

**ПРИЛАДИ, РАДІОТЕХНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ**

УДК 621.396

**С.І. Болобан, викл.***Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова***М.В. Коваленко, д.т.н., проф.***Житомирський державний технологічний університет***3-D ПРОЕКЦІЙНІ АЛГОРИТМИ ОЦІНКИ АЗИМУТА, КУТА МІСЦЯ І НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ПОТОКУ СИГНАЛІВ В ОБ'ЄМНИХ АНТЕННИХ РЕШІТКАХ**

*Розглянуто можливість оцінки трьох параметрів (азимута, кута місця і несучої частоти) потоку сигналів проекційними алгоритмами нелінійного спектрального аналізу (НСА) на базі об'ємних цифрових антенних решіток. Отримано більш прості в обчислювальному плані, порівняно з відомими, 3-D алгоритми оцінки параметрів сигналів на базі пошукових алгоритмів НСА. Проведено аналіз їх ефективності методом імітаційного статистичного моделювання на ЕОМ.*

Задача одночасного визначення просторових кутових координат потоку сигналів джерел радіовипромінювання (ДРВ) є дотепер однією з активно досліджуваних. У випадку, якщо мова йде про дві невідомі кутові координати ДРВ, говорять про двовимірну задачу, що в зарубіжних джерелах позначають як 2-D problem. Якщо несуча частота сигналу також невідома, задача визначається як тривимірна (3-D).

Застосування методів рішень 3-D задачі можливе в пасивних радіолокаційних системах наземного та повітряного базування. Більшість робіт присвячено синтезу й аналізу алгоритмів одночасного визначення трьох параметрів кожного сигналу з потоку, що надходить на вхід прийомного пристрою на базі цифрової антенної решітки (ЦАР), опубліковано в зарубіжній пресі. Далеко не повний список джерел, виявлених у періодичних видання, представлений у кінці цієї роботи [1]–[9].

Для вирішення представленої задачі в більшості випадків пропонується використання алгоритмів, так званого, нелінійного спектрального аналізу [10] у постановці оцінювання просторових координат, і зокрема проекційних алгоритмів НСА [10], [11], [16]. В складі названого класу алгоритмів можна виділити два основні підкласи. Це, так звані, пошукові й аналітичні (безпошукові) алгоритми.

До підкласу пошукових належать алгоритми типу MUSIC, Писаренко, що спочатку були розроблені для оцінки одномірного параметра. Їхнє безпосереднє застосування й узагальнення для антенних решіток відомої і довільної конфігурації при оцінюванні декількох параметрів (азимута, кута місця, несучої частоти й ін.) сигналу не являє особливої складності. Ціною, яку необхідно заплатити за легке узагальнення пошукових проекційних алгоритмів на багатомірний випадок, є необхідність, при оцінці параметрів, здійснення пошуку серед усіх можливих комбінацій цих параметрів. Це досить тривала і складна в обчислювальному плані процедура, що вимагає крім того значних витрат ресурсів пам'яті ЦАР [1].

Більш ефективний в обчислювальному плані другий підклас алгоритмів – аналітичні алгоритми. Яскравими представниками цього підкласу є алгоритми типу Root-MUSIC [12] і ESPRIT [13]. Останній з названих з самого початку був розроблений для оцінки просторових параметрів сигналів. Спочатку сформульований ESPRIT дозволяв робити оцінку тільки одного параметра потоку сигналів. При переході до багатомірного випадку використання алгоритму ESPRIT зіткнулося зі значними труднощами. Виявилось, що основна теорема алгебри, що лежить в основі безпошукових проекційних алгоритмів, яка полягає в тому, що корені полінома, ступінь якого дорівнює числу сигналів ДРВ, однозначно відповідають їх кутовим координатам, не має прямого аналога в багатомірному випадку [2], [3], [14]. Перші спроби розрізнити це протиріччя призвели до синтезу алгоритмів, що вимагають виконання операцій нелінійної оптимізації [1] при використанні строго регулярної прямокутної ЦАР [2].

Наступним підходом до застосування аналітичних алгоритмів на багатомірний випадок була декомпозиція багатомірного випадку до двох одномірних [2]. Однак у цьому випадку виникала задача знаходження пар кутових координат відповідних одному сигналу. Далі був сформульований алгоритм Unitari-ESPRIT, що дозволяє автоматично узгоджувати пари кутових координат, однак він вимагає жорсткої регулярності й заповнення апертури антенної решітки [4]. При цьому в процесі здійснення алгоритму потрібно неодноразово обчислити

сингулярне розкладання формованих прямокутних матриць великого розміру, що значно сповільнює виконання запропонованих алгоритмів. У [4]–[8] зроблені спроби узагальнення останнього алгоритму на 3-D випадок, ще більш ускладнивши обчислення.

Усі розглянуті алгоритми вимагають використання плоских, із зрозумілих міркувань, антенних решіток із заповненням розкритом. При оцінці частоти додатково необхідно використовувати в кожному каналі лінії затримки або їхні цифрові аналоги [6], [9]. Можливості й особливості використання для вирішення 3-D задачі об'ємних АР у періодиці майже не розглянуті.

Важливо зазначити, що аналітичні алгоритми здебільшого синтезовані за умовами відсутності внутрішньоканального шуму або строгих припущень про його характеристики. У реальних умовах неоднорідної кореляційної матриці внутрішньоканальних шумів, обмеженого інтервалу спостереження вхідних даних і впливі інших збуджуючих факторів, аналітичні алгоритми показують значно гірші точності оцінок параметрів у порівнянні з пошуковими алгоритмами.

**Ціль роботи:** синтез алгоритмів оцінки трьох параметрів (азимута, кута місця та несучої частоти) потоку сигналів на базі пошукових проєкційних алгоритмів НСА, що мають меншу обчислювальну складність, у порівнянні з відомими алгоритмами, та забезпечують близьку до них точність оцінювання, при використанні об'ємних ЦАР (ОЦАР).

Прийmemo, що відстань  $d$  між елементами ОЦАР задовольняє нерівності:

$$d \leq \frac{\lambda_{\min}}{2}, \quad (1)$$

де  $\lambda_{\min}$  – мінімальна робоча довжина хвилі ОЦАР. Сигнали в елементах ОЦАР формують  $M$  електромагнітних хвиль з плоскими фронтами від точкових ДРВ. Сигнали джерел є лінійно-незалежними. Ширина спектра сигналів задовольняє умову:

$$\max_m (\Delta F_m) \ll \frac{1}{\Delta t}, \quad m = \overline{1, M}, \quad (2)$$

де  $\Delta F_m$  – ширина спектра  $m$ -го сигналу,  $\Delta t$  – максимальний час поширення сигналу по апертурі. Геометрію ОЦАР вважаємо відомою.

Сигнали на вході елементів ЦАР, при врахуванні (1), (2), можуть бути представлені у вигляді комплексного векторного інформаційного процесу (ВІП)  $\vec{Z}_N(t)$ , з векторами розмірністю  $N$ , який може бути описаний, без врахування внутрішньоканальних шумів, проєкційною моделлю [16] вигляду:

$$\vec{Z}_N(t) = \sum_{m=1}^M V_N^m(f_m, \vec{e}_m) c_m(t),$$

де  $N$  – кількість прийомних елементів ЦАР (розмірність векторів-стовпців у ВІП  $\vec{Z}_N(t)$ );  $t$  – дискретний час;  $c_m(t)$  – форма  $m$ -го сигналу;  $\vec{e}_m$  – вектор відповідний напрямку приходу  $m$ -го сигналу;  $f_m$  – несуча частота  $m$ -го сигналу;  $V_N^m(f_m, \vec{e}_m)$  – опорний пеленгаційний вектор  $m$ -го сигналу, що визначається виразом:

$$V_N(f_m, \vec{e}_m) = \left( e^{\frac{j2\pi f_m(\vec{r}_1, \vec{e}_m)}{c}}, \dots, e^{\frac{j2\pi f_m(\vec{r}_N, \vec{e}_m)}{c}} \right)^T,$$

де  $\vec{r}_n (n = \overline{1, N})$  – вектор координат антенних елементів.

На відміну від зазвичай застосовуваних у пошукових проєкційних алгоритмах [16] оглядових пошукових векторних функцій (векторних діаграм спрямованості), що залежать тільки від частоти або кута приходу сигналу, надалі вони покладаються однозначною функцією узагальненої координати  $\vec{k} = 2\pi f\vec{e}$ , що залежить одночасно від трьох параметрів, частоти та двох кутових координат:

$$\vec{V}_N(\vec{k}) = \left\{ \exp \left( -j \frac{(\vec{k}, \vec{r}_n)}{c} \right), n = \overline{1, N} \right\}, \quad (3)$$

де  $\vec{V}_N(\vec{k})$  – векторна діаграма спрямованості (ВДС) антенної решітки.

Пошуковий проєкційний алгоритм у лінійній ЦАР може бути представлений як розв'язок рівняння [11], [15]:

$$\left\| (I_{N \times N} - \Lambda_{N \times N}^M) \vec{V}_N(\vec{k}) \right\|^2 = 0, \quad (4)$$

де  $\Lambda_{N \times N}^M$  – проєктор у сигнальний підпростір [16] розмірністю  $N$  рядків та  $N$  стовпців;  $I_{N \times N}$  – одинична матриця, шляхом перебору всіх векторів з векторної діаграми спрямованості (3). Вектори з ВДС, що є розв'язком рівняння (4), будуть однозначно визначати пеленги сигналів за узагальненою координатою і є пеленгаційними векторами.

Пеленгаційні характеристики проєкційних алгоритмів будуються відповідно до виразів:

$$\begin{aligned} \text{ЕПХ}(\vec{k}) &= \left\| \Lambda_{N \times N}^M \vec{V}_N(\vec{k}) \right\|^2, \\ \text{НПХ}(\vec{k}) &= 1 - \text{ЕПХ}(\vec{k}) = \left\| (I_{N \times N} - \Lambda_{N \times N}^M) \vec{V}_N(\vec{k}) \right\|^2, \end{aligned} \quad (5)$$

де  $\|\bullet\|$  – операція знаходження норми вектора.

Перший вираз у (5) визначає одиничну пеленгаційну характеристику за узагальненою координатою, друге – нульову (НПХ). В (5):

$$\vec{v}_N(\vec{k}) = \vec{V}_N(\vec{k}) / \left\| \vec{V}_N(\vec{k}) \right\|$$

є нормована векторна діаграма спрямованості ЦАР.

Алгоритми оцінювання трьох параметрів сигналів у ОЦАР можуть бути засновані на принциповій можливості визначення двох кутів напрямку приходу одиночного сигналу і його несучої частоти в об'ємній чотириелементній антенній решітці. Розглянемо цю можливість.

Нехай ОЦАР являє собою об'ємну чотириелементну антенну решітку, геометрія якої представлена на рис. 1. Прийемо, що електромагнітна хвиля від ДРВ падає з напрямку  $\vec{e}$ , що складає з опорними напрямками азимут  $\varphi$  і кут місця  $\theta$  (рис. 1). Пеленгаційний вектор сигналу для решітки такого виду буде визначатися виразом:

$$\vec{V}_4^{\text{об}} = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(j(\vec{k}, \vec{r}_2)/c) \\ \exp(j(\vec{k}, \vec{r}_3)/c) \\ \exp(j(\vec{k}, \vec{r}_4)/c) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

де  $\vec{k} = 2\pi f \vec{e}$  – хвильовий вектор (узагальнена координата), відповідний сигналу,  $\vec{r}_n$  – вектор, що містить координати 2, 3, 4 антенних елементів ОЦАР у прямокутній системі координат OXYZ,  $(\bullet, \bullet)$  – операція знаходження скалярного добутку двох векторів.

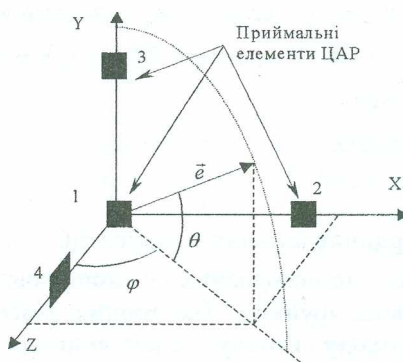


Рис. 1. Геометрія об'ємної чотириелементної антенної решітки в прямокутній системі координат OXYZ

Вираз під знаком експоненти в (6) є ні що інше, як затримка (випередження)  $\psi_n$  за фазою сигналу в  $n$ -тому ( $n = \overline{2,4}$ ) елементі решітки відносно першого. Виходячи з цього, (6) можна перетворити до вигляду системи рівнянь:

$$\begin{cases} (\vec{k}, \vec{r}_2) = \psi_2 c \\ (\vec{k}, \vec{r}_3) = \psi_3 c \\ (\vec{k}, \vec{r}_4) = \psi_4 c \end{cases}$$

яка в скалярному поданні прийме вигляд:

$$\begin{cases} k_x r_2^x + k_y r_2^y + k_z r_2^z = \psi_2 c \\ k_x r_3^x + k_y r_3^y + k_z r_3^z = \psi_3 c \\ k_x r_4^x + k_y r_4^y + k_z r_4^z = \psi_4 c \end{cases} \quad (7)$$

де  $r_n^x, r_n^y, r_n^z$  – елементи вектора координат  $n$ -го елемента решітки,  $k_x, k_y, k_z$  – координати хвильового вектора.

Координати елементів решітки в (7) відомі. Якщо, деяким чином, оцінені фазові затримки  $\psi_n$ , то аналітичне розв’язання системи лінійних рівнянь (7) дозволяє визначити координати вектора  $\vec{k}$ . При цьому модуль вектора  $\vec{k}$  дорівнює несучій частоті сигналу:

$$f = \frac{|\vec{k}|}{\pi} = \frac{\sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}}{\pi} \quad (8)$$

Для азимута і кута місця вирази будуть мати вигляд:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{2k_z}{|\vec{k}|}\right), \quad \varphi = \arcsin\left(\frac{k_x}{k_z} \operatorname{tg}(\theta)\right) \quad (9)$$

Таким чином, формування і розв’язання системи розв’язання (7) і розрахунки відповідно до (8), (9) складають алгоритм оцінки трьох просторово-частотних параметрів одиночного сигналу, що надходить на вхід об’ємної чотириелементної антенної решітки за умови, якщо відома геометрія ОЦАР і визначені деяким чином затримки  $\psi_n$ . Представлений алгоритм може бути покладений в основу синтезу багатосигнальних алгоритмів 3-D оцінки параметрів потоку сигналів ДРВ.

Далі розглянемо ОЦАР, яка являє собою об’ємну антенну решітку (рис. 2), що складається з трьох ортогональних лінійних ЦАР. Кожна лінійна ЦАР розміщена вздовж осей X, Y, Z системи координат і сформована  $N$  приймальними елементами. Перший елемент є загальним для всіх лінійних ЦАР.

Узагальнення принципу роботи пошукових проєкційних алгоритмів у лінійних ЦАР на випадок ОЦАР дозволяє сформулювати прямий проєкційний алгоритм в ОЦАР. Схема прямого проєкційного алгоритму представлена на рис. 3.

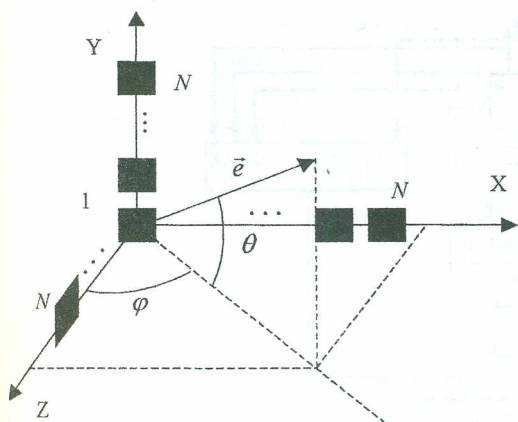


Рис. 2

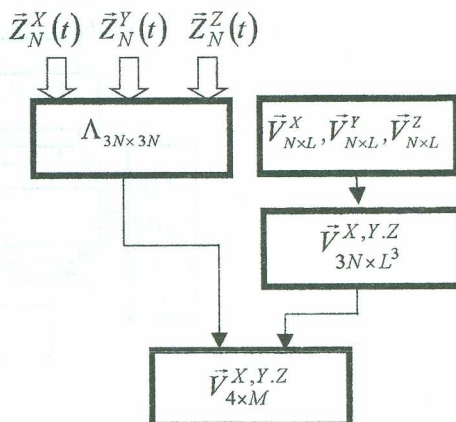


Рис. 3

Робота алгоритму полягає в наступному. На основі векторних інформаційних процесів  $\vec{Z}_N^X(t), \vec{Z}_N^Y(t), \vec{Z}_N^Z(t)$  у лінійних ЦАР формується узагальнений ВІП з розмірністю  $3N$  вигляду:

$$Z_{3N}^{X,Y,Z}(t) = \{\bar{Z}_N^X(t), \bar{Z}_N^Y(t), \bar{Z}_N^Z(t)\}^T \quad (10)$$

і знаходиться проектор  $\Lambda_{3N \times 3N}$  у сигнальну лінійну оболонку  $3N$ -мірного евклідового комплексного простору відомими методами [16].

Формується узагальнена векторна діаграма спрямованості

$$V_{3N \times L}^{X,Y,Z} = \underbrace{\begin{pmatrix} (V_N^1)^X & (V_N^2)^X & \dots & (V_N^L)^X & (V_N^1)^Y & \dots & (V_N^L)^Y \\ (V_N^1)^Y & (V_N^2)^Y & \dots & (V_N^L)^Y & (V_N^1)^Z & \dots & (V_N^L)^Z \\ (V_N^1)^Z & (V_N^2)^Z & \dots & (V_N^L)^Z & (V_N^1)^X & \dots & (V_N^L)^X \end{pmatrix}}_L \quad (11)$$

об'ємної решітки (де  $L$  – число векторів у ВДС лінійних решіток, що визначається кроком пошуку по узагальненій координаті і діапазоном пошуку), у нашому випадку буде являти собою набір векторів розмірністю  $3N$ , отриманих з усіх можливих комбінацій між векторами векторних діаграм спрямованості лінійних решіток  $V_{N \times L}^X, V_{N \times L}^Y, V_{N \times L}^Z$ .

Проектор  $\Lambda_{3N \times 3N}$  і ВДС (11) дозволяють вирішити проекційну задачу (4) за узагальненим параметром для ОЦАР, і знайти  $M$  наборів пеленгаційних векторів з узагальненої ВДС (11) відповідних сигналам, що надходять на вхід ОЦАР. Ці вектори дозволяють одержати пеленгаційну матрицю (ПМ), складену з пеленгаційних векторів (6), що відповідають сигналам в об'ємній чотириелементній ЦАР:

$$V_{4 \times M}^{X,Y,Z} = \left\{ (V_4^{ob})_m \right\}_{m=1}^M \quad (12)$$

На основі векторів ПМ (12) вирішується для кожного сигналу система рівнянь (7) і відповідно до (8), (9) формуються оцінки несучої частоти і кутових координат кожного з  $M$  сигналів. При цьому затримки  $\psi_n$  для кожного  $m$ -го сигналу представляються виразом:

$$\psi_n^m = \arg(V_{4 \times M}^{X,Y,Z}(n, m)), \quad n = 2 \dots 4, \quad m = 1 \dots M$$

Недоліком прямого проекційного алгоритму є пошук за значною кількістю  $L^3$  векторів з узагальненої ВДС (11), що спричиняє значну кількість обчислювальних витрат на реалізацію прямого проекційного алгоритму. Ця обставина ускладнює його реалізацію для одержання оцінок просторово-частотних параметрів потоку сигналів в об'ємних антенних решітках у масштабі часу, близькому до реального.

Уважний розгляд процесів, що виконуються при оцінці трьох параметрів прямим проекційним алгоритмом дозволяє запропонувати алгоритм, який має меншу обчислювальну складність. На рис. 4 представлено схему синтезованого проекційно-аналітичного алгоритму з поділом сигналів в об'ємній решітці.

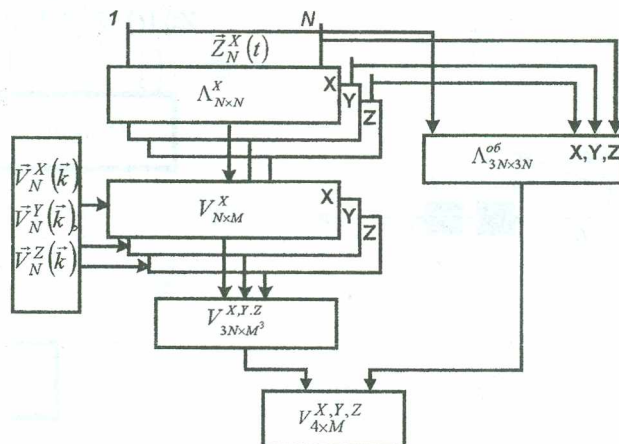


Рис. 4. Схема проекційного алгоритму оцінки трьох параметрів сигналів з поділом сигналів в об'ємній решітці

Алгоритм вимагає використання антенної решітки вигляду аналогічного ОЦАР, що представлена на рис. 2. На основі векторних процесів  $\bar{Z}_N^X(t), \bar{Z}_N^Y(t), \bar{Z}_N^Z(t)$ , на входах лінійних

ЦАР, формуються три оцінки проекторів  $\Lambda_{N \times N}^Z, \Lambda_{N \times N}^Y, \Lambda_{N \times N}^X$  сигнальних лінійних оболонки у кожній лінійній ЦАР. На основі узагальненого ВП (10) формується проектор  $\Lambda_{3N \times 3N}^{об}$  у сигнальний підпростір ОЦАР.

Далі в кожній лінійній антенній решітці будуються пеленгаційні характеристики відповідно до (5):

$$\begin{aligned} НПХ_X(\vec{k}) &= \left\| (I_{N \times N} - \Lambda_{N \times N}^M)^X \vec{v}_N^X(\vec{k}) \right\|^2, \\ НПХ_Y(\vec{k}) &= \left\| (I_{N \times N} - \Lambda_{N \times N}^{M \perp})^Y \vec{v}_N^Y(\vec{k}) \right\|^2, \\ НПХ_Z(\vec{k}) &= \left\| (I_{N \times N} - \Lambda_{N \times N}^{M \perp})^Z \vec{v}_N^Z(\vec{k}) \right\|^2. \end{aligned} \tag{13}$$

Як приклад на рис. 5 представлені НПХ у лінійних решітках для ситуацій з різним числом сигналів ДРВ. Результатом пошуку мінімумів НПХ (13) є побудовані пеленгаційні матриці трьох лінійних ЦАР

$$V_{N \times M}^X = \left\{ (V_N^1)^X, \dots, (V_N^M)^X \right\}, V_{N \times M}^Y = \left\{ (V_N^1)^Y, \dots, (V_N^M)^Y \right\}, V_{N \times M}^Z = \left\{ (V_N^1)^Z, \dots, (V_N^M)^Z \right\}. \tag{14}$$

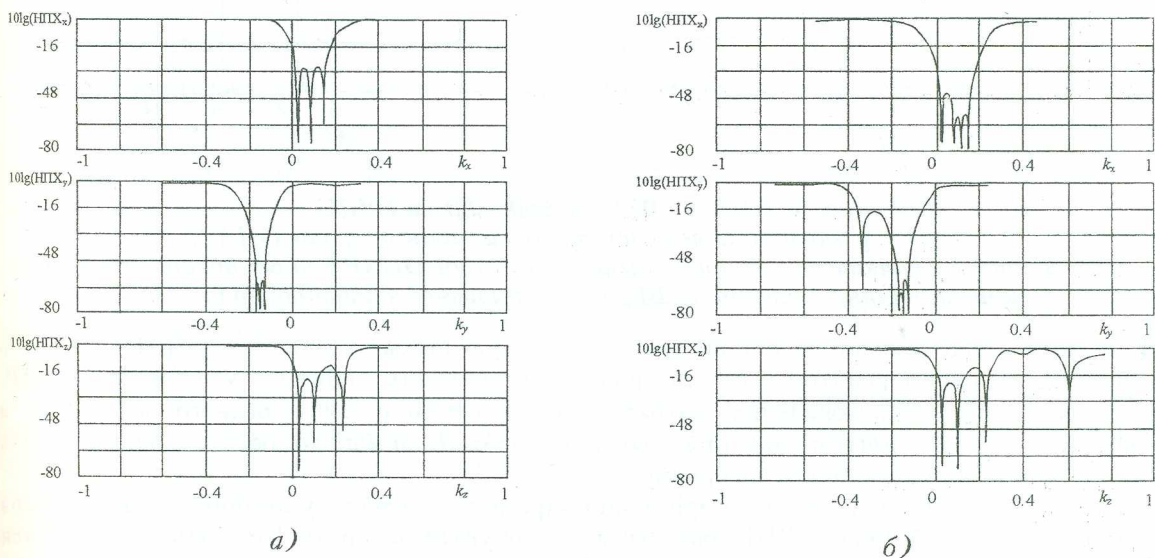


Рис. 5. НПХ у лінійних ЦАР:

- а) – у випадку наявності трьох сигналів на вході ОЦАР;
- б) – у випадку наявності чотирьох сигналів на вході ОЦАР

Наступною є задача співвідношення отриманих пеленгаційних векторів у лінійних ЦАР кожному сигналу, що надходить на вхід ОЦАР. На основі пеленгаційних матриць (14) будують вибірку векторну діаграму спрямованості (ВВДС) ОЦАР, що являє собою всілякі комбінації векторів із ПМ (14) лінійних ЦАР:

$$V_{3N \times M^3}^{X,Y,Z} = \underbrace{\begin{bmatrix} (V_N^1)^X & (V_N^2)^X & \dots & (V_N^M)^X & (V_N^1)^X & \dots & (V_N^M)^X \\ (V_N^1)^Y & (V_N^1)^Y & \dots & (V_N^1)^Y & (V_N^2)^Y & \dots & (V_N^M)^Y \\ (V_N^1)^Z & (V_N^1)^Z & \dots & (V_N^1)^Z & (V_N^1)^Z & \dots & (V_N^M)^Z \end{bmatrix}}_{M^3} \tag{15}$$

Наступним етапом алгоритму є розрахунок пеленгаційної характеристики вигляду (5) у ОЦАР за вибірковою діаграмою спрямованості (15) і побудова пеленгаційної матриці в об'ємній чотириелементній ЦАР (12). Приклади НПХ, побудованих за ВВДС, представлені на рис. 6. З представлених НПХ видно, що набори векторів ВВДС, що відповідають реальним сигналам, формують глибокі, у порівнянні з іншими наборами, провали в НПХ. Елементи таких наборів і складають ПМ (12) для об'ємної ЦАР.

Останнім етапом алгоритму є розв'язання системи лінійних рівнянь (7) і оцінка несучої частоти і кутів напрямку приходу сигналу у відповідності до (8), (9).

Загальна кількість векторів у синтезованому алгоритмі, за якими відбувається побудова пеленгаційних характеристик дорівнює:

$$\Omega = 3L_N + M^3_{3N}, \tag{16}$$

де нижні індекси позначають розмірність векторів, з якими виконуються операції. При  $M \ll L$  показник (16) є значно меншим, ніж кількість векторів у ВДС (11) прямого проекційного алгоритму. Наприклад при  $L=10^3$  і  $M=10$  показник (16) приймає значення  $\Omega \approx 3100$ , у той же час, за таких умов для реалізації прямого проекційного алгоритму необхідна побудова пеленгаційних характеристик для  $10^9$  векторів ВДС ОЦАР. Крім того, у випадку виконання проекційного алгоритму оцінки трьох параметрів сигналів з поділом сигналів в об'ємній решітці, більшість операцій виконується з векторами розмірністю  $N$ , у випадку прямого алгоритму вектори мають розмірність  $3N$ . Ця обставина обумовлює значні переваги в обчислювальному плані синтезованого алгоритму порівняно з прямим проекційним алгоритмом у ОЦАР.

Останнім етапом алгоритму є вирішення системи лінійних рівнянь (7) і оцінка несучої частоти та кутів напрямку приходу сигналу у відповідності до (8), (9).

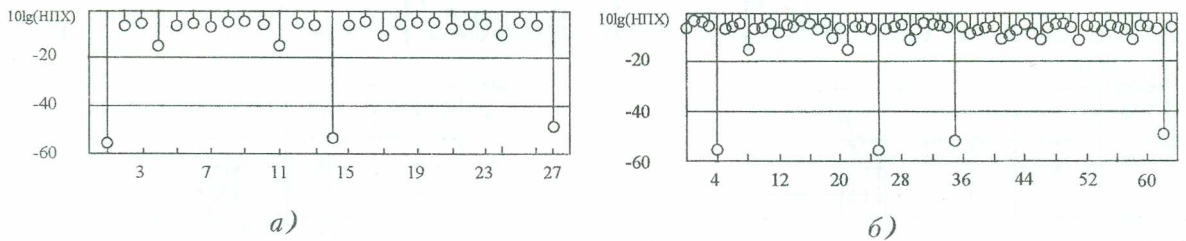


Рис. 6. НПХ у ОЦАР побудовані по ВДС:

- а) – у випадку наявності трьох сигналів на вході ОЦАР;
- б) – у випадку наявності чотирьох сигналів на вході ОЦАР (по осі абсцис відкладені номери наборів векторів із ВДС, сформованої відповідно до (15))

Розглянуті вище алгоритми оцінки трьох параметрів потоку сигналів в ОЦАР вимагають використання антенної решітки в складі трьох ортогональних лінійних  $N$ -елементних ЦАР. Значне зниження обчислювальних витрат при застосуванні синтезованого алгоритму в порівнянні з прямим алгоритмом при цьому не знижує вимог до обсягу апаратури для реалізації всіх необхідних етапів алгоритму.

Аналіз процесів, що відбуваються при оцінці параметрів сигналів у лінійних ЦАР, та аналіз структури проекційної моделі ВП дозволяє запропонувати алгоритм і структуру ОЦАР для його реалізації, що істотно знижують, крім обчислювальних, й апаратні витрати. Припустимо, що ОЦАР складається з  $N$ -елементної лінійної решітки, елементи якої розміщені вздовж осі  $X$  і двох додаткових елементів, розташованих по осях  $Y, Z$  (рис. 7). Схема синтезованого алгоритму представлена на рис. 8. В основу алгоритму покладений відомий факт [11], який полягає в принциповій можливості відновлення форми сигналів  $c_m(t)$ .

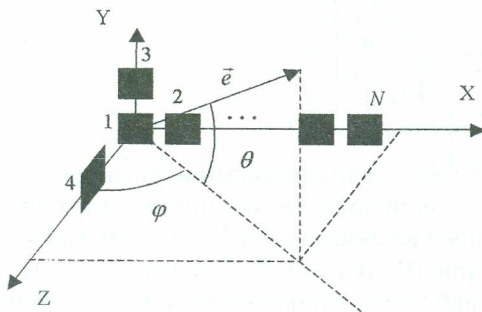


Рис. 7

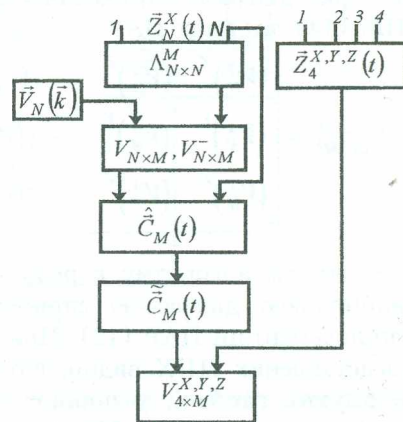


Рис. 8. Схема проекційного алгоритму оцінки трьох параметрів сигналів з поділом сигналів у лінійній решітці

Перші етапи синтезованого алгоритму близькі з етапами проєкційного алгоритму в лінійній антенній решітці, а саме:

- на основі векторного процесу  $Z_N^X(t)$ , що спостерігається у лінійній ЦАР, формується оцінка  $\hat{\Lambda}_{N \times N}^X$  проєктора в сигнальну пеленгаційну лінійну оболонку;

- будується пеленгаційна характеристика й оцінюються пеленги сигналів за узагальненою координатою, формується пеленгаційна матриця  $V_{N \times M}^X$ .

Далі ідуть специфічні етапи алгоритму. Використовуючи положення про проєкційну структуру просторового ВП, відновлюються сигнали в першому елементі лінійної ЦАР  $\bar{C}_M(t)$  і формується набір біортогональних сигналів  $\tilde{\bar{C}}_M(t)$ , що мають властивість:

$$\bar{C}_M(t) \tilde{\bar{C}}_M^T(t) = I_{MM},$$

відповідно до

$$\bar{C}_M(t) = V_{NM}^- \bar{Z}_N(t), \quad V_{KM}^- = (V_{KM}^+ V_{KM})^{-1} V_{KM}^+,$$

$$\tilde{\bar{C}}_M(t) = \left( \bar{C}_M^+(t) \left( \bar{C}_M(t) \bar{C}_M^+(t) \right)^{-1} \right)^T,$$

де + - позначка спряження за Ермітом.

Набір біортогональних сигналів  $\tilde{\bar{C}}_M(t)$  і векторний процес в об'ємній чотириелементній решітці  $\bar{Z}_4^{X,Y,Z}(t)$ , сформований чотирма елементами ОЦАР, позначеними на рис. 7 цифрами від 1 до 4, дозволяють оцінити пеленгаційні вектори (6) для кожного з  $M$  сигналів і побудувати пеленгаційну матрицю  $V_{4 \times M}^{X,Y,Z}$ , аналогічну (12), у такий спосіб:

$$V_{4 \times M}^{X,Y,Z} = \bar{Z}_4^{X,Y,Z}(t) \tilde{\bar{C}}_M(t). \quad (17)$$

Останнім етапом алгоритму є формування і вирішення  $M$  систем лінійних рівнянь (7), побудованих на основі (17) для кожного сигналу й оцінка параметрів сигналів ДРВ -  $f, \varphi, \theta$  відповідно до (8), (9).

При реалізації алгоритму, представленого на рис. 8, здійснюється одноразова побудова пеленгаційної характеристики по  $L \ N$ -мірних векторах ВДС лінійної ЦАР. Подальші етапи алгоритму не передбачають формування пеленгаційних характеристик і є аналітичними. Це обумовлює те, що обсяг обчислювальних витрат на вирішення оцінки трьох параметрів потоку сигналів у синтезованому алгоритмі близький до обсягу обчислень при здійсненні 1-D оцінки у лінійної ЦАР.

Важливо зазначити, що конфігурація решіток у синтезованих алгоритмах може бути змінена. При цьому алгоритми можуть бути легко модифіковані під нову конфігурацію. Всі запропоновані алгоритми розраховані для роботи з розрідженими (незаповненими) апертурами антенних решіток. Важливо також те, що використання для оцінки пеленгаційних векторів за узагальненою координатою в лінійних ЦАР аналітичних одномірних алгоритмів типу ESPRIT може ще більше зменшити обсяг обчислень.

Дослідження та аналіз показників ефективності відомих та запропонованих алгоритмів пеленгації проводилися методом імітаційного статистичного моделювання на ЕОМ за допомогою програмного засобу МATHCAD-2000. Визначалася середньоквадратична помилка (СКП) оцінки кутових координат сигналу ДРВ залежно від рівня внутрішньоканальних шумів (енергетичного відношення сигнал-шум (ВСШ) [15]). Усереднення для кожного значення ВСШ проводилося за 100 дослідами. Шум покладался нормальним випадковим процесом з нульовим середнім. Окремо розглядалися ситуації присутності на вході ЦАР і оцінювання кутів приходу одного і двох рівнопотужних сигналів запропонованими алгоритмами. Для кожного алгоритму моделювалися відповідні ЦАР, що зображені на рис. 2 та рис. 7. Інші параметри приймали такі значення: ширина смуги частотного аналізу  $\Delta F = 750 \dots 1250$  МГц, частота дискретизації  $F_d = 2500$  МГц, відстань між елементами ЦАР  $d = 65$  мм, несучі частоти сигналів  $f_m \in \Delta F$ , кількість векторів у просторовому ВП - 100. СКП оцінок кутових координат визначалася аналогічно [8] таким чином:



$$СКП_{\varphi, \theta} = \sqrt{\frac{1}{2 \times M \times 100} \sum_{p=1}^{100} \sum_{m=1}^M (\varphi_m - \varphi_{m,p})^2 + (\theta_m - \theta_{m,p})^2} \text{ (градуси)}, \quad (18)$$

де  $p$  – номера дослідів, за якими проводилося усереднення,  $\varphi_{m,p}$ ,  $\theta_{m,p}$  – оцінки кутових координат  $m$ -го сигналу, отримані в  $p$ -му досліді.

Графіки отриманих залежностей СКП кутових координат представлені на рис. 9. На рис. 9, а представлений графік залежності СКП при односигнальній ситуації. На рис. 9, б представлений графік залежності СКП при двосигнальній ситуації.

Досліджувані алгоритми мають, як видно, близькі за величиною СКП оцінки кутових координат. При цьому спостерігається перевага прямого пошукового алгоритму, порівняно з синтезованими алгоритмами. Дослідження показують, що аналогічне співвідношення залежностей спостерігається для точності оцінок несучої частоти сигналів.

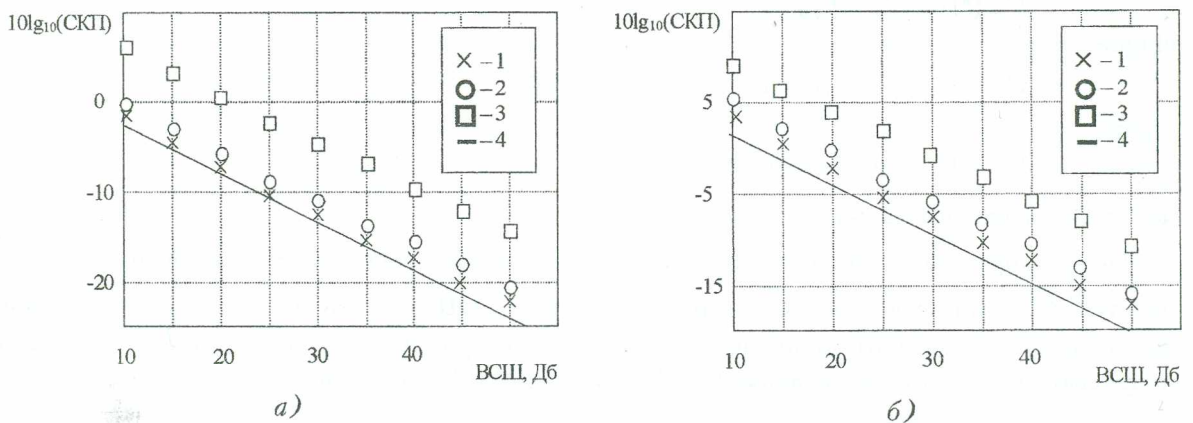


Рис. 9. СКП (18) оцінок кутових координат сигналу:

1 – отримана прямим пошуковим алгоритмом (рис. 3); 2 – отримана алгоритмом із розділенням сигналів в об'ємній ЦАР (рис. 4); 3 – отримана алгоритмом з розділенням сигналів в лінійній ЦАР з використанням операції біортогоналізації відновлених сигналів (рис. 8); 4 – нижня інформаційна границя Крамера-Рао

Аналіз показників синтезованих алгоритмів оцінки 3-D параметрів сигналів дозволяє зробити такі **висновки**.

Синтезовані алгоритми мають значну перевагу перед прямим пошуковим алгоритмом за обсягом обчислювальних витрат на їхню реалізацію. Загалом ця перевага, отримана за рахунок зменшення кількості та розмірності векторів, за якими проводиться пошук при виконанні проєкційних алгоритмів оцінки параметрів сигналів.

Найменші обчислювальні витрати має 3-D алгоритм з розділенням сигналів у лінійній ЦАР. Також він забезпечує мінімальну кількість приймальних елементів ЦАР при забезпеченні отримання оцінок трьох параметрів потоку сигналів. Така перевага отримується за рахунок погіршення точності оцінок параметрів сигналів.

#### ЛІТЕРАТУРА:

1. Swindlehurst A.L., Ottersten B., Roy R., Kailath T. Multiple Invariance ESPRIT // IEEE Trans. on SP. Vol.40. Apr. 1992. No.4. Pp. 867–881.
2. Zoltowski M.D., Haardt M., Mathews C.P. Closed-Form 2-D Angle Estimation with Rectangular in Element Space or BeamSpace via Unitary ESPRIT // IEEE Trans. on SP. – Vol.44. – Feb. 1996. – No. 2. Pp. 316–328.
3. Jin L., Yao M., Yin Q. 2D angle and array response estimation with arbitrary array configuration // IEEE Trans. in Proc. – ISCAS '99. – Vol. 4. 1999. Pp. 507–510.
4. Haardt M., Nossek J.A. 3-D unitary ESPRIT for Joint 2-D angle and Carrier Estimation // IEEE Trans. in Proc. ICASSP. 1997. (Munich, Germany) Pp. 255–258.
5. Abed-Meriam K., Hua Y. 3-D near field source localization using second order statistics // IEEE Trans. in Proc. Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference Signals, Systems & Computers. – Vol.2. – 1997. – Pp. 1307–1311.
6. Lemma A.N., van der Veen A., Deprettere E.F. Joint angle-frequency estimation using Multi-resolution ESPRIT // IEEE Trans. in Proc. ICASSP. – 1998. – Vol.4. – Pp. 1957–1960.

7. *Lemma A.N., van der Veen A., Deprettere E.F.* Analysis of ESPRIT based angle-frequency estimation // IEEE Trans. in Proc. ICASSP. – 2000. – Vol.5. – Pp. 3053–3056.
8. *Strobach P.* Total Least Squares Phased Averaging and 3-D ESPRIT for Joint Azimuth-Elevation-Carrier Estimation // IEEE Trans. on SP. – Vol.49. – Jan. 2001. – No.1. – Pp. 54–62.
9. *Zoltowski M.D., Mathews C.P.* Real-time Frequency and 2-D Angle Estimation with Sub-Nyquist Spatio-Temporal Sampling // IEEE Trans. on SP. – Vol.42. – Oct. 1994. – No. 10. – Pp. 2781–2794.
10. *Марпл-мл. С.А.* Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, – 1990. – 584 с.
11. *Ваганов А.М.* Оценки максимального правдоподобия пеленгов и формы линейно независимых сигналов // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34. – № 10. – С. 2094–2102.
12. *Barabell A.J.* Improving the resolution performance of eigenstructurebased direction-finding algorithm // IEEE Trans. in Proc. ICASSP. 1983. Pp. 336–339.
13. *Полрадж А., Рой Р., Кайлатх Т.* Оценивание параметров сигнала методом поворота подпространств // ТИИЭР. – 1986. – Т. 74. – № 7. – С. 165–166.
14. *Сычев М.И.* Оценивание числа и угловых координат близко расположенных источников излучения по пространственно-временной выборке на выходе прямоугольной антенной решетки // Радиотехника и электроника. – 1995. – Т. 40. – № 4. – С. 565–577.
15. *Ваганов А.М., Болобан С.І.* Ефективність виміру частот проекційними алгоритмами спектрального оцінювання // Збірник наукових праць КВІТІ НТУУ “КПІ”. – 2003. – № 5. – С. 20–27.
16. *Каравачев В.В., Сазонов В.В.* Статистическая теория пассивной локации. – М.: Радио и связь, – 1987. – 240 с.

БОЛОБАН Сергій Іванович – викладач Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– просторово-часова обробка сигналів.

КОВАЛЕНКО Микола Вікторович – доктор технічних наук, завідувач кафедри радіотехніки Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– радіотехнічні системи.

Подано 12.05.2004