів статистичними характеристиками або у вигляді двомірної детермінованої множини значень в якійсь області існування.

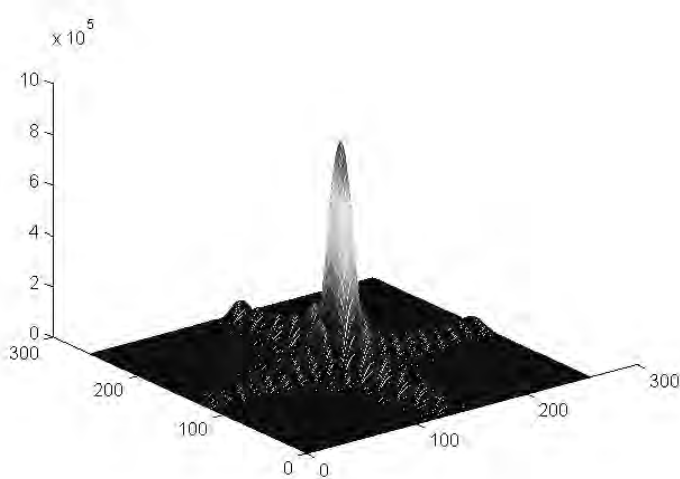
Фізичні основи електромагнітного випромінювання окремих поверхонь Землі, багатоспектральні вимірювання полів, системи давачів, встановлених на аероносіях, достатньо розглянуті в [1] для оптичного діапазону хвиль, хоча і інші області електромагнітного спектру також є важливими при дистанційному зондуванні.



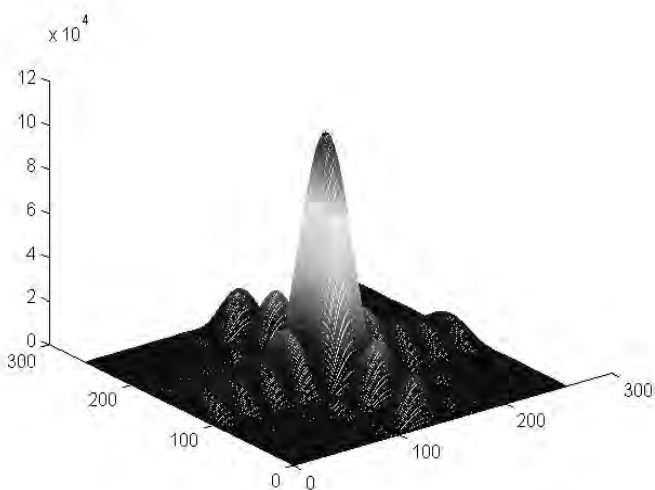
a)



б)



в)



г)

Рис. 3. Тестове зображення (а) та його просторові характеристики:
 б – для поданого зображення; в – для зменшеного у 2 рази;
 г – для зменшеного у 4 рази

У РМС, як і інших радіотехнічних системах, вимірювання і перетворення енергії електромагнітного поля, що поширюється в середовищі і несе корисну інформацію, в електричний сигнал здійснюється антенними системами (АС) або антенними решітками (АР) [11]. Оскільки електромагнітна хвиля є змінною в просторі і часі, то АС інтегрує її енергію з певного просторового напрямку і в межах відповідного просторового кута Ω . Крім спадної хвилі, поле формується і рядом інших джерел випромінювання, отже АС повинна забезпечувати просторове виділення корисного сигналу, що у випадку РМС вимагає ще і часової селекції виміряних сигналів. Тобто задачею апертури АС (АР) є точна оцінка функції інтенсивності випромінювання для некогерентних зображень об'єктів, ототожненої з розглянутою вище спектральною кутовою густиною $\dot{I}(\cdot)$ як функції напрямку спостереження $u=(\sin\Theta\cos\varphi; \sin\Theta\sin\varphi)$, або розподілу випадкової комплексної амплітуди функції відбиття $A(u,t)$ для когерентних зображень.

Функція інтенсивності для некогерентного розподіленого джерела [12]

$$I(u) = E, \quad (17)$$

де $A(u,t) = a(u) \cdot S(t)$ і еквівалентна $f(\theta)$, що описується виразом (7); $a(u)$ – детермінована комплексна амплітуда випромінювання джерела з напрямком u ; $S(t)$ – низькочастотна комплексна огинаюча сигналу, нормована потужність якого дорівнює одиниці.

При дискретному наборі N положень визначення усереднене значення інтенсивності джерела буде визначатися згорткою

$$\bar{I}(u) = E \left| \int A(u,t) \cdot V(u,\rho) d\rho \right|^2 = \int \dot{I}(u) \cdot |V(u,\rho)|^2 d\rho, \quad (18)$$

$$\text{де } V(u,\rho) = \sum_{n=1}^N e^{jk_0(u'-u)\rho_n} du \quad (19)$$

є відгуком оцінювача в напрямку u при подачі на вхід сигналу з напрямку u' від джерела; $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ $V(u,\rho)$ залежить від різниці $u' - u$ і в [12] названий функцією відгуку (ФВ) лінійного формувача променя. Ця функція являє собою пелюсткову структуру і залежить від просторових координат. На початку координат $V(u,0) = 1$, що характеризує головний пелюсток, а наступні пелюстки – бічні.

Чим більша площа спостереження поля (апертура), тим ближче $V(u,0)$ до ідеальної імпульсної характеристики. Відповідно при цьому усереднене значення інтенсивності $\bar{I}(u)$ в площині спостереження буде наближатися до значення $\dot{I}(u)$. За аналогією з (11), перетворення Фур'є (18) зв'язують зображення в області просторових частот через функцію відгуку $V(\cdot)$.

Перетворення Фур'є від ФВ зводиться до перетворення вікна або введення вагової функції просторових частот розподілу випромінювання джерела. Якщо ФВ є δ -функцією, відмінною від нуля в точці, то її перетворення Фур'є постійне, тобто для всіх просторових частот вагові коефіцієнти постійні. Формалізм введення вагових коефіцієнтів дозволяє подати лінійну або площинну (апертурну) систему формування зображення у вигляді набору можливих ФВ. Проведені моделювання показують, що просторово-спектральні розподіли інтенсивності випромінювання (радіояскравості) джерел є різними за амплітудою і характером. Так, для прикладу, двомірне тестове зображення на однорідному фоні (рис. 3, а) характеризується зміною просторових характеристик залежно від його розмірів або відстані до зображення. Ця зміна еквівалентна зміні відношення кутового розміру об'єкта до відстані R до нього, а зміна відношення зумовлює “розширення” (“стискання”) просторового спектра і зміну його амплітуди, що зображено на рис. 3, б – з.

Залежність ефективної ширини просторових характеристик в перетині вказаних зображень наведено на рис. 4.

Проведені численні дослідження показують, що обчислені на основі перетворення Фур'є від інтенсивності $\bar{I}(u)$ реальних зображень, окремі з яких наведені на рис. 5, а, в, д, відповідні просторові спектри (рис. 5, б, г, е) мають специфічне розташування гармонік. Як видно, вони розташовані вздовж осей, зсунутих на певний кут відносно вибраної системи координат площини і об'єкта.

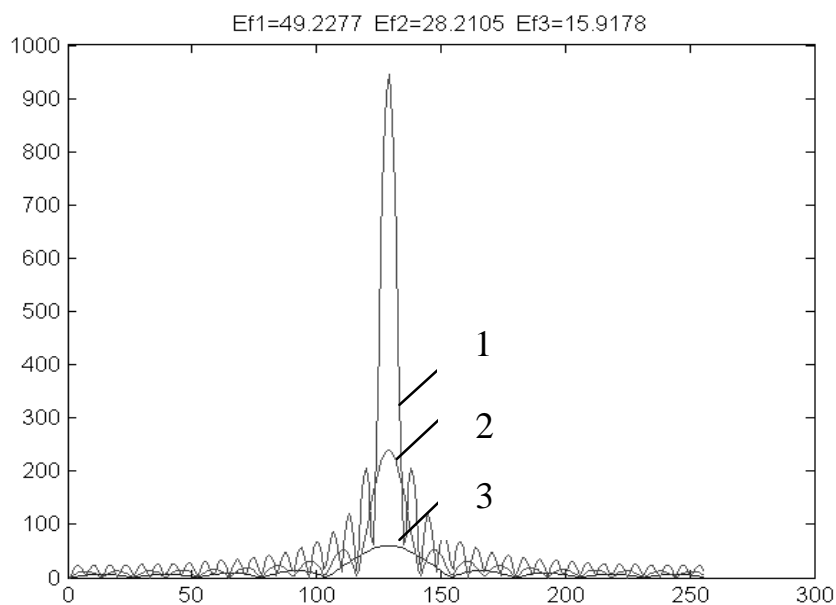


Рис. 4. Ефективна ширина просторового спектра тестового зображення:
1 – для рис. 3, б); 2 – для рис. 3, в); 3 – для рис. 3, г)

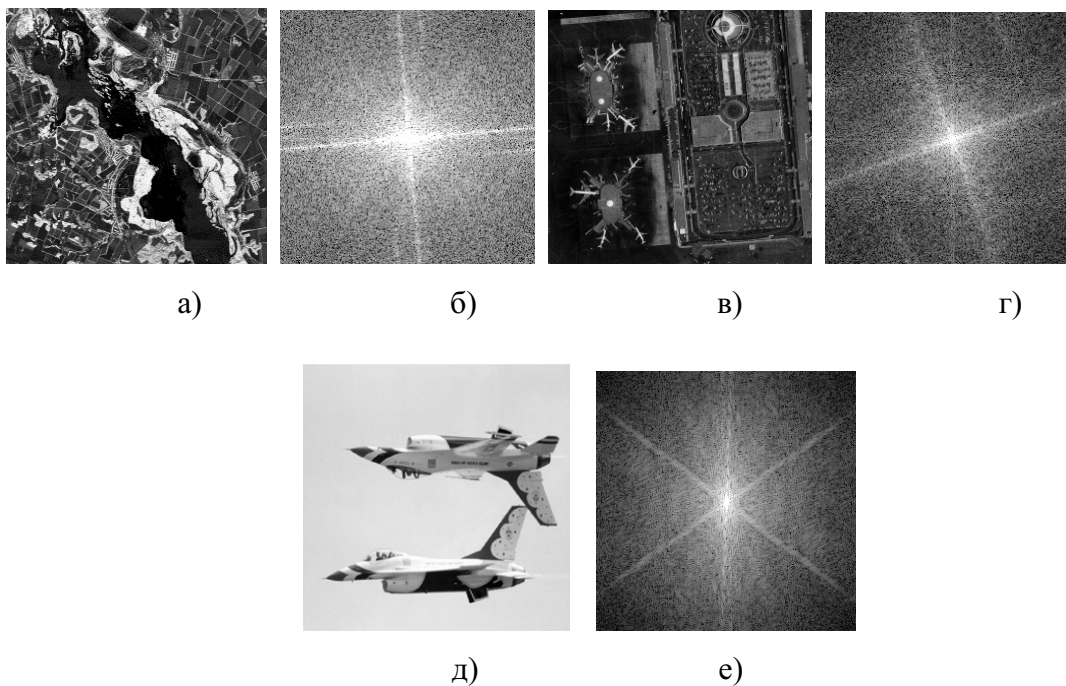


Рис. 5. Реальні зображення (а, в, д) та їх просторові спектри (б, г, е)

4. Формування просторових характеристик антен

Просторова селекція радіотехнічних систем задається ДСА [11], яка, як відомо [14, 15], залежить від геометрії апертури та вибраного закону амплітудно-фазового розподілу (АФР) її збудження. Так, для площинної апертури з розмірами ($L_x \times L_y$) функція спрямованості, яка характеризує ДСА, визначається двоїрним перетворенням Фур'є

$$h(\chi_1\chi_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A(x,y) \exp(-j\xi) dx dy, \quad (20)$$

де $A(x,y) = |A| \cdot \exp(j\Phi_{x,y})$ – амплітудно-фазовий розподіл (АФР) функції збудження апертури.

В ідеальному випадку антена у складі РМС повинна забезпечувати приймання без спотворень всіх гармонік просторового спектра зображення, розглянутого вище. Це можливо, якщо просторовий спектр антени $\tilde{H}(\cdot)$ буде рівномірним по всій частотній осі і дорівнюватиме 1, тобто антена має δ -подібну ДС, яка може бути сформована апертурою з нескінченними розмірами, коли в (20) величини $L_x \rightarrow \infty$ і $L_y \rightarrow \infty$. На практиці в РТС використовуються антени з апертурою кінцевих розмірів, які при цих умовах відіграють роль просторового фільтра. Розглядаючи систему формування зображень як систему фільтрації гармонік просторового спектра зображення (аналогічно до теорії сигналів [16], де аналізується проходження сигналів через лінійну систему, лише замість часових координат в теорії сигналів тут використані просторові координати), просторовий спектр АС (як спектр фільтра в теорії сигналів) пов'язаний з функцією спрямованості (імпульсною характеристикою фільтра) через перетворення Фур'є

$$\tilde{H}_{A,\Pi}(\cdot) = \mathfrak{F}\{h_{A,\Pi}(\chi_1\chi_2)\}, \quad (21)$$

де індекси А, П – відповідно активної і пасивної систем формування.

Отже, визначення просторових характеристик антен [17] можна подати такою схемою (рис. 6)

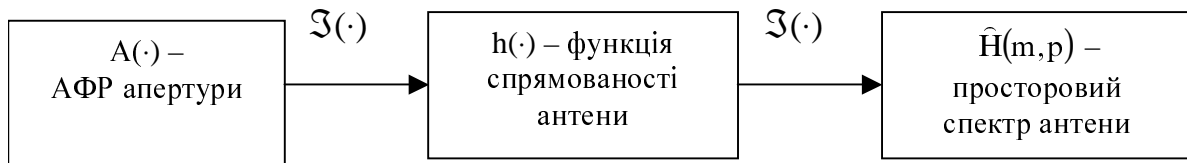


Рис. 6. Схема визначення просторових характеристик антени

У [17] наведені результати аналізу просторових характеристик площинних АС РМС з рівномірним амплітудним розподілом $A(x,y) = 1$, косинусоїдним розподілом

$$A(x,y) = \cos\left(2\pi \frac{x}{L_x}\right) \cdot \cos\left(2\pi \frac{y}{L_y}\right), \quad (22)$$

та розподілу з провалом посередині

$$A(x,y) = \left[(1-a) + a \left(\frac{x}{L_x} \right)^2 \right] \cdot \left[(1-a) + a \left(\frac{y}{L_y} \right)^2 \right], \quad (23)$$

де a – величина провалу відносно одиничної амплітуди; L_x, L_y – розміри апертури вздовж осей x, y .

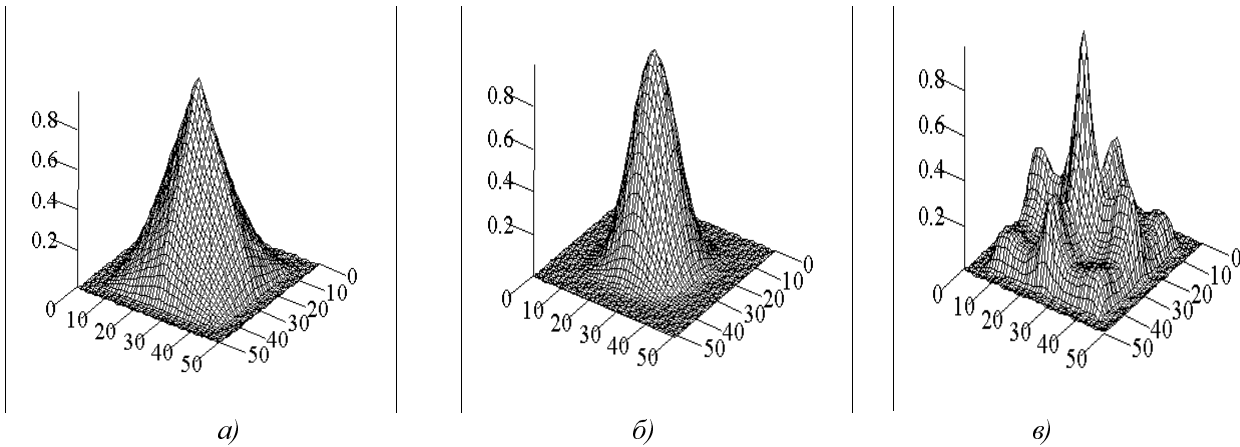


Рис. 7. Просторові спектри заповнених антенних решіток згаданих розподілів

Просторові спектри заповнених АР розмірами (11×11) елементів зі згаданими розподілами наведені на рис. 7 і як просторові фільтри характеризуються відповідною граничною ефективною шириною (граничною частотою $\omega_{гр.А}$, а також спадним характером зміни амплітуди високочастотних складових. У результаті порівняння просторових спектрів зображень (рис. 3, 5) та просторових спектрів антен (рис. 7) можна зробити важливий висновок, що внаслідок кінцевих розмірів апертури антени, коли гранична частота $\omega_{гр.А}$ ДС менша від граничної частоти $\omega_{гр.З}$ вхідного зображення ($\omega_{гр.А} < \omega_{гр.З}$), відбувається відсікання певної частини високочастотних складових прийнятого інформаційного сигналу і, відповідно, розмивання вихідного зображення каналу формування. Тільки у випадку δ -подібної ДСА її спектр $\tilde{H}(\cdot)$ буде рівномірним на всій частотній осі і дорівнюватиме одиниці, а похибка формування дорівнюватиме нулю. Це означає, що зображення, отримане каналом формування, відповідає оригіналу і канал формування не вносить ніяких спотворень у процес формування зображення. При кінцевих розмірах апертури похибка формування визначається величиною відмінності $|\tilde{H}(\cdot) - 1|^2$ від нуля. Із зменшенням апертури приймальної антени дана похибка буде зростати, оскільки просторовий спектр ДСА набуватиме нерівномірного характеру і буде зменшуватися гранична частота $\omega_{гр.А}$. Наведені на рис. 8 криві показують характер зміни похибки формування зображення, оригіналом якого є δ -подібна функція в центрі системи, залежно від кількості елементів АР при відношенні сигнал/

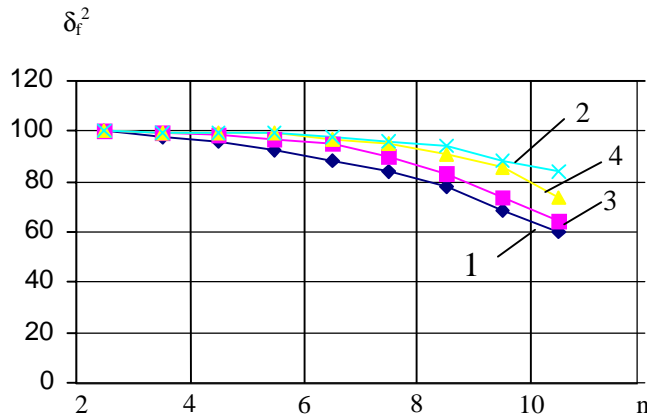


Рис. 8. Похибки формування для розподілів збудження апертури антени: 1 – рівномірний розподіл; 2 – косинусний розподіл; 3 – розподіл з провалом ($a = 0,5$) 4 – розподіл з провалом ($a = 0,85$)

шум 30 дБ. Найменша похибка формування РМЗ при рівномірному розподілі функції збудження антени, оскільки при ньому є максимальний прийом енергії з апертури, завдяки найбільшій площі спектрального розподілу. Найбільша похибка буде при косинусоїдному розподілі, оскільки вузкою буде ефективна смуга пропускання і, відповідно, менша частина високочастотних складових в спектрі ДСА. Розподіли з провалами $a \in (0,1)$ займають проміжне положення.

Отже, при класичному підході до формування зображення суттєво зменшувати похибку можна було б за рахунок збільшення фізичного розміру апертури АР. Однак, хоча при збільшенні апертури зростає гранична спектра ДСА, але і одночасно росте неоднорідність вимірювань, обумовлена збільшенням нульових спектральних складових завдяки багатопелюстковості ДСА.

У ряді робіт [19 – 22] авторами запропоновані методи покращання якості формування зображень, які базуються на узгодженні просторових характеристик розріджених антенних решіток з нелінійними методами вторинної обробки. Різноманітність розрідженості заповнених АР дає можливість формувати різноманітні види просторових характеристик таких антен. Так, використовуючи для обчислень згідно з алгоритмом (рис. 6) дискретне перетворення Фур'є, на рис. 9, а, б, в наведено ДС трьох типів розріджених АР, а їх просторові спектри – на рис. 9, г, д, е.

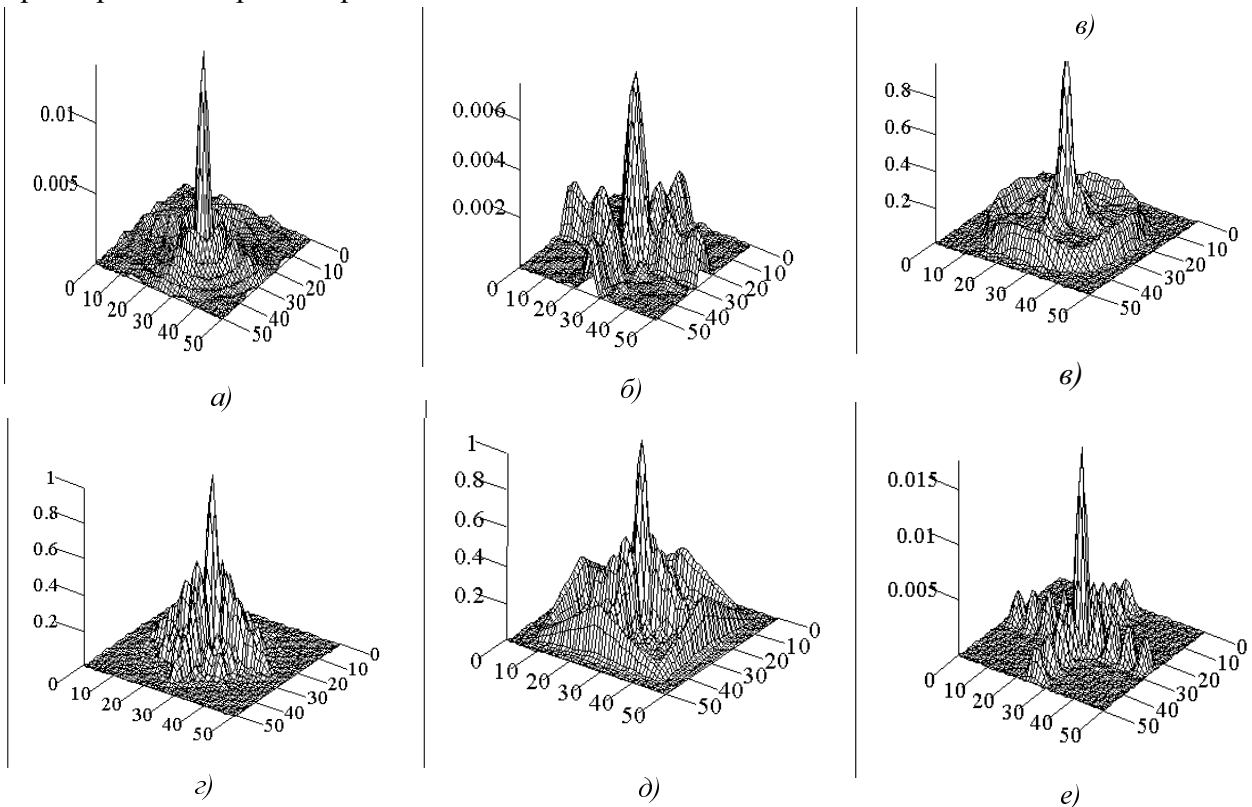


Рис. 9. Діаграми спрямованості (а, б, в) та просторові спектри (г, д, е) розріджених антенних решіток згаданих розподілів

Із рис. 9 видно, що:

- 1) просторові характеристики розріджених АР є анізотропними;
- 2) між розташуванням елементів в апертурі антени та структурою її просторових характеристик існує залежність.

5. Адаптивність узгодження просторових характеристик зображення і антени

Вище було показано, що як просторові характеристики зображення, так і просторові характеристики розріджених АР характеризуються певною анізотропією відносно їх геометрії. Узгодження просторового спектра антени з просторовим спектром зображення дає можливість покращити просторову селективність прийому інформативних гармонік спектра зображення.

Під узгодженням просторових характеристик розуміють, що геометрія антенної решітки і її просторова орієнтація повинні бути такими, щоби просторові структури спектрів антени і зображення збігалися. Тобто узгодження характеристик антенної системи і зображення полягає у знаходженні такої геометрії апертури АР, яка мала б таку ж структуру просторового спектра, як і зображення. Створення вказаних апертур пропонується на базі АР [13, 21 – 22]. Анізотропні властивості АР зручно розглянути на основі порівняння двох типів геометрій апертур, наприклад, заповненої АР з квадратною апертурою, яка використовується у системах формування зображень та розрідженої АР типу хреста Мілса при умові однакової кількості антенних елементів. Діаграми спрямованості даних геометрій наведені на рис. 10, а, б, а просторові спектри на рис. 10, в, г.

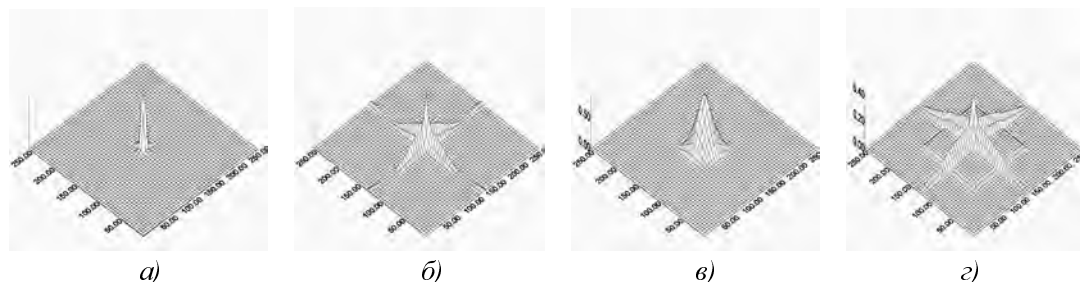


Рис. 10. Діаграми спрямованості АР:
а – з квадратною апертурою; б – з апертурою типу хреста Мілса;
їх просторові спектри — відповідно (в) і (г)

Порівняно з квадратною апертурою апертура хреста Мілса має розміщення спектральних гармонік вздовж осей розташування антенних елементів. Моделювання просторового спектра зображення лінійного об'єкта на постійному фоні показує також чітку орієнтацію його гармонік під певним кутом Θ_3 до вибраної системи координат апертури (рис. 11).

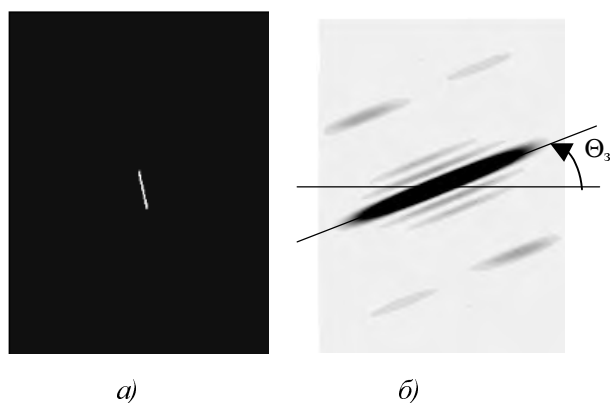


Рис. 11. Тестове зображення (а)
та його просторовий спектр (б)

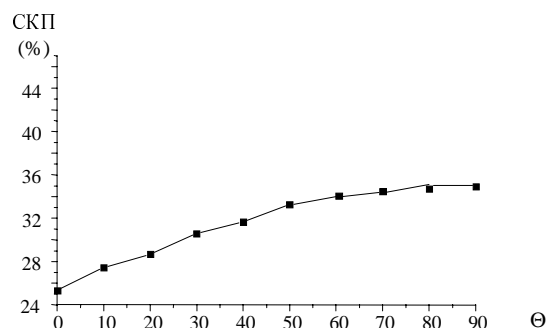


Рис. 12. Залежність СКП
від кута розузгодження

Отже, для покращання селективності системи формування в узгодженій АР елементи повинні бути розташовані вздовж осі, повернутої на кут Θ_3 , визначений з просторового спектра зображення, тобто має забезпечуватись адаптивність узгодження просторових характеристик. При розузгодженні просторових спектрів антени і зображення характер зміни похибки формування від кута розузгодження Θ_3 для зображення (рис. 11) наведено на рис. 12. Заповнена апертура АР не дозволяє забезпечити просторове узгодження.

Властивості адаптивного узгодження просторового спектра синтезованої розрідженої лінійної АР з просторовим спектром зображення порівняні з властивостями формування зображення за допомогою квадратної апертури антени (рис. 10) за умови, що кількість елементів є однаковою. Середньоквадратичні похибки формування зображень при цьому становлять [13]:

	Тестове зображення рис. 11, <i>a</i>	Реальне зображення рис. 5, <i>a</i>	Реальне зображення рис. 5, <i>d</i>
Метод формування на основі квадратної апертури	56,7 %	68,1 %	52,5 %
Адаптивний метод формування	20,1 %	40,1 %	35 %

Отже, адаптивність узгодження просторових характеристик зображення і синтезованих АР дозволяє (на 20 – 30 %), залежно від виду зображення, зменшити середньоквадратичну похибку формування.

6. Узгодження нелінійного методу відновлення з адаптивним формуванням апертури

Процес відновлення зображень вимагає розв'язання як задачі інтерполяції складових просторового спектра зображень (внаслідок використання розріджених АР в смузі пропускання просторового спектра антени з'являються відліки з нульовими складовими), так і розв'язання задачі екстраполяції (через скінченні розміри апертури АР її спектральні просторові складові відмінні від нуля лише у смузі пропускання, а за межами $\omega_{\text{гр}}$ дорівнюють нулю, що призводить до втрати спектральних складових зображень, просторовий спектр якого є переважно ширшим).

Лінійні методи відновлення (метод найменших квадратів, метод мінімізації середньоквадратичної похибки, метод максимуму апостеріорної імовірності, метод максимуму ентропії та інші) не дають можливостей розв'язувати вказані вище задачі. У радіометрії сигнали і завади є випадковими процесами, властивості яких мало відрізняються. Окрім того, апріорні дані про структуру сигналів і завад є невизначеними і не дозволяють записати відношення правдоподібності у придатному для аналізу вигляді, тому в даному випадку доцільно використати детерміністичний підхід. Пропонується використати загальну нелінійну схему розв'язання задач відновлення, яка є оберненою задачею, що поєднує метод регуляризації Тихонова з використанням апріорних обмежень [23 – 26, 33, 34]. У загальному вигляді задача відновлення зводиться до мінімізації функціонала $\Phi(\hat{f})$

$$\min \Phi(\hat{f}) = \|g - H\hat{f}\| + \alpha \|C\hat{f}\| \leq \xi, \quad (24)$$

де α – параметр регуляризації; C – стабілізуючий функціонал.

Мінімізація функціонала здійснюється на основі оптимізаційних підходів або на основі ітераційних методів. Ітераційні методи дозволяють організувати паралельний обчислювальний процес і не вимагають інверсії матриці [26, 27].

Ітераційна схема процесу відновлення може бути записана [28]

$$\hat{f}^{k+1} = R\left[\hat{f}^k + \beta\left(\hat{H}^* g - \left(\hat{H}^* \hat{H} + \alpha \hat{C}^* \hat{C}\right) \hat{f}^k\right)\right], \quad (25)$$

\hat{f}^{k+1} – оцінка зображення на $k+1$ ітерації, \hat{f}^k – оцінка шуканого зображення на k -ітерації;
 $R[\cdot]$ – оператор обмежень на розв'язок.

Умовою збіжності ітерацій є

$$\left|1 - \beta\left(\hat{H}^*(m,p)\hat{H}(m,p) + \alpha\hat{C}^*(m,p)\hat{C}(m,p)\right)\right| < 1, \quad (26)$$

де $\hat{H}(m,p)$, $\hat{C}(m,p)$ – відповідно Фур'є-представлення операторів H і C .

Вибір параметра регуляризації проводився згідно з:

$$\alpha = \mathfrak{S}^{-1}\left\{\frac{\alpha_0}{\left|\hat{F}_k(m)\right|^2}\right\}; \quad \alpha \in [0; 0,03],$$

де $\mathfrak{S}^{-1}\{\cdot\}$ – зворотне перетворення Фур'є, що дозволяє, по-перше, враховуючи ділянки плавних і різких переходів, проводити згладження шумів адаптивно до зображення, а по-друге, усуває апіорну недовизначеність зображення.

Дослідження, проведені на основі розв'язання оберненої задачі для ряду тестових зображень з динамічним діапазоном зміни абсолютної величини елемента нормованого зображення $f(i) \in [0,1]$ і його зв'язку із сусіднім елементом $f(i-1)$, заданим через функцію $\Delta f(i) = |f(i) - f(i-1)|$, дали можливість побудувати узагальнені характеристики вибору адаптивного параметра регуляризації $\alpha(i)$ залежно від $f(i)$ [30], які наведені на рис. 13 для спаду функції $\Delta f(i) = 0,5; 0,4; 0,3; 0,2; 0,1$.

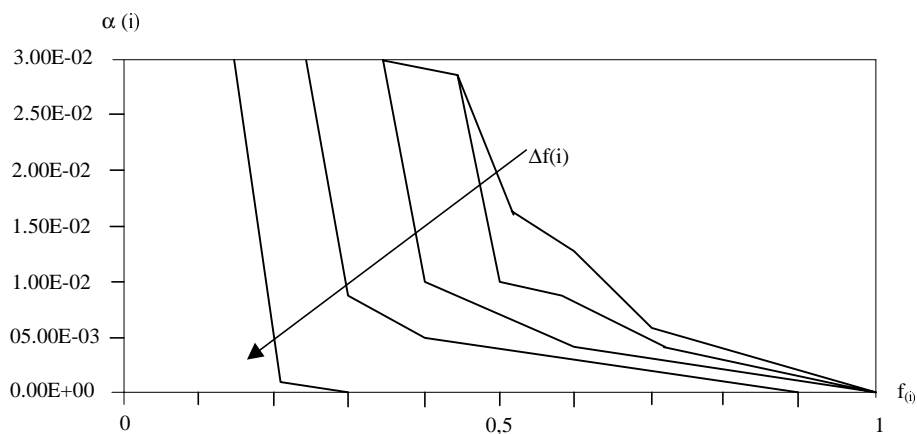


Рис. 13. Характеристики вибору адаптивного параметра регуляризації $\alpha(i)$

Моделювання відновлення зображень показує, що завдяки дії регуляризації осциляції розв'язку, спричинені шумами, значно зменшуються, тим самим покращуючи процес збіжності. Так, на рис. 14 наведено залежність середньоквадратичної похибки (СКП) відновлення одного із тестових зображень від кількості ітерацій [29].

Методи без регуляризації (1 – Ван Ціттера, 2 – метод спряжених градієнтів) не гарантують збіжності при збільшенні ітерацій через наявність шумової компоненти. Водночас алгоритми з регуляризацією (3 – Ван Ціттера, 4 – метод спряжених градієнтів) забезпечують стійкість і зменшують похибку відновлення.

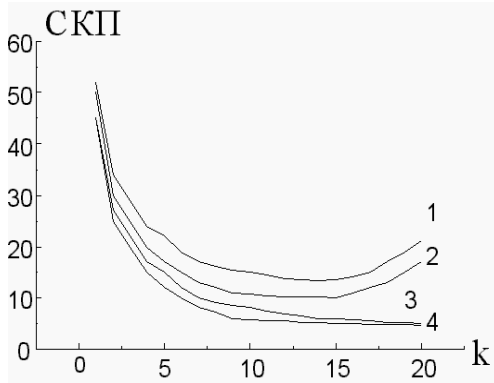


Рис. 14. Характер залежності біжності ітераційних методів

Введення апріорних обмежень на розв'язок дозволяє перетворити лінійний метод відновлення нелінійний і реалізувати екстраполяцію спектр відновлюваного зображення і отримати бажану роздільну здатність [34].

Оскільки у РМС інформаційним є енергетичний параметр і зображення не може набувати від'ємних значень, то з урахуванням максимального допустимого значення динамічного діапазону зміни яскравості зображення обмеження на область допустимих значень набере вигляду:

$$R_1[\hat{f}_k(i, j)] = \begin{cases} \hat{f}_{\text{макс}}, & \text{якщо } \hat{f}_k(i, j) \geq \hat{f}_{\text{макс}}, \\ \hat{f}_k(i, j), & \text{якщо } 0 \leq \hat{f}_k(i, j) \leq \hat{f}_{\text{макс}}, \\ 0, & \text{якщо } \hat{f}_k(i, j) < 0. \end{cases} \quad (27)$$

де $\hat{f}_{\text{макс}}$ для цифрового зображення визначається розрядністю аналогово-цифрового перетворювача.

Обмеження на локальний діапазон зміни інтенсивності, яке впливає з умови про гладкість зображення

$$R_2[\hat{f}_k(i, j)] = \begin{cases} U(i, j), & \text{якщо } \hat{f}_k(i, j) \geq U(i, j), \\ \hat{f}_k(i, j), & \text{якщо } L(i, j) \leq \hat{f}_k(i, j) < U(i, j), \\ L(i, j), & \text{якщо } \hat{f}_k(i, j) < L(i, j), \end{cases} \quad (28)$$

де $U(i, j)$ і $L(i, j)$ – відповідно верхня та нижня границі інтенсивності в околі піксела.

При розв'язанні конкретної задачі відновлення зображень можуть бути використані обмеження на монотонність просторових спектрів зображень, обмеження на основі анізотропії просторових спектрів та інші. У загальному випадку всі обмеження об'єднуються і враховуються при покроковому ітераційному відновленні зображень.

Окрім введення апріорних обмежень на розв'язок при візуальному сприйнятті інформації про зображення, в ітераційну схему може бути введена карта важливості як вагова матриця W видимої похибки зображення [35]. Тоді загальна схема ітераційного процесу відновлення зображень у РМС набере вигляду

$$\hat{f}_{k+1} = (I - \alpha\beta C^T C)R_\Sigma[\hat{f}_k] + \beta H^T W(g - HR_\Sigma[\hat{f}_k]), \quad (29)$$

$R_\Sigma[\cdot]$ – результуючий оператор обмежень, W – вагова матриця видимої похибки зображення.

Оцінки ефективності використання розглянутого вище підходу до формування та відновлення зображень в РМС з розрідженими АР приведені в роботах [28 – 35].

Так, для оцінки екстраполяційних властивостей, які впливають з нелінійності методу, на рис. 15, а наведено зображення-оригінал, яке було зашумлене гауссовим та імпульсним шумами. Як систему формування вибрано РМС з антеною із заповненою прямокутною апертурою, для якої гранична частота $\omega_{р,А}$ просторового спектра у 4 рази менша ніж гранична частота $\omega_{р,з}$ просторового спектра зображення. Результати моделювання прямого процесу формування показано на рис. 15, б, з якого видно значну розмитість зображення та

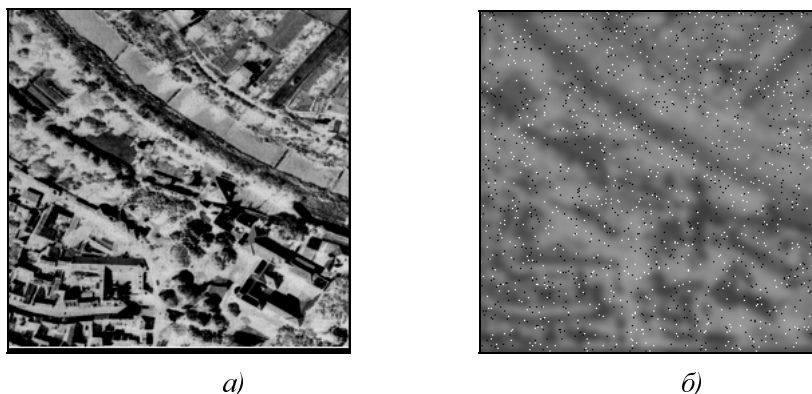


Рис. 15. Зображення-оригінал (а) та сформоване зображення (б)

втрата інформації про дрібні деталі внаслідок втрати високочастотних складових спектра зображення ($\omega_{грА} < \omega_{грЗ}$). Відновлення сформованого зображення відомим нелінійним регуляризаційним методом Тихонова з обмеженням на невід'ємність та запропонованим ітераційним методом згідно з (29) дали результати, наведені на рис. 16. При цьому середньоквадратична похибка відновлення після 10 ітерацій становила, відповідно, 9,13 % і 6,78 %.

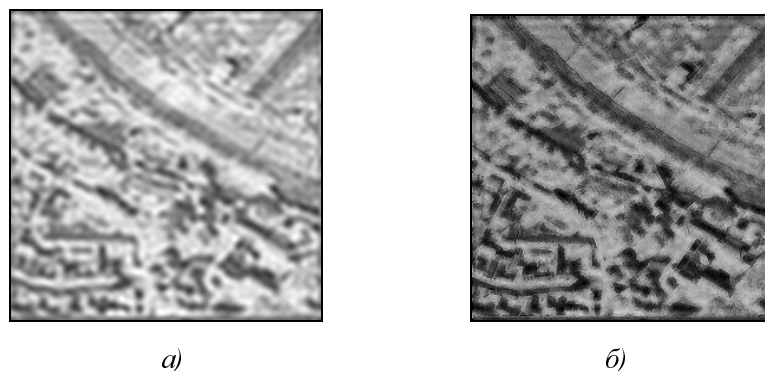


Рис. 16. Результати відновлення зображень:
а – за допомогою регуляризації Тихонова і обмеження на невід'ємність;
б – запропонованим ітераційним методом

Порівняльний аналіз використання розглянутого нелінійного методу відновлення з принципом узгодження просторових характеристик антени і зображення проведено на основі відновлення зображень [31], сформованих РМС із заповненою квадратною апертурою, в якій використано 1600 антенних елементів та розрідженою апертурою (хрест Мілса з 80 елементами), яка характеризується анізотропією просторових характеристик. Одне із досліджуваних реальних зображень у вигляді місцевості наведено на рис. 17, а.

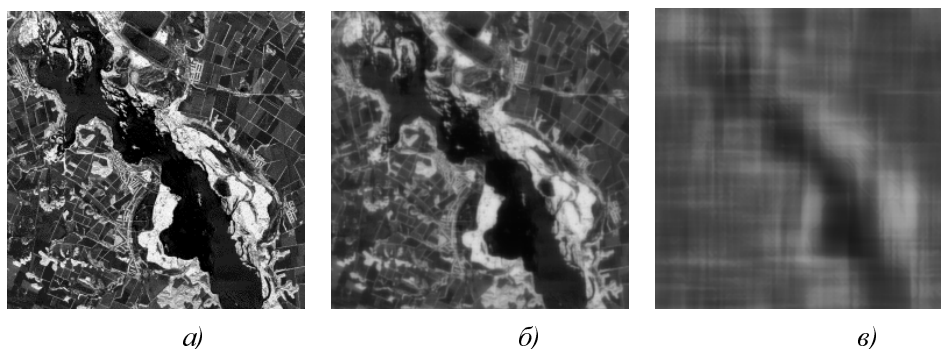


Рис. 17. Результати прямого формування: а – зображення-оригінал;
б – сформоване заповненою апертурою; в – сформоване розрідженою апертурою

Результати прямого формування обома вищеназваними системами наведено на рис. 17, б, в. При цьому СКП формування для системи з заповненою апертурою становила 23, %, а для радіометра з розрідженою АР – 48,9 %. Внаслідок відновлення спотворених зображень методом (29) з використанням обмежень (27) і (28) після 25 ітерацій зображення мають вигляд (рис. 18, а) для РМС з заповненою апертурою та на рис. 18, б для РМС з розрідженою апертурою. Порівняння їх дає можливість зробити висновок, що використання нелінійної обробки в РМС з розрідженими АР дозволяє отримати зображення, якість яких наближається до якості при заповненій апертурі, при суттєво меншому числі антенних елементів. У розглянутому вище прикладі необхідно у 20 разів менше елементів порівняно із заповненою АР таких же розмірів. Слід зазначити, що можна синтезувати отриману розріджену АР залежно від класу досліджуваних зображень з відповідною анізотропією просторових характеристик та відношенням сигнал/шум.

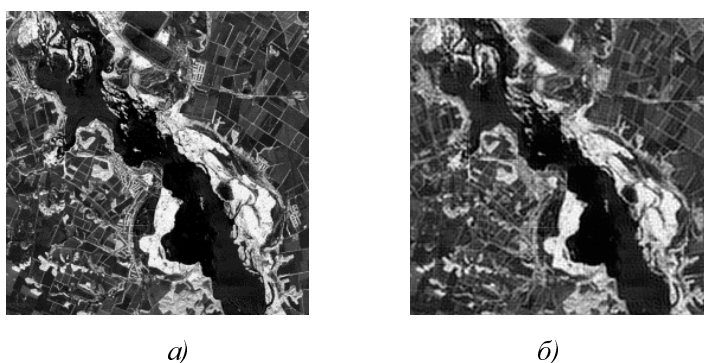


Рис. 18. Результати відновлення зображення нелінійним методом згідно з виразом (29):
а) для заповненої апертури; б) для розрідженої апертури

7. Висновки

Аналіз рівняння спостереження та дослідження просторових характеристик зображень і антен РМС показали доцільність використання їх анізотропних властивостей. Узгодження просторових характеристик зображень і антен дає можливість покращити якість зображень на етапі їх формування. Регуляризаційні методи відновлення як нелінійні методи розв'язання обернених задач з апріорними обмеженнями на розв'язок забезпечують кращу їх збіжність та екстраполяцію просторового спектра і разом з властивостями розріджених АР забезпечують таку ж якість зображень, як і РМС з заповненими АР при значно меншій кількості антенних елементів.

1. Дистанционное зондирование: Количественный подход / Под ред. Ф. Свейна и Ш. Дейвис; Пер. с англ.: Под ред. чл.-кор. АН СССР А.С. Алексеева. – М.: Недра, 1983. – С. 415. 2. Бруевич П.Н. Фотограмметрия. – М.: Недра, 1990. – 285 с. 3. Лобанов А.Н., Дубиновский В.Б., Машимов М.М., Овсянников Р.П. Аналитическая пространственная фото-триангуляция – М.: Недра, 1991. – 245 с. 4. Аковецкий А.И., Донсков Г.Н., Корнеев Ю.Н., Неронский Л.Б. Радиолокационная фотограмметрия. – М.: Недра, 1979. – 239 с. 5. Кондратенков Г.С., Потехин В.А., Реутов А.П., Феотистов Ю.А. Радиолокационные станции обзора Земли / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – Радио и связь, 1983. – 272 с. 6. Радиолокация поверхности Земли из космоса / Под ред. Л.М. Митника, С.В. Викторова. – Л.: Гидрометеиздат, 1990. – 196 с. 7. Борзов А.Б. и др. Радиолокационные системы. Научно-технические достижения и проблемы развития техники мм диапазона радиоволн // "Зарубежная радиоэлектроника", Успехи современной радиоэлектроники. – 2001. – № 5. –

- С. 3–36. 8. Грицьків З.Д., Прудюс І.Н., Сумик М.М., Волошиновський С.В. Просторова модель каналу формування радіометричних зображень об'єктів // Матеріали міжн. наук.-техн. конф. “Сучасні проблеми автоматизованої розробки і виробництва радіоелектронних засобів та підготовки інженерних кадрів”. – Львів, 1994. – Ч. 1. – С. 75 – 77. 9. Есенкина Н.А., Корольков Д.В. Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1972. – 416 с. 10. Обработка изображений и цифровая фильтрация / Под ред. Т. Хуанга. – М.: Мир, 1979. – 318 с. 11. Теоретические основы радиолокации / Под ред. проф. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио. – 1970. – 560 с. 12. Hoctor R.T., Kassam S.A. The unified role of the carray in aperture synthesis of coherent and incoherent imaging proc. of the IEEE. 1990, 78(4). – P. 735 – 752. 13. Клепфер Є.І., Прудюс І.Н., Голотяк Т.С. Адаптивний метод формування радіометричних зображень Вісн. Держ. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2000. – № 398. – С. 104 – 109. 14. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны: Учеб. для вузов. – 2-е изд. – М.: Энергия, 1975. – 528 с. 15. Прудюс І.Н. Основи антенної техніки. – Львів: Вид. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”, 2000. – 224 с. 16. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с. 17. Prudyus I., Voloshynovskiy S, Holotyak T. Computer modeling of radiometry imaging system with different types of anennas Proceedings of Second, InternationalConference "Antenna Theory and Techniques", May 20 – 22, 1997. – Kyiv, Ukraine. – Pp. 101 – 103. 18. Прудюс І. Формування просторових сигналів і спектрів антенних решіток радіометричних систем // Вісник ДУ “Львівська політехніка”. – 1998. – № 343. – С. 72–78. 19. Prudyus I., Voloshynovskiy S, Holotyak T. Investigation of spatial antenna system characteristics in active and passive imaging system. Proceeding of International Conference on Modern Problems of Telecommunicatons Computer Scsence and Engineer Training. TCSET'98. – Lviv, Ukraine, February 23 – 28. – 1998. – P. 124 – 125. 20. Prudyus I., Voloshynovskiy S, Holotyak T. Mathematical models and spatial characteristics of coherent and incoherent imaging systems. 3rd International Kharkow Symposium "Phisics and Engineering of Militer and Submillimeter Waves" MSMW'98. – Kharkiw, Ukraine, September 15 – 17. – 1998. – Vol. 2. – Pp. 562 – 564. 21. Prudyus I., Voloshynovskiy S, Holotyak T. Adaptive aperture formation matched with radiometry image spatial spectrum. 12th International Conference on Microwaves&Radar, MIKON'98. – Krakow, Poland, May 20 – 22. – 1998. – Vol 1. – Pp. 143 – 147. 22. Holotyak T. Radar and radiometry imaging systems with adaptive formation Proc. of Second International Conference on "The detection of abandoned Iandmines", Edinburgh, UK October 12 – 14, 1998. – Pp. 227 – 231. 23. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1979. – 286 с. 24. Бьемон Ж., Лагендейк Л., Мерсеро Р. Итерационные методы улучшения изображений. ТИИЭР, 1990. – Т. 78. – № 5. – С. 58 – 54. 25. Efstratiadias S., Katsaggelos A. Adaptive iterative image restoration with reduced computational load. Optical Engineering. – 1999, 29(12). – P. 1458 – 1467. 26. Шафер Р.У., Мерсеро Р.М., Ричардс М.А. Итерационные алгоритмы восстановления сигналов при наличии ограничений / ТИИЭР. 69(4). – С. 34 – 55. 27. Ivan Prudyus, Zenon Grytskiv, Sviatoslav Voloshynovskiy. Radiometry image procesing based on nonliner iterative methhods / Workshop on Design Metodologies for signal Processing, 1996. – Zakopane. – Pp. 21 – 27. 28. Grytskiv Z., Nitsovich B., Prudyus I., Voloshynovskiy S. Adaptive choice of regularization parametr in iterative methods of optical data processing. Proceedings of SPIE, International Conference on Holography and Correlation Optics.-Chernivtsy, 15 – 19 May, 1996, Ukraine. – Vol. 2647/ – Pp. 235 – 242. 29. Прудюс І., Лазько Л., Голотяк Т. Вплив гладких регуляризаторів на стаціонарні і нестаціонарні ітераційні процеси розв'язку оберненої радіометричної задачі // Вісник Держ. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2000. – № 387. –

- C. 46 – 49. 30. Ortega I.M. *Introduction to Parallel and Vector Solution of Systems*, Plenum Press. N.Y. 1988. 31. Prudyus I.N., Voloshynovskiy S.V., Holotyak T.S. *Sparse antenna array in radar imaging systems Proceedings of 3rd International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Servies, TELSIKS'97, Nis, Yygoslavia, 1997. – Vol 1. – P. 46 – 49.*
32. Прудюс И.Н., Волошиновский С.В. *Применение разреженных антенных решеток в системах формирования радиометрических изображений / Ежемесячный научн.-техн. журнал по проводной и радиосвязи, телевидению, радиовещанию “Электросвязь”. – 1997. – № 7. – С. 35 – 37.* 33. Grytskiv Z., Voloshynovskiy S. *Spatial resolution enhancement of passive radar imaging systems with unfilled array Proceedings of XI International Microwave Conference, MIKON'96. – Warsaw, Poland. – Pp. 505 – 508.* 34. Прудюс І., Волошиновський С., Голотяк Т. *Вплив обмежень на розв'язок на збіжність ітераційного процесу при відновленні радіометричних зображень // Вісник Держ. ун-ту "Львівська політехніка". – 1999. – № 373. – С. 202 – 206.* 35. Prudyus I., Voloshynovskiy S., Osberger W., Holotyak T. *Objective and subjective estimation of estimation of image restoration quality in radiometry imaging systems. / Proceedings of 4th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Servies, TELSIKS'99, Nis, Yygoslavia, 1999. – Vol. 1. – P. 182 – 183.*