

# Зв'язок, радіотехніка, радіолокація, акустика та навігація

УДК 621.396.96

DOI: 10.30748/zhups.2019.62.14

В.Ф. Зюкін<sup>1</sup>, С.В. Кукобко<sup>2</sup>, І.М. Трофимов<sup>1</sup>, Д.М. Козлов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

<sup>2</sup>Державний науково-дослідний інститут випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки, Чернігів

## ВИМІРЮВАННЯ КУТА МІСЦЯ ЦІЛЕЙ В ОГЛЯДОВИХ РЛС РТВ МЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ

*Розглядаються варіанти реалізації в РЛС РТВ метрового діапазону довжини хвиль каналів кутомісної пеленгації цілей. При малому числі ярусів антенної решітки РЛС, в умовах суттєвого перевідбиття радіохвиль землею поверхнею, виникає неоднозначність кутомісних вимірювань (формуються хибні кутомісні пеленги). Для усунення хибної інформації пропонується ряд методів, які засновано на додатковій просторово-часовій модуляції зондуючих сигналів. Приводяться методика та результати розрахунків показників якості вимірювань при використанні запропонованих варіантів побудови каналів кутомісної пеленгації цілей, що дозволяє зіставляти можливості різних технічних рішень.*

**Ключові слова:** РЛС метрового діапазону хвиль, вимірювання кутомісних координат цілей, хибні кутомісні пеленги.

### Вступ

У РЛС метрового діапазону довжини хвиль вимірювання кута місця (висоти) цілей ускладнені через істотне інтерференційне спотворення форми діаграми направленості антен (ДНА) у вертикальній площині. Гоніометричний метод вимірів (“гоніометр”), що широко застосовувався в оглядових РЛС старого парку (П-8, П-10, П-12), в сучасних РЛС (П-18, П-18МУ, П-18МА (“Малахіт”), “Небо СВ” (1Л13), МР-1 та ін.) не знаходить застосування у зв'язку з рядом істотних недоліків:

– низька точність, яка обумовлена неповним обліком впливу підстилаючої поверхні на форму ДНА РЛС у вертикальній площині [1–2];

– низький темп послідовного огляду за кутом місця при електромеханічному переміщенні щіток гоніометру, що змушує при вимірюваннях переходити до зниженого темпу огляду простору за азимутом;

– наявність хибних кутомісних пеленгів цілей, внаслідок чого діапазон кутомісних вимірювань звужується більш ніж у 2 рази;

– відсутність розрізнення цілей по куту місця, тощо.

Розглянемо можливості реалізації в таких РЛС близьких до оптимальних [1] кутомісних вимірювань з використанням сучасної елементної бази, що

дозволить підвищити якість видаваної радіолокаційної інформації і відмовитися від необхідності сполучення РЛС з висотомірами (ПРВ-16, ПРВ-13).

Антенні системи перерахованих РЛС побудовані на основі вертикальних М-елементних антенних решіток з малим числом елементів ( $M=2-6$ ). “Коректний” опис (з більш повним обліком впливу підстилаючої поверхні) амплітудно-фазового розподілу (АФР) ехо-сигналу цілі на подібному антенному розкритті дає можливість організувати квазіоптимальну цифрову [2–3] кутомісну пеленгацію цілей в паралельному варіанті, усунувши або послабивши недоліки гоніометричного методу.

Корисний ефект досягається тим, що для опису очікуваного АФР використовують усі доступні методи контролю зон виявлення РЛС на позиції [1; 4–10] (розрахунок зон з використанням цифрових карт рельєфу місцевості, обліт з використанням спеціалізованих БПЛА, контроль зони за результатами спостереження цілей з використанням режиму ADS-B, контроль з використанням інформації каналів держвпізнання, та інше).

Кожному куту місця цілі відповідає свій очікуваний АФР (комплексний очікуваний або “опорний” вектор ехо-сигналу). Оптимальний просторовий фільтр (кутомісний пеленгатор) будується на основі зіставлення ступеню близькості прийнятого вектору

ехо-сигналу з опорними векторами. За оцінку кута місця цілі приймається кутomisне значення того опорного вектору, який найбільш близький (подібен) вектору прийнятого ехо-сигналу.

При малому числі елементів (ярусів)  $M$  антенної решітки (в РЛС П-18 та її модифікаціях  $M=2$ ) форми ехо-сигналу та його опорного вектору, при різних кутах місця, можуть повторюватися. Виникає неоднозначність кутomisних вимірювань (формулюються хибні кутomisні пеленги). Для усунення хибної інформації пропонується ряд методів, заснованих на варіантах просторово-часової модуляції зондуючого сигналу [1].

Наприклад, при часовій модуляції, пачка імпульсів, що опромінюють ціль, формується із декількох підпачок на різних несучих частотах (або використовується режим багаточастотного випромінювання). Вектор ехо-сигналу та набір опорних векторів для кожної несучої частоти різні. При пеленгації істинний пеленг цілі для будь-якої несучої частоти не змінюється. Хибні пеленги приймають різні значення, що є основою для їх відбракування. При цьому шуми спотворюють результати зіставлення значень пеленгів, виходячи з цього, слід говорити про ймовірності відбракування або появи хибних кутomisних пеленгів. Ці ймовірності визначаються відношенням величини розкиду значень хибних пеленгів до значення середньоквадратичної помилки пеленгації [1; 11].

Другий підхід (просторово-часова модуляція) полягає в тому, що кожну підпачку випромінюють при різній формі ДНА (наприклад, в РЛС П-15, П-19 форма ДНА оперативно змінюється за допомогою хвилеводного "тромбону", який змінює розподіл фаз сигналу між ярусами антени). Зміна форми ДНА приводить до виникнення амплітудної модуляції ехо-сигналу, характер якої залежить від кута місця цілі. Знову можна казати про оцінку кута місця на основі зіставлення параметрів модуляції з опорними значеннями.

Вочевидь, можливі інші комбінації методів просторово-часової обробки сигналів та їх вибір залежить від конструктивних особливостей РЛС, виду рельєфу місцевості, заданих вимог до кінцевих показників якості радіолокаційної інформації.

**Мета статті** – розробка методики синтезу та аналізу ефективності кутomisного пеленгатору стосовно до РЛС з  $M$ -елементною еквідистантною вертикально орієнтованою лінійною антенною решіткою (АР).

## Виклад основного матеріалу

1. Для отримання загальних співвідношень використовується рис. 1, де представлені елементи АР та їх дзеркальне відображення відносно рівній горизонтальній поверхні, що відбиває.

Вважаємо, що просторово-часова обробка сигналів розбита на незалежні етапи тимчасової і просторової обробки (при лінійних трактах обробки послідовність етапів несуттєва [1–2]).

Тимчасова обробка полягає в попередньому когерентному накопиченні енергії імпульсних сигналів в приймально-підсилювальних модулях, які підключені до кожного елементу АР (на рис. 1 ці модулі не показані).

Просторова обробка зводиться до подальшого когерентного підсумовування накопичених сигналів в усіх елементах АР. Для розрізнення цілей по куту місця формуються парціальні просторові канали з різними ДНА у вертикальній площині.

Згідно рис. 1, нормаль до фазового фронту відбитої від цілі плоскої електромагнітної хвилі, що падає, утворює з нормаллю до АР кут  $\epsilon_u$ . Вектор (матриця)-стовбець комплексних амплітуд коливань в елементах АР (з урахуванням попереднього когерентного накопичення в приймально-підсилювальних модулях) утворюється сумою:

$$\dot{U} = \dot{b} \cdot \dot{E}_{np} + \dot{b} \cdot \dot{E}_{omp} + \dot{N}, \quad (1)$$

де  $\dot{b} \cdot \dot{E}_{np}$ ,  $\dot{b} \cdot \dot{E}_{omp}$ ,  $\dot{N}$  –  $M$ -мірні вектор-стовбці, які описують комплексні амплітуди прямого та перевідбитого ехо-сигналів та шумового коливання в елементах АР;

$\dot{b}$  – комплексний випадковий множник, враховуючий флуктуації амплітуди та фази ехо-сигналів.

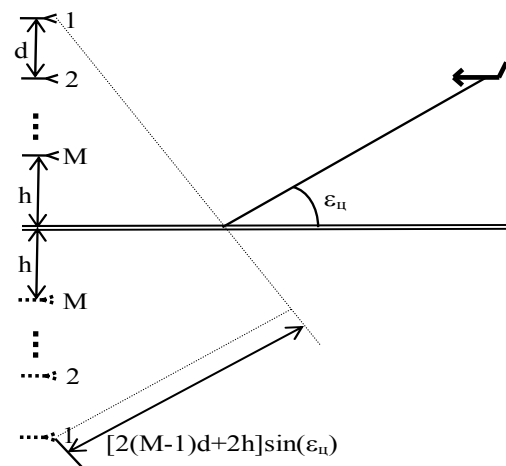


Рис. 1. Геометричні співвідношення для опису прямого і перевідбитого сигналів

Відповідно з рис. 1 вектор-стовбці прийнятих ехо-сигналів описуються виразами (передбачається, що запізнюванням комплексної обвідної прямого та перевідбитого ехо-сигналу в межах апертури АР можливо знехтувати):

$$\dot{E}_{np} = \dot{E}_0 \cdot F(\epsilon_u) \cdot \{\dot{x}_k(\epsilon_u)\}_{k=1}^M, \quad k \in 1, M, \quad (2)$$

$$\dot{E}_{omp} = \exp\{-j(2\pi/\lambda)[2(M-1)d+2h]\sin(\varepsilon_u)\} \times \dot{E}_0 \cdot F(-\varepsilon_u) \cdot \dot{R}(\varepsilon_u) \cdot \{\dot{x}_k^*(\varepsilon_u)\}_{k=1}^M \quad (3)$$

де  $\dot{E}_0, F(\varepsilon_u)$  – комплексна амплітуда прямого ехо-сигналу в першому елементі АР та діаграма направленості елементів АР у вертикальній площині;

$\{\dot{x}_k(\varepsilon_u)\}_{k=1}^M, \dot{x}_k(\varepsilon_u) = \exp\{-j(2\pi/\lambda)(k-1)d \cdot \sin(\varepsilon_u)\}$  –  $M$ -мірний вектор-стовбець, який описує розподіл фаз прямого ехо-сигналу в елементах АР;

$d, \lambda$  – крок між елементами АР та довжина робочої хвилі РЛС відповідно;

$\exp\{-j(2\pi/\lambda)[2(M-1)d+2h]\sin(\varepsilon_u)\}$  – фазовий множник перевідбитого поверхнею землі ехо-сигналу, який враховує його запізнювання у першому елементі АР (рис. 1) відносно прямого ехо-сигналу ( $h$  – висота  $M$ -го елемента АР над поверхнею землі);

$\dot{R}(\varepsilon_u)$  – комплексний коефіцієнт відбиття від підстилаючої поверхні з урахуванням залежності від кута падіння радіохвиль;

$(\cdot)^*, (\cdot)^T$  – операції комплексного спряження та транспонування відповідно.

Вектор-стовбець  $\dot{N}$  утворено комплексними амплітудами гаусових флуктуаційних, що вважаються стаціонарними, шумів елементів АР:  $\dot{N} = \{\dot{n}_k\}_{k=1}^M, k \in 1, M$ , причому математичне сподівання  $\langle \dot{n}_k \rangle = \langle \dot{n}_i \rangle = 0$ ;

$$\frac{1}{2} \langle \dot{n}_k \cdot \dot{n}_i^* \rangle = \begin{cases} \sigma_{u_i}^2, k = i \\ 0, k \neq i \end{cases}, k, i \in 1, M.$$

Відносно комплексного множника  $\dot{b}$  також приймемо традиційні допущення:  $\langle \dot{b} \rangle = 0; \langle |\dot{b}|^2 \rangle = 1$ .

Вважаючи  $0,5 \langle \dot{b} \cdot \dot{E}_0 \cdot \dot{b}^* \cdot \dot{E}_0^* \rangle = \sigma_c^2 / M$ , запишемо відношення енергії прямого ехо-сигналу до рівня потужності флуктуаційного шуму на виході приймально-підсилювального модулю довільного елемента АР у вигляді:  $q_1^2 = \sigma_c^2 / M \cdot \sigma_{u_i}^2$ . Тоді відношення повної енергії когерентного сигналу до сумарної потужності шуму в усіх елементах АР  $q^2 = q_1^2 \cdot M = \sigma_c^2 / \sigma_{u_i}^2$ .

**2.3 урахуванням викладеного процедура оптимальної просторової обробки** прийнятих сигналів зводиться до формування набору з  $L$  паралельно з'єднаних кутомісних фільтрів (каналів) для різних кутів місця  $\varepsilon_n, n \in 1, L$ . В кожному з каналів виконується обчислення модульного значення нормованої (до рівня шумів) вагової суми

$$|\dot{U}_{\Sigma n}| = |\dot{U}^T \cdot \dot{V}(\varepsilon_n)|, \quad (4)$$

в якій використовуються нормовані опорні вектора ехо-сигналу

$$\dot{V}(\varepsilon_n) = \frac{[\dot{E}_{np}^*(\varepsilon_n) + \dot{E}_{omp}^*(\varepsilon_n)]}{\sqrt{[\dot{E}_{np}(\varepsilon_n) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon_n)]^T \cdot [\dot{E}_{np}(\varepsilon_n) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon_n)]}}$$

Тут  $\dot{E}_{np}(\varepsilon_n) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon_n)$  – вектор-стовбець суми очікуваних, детермінованих (та нормованих, так як вважаємо  $\dot{E}_0 \equiv 1$ ) сигналів (2) і (3) для кута місця  $\varepsilon_n$  (“пробний” чи “випробувальний” сигнал [1]), а вираз в знаменнику забезпечує нормування опорних векторів. Введення нормування опорних векторів ехо-сигналів у такій формі забезпечує приведення шумів на виходах усіх просторових фільтрів до єдиного рівню и виключення систематичних (апріорно невідомих) помилок в оцінці кута місця цілей [1; 2].

Дійсно, потужність вихідних шумів, при підстановці у (4) вектора-стовбця (1) у вигляді  $\dot{U} = \dot{N}$  (ехо-сигнал відсутній), дорівнює  $0,5 \langle \dot{U}_{\Sigma n} \cdot \dot{U}_{\Sigma n}^* \rangle = \sigma_{u_i}^2, n \in 1, L$ .

Тому, при наявності ехо-сигналу від цілі під кутом місця  $\varepsilon_u$ , максимальний відгук (4), перевищуючий рівень шумів в  $q^2$  разів, спостерігався би (при  $q^2 \rightarrow \infty$ ) в кутомісному каналі, котрий точно налаштований на кут місця  $\varepsilon_n = \varepsilon_u$ .

У запропонованій системі просторово-часової обробки окремі процедури тимчасової обробки (когерентне підсумовування імпульсних сигналів, компенсація пасивних завад), можуть виконуватися до або після формування кутомісних каналів. За наявності в пачках ехо-сигналів некорельованих фрагментів (підпачок) знадобиться введення, в кожному кутомісному каналі, додаткової тимчасової обробки у вигляді некогерентного вагового підсумовування нормованих вагових сум  $|\dot{U}_{\Sigma n}|$ .

Виявлення цілей в такій системі зводиться до порівняння нормованих вагових сум  $|\dot{U}_{\Sigma n}|, n \in 1, L$ , з пороговим значенням  $U_{nop}$ . Для оцінки кутомісної координати цілі можна ввести послідовне опитування усіх  $L$  фільтрів і використати значення  $\varepsilon_n$  того каналу, для якого нормована вагова сума  $|\dot{U}_{\Sigma n}|$  максимальна. Підстановка в (4), замість вектору  $\dot{U}^T$ , “пробного” сигналу у вигляді  $[\dot{E}_{np}(\varepsilon_u) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon_u)]^T$  дозволяє визначити рівень “відклику”  $n$ -го фільтру на сигнал з кутомісною координатою  $\varepsilon_u$ . При цьому нормований (до максимального значення) відклик описується виразом

$$Y(\varepsilon_n / \varepsilon_u) = \frac{[\dot{E}_{np}(\varepsilon_u) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon_u)]^T \cdot [\dot{E}_{np}^*(\varepsilon_n) + \dot{E}_{omp}^*(\varepsilon_n)]}{[\dot{E}_{np}(\varepsilon_n) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon_n)]^T \cdot [\dot{E}_{np}^*(\varepsilon_n) + \dot{E}_{omp}^*(\varepsilon_n)]} \quad (5)$$

При достатньому числі кутомісних фільтрів ( $L \approx 30$ ) вертикальний перетин  $\Phi(\varepsilon)$  діаграми направленості АР з урахуванням множника Землі формується, як обвідна сукупності діаграм парціальних каналів:

$$\Phi(\varepsilon) = \sqrt{[\dot{E}_{np}(\varepsilon) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon)]^T \cdot [\dot{E}_{np}^*(\varepsilon) + \dot{E}_{omp}^*(\varepsilon)]} \quad (6)$$

**3. Результати розрахунків показників якості просторової обробки**, приведені стосовно до двоелементної (у вертикальному перетині) антенної решітки РЛС типу П-18, зводиться до наступного.

**Вертикальний перетин зони виявлення РЛС П-18** в штатному режимі  $r_1(\varepsilon)$  и при реалізації кутомісного пеленгатору  $r(\varepsilon)$  визначимо для наступних умов.

Висота нижнього ярусу двоярусної ( $M=2$ ) антени РЛС  $h=3,9$  м, крок між елементами АР  $d = 2,45$  м, довжина робочої хвилі  $\lambda=300/155$  м. Сигнали верхнього та нижнього ярусів складаються у квадратурі, розподіл потужності між ярусами: 0,4 и 0,6. Відповідна форма опорного вектору

$$\dot{V}_1 = [0,4^{0,5} \cdot \exp(-j\frac{\pi}{2}); 0,6^{0,5}]^T,$$

відповідає одноканальному приймальному тракту: вимір кута місця цілей неможливий.

Аналогічно (4), модульне значення нормованої вагової суми  $|\dot{U}_1| = |\dot{U}^T \cdot \dot{V}_1|$ ; потужність вихідних шумів (при  $\dot{U} = \dot{N}$ ) дорівнює  $0,5 \langle \dot{U}_1 \cdot \dot{U}_1^* \rangle = \sigma_w^2$ . Тому, узгоджений за масштабом з (6), вертикальний перетин  $\Phi_1(\varepsilon)$  діаграми направленості АР РЛС П-18 з урахуванням множника Землі описується виразом

$$\Phi_1(\varepsilon) = \left| [\dot{E}_{np}(\varepsilon) + \dot{E}_{omp}(\varepsilon)]^T \cdot \dot{V}_1 \right| \quad (7)$$

Ці параметри відповідають також режиму випромінювання, тому вертикальний перетин зони виявлення (при одноканальному приймальному тракту) може бути описаний виразом

$$r_1(\varepsilon) = r_{1 \max} \frac{\Phi_1(\varepsilon)}{\Phi_{1 \max}}, \quad (8)$$

де  $\Phi_{1 \max}$  – максимальне значення (7);

$r_{1 \max}$  – максимальна дальність виявлення цілі (при “дзеркальній” відбиваючій поверхні  $\dot{R}(\varepsilon) = -1$ , ДНА  $F(\varepsilon) = \sin c(\pi\varepsilon/\Delta\varepsilon)$ ,  $\Delta\varepsilon = 40^\circ$ , величина  $r_{1 \max} = 245$  км).

Вертикальний перетин зони виявлення, при ба-

гатоканальному приймальному тракту, може бути описаний, з урахуванням (6), виразом

$$r(\varepsilon) = r_{1 \max} \frac{\sqrt{\Phi_1(\varepsilon)\Phi(\varepsilon)}}{\Phi_{1 \max}} \quad (9)$$

На рис. 2 суцільною лінією показано вертикальний перетин  $\Phi_1(\varepsilon)$  (7) діаграми направленості приймальної антени РЛС П-18 з урахуванням множника Землі.

Штрихова лінія на рис. 2 відповідає вертикальному перетину діаграми направленості приймальної антени  $\Phi(\varepsilon)$  (6) при реалізації оптимального кутомісного пеленгатору. Цей пеленгатор багатоканальний: в кожному каналі забезпечується синфазне (замість квадратурного) зважене підсумовування компонентів ехо-сигналу, що забезпечує відповідний енергетичний вигравш до 2...4 дБ.

На рис. 3 представлений (в координатах дальність  $r$  – висота  $H$ ) вертикальний перетин  $r_1(\varepsilon)$  зони виявлення РЛС П-18, який розраховується згідно (8), при виявленні цілі з ЕПР  $1 \text{ м}^2$ , умовних ймовірностей правильного виявлення  $D=0,5$  та хибної тривоги  $F=10^{-5}$  (суцільна лінія).

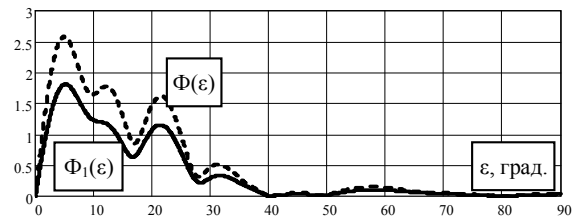


Рис. 2. Вертикальний перетин діаграми направленості приймальної антени  $\Phi_1(\varepsilon)$  та  $\Phi(\varepsilon)$

Для тих самих умов пунктирною лінією показано вертикальний перетин  $r(\varepsilon)$  зони виявлення, який розраховується згідно (9), при використанні розглянутого кутомісного пеленгатору. Як видно з зіставлення кривих на рис. 3, приріст дальності дії РЛС за рахунок оптимізації просторової обробки складає десь 15-20%.

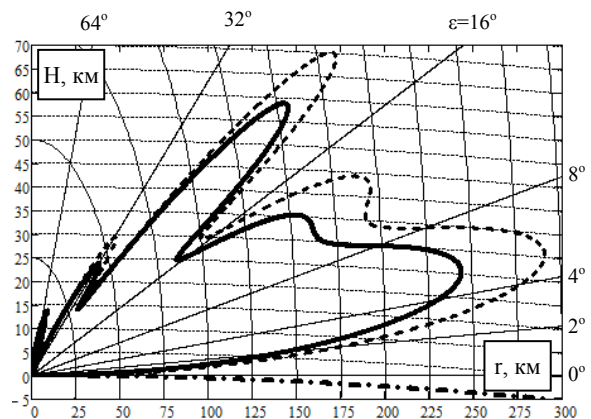


Рис. 3. Вид вертикального перетину зони виявлення РЛС П-18: суцільна лінія –  $r_1(\varepsilon)$ ; штрихова –  $r(\varepsilon)$

**Вираз (5) характеризує відклик**  $Y(\varepsilon_n / \varepsilon_{\psi})$  оптимального (адаптованого до моделі радіолокаційного спостереження)  $n$ -го просторового фільтру кутомісного пеленгатора на вхідний вплив, який включає (окрім шуму) прямі та перевідбиті ехо-сигнали від цілі під кутом місця  $\varepsilon_{\psi}$ . На рис. 4 представлені (що були отримані при послідовному опитуванні) нормовані відклики  $Y(\varepsilon_n / \varepsilon_{\psi})$  (5) просторових фільтрів для кутів місця  $\varepsilon_n = 0 \dots 30^\circ$  при кутах місця цілі  $\varepsilon_{\psi} = 12^\circ$  (а) та  $\varepsilon_{\psi} = 15^\circ$  (б).

Суцільними лініями показані відклики на несучій частоті, пунктирними та штриховими лініями показані відклики при зміщенні несучої частоти на  $-10\%$  та  $+10\%$  відповідно.

Максимуми відкликів точно співпадають (при нехтуванні тепловими шумами) з значенням кутової координати  $n$ -го просторового фільтру при  $\varepsilon_n = \varepsilon_{\psi} = 12^\circ$  (а) чи  $\varepsilon_n = \varepsilon_{\psi} = 15^\circ$  (б) для усіх значень несучої частоти, що забезпечує незміщену оцінку кутових координат цілей.

Крім істинних пеленгів можуть виникати (як і при користуванні гоніометром) 1-2 хибних максимуму (або пеленгу), положення (величина) яких змінюється при зміні несучої частоти (рис. 4). Таким чином, зіставлення значення пеленгів при різних несучих частотах дозволяє усунути хибну пеленгаційну інформацію.

Ширина істинних пеленгів на рівні  $-3$  дБ може складати (для різних несучих частот) величину  $\Delta\varepsilon \approx 3^\circ \dots 6^\circ$  (рис. 4). Тоді, при відношенні сигнал/шум  $q^2=100$  (20 дБ), точність пеленгації  $\sigma_\varepsilon \approx \Delta\varepsilon/q = 0,3^\circ \dots 0,6^\circ$ . Похибки в опису нормованих опорних векторів (4) будуть приводити до збільшення помилок  $\sigma_\varepsilon$  [10–13].

У зв'язку з тим, що форми відкликів (рис. 4) при різних кутах місця цілі  $\varepsilon_{\psi}$  різні (але фіксовані та можуть служити еталонами), то для підвищення точності кутомісних вимірів можливо перейти від пеленгації за методом знаходження максимуму відклику фільтру до методу зіставлення форм відкликів фільтрів при різних кутах місця цілі. Відмінність форми спостережуваного відклику від форми усіх еталонних відкликів буде свідчити (при достатньому відношенні сигнал/шум  $q^2$ ) про наявність в елементі розрізнення РЛС більш ніж однієї цілі.

Значення хибних пеленгів при різних несучих частотах розрізняються більш ніж на  $3^\circ$  (рис. 4), що дозволить їх селектувати (при вказаній вище точності пеленгації  $\sigma_\varepsilon$ ) з ймовірністю  $P \approx 0,95 \dots 0,99$ .

Для детального опису форм відкликів (рис. 4) потрібно формування набору нормованих опорних

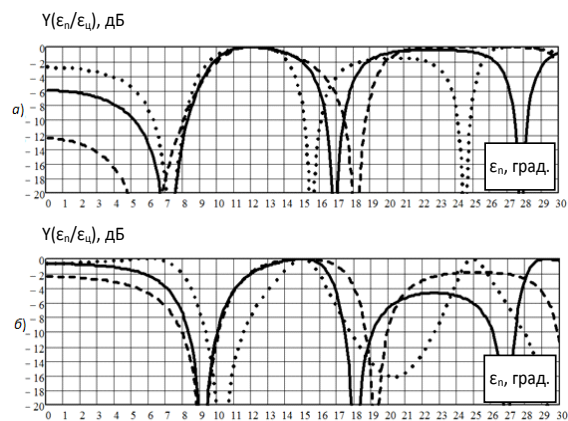


Рис. 4. Нормовані відклики просторових фільтрів на ехо-сигнал при  $\varepsilon_{\psi} = 12^\circ$  (а) та  $\varepsilon_{\psi} = 15^\circ$  (б)

векторів (4) з кроком приблизно  $1^\circ$  по куту місця. Загальне число опорних векторів (при огляді у межах кутомісного сектору у  $30^\circ$ ) складає  $L \approx 30$ . Це число збільшується, якщо характер перевідбиття від підстилаючої поверхні у різних азимутальних секторах зони огляду РЛС змінюється [12; 13]. Аналогічного розширення інформаційних можливостей РЛС можна домогтися і шляхом просторової модуляції зондуючого сигналу, наприклад, за рахунок оперативного управління формою ДНА РЛС.

## Висновки

1. Оптимізація просторової (кутомісної) обробки дозволяє розраховувати (стосовно до РЛС типу П-18 та її модифікацій) на енергетичний виграш приблизно 3 дБ. Середньоквадратичні помилки кутомісної пеленгації (при кутах місця більш ніж  $5$ – $6$  градусів) можуть бути зведені до часток градуса.

2. Розширити інформаційні можливості РЛС можна шляхом використання різних варіантів додаткової просторово-часової модуляції зондуючого сигналу. Наприклад, при зміні несучої частоти підпачок імпульсів (або при багаточастотном випромінюванні) ймовірність появи хибних кутомісних пеленгів (у діапазоні кутів місця  $0$ – $30^\circ$  градусів) може бути не більш  $0,01$ – $0,05$ . Можливо розрізнення цілей за кутом місця, для початку, за двома гіпотезами: а) одна ціль; б) більше однієї цілі.

3. Аналогічні результати можуть бути отримані при додатковій просторовій модуляції зондуючого сигналу за рахунок оперативної зміни форми діаграми направленості в процесі опромінення цілі.

4. Представлена методика може служити основою для аналізу потенційних можливостей вимірювання кутомісних координат цілей у дійсних та перспективних оглядових РЛС РТВ при наявності суттєвого перевідбиття радіохвиль земною поверхнею.

## Список літератури

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Маляренко и др.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Skolnik M.I. Radar Handbook. ISBN 0071485473 / M.I. Skolnik. – Boston: McGraw-HillBook Company, 2008. – 149 p.
3. Keysight Technologies, 5990-7036RURU (5990-5442EN/5990-5442RURU) [Електронний ресурс]. – 2017. – Режим доступу: [www.keysight.com](http://www.keysight.com).
4. Литвинов В.В. Обзор работ ВИРТА ПВО по безоблетному контролю зон обнаружения РЛС / В.В. Литвинов, В.Ф. Зюкин, М.Р. Арасланов // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – № 4. – С. 469-476.
5. Зюкин В.Ф. Требования к удалению имитаторов активных помех при полигонных испытаниях РЛС / В.Ф. Зюкин, А.В. Белавин, Д.Ю. Свистунов // Системи обробки інформації. – 2013. – № 1(108). – С. 56-60.
6. Gorobets N.N. Fields of a rectangular loop antenna in the near-field zone / N.N. Gorobets, A.V. Trivaylo // Telecommunication and Radio Engineering. – 2010. – № 69(11). – P. 947-957.
7. Gorobets N.N. Curved Dipole in the Near-Field and Far-Fiel Zones of Observation / N.N. Gorobets, A.V. Trivaylo // ICAT, 7-th International Conference on Antenna Theory and Techniques. – Lviv, 6-9 October 2009. – P. 102-104.
8. Gregson S.F. Conical Near-Field Antenna Measurements / S.F. Gregson, G.E. Hindman // Antennas and Propagation Magazine. – 2009. – № 1(51). – P. 193-201.
9. Белавин О.В. Экспериментально-розрахунковий метод оцінки параметрів зон виявлення первинних та вторинних РЛС / О.В. Белавин, Г.Г. Камалтинов, О.С. Маляренко // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2012. – № 3(9). – С. 69-73.
10. Белавин О.В. Експериментально-аналітичний спосіб визначення верхньої межі зони виявлення повітряних об'єктів радіолокаційними станціями в процесі їхнього випробування / О.В. Белавин // Системи озброєння і військова техніка. – 2016. – № 4(48). – С. 83-87.
11. Christian W. Ingenieurburo [Електронний ресурс] / W. Christian. – 2018. – Режим доступу: [www.slideshare.net/hossamzein/radartutorial.eu](http://www.slideshare.net/hossamzein/radartutorial.eu).
12. Fusco M. Radar system on field-performance check / M. Fusco, R. Vertucci // Proc. 2016 IEEE Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace). – Florence, Italy, 21-23 June 2016. – P. 71-74. <https://doi.org/10.1109/MetroAeroSpace.2016.7573188>.
13. Bech J. Doppler Radar Observations – Weather Radar, Wind Profiler, Ionospheric Radar and Other Advanced Applications [Електронний ресурс] / J. Bech, J.L. Chau. – London: Edited by Published by InTech, 2012. – 470 p. Режим доступу: <https://www.intechopen.com/books/doppler-radar-observations-weather-radar-wind-profiler-ionospheric-radar-and-other-advanced-applications>.

## References

1. Shirman, Ya.D., Bagdasaryan, S.T. and Malyarenko, A.S. (2007), “Radioelektronnyie sistemy: Osnovy postroeniya i teoriya. Spravochnik. Izd. 2-e, pererab. i dop.” [Radio electronic systems: Bases of construction and theory. Reference book. Edition is second, processed and complemented], Radio Engineering, Moscow, 512 p.
2. Skolnik, M.I. (2008), *Radar Handbook*. ISBN 0071485473, Third Ed. McGraw-HillBook Company, Boston, 149 p.
3. The official site of Keysight Technologies (2017), 5990-7036RURU (5990-5442EN/5990-5442RURU), available at: [www.keysight.com](http://www.keysight.com).
4. Litvinov, V.V., Zyukin, V.F. and Araslanov, M.R. (2009), “Obzor rabot VIRTA PVO po bezobletnomu kontrolyu zon obnaruzheniya RLS” [Review of works of VIRTA PVO on control of areas of discovery radar], *Applied Radio Electronics*, No. 4, pp. 469-476.
5. Zyukin, V.F., Belavin, A.V. and Svistunov, D.Yu. (2013), “Trebovaniya k udalenyu imitatorov aktivnyih pomex pri poligonnyih ispytaniyah RLS” [Requirement to the delete of active noise simulators at ground tests radar], *Information Processing Systems*, No. 1(108), pp. 56-60.
6. Gorobets, N.N. and Trivaylo, A.V. (2010), Fields of a rectangular loop antenna in the near-field zone, *Telecommunication and Radio Engineering*, No. 69(11), pp. 947-957.
7. Gorobets, N.N. and Trivaylo, A.V. (2009), Curved Dipole in the Near-Field and Far-Fiel Zones of Observation, *ICAT, 7-th International Conference on Antenna Theory and Techniques: conf. proc.*, 6-9 October, Lviv, Ukraine, pp. 102-104.
8. Gregson, S.F. and Hindman, G.E. (2009), Conical Near-Field Antenna Measurements (AMTA Corner), *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, No. 1(51), pp. 193-201.
9. Bielavin, O.V., Kamaltynov, H.H. and Maliarenko, O.S. (2012), “Eksperymentalno-rozrakhunkoviyi metod otsinky parametriv zon vyjavlennia pervynnykh ta vtorynnykh RLS” [Experimentally-calculation method of estimation of parameters of areas of discovery primary and second radar], *Science and Technology of the Air Force of Ukraine*, No. 3(9), pp. 69-73.
10. Bielavin, O.V. (2016), “Eksperymentalno-analitychnyi sposib vyznachennia nyzhnoi kraiky zony vyjavlennia povitrianykh ob'ektiv perspektyvnoiu RLS MR-1” [Experimentally analytical method of determination of lower limit of area of exposure of air objects by perspective radar of MR-1], *Weapons Systems and Military Equipment*, No. 4(48), pp. 83-87.
11. Christian, W. (2018), *Ingenieurburo*, available at: [www.slideshare.net/hossamzein/radartutorial.eu](http://www.slideshare.net/hossamzein/radartutorial.eu).
12. Fusco, M. and Vertucci, R. (2016), Radar system on field-performance check, *Proc. 2016 IEEE Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace)*, 21-23 June, Florence, Italy, pp. 71-74. <https://doi.org/10.1109/MetroAeroSpace.2016.7573188>.
13. Bech, J. and Chau, J.L. (2012), *Doppler Radar Observations – Weather Radar, Wind Profiler, Ionospheric Radar, and*

**Відомості про авторів:**

**Зюкін Володимир Федорович**

кандидат технічних наук старший науковий співробітник науковий співробітник Харківського національного університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків, Україна  
<https://orcid.org/0000-0001-9461-9071>

**Кукобко Сергій Вікторович**

кандидат технічних наук старший науковий співробітник начальник науково-дослідного відділу Державного науково-дослідного інституту випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки, Чернігів, Україна  
<https://orcid.org/0000-0001-6289-4458>

**Трофимов Іван Миколайович**

кандидат технічних наук старший науковий співробітник Харківського національного університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків, Україна  
<https://orcid.org/0000-0001-7080-909X>

**Козлов Дмитро Михайлович**

старший викладач Харківського національного університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків, Україна  
<https://orcid.org/0000-0002-5647-0218>

**Information about the authors:**

**Volodymyr Zyukin**

Candidate of Technical Sciences Senior Research Research Associate of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0001-9461-9071>

**Serhii Kukobko**

Candidate of Technical Sciences Senior Research Chief of Scientific Research Department of State Research Institute for Testing and Certification of Arms and Military Equipment, Chernigiv, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0001-6289-4458>

**Ivan Trofymov**

Candidate of Sciences Senior Research of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0001-7080-909X>

**Dmytro Kozlov**

Senior Lecturer of Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine  
<https://orcid.org/0000-0002-5647-0218>

**ИЗМЕРЕНИЕ УГЛА МЕСТА ЦЕЛЕЙ В ОБЗОРНЫХ РЛС РТВ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН**

В.Ф. Зюкин, С.В. Кукобко, И.Н. Трофимов, Д.М. Козлов

*Рассматриваются варианты реализации в РЛС РТВ метрового диапазона длин волн каналов угломестной пеленгации целей. При малом числе ярусов антенной решетки РЛС, в условиях существенного переотражения радиоволн земной поверхностью, возникает неоднозначность угломестных измерений (формируются ложные угломестные пеленги). Для устранения ложной информации предлагается ряд методов, которые основаны на дополнительной пространственно-временной модуляции зондирующих сигналов. Приводятся методика и результаты расчетов показателей качества измерений при использовании предложенных вариантов построения каналов угломестной пеленгации целей, что позволяет сопоставлять возможности разных технических решений.*

**Ключевые слова:** РЛС метрового диапазона волн, измерения угломестных координат целей, ложные угломестные пеленги.

**MEASURING ANGLE OF THE TARGETS IN THE SURVEY METER RANGE RADARS OF THE RADIO-TECHNICAL TROOPS**

V. Zyukin, S. Kukobko, I. Trofymov, D. Kozlov

*The variants of realization in the meter range radar of radio technical troops of wavelengths channels in angular bearing direction of the targets are considered. For describing the expected amplitude-phase distribution of the echo signal at the vertical opening of the antenna, using a number of modern methods of monitoring the radar detection zones at the position is proposed. In the case of a small number of layers of the radar antenna array, under conditions of significant reflection of radio waves by the earth's surface, ambiguity of angular measurements occurs (false angular bearings are formed). For eliminating false information, a number of methods are proposed that are based on additional space-time modulation of sounding signals. Temporal modulation can be accomplished by changing the carrier frequency of the emitted signals and space modulation by operatively changing the shape of the antenna pattern in the irradiation target. Methods and results of calculations of quality indicators of measurements at use of the offered variants of construction of channels in angular direction bearing targets are given. Optimization of space (angular) processing allows to provide (with respect to the P-18 radar and its modifications) an energy gain of up to 3 dB. The root-mean-square errors of angular bearing (at angles above 5–6 degrees) can be reduced to fractions of a degree. The probability of false angular bearings (in the range of 0-30 degree angles) can be no more than 0.01 - 0.05. It is possible to resolve targets at the corner of the site, to begin with, under two hypotheses: a) one target; b) more than one target. The presented method can serve as a basis for the analysis of potential possibilities for measuring the angular coordinates of the targets in the existing and perspective survey radars of radio-technical troops in the presence of significant reflection of radio waves by the earth surface and can also be used for the rational choice of rational technical solutions.*

**Keywords:** radar of the meter wavelength range, measurement of elevation coordinates of targets, false elevation bearings, space-time modulation of the probing signals, angular resolution of the radar.