

**ЗАСТОСУВАННЯ НЕЛІНІЙНОГО МЕТОДУ ВІДНОВЛЕННЯ
І РОЗРІДЖЕНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК
В СИСТЕМАХ ПОБУДОВИ РАДІОМЕТРИЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ**

© Прудіус І.Н., Клепфер Є.І., Лазько Л.В., Гололяк Т.С., 2005

Запропоновано методи усунення дифракційних перекручувань у радіотехнічних системах побудови зображень із розрідженими антенними решітками. Розглянуто два етапи вирішення цієї проблеми. На першому етапі розв'язується завдання синтезу геометрії антенної решітки (АР), а на другому – обробка зображень нелінійним методом з обмеженнями на розв'язок. Також проведено імітаційне моделювання процесу формування та відновлення зображень у радіометричній системі.

In this paper method of diffraction distortions removal in radio technical imaging systems with sparse antenna arrays is proposed. Two stages of this problem were considered. First stage solves the task of synthesis geometry of antenna array aperture, whereas second one deals with image processing by non-linear method with constrains on the solution. Simulation of the image formation and restoration in radiometry system is also presented.

Побудова зображень об'єктів за допомогою радіотехнічних систем (РТС) є одним з розв'язків прикладних завдань розпізнавання об'єктів, яким сьогодні приділяється велика увага. РТС міліметрового та інфрачервоного діапазонів, порівняно з оптичними системами мають переваги в забезпеченні цілодобового й незалежного від стану середовища (атмосфери) спостереження під час реалізації високої кутової роздільної здатності.

Відповідно до теорії лінійних систем антена – підсистема РТС являє собою просторовий фільтр із імпульсною характеристикою, що відповідає діаграмі спрямованості (ДС) і відповідно має обмежену смугу пропускання. Формування зображень здійснюється скануванням простору головною пелюсткою ДС антени за кутовими координатами з інтервалами дискретизації, які визначаються смугою пропускання системи й вимогами до забезпечення заданої роздільної здатності системи. Ідеальною системою формування радіозображень вважається така, що має рівномірний просторовий спектр аж до максимальної просторової частоти, яка визначається мінімальними елементами зображення, які розрізняють окремо.

Процес формування зображення в РТС із некогерентним сумуванням описується рівнянням Фредгольма першого роду [1]

$$|g(\theta, \varphi, x, y)|^2 = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |f(\theta, \varphi)|^2 |h(\theta, \varphi, x, y)|^2 d\theta d\varphi + n(\theta, \varphi), \quad (1)$$

де $g(\cdot)$ – сформоване зображення; $f(\cdot)$ – зображення-оригінал, яке потрібно відновити; $h(\cdot)$ – імпульсна характеристика системи, що відповідає ДС антени; θ, φ – кутові координати в площині об'єкта; x, y – координати в площині апертури; $n(\cdot)$ – шумовий компонент.

Характеристика $h(\cdot)$ для плоскої антени визначається через двовимірне перетворення Фур'є від функції амплітудно-фазового розподілу $A(x, y)$ [2]

$$h(\cdot) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A(x, y) \cdot e^{j(\chi_1 x + \chi_2 y)} dx dy, \quad (2)$$

де $\chi_1 = k \sin \theta \cos \varphi$; $\chi_2 = k \sin \theta \sin \varphi$; k – хвильове число.

Зворотне перетворення Фур'є від $h(\cdot)$ характеризує просторовий спектр апертури антенної решітки. Отже, вибір $A(x,y)$ апертури антени дає змогу одержати відповідні форми ДС і просторового спектра. Однак, оскільки ДС і просторовий спектр апертури антени є нерівномірними, це приводить до зменшення роздільної здатності системи й втрати високочастотних спектральних складових сигналу й, відповідно, до погіршення якості відновлюваного зображення.

Вимоги на розміри апертури антени, особливо бортових систем, обмежують можливості просторово-частотного аналізу. Змінювати форму просторових характеристик АР для побудови високоефективних систем обробки сигналів можна шляхом формування в апертурі квазірешіток [3; 4] або її розрідженості [5–7] з подальшою обробкою отриманих сигналів у поєднанні.

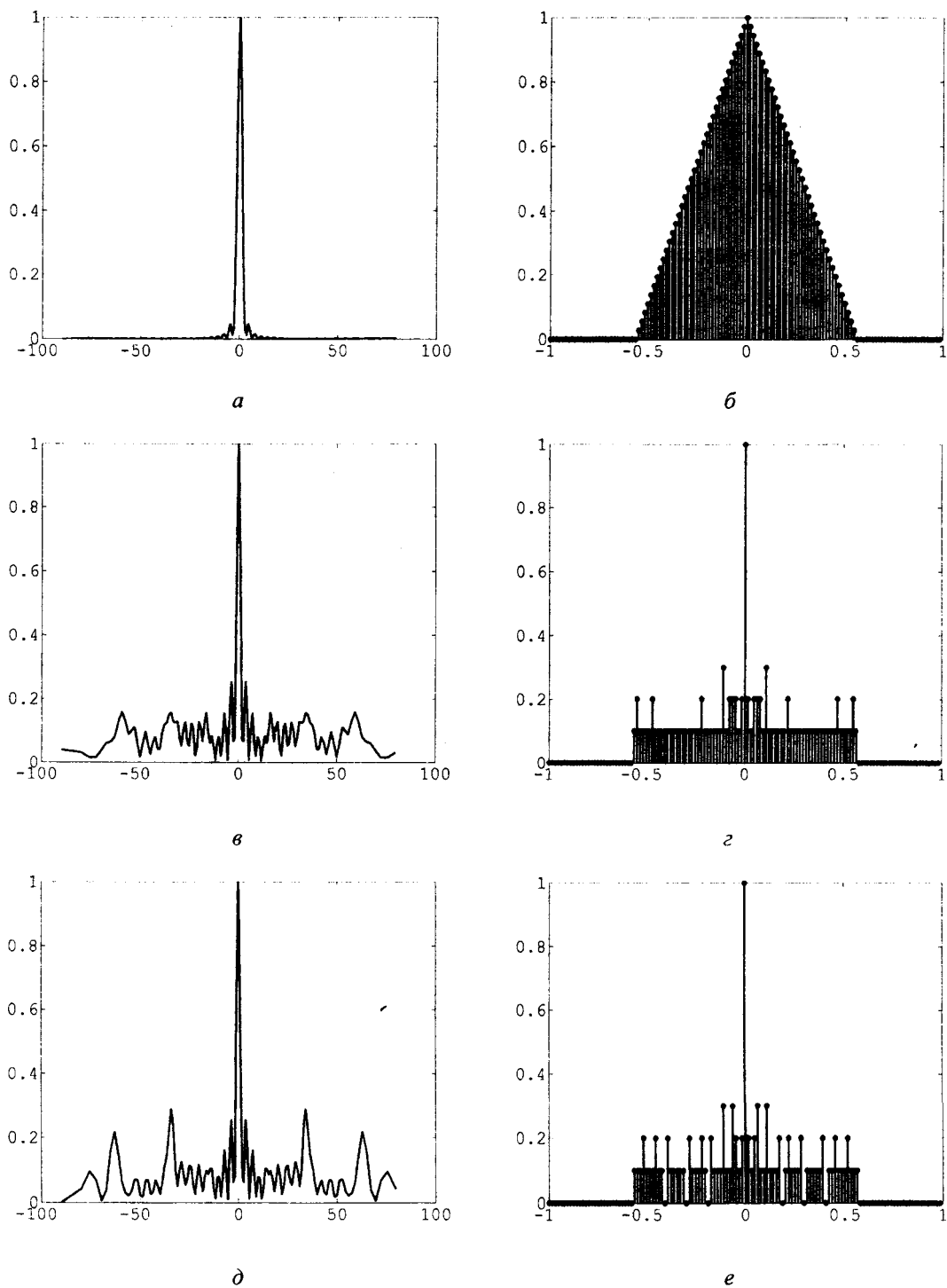


Рис. 1. Діаграми спрямованості антенних решіток та їх просторові спектри

Відомі типи розріджених АР, такі як “хрест Мілса”, решітки з випадковим проріджуванням, з мінімальною надлишковістю не забезпечують цілісності просторового спектра в смузі пропускання, характеризуються його нерівномірністю з появою провалів і нульових відліків, внаслідок чого у сформованому зображенні деякі спектральні складові не будуть проявлятися. Однак синтез просторових характеристик АР залежно від амплітудно-фазового $A(x, y)$ розподілу збудження й розрідженості дає можливість узгодити їх з просторовими характеристиками радіозображень [7].

На рис. 1 показані нормовані ДС і просторові спектри лінійних АР: $a, б$ – еквідистантної з кількістю елементів $N=37$; $в, г$ – квазіоптимальної, що складається з 10 елементів $\{0;1;3;6;13;20;27;31;35;36\}$ (нумерація елементів антени решітки здійснюється з нуля, а позиції елементів знаходяться у вузлах сітки із кроком $\lambda/2$), отриманої шляхом оптимізації просторового спектра; $д, е$ – зі зміщеним елементом $\{0;2;3;6;13;20;27;31;35;36\}$. Як зрозуміло з рис. 1, $г, е$ квазіоптимальна АР забезпечує майже рівномірний неперервний просторовий спектр у смузі пропускання системи за незначного рівня бічних пелюсток (приблизно – 20 дБ) із меншою кількістю елементів, ніж в еквідистантній АР в 3,7 раза.

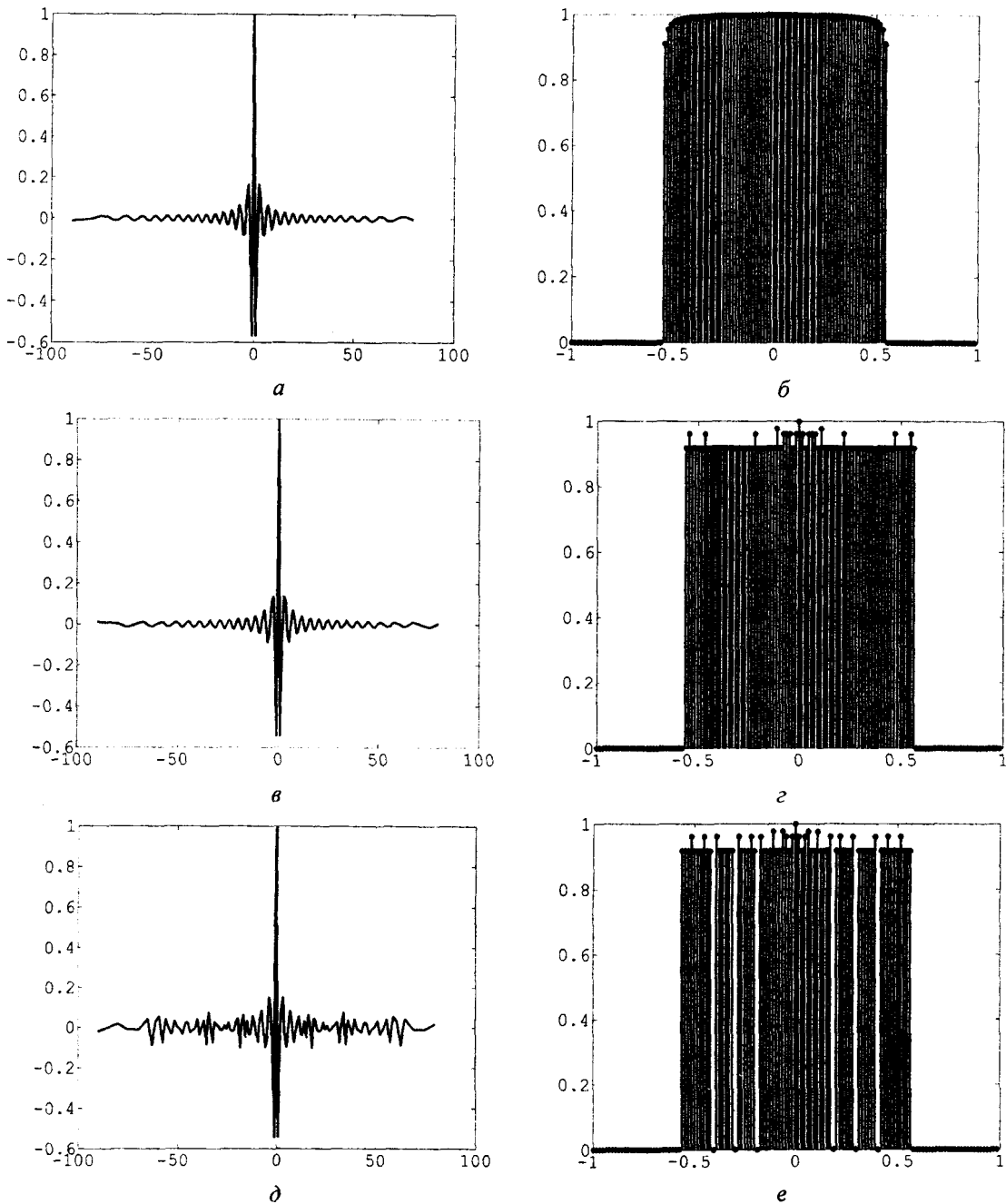


Рис. 2. Відгук відповідних антенних решіток (рис. 1) на функцію Дірака та модуль його АЧХ

Ріст бічних пелюсток і нульові відліки у просторовому спектрі решіток, які визначають неоднозначність вимірів, компенсуються вторинною обробкою даних.

Так, на рис. 2 показані відгуки систем з лінійними розрідженими АР, характеристики яких показані на рис. 1 у функції Дірака й АЧХ-системах використана лінійна вторинна обробка. Як бачимо з рис. 1, б, г, е і рис. 2, б, г, е, лінійна вторинна обробка значно зменшує нерівномірність просторового спектра, але не усуває нульові відліки в смузі пропускання (рис. 2, е) і за її межами. Для усунення зазначеного недоліку доцільно формувати геометрію антеною решітки так, щоб у її просторовому спектрі були відсутні складові з нульовими значеннями, або їх кількість була мінімальною.

Результат синтезу геометрії плоскої АР розміром $32 \times 32 \lambda$ (з 68 елементами), синтезованої за критерієм рівномірності просторового спектра методом випадкового пошуку [5], показаний на рис. 3.

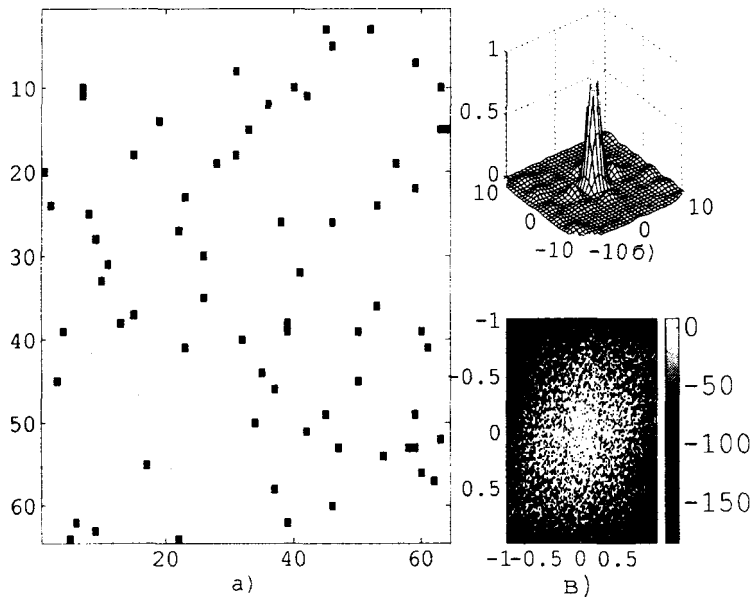


Рис. 3. Апертура антенної решітки, синтезованої за критерієм рівномірності просторового спектра методом випадкового пошуку, та її просторові характеристики

Отримана геометрія розташування антенних елементів в апертурі АР (рис. 3, а) дає змогу практично повністю використати смугу пропускання системи, про що свідчить повне заповнення просторового спектра (рис. 3, в). Ефективне використання апертури уможливорює сформувати вузьку діаграму спрямованості $2\theta_{0,5} \approx 2^\circ$, що відповідає спрямованим властивостям плоскої еквідистантної АР таких самих розмірів. Фрагмент діаграми спрямованості в межах кутів $\pm 10^\circ$ показаний на рис. 3, б.

Розріджені антенні решітки характеризуються коефіцієнтом заповнення

$$n_3 = \frac{N_{\text{эл.}}}{N_{\text{макс.}}}, \quad (3)$$

де $N_{\text{эл.}}$ – кількість антенних елементів в апертурі розріджених решіток; $N_{\text{макс.}}$ – максимально можлива кількість елементів за еквідистантним розташуванням для заповненої апертури. Для квазіоптимальних антенних решіток коефіцієнт n_3 низький порівняно з іншими розрідженими решітками. Так, якщо для структури типу “хрест Мілса” з розмірами апертури АР на рис. 3, а, $n_3 \approx 0,03$, то для квазіоптимальної $n_3 \approx 0,017$, що свідчить про високу ефективність розташування елементів.

Подамо плоскі антенні решітки з однотипними елементами як дискретну структуру $G(x_n, y_n)$:

$$G(x_n, y_n) = \sum_{n=1}^N \delta(x - x_n, y - y_n), \quad (4)$$

де x_n, y_n – координати n -го антенного елемента; N – кількість елементів решітки.

Діаграма спрямованості таких решіток з розподілом струму по апертурі $I = I(x_n, y_n)$ в сферичних координатах $\eta_x = \sin\theta\cos\varphi, \eta_y = \sin\theta\sin\varphi$ запишеться

$$h(\theta, \varphi) = h_0(\theta, \varphi) \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I(x_n, y_n) \cdot \exp(jk(\eta_x x_n + \eta_y y_n)), \quad (5)$$

де $h_0(\theta, \varphi)$ – функція спрямованості елемента решітки.

В операторному вигляді

$$h(\theta, \varphi) = \mathfrak{Z}(G(x_n, y_n)I(x_n, y_n)) = \mathfrak{Z}(G(x_n, y_n)) \otimes \mathfrak{Z}(I(x_n, y_n)), \quad (6)$$

де оператор $\mathfrak{Z}(\cdot)$ відповідає перетворенню Фур'є; \otimes – операція згортки.

З (6) зрозуміло, що форма ДС антенної решітки визначається як структурою решітки, так і амплітудно-фазовим розподілом збудження. За прямого способу формування зображень не забезпечується потенційна роздільна здатність системи, тому доцільно формувати зображення, розв'язуючи обернену до фільтрації задачу [1]:

$$F(\omega_x, \omega_y) = \frac{G(\omega_x, \omega_y)}{H(\omega_x, \omega_y)}, \quad (7)$$

де $F(\cdot)$ – просторовий спектр зображення-оригіналу; $G(\cdot)$ – просторовий спектр сформованого зображення; $H(\cdot)$ – просторово-частотна функція системи формування зображення; ω_x, ω_y – просторові частоти.

Для забезпечення стійкого розв'язку задачі на високих просторових частотах за дії шумів доцільно в рівнянні (7) використати стабілізуючий компонент, а також обмеження на протяжність спектра зображення:

$$F(\omega_x, \omega_y) = \begin{cases} \frac{G(\omega_x, \omega_y)}{H(\omega_x, \omega_y) + \alpha Q(\omega_x, \omega_y)}, & \text{для } |\omega_x| < \omega_{грх} \text{ і } |\omega_y| < \omega_{гры} \\ 0, & \text{для } |\omega_x| > \omega_{грх} \text{ чи } |\omega_y| > \omega_{гры} \end{cases}, \quad (8)$$

де $\omega_{грх}, \omega_{гры}$ – просторові граничні частоти; $Q(\cdot)$ – стабілізатор Тихонова першого порядку [7]; α – параметр регуляризації.

Необхідно зазначити, що важливу роль при цьому відіграє оптимальний вибір параметра регуляризації α . Якщо значення α менше від оптимального, спостерігається значне підсилення шуму. У разі перевищення оптимального значення має місце подавлення ВЧ складових спектра зображення, що проявляється у “розмиванні” й втраті інформативності зображення. Вибір параметра регуляризації α обґрунтований в [1]. На рис. 4 показана залежність нормованої середньоквадратичної похибки (СКП) відновлення сигналів методом інверсної фільтрації з регуляризацією Тихонова від параметра регуляризації за відповідного відношення дисперсії сигналу до дисперсії шуму (a — 3 дБ; b — 10 дБ; c — 20 дБ; d — 30 дБ). Як критерій порівняння зазначених методів вибрано середньоквадратичну похибку між зображенням оригіналу f на вході системи й зображенням f^k k -тої ітерації на виході системи обробки

$$\delta_f = \frac{\|f - f^k\|}{\|f\|}. \quad (9)$$

За незначного рівня шуму цей метод дає змогу наблизити результати відновлення зображень у системах з використанням розріджених АР до результатів відновлення, отриманих з використанням ідеальної АР (рис. 4, *з*). Так, до кривої 4, що характеризує похибку відновлення сигналу ідеальною системою, наближається крива 3 — системою з АР з мінімальною надлишковістю, характеристики якої показані на рис. 1, *в, г*. Для систем з еквідистантною АР таких самих розмірів СКП збільшується (крива 2) за рахунок спаду просторового спектра в області високих частот (рис. 2, *б*). Найбільша похибка відновлення сигналу спостерігається за використання еквідистантної АР (крива 1) із кількістю елементів, як в АР, з мінімальною надлишковістю у зв'язку зі значно меншою смугою пропускання.

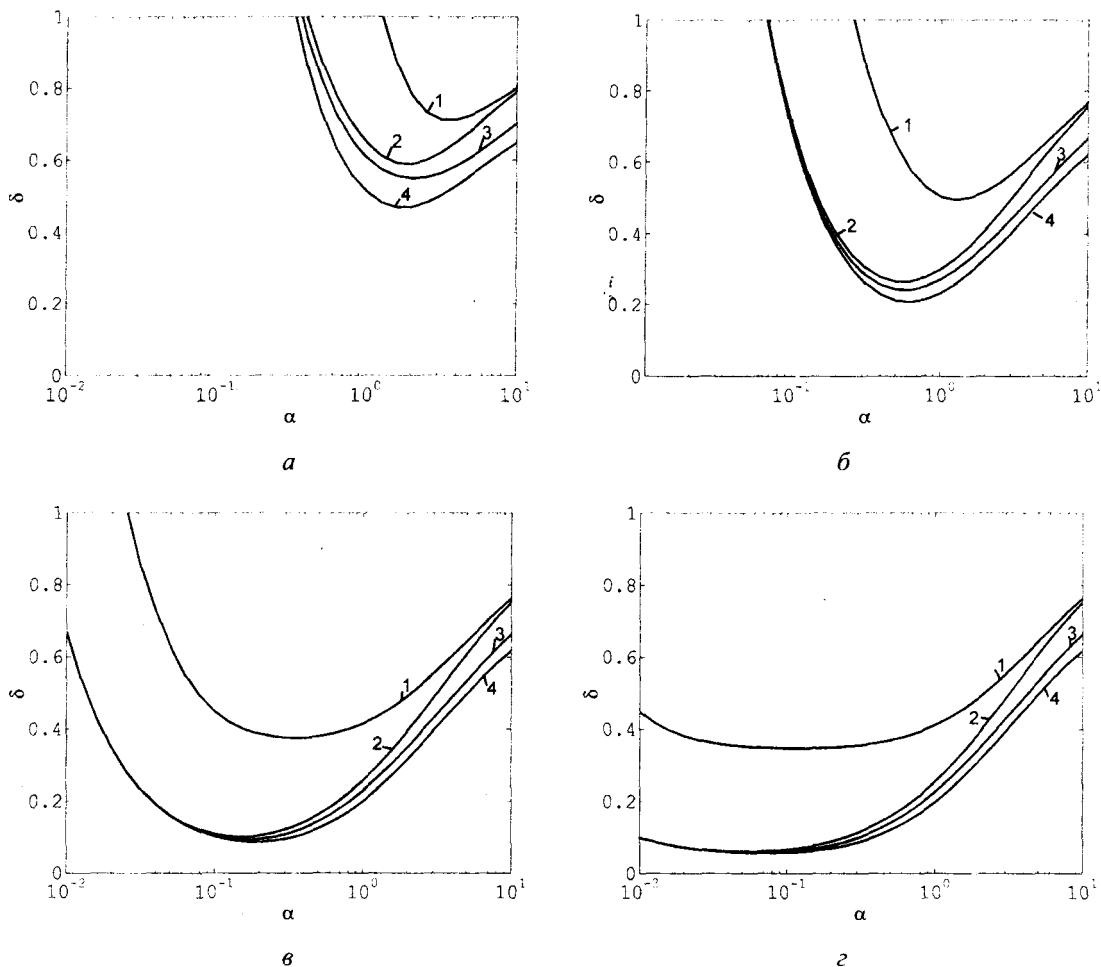


Рис. 4. Залежності нормованої СКП відновлення сигналів методом інверсної фільтрації з регуляризацією Тихонова від параметра регуляризації

За допомогою лінійних методів обробки типу регуляризації Тихонова й фільтрації Вінера неможливо відновити рівень спектральних складових поза смугою пропускання системи або в областях з нульовими значеннями просторово-частотної передавальної характеристики. Тому в системах з розрідженими АР доцільно використати нелінійні методи розв'язання зворотних задач [6; 9–13], які дають можливість одночасно розв'язувати задачі інтерполяції спектра в межах граничної частоти просторового спектра решітки й екстраполяції спектра за її межами.

Запропонований нелінійний метод апроксимації втрачених спектральних складових за дифракційних спотворень ґрунтується на генерації нових спектральних складових за допомогою обмежень на розв'язок й подальшому їх відборі відповідно до апріорної інформації. Метод забезпечує відбір згенерованих просторових спектральних складових в ділянках спектра, у яких значення просторово-частотної характеристики системи формують дорівнюють нулю або близькі до нього. Це здійснюється за допомогою дії оператора $(I-D)$ на розв'язок. Оператор D забезпечує пропускання без вгамування спектральних складових зображення в ділянках спектра, у яких просторово-частотна характеристика системи формують не дорівнює нулю. Ітераційний процес записується таким виразом:

$$F^{k+1}(\omega_x, \omega_y) = D(\omega_x, \omega_y) \frac{G(\omega_x, \omega_y)}{H(\omega_x, \omega_y) + \alpha} + [I - D(\omega_x, \omega_y)] \mathfrak{B}(\mathcal{N} \mathfrak{S}^{-1}(F^k(\omega_x, \omega_y))), \quad (10)$$

де f^k – розв'язок з відновленим спектром на k -й ітерації; G – сформоване зображення; H – системна функція; I – одиничний оператор; D – оператор, що маскує; \mathcal{N} – нелінійний оператор або послідовність операторів обмеження \mathfrak{S} ; \mathfrak{S}^{-1} – прямиий і зворотний оператори Фур'є; α – параметр регуляризації.

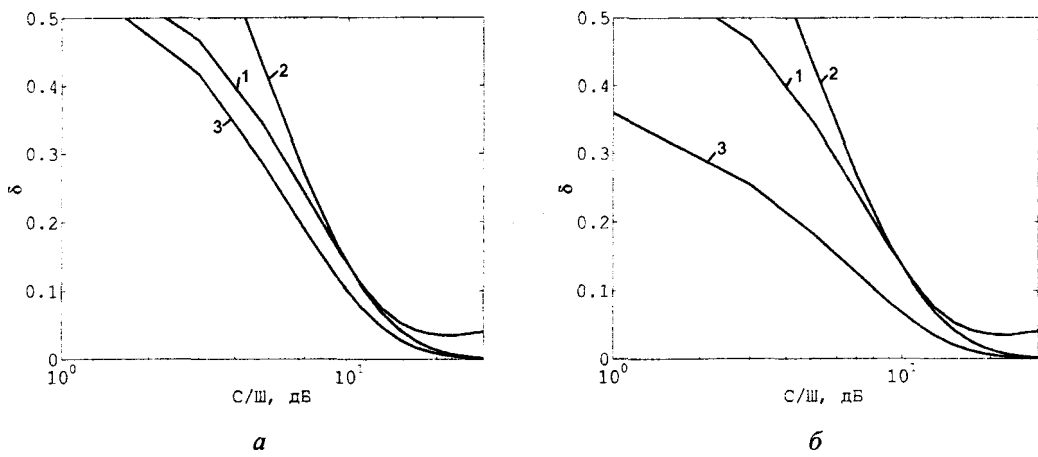


Рис. 5. Порівняльний аналіз впливу обмежень на розв'язок на основі нормованої СКП відновлення зображення

Завдяки відсутності впливу обмежень на неспотворені ділянки спектра, чутливість розв'язку до шуму буде значно меншою порівняно з методом Ван-Циттерта. На рис. 5 показана залежність залишкової нормованої СКП відновлення зображення, сформованого квадратною (розміром $8\lambda \times 8\lambda$) квазіоптимальною АР з 20 елементами (після 100 ітерацій) від відношення сигналу до шуму (у дБ) при використанні обмежень на розв'язок. Під час моделювання використано обмеження на від'ємність функції (рис. 5, а) і обмеження на просторовий носій (рис. 5, б). Врахування невід'ємності здійснювалось двома різними підходами: використана функція модуля числа або нерівність. В обох випадках отримано практично однакові результати, але при використанні функції модуля числа отриманий вииграш за швидкодією у 16 разів порівняно з використанням нерівності.

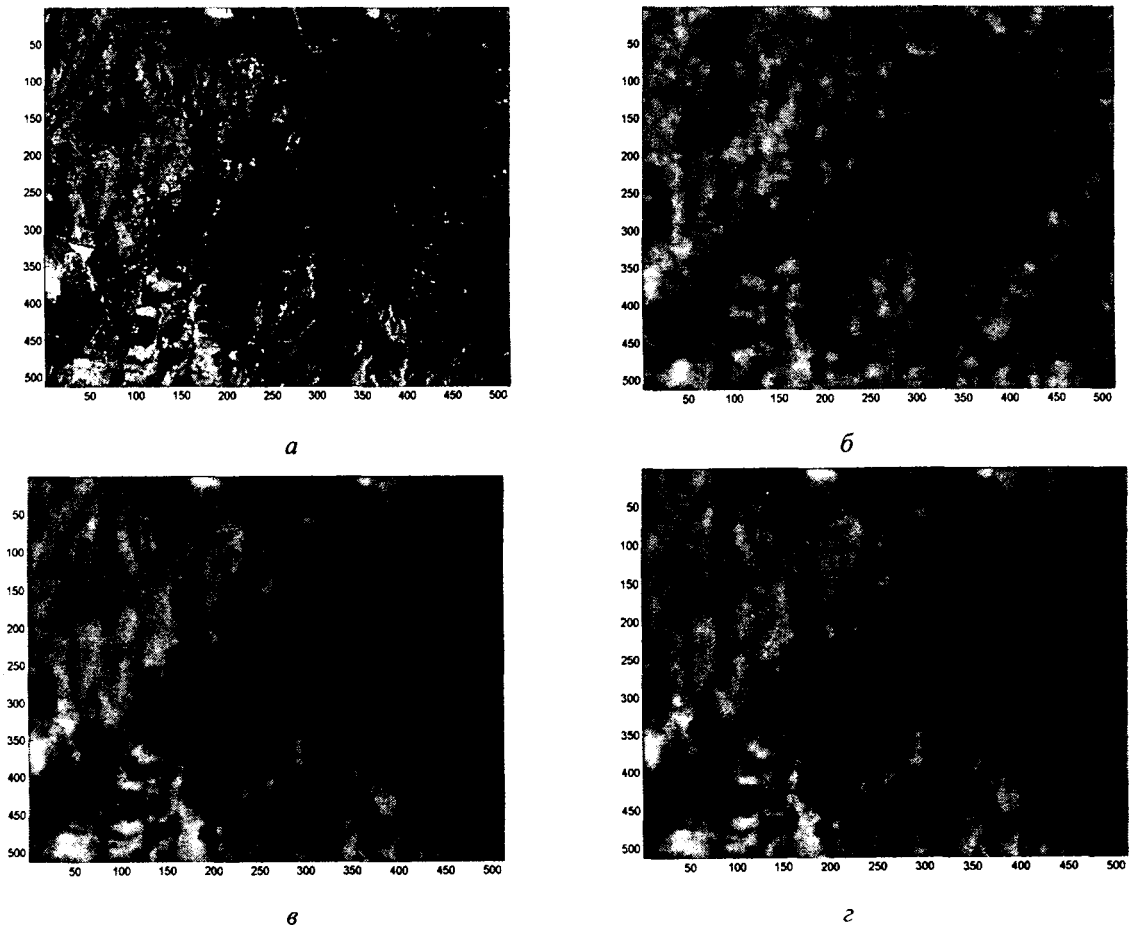


Рис. 6. Дослідження властивостей запропонованого методу на основі імітаційного моделювання

Для порівняння на рис. 5 крива 1 відповідає методу Ван-Циттерта без обмеження, крива 2 – методу Ван-Циттерта з обмеженням, крива 3 – запропонованому методу, реалізованому відповідно до виразу (10). Запропонований метод демонструє стійкість до шумів, що пояснюється відсутністю впливу обмежень на спектральні складові, виділеним оператором D . При використанні апріорної інформації в методі Ван-Циттерта змінюється весь спектр зображення.

Проведене імітаційне моделювання процесів формування реального аерокосмічного зображення (рис. 6, а) з використанням тестової розрідженої антенної решітки, геометрія якої показана на рис. 3, а, говорить (рис. 6, б), що нормована СКП становить величину 0,7. Відновлення його запропонованим методом (рис. 6, в) зменшує СКП до величини 0,15 і вказує на ефективність запропонованого підходу. Для порівняння на рис. 6, г показано зображення, сформоване плоскою еквідистантною АР таких самих розмірів, що й розріджена АР, для якої СКП становить 0,2.

Отже, під час побудови якісних радіозображень необхідно забезпечити рівномірний просторовий спектр системи формування в заданій смузі частот. Проведений аналіз структури просторового спектра розріджених антенних решіток говорить про наявність ділянок з нульовими значеннями в смузі пропускання системи. Застосування запропонованого методу синтезу оптимальної геометрії розріджених антенних решіток в узгодженні з нелінійним ітераційним методом дає змогу забезпечити рівномірність просторового спектра за значного виграшу по кількості антенних елементів за практично однаковою якістю формування зображень. Так, порівняно зі структурою типу “хрест Мілса”, цей метод дає виграш у два рази за кількістю елементів, а з рівномірним заповненням апертури – у десятки разів. Крім того, застосування запропонованого нелінійного методу вторинної обробки, дає змогу покращити якість відновлення зображень.

1. Василенко Г.И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. – М., 1986.
2. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Изд. 2-е. – М., 1975.
3. Хоктор Р.Т., Кассам С.А. Унифицированная роль квазирешёток при апертурном синтезе когерентных и некогерентных изображений / ТИИЭР. – 1990. – Т. 78, №4. – С. 135–170.
4. Волошиновский С.В., Грицкив З.Д., Прудюс И.Н. Формирование радиоизображений объектов на основе квазирешёток: Тезисы докладов II Международной науч.-техн. конф. “Теория и техника передачи, приема и обработки информации”. – Харьков–Туапсе. – 1995. – С. 66–67.
5. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Пер. с англ.; Под ред. В.А. Лексаченко. – М., 1986.
6. Прудюс И.Н., Волошиновский С.В. Применение разреженных антенных решеток в системах формирования радиометрических изображений // Электросвязь. – 1997. – № 7. – С. 35–37.
7. Клепфер Е.И., Прудюс И.Н., Лазько Л.В., Григорьева Л. Дослідження властивостей розріджених антенних решіток в системах побудови радіозображень. – КриМиКо, 2001. – С. 329–330.
8. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. – М., 1979.
9. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. проф. Й.Я. Кремера. – М., 1984.
10. Prudyus I., Voloshinovskiy S., Holotyak T. Sparse antenna array in radar imaging systems // Proc. of 3rd International Conference on Telecommunications in Modern Satellite. Cable and Broad costing Services, TELSIKS'97, Nis, Yugoslavia, October 8-10. – 1997. – V.1. – P. 46–49.
11. Прудюс І., Лазько Л., Голотяк Т. Вплив гладких регуляризаторів на стаціонарні і нестаціонарні ітераційні процеси розв'язку оберненої радіометричної задачі / Вісник ДУ”ЛП” “Радіоелектроніка та телекомунікації”. – 2000. – С. 46–50.
12. Клепфер Е., Прудюс І., Синявський А., Лазько Л. Використання нелінійних обмежень в ітераційних методах відновлення радіолокаційних сигналів / Вісник ДУ”ЛП” “Радіоелектроніка та телекомунікації”. – 2000. – С. 36–46.
13. Прудюс І., Лазько Л. Числовий метод відновлення спектра сигналу з використанням апріорної інформації про розв'язок / Вісник НУ “ЛП” “Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика”. – 2001. – № 415. – С. 134–138.