

УДК 621.396.26

О.О. Мартинчук<sup>1</sup>, О.Д. Флоров<sup>1</sup>, О.П. Гребенюк<sup>2</sup>, С.А. Волювач<sup>1</sup><sup>1</sup> Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків<sup>2</sup> Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова, Житомир

## МЕТОДИКА ПОЛЯРИЗАЦІЙНО-ПРОСТОРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ТА ЗАВАД ПРИ ПОВНОМУ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОМУ ЗОНДУВАННІ З УРАХУВАННЯМ ПОЛЯРИЗАЦІЙНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕН

У даній статті представлено методику поляризаційно-просторової обробки сигналів на фоні діючих завад у РЛС із повним поляризаційним зондуванням простору.

*активна шумова завада, поляризаційний вектор, повне поляризаційне зондування, поляризаційна характеристика, повний поляризаційний прийом, поляризаційна матриця розсіювання, амплітудно-фазовий розподіл, коваріаційно-поляризаційна матриця*

### Вступ

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** На даний час питанням реалізації та дослідження ефективності просторової та поляризаційної вагових обробок присвячена значна кількість наукових робіт. Їхній аналіз дозволяє дійти висновку, що обидва методи ґрунтуються на використанні відповідно просторових та поляризаційних відмінностей між сигналом та завадами. Причому спільна поляризаційно-просторова обробка сигналів та АШЗ у РЛС із можливістю повного поляризаційного прийому (ППП) дозволяє вдало поєднати переваги обох методів обробки та компенсувати недоліки одного за рахунок застосування іншого. У роботі [2] показано, що в разі застосування ціллію завад самоприкриття (випадок, коли просторові відмінності є мінімальними), з поляризаційними параметрами близькими до параметрів корисного сигналу або з хаотично поляризованою складовою, вагова просторово-поляризаційна обробка при PPP стає неефективною. У цьому разі доцільним є застосування в РЛС поляризаційно-просторової обробки з повним поляризаційним зондуванням простору [1]. Однак у відомих дослідженнях методу ППЗ [3, 4] отримано результати без урахування впливу ПХ антен. Крім того, на відміну від методу просторово-поляризаційної обробки із PPP [2], питання спільної поляризаційно-просторової обробки при ППЗ також не досліджувалось.

**Постановка задачі.** На даний час викликає інтерес розгляд питань, пов'язаних з підвищенням ефективності виявлення сигналів в умовах дії активних шумових завад (АШЗ). Будемо вважати, що завади, які діють, перекривають сигнал у частотній та часовій областях. У зв'язку з цим використання часової та частотної селекції є проблематичним. На даний час набули застосування алгоритми компенсації завад, дія яких ґрунтується на використанні просторових та поляризаційних відмінностей сигналів і завад. Так у технічних реалізаціях поширені та забезпечують ефективно придушення діючих АШЗ алгоритми просторової, поляризаційної, а також просторово-поляризаційної вагових обробок. Також заслуговує уваги використання спільних просторово-поляризаційних відмінностей сигналів та завад. Причому в якості поляризаційних відмінностей доцільним є використання статистичних закономірностей розподілу в багатомірному просторі поляризаційних векторів (ПВ) об'єктів різних класів, а також ПВ АШЗ, які проявляються при повному поляризаційному зондуванні (ППЗ) простору [1]. У зв'язку із цим метою даної статті є розробка методики поляризаційно-просторової обробки при ППЗ простору з урахуванням впливу поляризаційних характеристик (ПХ) антен.

### Рішення задачі

При синтезі методики поляризаційно-просторової обробки із ППЗ простору потрібно враховувати такі зауваження. Будемо вважати, що фазовий фронт електромагнітної хвилі, яка надходить, можна вважати плоским, тобто ціль знаходиться в дальній зоні приймальної апертури, а антенна решітка є лінійною, еквідістантною та складається з  $M$  пар ідентичних антенних елементів, наприклад, вертикальних та горизонтальних вібраторів, зосереджених у межах розрізнення по дальності, так що виконується умова:

$$L/c \ll 1/\Delta f_c,$$

де  $L$  – максимальний лінійний розмір приймальної апертури;  $c$  – швидкість світла;  $\Delta f_c$  – ширина спектра сигналу.

Завдання виявлення будемо розуміти як завдання перевірки гіпотез про наявність у розрізновальному об'ємі завади й шуму ( $H_0$ ) або завади, шуму і об'єкту локації ( $H_1$ ), а повне поляризаційне зондування простору відбувається з використанням заданого виду складних, ортогональних за поляризаційною та внутрішньою структурою сигналів, модуль взаємної кореляційної функції яких близький до нуля. Зондування простору відбувається таким чином, що за фіксований проміжок часу спостереження здійснюється  $N$  відліків елементів ПВ. В яко-

сті фіксованих параметрів відбитих сигналів будемо розглядати всі елементи поляризаційної матриці розсіювання (ПМР) (1): чотири амплітуди й відповідні фази, які утворюють елементи ПВ (2).

$$\dot{S} = \begin{pmatrix} |\dot{S}_{11}| \cdot e^{j\phi_{11}} & |\dot{S}_{12}| \cdot e^{j\phi_{12}} \\ |\dot{S}_{21}| \cdot e^{j\phi_{21}} & |\dot{S}_{22}| \cdot e^{j\phi_{22}} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

де  $\dot{S}_{xy} = |\dot{S}_{xy}| \cdot e^{j\phi_{xy}}$  – відповідно модуль (амплітуда) та фаза  $x, y$ -го комплексного елементу ПМР ( $x, y=1,2$ ).

$$\vec{S} = (\dot{S}_{11}, \dot{S}_{21}, \dot{S}_{12}, \dot{S}_{22})^T. \quad (2)$$

З виходу кожної пари антенних елементів, що мають ортогональну поляризацію, отримаємо ортогональні складові векторного сигналу. Так, наприклад, з виходів  $m$ -х антенних елементів вертикальної (в) та горизонтальної (г) поляризації отримаємо сигнали:

$$\dot{Y}_{B_m}(t_i) = \gamma_c \cdot \dot{S}_{B_m}(t_i) \cdot \dot{S}(\alpha_m) + \sum_{k=1}^K \gamma_{3k} \cdot \dot{n}_{B_{k,m}}(t_i) \cdot \dot{n}_k(v_m) + \xi_{B_m}(t_i); \quad (3)$$

$$\dot{Y}_{\Gamma_m}(t_i) = \gamma_c \cdot \dot{S}_{\Gamma_m}(t_i) \cdot \dot{S}(\alpha_m) + \sum_{k=1}^K \gamma_{3k} \cdot \dot{n}_{\Gamma_{k,m}}(t_i) \cdot \dot{n}_k(v_m) + \xi_{\Gamma_m}(t_i), \quad (4)$$

де  $\dot{S}_{B_m}(t_i) = \dot{S}_{BB_m}(t_i) + \dot{S}_{B\Gamma}(t_i)$ ;  
 $\dot{S}_{\Gamma_m}(t_i) = \dot{S}_{\Gamma\Gamma_m}(t_i) + \dot{S}_{\Gamma B}(t_i)$ ;  
 $\dot{S}_{BB_m}(t_i), \dot{S}_{\Gamma B_m}(t_i), \dot{S}_{B\Gamma_m}(t_i), \dot{S}_{\Gamma\Gamma_m}(t_i)$  – елементи ПМР об'єкту локації, прийняті  $m$ -м антенним елементом, причому другий індекс вказує на поляризацію антенного елементу з якого випромінювався сигнал, а перший індекс на поляризацію антенного елементу яким його прийнято;  $m=1..M$  – кількість антенних елементів в антенній системі (АС);  $k=1..K$  – кількість діючих АШЗ;  $i=1..N$  – кількість відліків за часом;  $\dot{n}_{B_{k,m}}(t_i), \dot{n}_{\Gamma_{k,m}}(t_i)$  – закон зміни в часі комплексних амплітуд коливань  $k$ -ї завади на  $m$ -му антенному елементі в  $i$ -й момент часу, відповідно для антенних елементів з вертикальною та горизонтальною поляризацією;  $\dot{S}(\alpha_m)$  та  $\dot{n}_k(v_m)$  – описують амплітудно-фазовий розподіл (АФР) відповідно корисного сигналу та діючої  $k$ -ї завади на  $m$ -му антенному елементі розкриття АС. Вони залежать від виду апроксимації (сферична, плоска) та параметрів фронту електромагнітної хвилі, що надходить.

Для плоских хвиль  $\dot{S}(\alpha_m)$  та  $\dot{n}_k(v_m)$  залежить від кутового напрямку приходу [5]. Для  $m$ -го елемента лінійної еквідістантної антенної решітки (АР):

$$\dot{S}(\alpha_m) = \exp(-j\alpha_{c_m}), \quad (5)$$

$$\dot{n}(v_m) = \exp(-jv_{k,m}), \quad (6)$$

де  $\alpha_{c_m}$  та  $v_{k,m}$  – просторовий параметр, що характеризує напрямок приходу відповідно корисного сигналу та  $k$ -ї завади;

$$\alpha_{c_m} = (m-1) \cdot 2\pi d \cdot \sin Q_c / \lambda, \quad (7)$$

$$v_{k,m} = (m-1) \cdot 2\pi d \cdot \sin Q_{3k} / \lambda, \quad (8)$$

де  $d$  – відстань між сусідніми елементами АС;  $Q_c$  та  $Q_{3k}$  – кутовий напрямок відносно нормалі до АР на джерело корисного сигналу та  $k$ -ту діючу заваду;  $\lambda$  – довжина хвилі прийнятого коливання;  $\xi_{B_m}(t_i)$  та  $\xi_{\Gamma_m}(t_i)$  – описують закон зміни в часі власних шумів  $m$ -го приймального каналу вертикальної та горизонтальної поляризації.

У загальному вигляді вхідний поляризаційний вектор сигналів за повного поляризаційного прийому представимо як:

$$\dot{Y}(t_i) = \begin{pmatrix} \dot{Y}_{B_1}(t_i), \dot{Y}_{\Gamma_1}(t_i), \dot{Y}_{B_2}(t_i), \dot{Y}_{\Gamma_2}(t_i), \dots \\ \dots, \dot{Y}_{B_m}(t_i), \dot{Y}_{\Gamma_m}(t_i) \end{pmatrix}^T. \quad (9)$$

Область зміни кожної складової поляризаційного вектора, випадкового векторного простору вичерпно описується  $n$ -мірною щільністю розподілу  $P(\vec{S})$ . Оскільки, у загальному випадку, на вимірювання ПВ впливає велика кількість незалежних випадкових факторів, то відповідно до теореми Ляпунова,  $P(\vec{S})$  (14) наближається до нормальної.

Відомо, що для опису дискретного стаціонарного випадкового гаусівського процесу досить задати матрицю коваріації  $\dot{M}$ . При врахуванні в обробці поляризаційних параметрів також будемо називати коваріаційно-поляризаційною матрицею (КПМ). Гаусівська апроксимація завад, що діють на приймальний пристрій РЛС, дуже поширена, і приводить до синтезу алгоритмів виявлення сигналів на основі параметричної статистики.

Дискретизація стаціонарного випадкового процесу зводить непараметричну задачу оцінки нескінченно вимірного невідомого спектра потужності до параметричного завдання оцінки певної кількості параметрів при наявності  $N$  дискретних відліків. Крок  $\Delta\tau \leq 1/(2\Delta f_c)$  дискретизації визначається заданою шириною спектра корисного сигналу. Ширина енергетичного спектра широкосмугової завади обмежена смугою пропускання приймального тракту, узгодженого із шириною спектра  $\Delta f_c$  корисного сигналу. Потужність діючих на РЛС АШЗ перевищує потужність корисного сигналу та внутрішніх шумів, тобто справедливими є відношення ( $Sp\dot{M}$  – слід матриці  $\dot{M}$ ):

$$q_{c/3}^2 = Sp\dot{M}_c / Sp\dot{M}_3 \ll 1, \quad (10)$$

$$q_{c/ш}^2 = Sp\dot{M}_c / Sp\dot{M}_{ш} \gg 1. \quad (11)$$

У разі стаціонарності завади на інтервалі спостереження та при визначених обмеженнях поляризаційно-статистичні параметри окремих розрізнявальних об'ємів за дальністю будуть незначно відрізнятися від відповідних параметрів ковариаційної матриці, яка усереднена за всією сукупністю об'ємів розрізнення  $l = \overline{1, L}$ .

Виключаючи вплив корисного сигналу на оцінку КПМ АШЗ [5] одержимо, що КПМ, які відповідають обом гіпотезам  $H_0$  і  $H_1$   $H_0$ , відповідно дорівнюють:

$$\dot{M}_0 = \dot{M}_3 + \dot{M}_{ш}; \quad (12)$$

$$\dot{M}_1 = \dot{M}_c + \dot{M}_3 + \dot{M}_{ш} \quad (13)$$

де  $\dot{M}_3$  – КПМ АШЗ;  $\dot{M}_c$  – КПМ цілі;  $\dot{M}_{ш}$  – КПМ внутрішніх шумів.

Ковариаційно-поляризаційну матрицю об'єкту локації вважаємо апріорі відомою, оскільки КПМ цілі можна визначити розрахунковим або експериментальним шляхом. КПМ завади можна отримати за результатами адаптивного оцінювання за простором і часом одного кутового напрямку. Оцінка КПМ на  $i$ -й відлік за часом має вигляд [6]:

$$\hat{M} = \frac{1}{2(TL-1)} \cdot \sum_{i=1}^T \sum_{j=1}^L \dot{n}_{ij} \cdot \dot{n}_{ij}^{T*}, \quad (14)$$

де  $T, L$  – розміри "ковзаючого вікна" за часом та простором, які визначаються інтервалом стаціонарності параметра завади.

КПМ завади вважаємо не виродженою внаслідок впливу як зовнішніх, так і внутрішніх шумів приймальних пристроїв.

При розрахунку КПМ вхідного поляризаційного вектору, у випадку надходження сигналів із кутових напрямків відмінних від напрямку нормалі до АС, необхідно враховувати перекурення поляризаційних параметрів сигналів та АШЗ, що виникають за рахунок впливу АС. З цією метою необхідно виконати перетворення елементів ПВ для кожного антенного елемента за виразом:

$$\dot{S}_{\beta\alpha} = Q_{\beta} \cdot \dot{Q}_{\alpha} \cdot \dot{S}_L \cdot \dot{Q}_{\alpha}^{T*} \cdot Q_{\beta}^{T*} \quad (15)$$

де  $\dot{S}_L$  – поляризаційна матриця в початковому лінійному базисі;  $\dot{Q}_{\alpha}, Q_{\beta}$  – відповідно матриця перетворення кута еліптичності, та матриця повороту будь-якого поляризаційного базису на кут  $\beta$  у фазовій площині хвилі:

$$\dot{Q}_{\alpha} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & -j \sin \alpha \\ -j \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix}, \quad (16)$$

$$Q_{\beta} = \begin{pmatrix} \cos \beta & \sin \beta \\ -\sin \beta & \cos \beta \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Таким чином, методика поляризаційно-просторової обробки сигналів та завад у РЛС із ППЗ простору з урахуванням ПХ антен полягає у виконанні етапів:

1. Визначення ПВ (2) та КПМ (14) діючих завад. При цьому РЛС повного поляризаційного зондування простору не здійснює.

2. Вибір виду ортогональних за поляризацією та внутрішньою структурою зондуючих сигналів та ППЗ простору.

3. Повний поляризаційний прийом вхідного поляризаційного вектора (9), зі збереженням поляризаційних та просторових параметрів.

4. Визначення складових ПВ сигналу з урахуванням просторових параметрів та ПХ антен (15).

5. Виконання поляризаційно-просторової вагової обробки (виявлення об'єкту локації) відповідно до обраного алгоритму.

Розглянемо алгоритм поляризаційно-просторового виявлення цілі на фоні АШЗ при ППЗ простору, з урахуванням перекурень поляризаційних параметрів, обумовлених впливом антенної системи.

Загальна структура алгоритму поляризаційно-просторової обробки при ППЗ співпадає зі структурою алгоритму просторово-часової обробки. Але параметри, зміст перемінних, що входять до нього, а також фізичні результати є іншими. Запропонований алгоритм передбачає розгляд процесу подавлення завад та виявлення сигналу як єдиний етап обробки поляризаційних векторів. Для рішення даної задачі пропонується використовувати критерій Неймана-Пірсона [5], у відповідності з яким вирішальне правило забезпечує при заданому обмеженні ймовірності хибної тривоги  $F$  максимум імовірності правильного виявлення  $D$ .

Вважаємо, що умовна щільність розподілу ймовірностей незалежних ПВ при наявності та відсутності сигналу описується нормальним законом:

$$P_1(\vec{Y}) = \left( (2\pi)^n |\dot{M}_1| \right)^{-1/2} \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{Y} - \vec{\mu}_1)^{T*} \dot{M}_1^{-1} (\vec{Y} - \vec{\mu}_1) \right\}; \quad (18)$$

$$P_0(\vec{Y}) = \left( (2\pi)^n |\dot{M}_0| \right)^{-1/2} \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{Y} - \vec{\mu}_0)^{T*} \dot{M}_0^{-1} (\vec{Y} - \vec{\mu}_0) \right\}. \quad (19)$$

Вирішальне правило з фіксованою ймовірністю хибної тривоги в загальному має вигляд:

$$P_1(\vec{Y}) / P_0(\vec{Y}) \geq C. \quad (20)$$

В [5, 6] показано, що оптимальна вагова обробка реалізується шляхом вагового складання комплексних амплітуд коливань, прийнятих елементами антенної системи, з комплексними ваговими коефіцієнтами. Вони вводяться поканально за допомогою атенуаторів, фазообертачів, на які подаються управляючі напруги, що відрізняються за фазою та амплітудою.

В узагальненому векторно-матричному запису

$$\dot{Y}_{\Sigma}(t) = \vec{Y}^T(t) \cdot \vec{R}^*, \quad (21)$$

це враховується як множення вектор-рядка прийнятих коливань  $\vec{Y}^T(t)$  на комплексно-спряжений ваговий вектор-стовпець  $\vec{R}^*$ .

Вектор вагових коефіцієнтів  $\vec{R}$  обчислюється за формулою Вінера - Хопфа:

$$\vec{R} = \dot{M}_0^{-1} \cdot \vec{S}_c, \quad (22)$$

де  $\vec{S}_c$  – комплексний вектор, що відповідає складовим корисного сигналу та не залежать від кореляційної матриці завад [5].

Результатом вагової обробки є достатня статистика виду:

$$v = \vec{Y}^T \cdot \vec{R} = \vec{Y}^T \cdot \dot{M}_0^{-1} \cdot \vec{S}_c. \quad (23)$$

Оскільки процедура перевірки гіпотез полягає в порівнянні достатньої статистики з порогом  $A$ , величина якого залежить від обраного критерію виявлення, то рішення про наявність сигналу в прийнятій виборці приймається за умови якщо

$$v \geq \ln A, \quad (24)$$

де поріг  $\ln A = K \cdot \left( \vec{Y}_0^T \cdot \dot{M}_0^{-1} \cdot \vec{Y}_0 \right)^{1/2}$  визначається при відсутності сигналу ( $\gamma_c = 0$ ), шляхом усереднення за простором. Коефіцієнт  $K$  обирають в залежності від заданого рівня хибної тривоги. Загалом вирішальне правило (23) передбачає адаптивне навчання по заваді (14) та дозволяє використовувати поляризаційно-статистичні відмінності між поляризаційними векторами сигналу  $\vec{S}_c$  та завади  $\vec{n}_k$ .

Розглянемо алгоритм поляризаційно-просторового виявлення цілей на фоні діючих АПЗ із урахуванням перекручень поляризаційних параметрів, що виникають за рахунок впливу АС, який ґрунтується на використанні критерію Неймана-Пірсона. Його робота полягає у виконанні дій, основні з яких зображені на блок-схемі алгоритму, представленого на рис. 1.

Вважаємо, що алгоритм у цілому виконується на кожний  $i$ -й часовий такт зондування простору ( $i=1, N$ ) одного напрямку.

На вхід алгоритму в блоці 1 подається масив  $\dot{Y}$ , який складається з  $N$  відліків ПВ кожного з  $l$  об'ємів, що розрізняються за дальністю ( $l=1, L$ ). У блоці 2 враховується вплив ПХ АС на ПХ ПВ сигналів та завад, а саме здійснюється перерахунок елементів ПВ із кожної пари ортогональних антенних елементів у ПВ при ідеальному поляризаційно-матриці за виразом (15).

У блоці 3 виконується адаптивна оцінка КПМ завади через усереднення за простором і часом методом "ковзаючого вікна", відповідно до виразу (14). У блоці 4 відбувається додаткова регуляризація початкової КПМ завад. У блоці 5 здійснюється обчислення зворотної матриці. У блоці 6 проводиться організація циклу по каналах дальності. У блоці 7 обчислюється достатня статистика (23) для кожного з  $L$  каналів дальності. У блоці 8 виконується обчислення адаптивного порога  $A$ . У блоці 9 перевіряється критерій виявлення (24). У випадку прийняття рішення  $A_1$  відповідно до гіпотези  $H_1$  інформація про наявність цілі в

об'ємі, що розрізняється надходить в блок 10 для подальшої обробки. Після перевірки всіх каналів дальності одного кутового напрямку закривається цикл блоку 6 та виконується вихід з алгоритму.

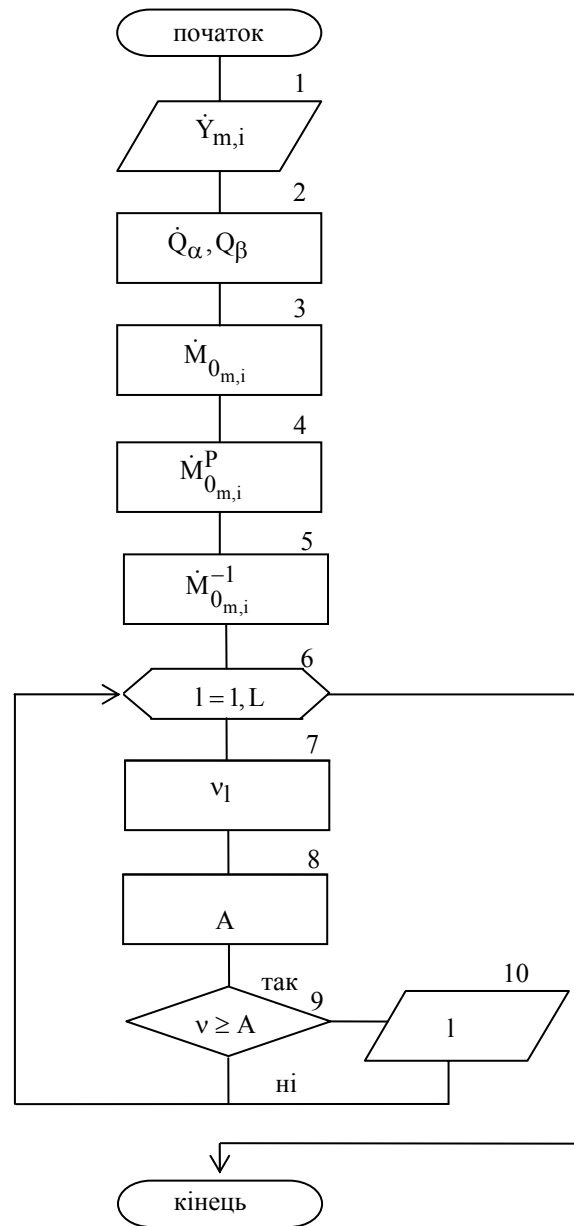


Рис. 1. Блок-схема алгоритму поляризаційно-просторового виявлення при ППЗ

Порівняльна оцінка ефективності роботи алгоритмів вагової просторової, поляризаційно-просторової обробки із ППП та поляризаційно-просторової обробки із ППЗ проводилась методом статистичних випробувань. Розрахунки ефективності виконувались для лінійної еквідистантної АР із кількістю антенних елементів  $M$  ( $M=20$ ).

При проведенні розрахунків враховано початкові умови:

– РЛС здійснює зондування простору та прийом ЕМХ вертикальної поляризації (для просторової та поляризаційно-просторової з ППП обробок); ЕМХ вертикальної та горизонтальної поляризації

(при поляризаційно-просторовій обробці з ППЗ) в напрямку нормалі до АС ( $Q_c = 0^\circ$ );

– в секторі огляду діє одна, лінійно поляризована, вертикально орієнтована ( $\alpha_3 = 0^\circ$ ,  $\beta_3 = 90^\circ$ ) АШЗ, зі ступенем поляризації  $P = 0,9$  та відношенням спектральної щільності потужності АШЗ по відношенню до спектральної щільності потужності внутрішнього шуму приймального каналу  $H=40$  дБ;

– дослідження обраних параметрів та характеристик ефективності здійснюється в залежності від величини кутового розугодження діючої АШЗ по відношенню до напрямку орієнтації головної пелюстки ДС та становить:

$$-50^\circ \leq \Delta Q \leq 50^\circ \quad (\Delta Q = Q_3 - Q_c).$$

На рис. 2 та 3 відповідно представлені залежності ймовірності правильного виявлення та нормованої дальності виявлення від кутового розугодження між сигналом та АШЗ. Тут цифрами 1, 2, 3 позначені залежності характеристик при відсутності впливу АШЗ; цифрами 4, 5, 6 позначені залежності досліджуваних характеристик при дії АШЗ; цифрами 7, 8, 9 – характеристики за умови компенсації діючих завад відповідно при роботі алгоритму просторової обробки, алгоритму поляризаційно-просторової обробки при ППП та алгоритму поляризаційно-просторової обробки при ППЗ.

Вихідним при оцінці алгоритмів є значення величини ймовірності правильного виявлення  $D = 0,9$ , при фіксованій ймовірності помилкової тривоги  $F = 10^{-4}$  (рис. 2). Дана залежність забезпечується при величині параметру виявлення  $q_0^2 = 22,376$  дБ, при цьому нормовані дальності виявлення алгоритмів (характеристики 1, 2, 3, рис. 3) є максимальними.

При дії АШЗ значення параметру виявлення є мінімальним та становить  $q_3^2 = -46,619$  дБ. Внаслідок цього значення параметру  $D$  (криві 4, 5, 6 рис. 2) наближається до нуля. При цьому дальність дії РЛС буде мінімальною за умови ( $\Delta Q = 0^\circ$ , і становитиме  $R_3 = 0,141$  (залежність 6) для ППЗ та  $R_3 = 0,1$  (залежність 4, 5) для решти методів.

Дія алгоритмів компенсації завад дозволяє наблизити значення параметру  $D$  до рівня 0,9 (криві 7, 8 та 9 на рис. 2), та відновити дальність дії. Критичною для розглянутих алгоритмів є ситуація, коли  $Q_c \approx Q_3$  (випадок постановки ціллю завади самоприкриття). За цієї умови разом з АШЗ подавляється і корисний сигнал при цьому  $q_K^2 = -30,523$  дБ, а  $D = 1,004 \times 10^{-4}$ . При застосуванні поляризаційно-просторової обробки з ППЗ, на відміну від розглянутих алгоритмів забезпечується збільшення величини параметра виявлення з  $q_3^2 = -50,037$  до  $q_K^2 = 19,172$ , що робить можливим виявлення сигналу від об'єкту типу сфера з показником якості  $D = 0,804$ .

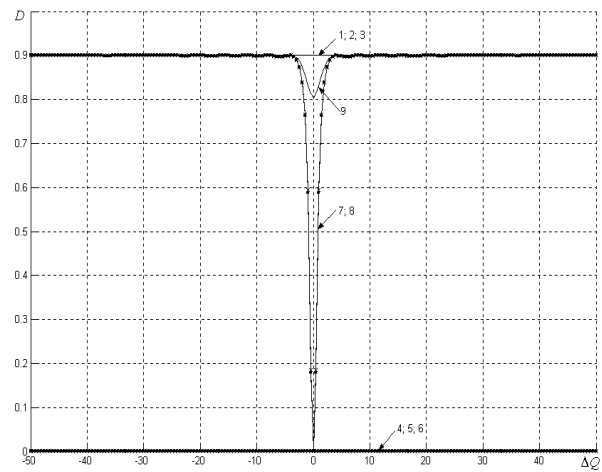


Рис. 2. Залежність ймовірності правильного виявлення від кутового розугодження між сигналом та АШЗ

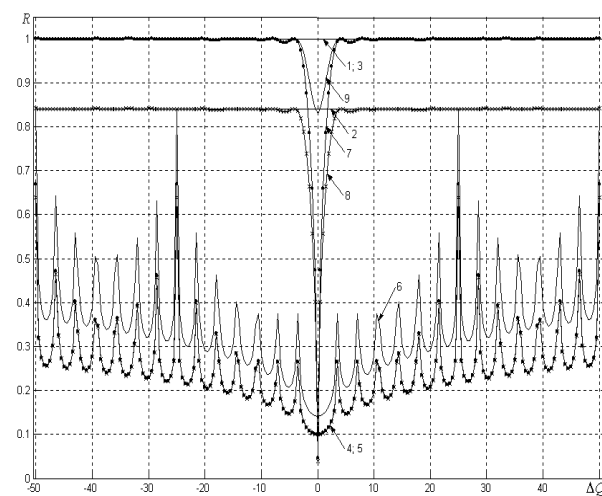


Рис. 3. Залежність дальності виявлення від кутового розугодження між сигналом та АШЗ

Це пояснюється тим, що при формуванні вагового вектору (22) крім кутового напрямку надходження корисного сигналу також враховується структура поляризаційного вектора цілі.

Нормована дальність дії становить  $R_K = 0,048; 0,04; 0,832$  відповідно при просторовій, поляризаційно-просторовій з ППП та поляризаційно-просторовій з ППЗ обробці.

## Висновки

1. Запропонована методика визначає етапи обробки, що забезпечують використання спільних просторово-поляризаційних параметрів сигналів, а також завад, які проявляються при застосуванні методу ППЗ простору.

2. На відміну від відомих алгоритмів, де в якості відмінних ознак виступають тільки просторові та поляризаційні параметри сигналу та АШЗ, при поляризаційно-просторовій обробці із ППЗ використовуються особливості (відмінності) кореляційно-поляризаційних зв'язків між елементами ПВ сигналів та діючих завад.

## Рекомендації щодо застосування

Застосування спільної поляризаційно-просторової вагової обробки при повному поляризаційному зондуванні дозволить покращити ефективність роботи РЛС у складній заводській обстановці при мінімальних просторових, поляризаційних відмінностях, а також при дії АШЗ, що мають хаотично поляризовану складову, за рахунок використання як просторових, так і поляризаційних відмінностей поляризаційних векторів сигналів та завод.

## Список літератури

1. Храбростин Б.В. Метод полного поляризационного зондирования пространства // Научные ведомости БелГУ. Информатика, прикладная математика, управление. – Б.: БГУ, 2004. – Т. 1, № 1 (19). – С. 111-130.
2. Проблемы антенной техники / Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.Н. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.
3. Храбростин Б.В. Основные статистические свойства поляризационных векторов рассеяния радиоло-

кационных объектов различных классов // Сб. НММ. – Х.: ВИРТА, 1990. – № 26. – С. 344-353.

4. Храбростин Б.В. Мартыничук А.А. Зубрицкий Г.Н. Применение метода полного поляризационного зондирования в РЛС // Сб. науч. тр. 6 Междунар. НТК. – Х.: ХГПУ, 1998. – № 6, ч. 1. – С. 351-354.

5. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.

6. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 448 с.

Надійшла до редколегії 25.12.2007

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. Г.В. Єрмаков, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.