
УДК 535.3

О.В. Карпенко, В.В. Онищенко

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

УЗАГАЛЬНЕНІ ФУНКЦІЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ДЛЯ ВІДЕОІМПУЛЬСНИХ РЛС З АНТЕННИМИ РЕШІТКАМИ РІЗНОЇ КОНФІГУРАЦІЇ

В статті розглядається можливість виявлення й отримання інформації про просторові координати об'єктів в задачах ближньої надиширокосмугової радіолокації з використанням узагальнених функцій невизначеності для відеоімпульсних РЛС з антенними решітками різної конфігурації.

Ключові слова: багатоканальні РЛС типу МІМО, узагальнена функція невизначеності, відеоімпульси, роздільність, відеоімпульсна антенна решітка.

Вступ

Останніми роками набув швидкого розвитку новий напрямок у радіолокації – багатоканальні РЛС типу МІМО (Multiple Input – Multiple Output)

[1, 8]. Використання цього типу РЛС дозволяє здійснювати просторове розділення і селекцію цілей на основі випромінювання та приймання ансамблів когерентних просторово-часових сигналів. При цьому використовуються багатоканальні антенні системи

(АС), які складаються з декількох випромінюваних і приймальних елементів. Сигнали, що випромінюються передавальними елементами, є взаємно ортогональними від елемента до елемента. Така ортогональність може бути досягнута за рахунок ортогональності за часом, спектральним складом або частотою, а також за кодовим розділенням сигналів.

Принципи роботи багатоканальних РЛС типу МІМО можна використовувати не тільки в радіолокації, а й в гідроакустиці, де їх технічне втілення може бути більш простим внаслідок використання більш низьких частот акустичного діапазону.

В РЛС типу МІМО найбільш природнішим чином можуть використовуватися ансамблі когерентних надширококутових (НШС) зондувальних сигналів. Це обумовлено можливістю розділення спільної НШС-смуги випромінювання ортогональних компонент зондувальних сигналів між окремими передавальними елементами АС. Зокрема, використання моноімпульсних багаточастотних сигналів забезпечує можливість створення НШС багатоканальних РЛС, які функціонують у низькочастотних діапазонах хвиль з високим просторовим розділенням і широкою сферою практичного застосування.

Для теорії і практичних застосувань радіолокації безперечний інтерес має аналіз та співставлення роздільності та селективності різних видів НШС-сигналів та конфігурацій АС в РЛС типу МІМО з єдиних теоретичних позицій, що базуються на отриманні та обчисленні узагальненої функції невизначеності (УФН) лише за просторовими координатами або за просторовими координатами та швидкістю.

Аналіз УФН дозволяє дослідити та зіставити не тільки роздільність, а й рівень бічних пелюсток, а також можливу неоднозначність та невизначеність вимірювань окремих координат на підставі дослідження одномірних та двовимірних перерізів УФН за умов різних просторових варіантів АС та різного вигляду і складу ортогональних ансамблів зондувальних сигналів.

Принципи та особливості технічної реалізації РЛС типу МІМО значним чином залежать від виду НШС-сигналів. Зокрема, для НШС відеоімпульсних РЛС типу МІМО просторово багатоканальна побудова передбачає застосування спеціальної відеоімпульсної приймально-передавальної АС або відеоімпульсної антенної решітки (ВІАР). Елементами ВІАР є функціонально закінчені мінірадіолокатори з відеоімпульсним випромінюванням та стробуванням за дальністю з роздільністю, яка обумовлена шириною смуги або тривалістю відеоімпульсного сигналу. Усі елементи ВІАР синхронізовані спеціальним чином за випромінюванням, прийомом та стробуванням відеоімпульсних сигналів, які випромінюються передавальними елементами ортогонально за часом. Таким системам в зарубіжній науково-технічній літературі

приділяється велика увага. Вони базуються на МІР-технології (Micropower Impulse Radar), застосування якої при створенні багатоканальної РЛС з ВІАР потребувало розробки спеціалізованих комплектів надшвидкісних імпульсних мікросхем (кореляторів, ліній затримки, лічильників).

Існує велика кількість теоретичних публікацій, які присвячені РЛС з ВІАР. В роботі [5] розглянуто варіант багатоелементної лінійної передавальної антенної решітки (АР) і приймальної антени у вигляді окремого елемента й досліджено розділення за дальністю, швидкістю та кутом на основі багатомірної УФН просторово-часової багатоканальної системи. Низка важливих проблем і задач, а також прикладів пристроїв виявлення цілей поза межами безпосередньої видимості на основі методів НШС-радіолокації з застосуванням просторово багатоканальної АС типу МІМО, зокрема стосовно використання відеоімпульсних зондувальних сигналів, проаналізовані в роботах [2, 6].

Результати, які представлені в цих роботах, неможливо безпосередньо використовувати при розрахунках і аналізі УФН для задач теоретичної оцінки розділення цілей і рівня бокових пелюсток за просторовими координатами за умов різних конфігурацій та характеристик просторово багатоканальної РЛС типу МІМО, а також при аналізі просторової селекції цілей на фоні відбиттів від місцевих предметів.

Однією з перших практично реалізованих РЛС типу МІМО є французька система RIAS (Radar à Impulsion et Antenne Syntetic) [7], призначенням якої є дальнє виявлення повітряних і балістичних об'єктів у круговій зоні огляду та верхній півсфері над значною частиною території Франції. РЛС, яка побудована на принципах системи RIAS, до 2000 року була реалізована також у Китаї.

В РЛС типу RIAS у якості ортогональних сигналів застосовуються прямокутні імпульси тривалістю τ_i з різною частотою-носієм, які одночасно випромінюються усіма елементами передавальної АР. Частоти випромінювання для передавальних елементів обрані з когерентної сітки частот, що рознесені з постійним кроком $\Delta f = 1 / \tau_i$. Це забезпечує ортогональність за частотою імпульсів, які випромінюються різними елементами АР. Сумарна миттєва частотна смуга сигналів, які випромінюються одночасно усіма N елементами передавальної АР, $\Delta F = \Delta f \cdot N$ і в N разів переважає ширину смуги частот одиночного радіоімпульсу на кожній парціальній частоті окремих передавальних елементів АР. Цей факт дозволяє отримати при обробці сигналів у кожному приймальному каналі синтезований короткий імпульс, відбитий від цілі з роздільністю за дальністю δ , що в N разів менше імпульсного об'єму простого прямокутного випромінювального імпульсу тривалістю τ_i . Під час спільної векторної кореляційної обробки сигналів, які приймаються усіма N

елементами приймальної АР, в цифровій системі обробки сигналів здійснюється синтезування результуючої заповненої антенної апертури та реалізуються можливості визначення кутових координат цілі і цифрового огляду простору. Задачі селекції рухомих цілей і вимірювання доплерівських частот вирішуються в системі RIAS на основі принципу пріоритету доплеровської обробки сигналів по кожній ортогональній частотній компоненті.

До РЛС типу МІМО можна віднести й когерентні багатопозиційні (БП) РЛС [3]. Однак на відміну від класичних БП РЛС, в яких відстані між передавальними і приймальними пунктами порівняні з відстанню до цілі, до просторово багатоканальної РЛС типу МІМО зараховують і системи, в яких відстані між елементами АС набагато менше дальності до цілі. Це зближує АС та РЛС типу МІМО з антенними решітками, у тому числі з фазованими. Поряд з цим відстані між елементами АС можуть суттєво переважати половину довжини хвилі, що відповідає середній частоті спектра сукупності сигналів, які випромінюються усіма елементами АС. При цьому значення роздільності РЛС за дальністю, що визначається величиною, зворотною ширині спектра ансамблю сигналів, який випромінюється усіма передавальними елементами АС, може бути меншою за розмір проекції АС на напрямок "РЛС – ціль" і навіть менше проекції відстані між елементами АС на цей самий напрямок. У цьому випадку АС є розрідженою і надширокосмуговою у відповідності до поняття НШС-систем, а обробка сигналів на виході такої АС має усі ознаки просторово-часової обробки [4]. При цьому методи й алгоритми обробки сигналів будуть залежати від виду зондувального сигналу та принципів ортогональності.

Метою статті є аналіз та співставлення роздільності та селективності відеоімпульсів та конфігурацій АС в РЛС типу МІМО, що базуються на отриманні та обчисленні узагальненої функції невизначеності

Результати досліджень

1. Моделі сигналів у відеоімпульсних РЛС з антенними решітками

Припустимо, що умовний центр відеоімпульсної РЛС малої дальності з роздільними в загальному випадку передавальною і приймальною АР співпадає з початком прямокутної системи координат (x, y, z). В цій системі координат положення цілі Ц задається вектором $\vec{r} = \|x, y, z\|^T$, а положення n-го і m-го елементів передавальної та приймальної АР визначається векторами $\vec{r}_n = \|x_n, y_n, 0\|^T$ і $\vec{r}_m = \|x_m, y_m, 0\|^T$ при $n = 0, \dots, N_{\text{пер}}$, $m = 0, \dots, N_{\text{пр}}$, де $N_{\text{пер}} + 1, N_{\text{пр}} + 1$ – відповідно кількість передавальних та приймальних елементів;

$\| \cdot \|^T$ – символ транспонування вектора-рядка. На рис. 1 надані затримки розповсюдження сигналів τ_n і τ_m відповідно між ціллю та n-м передавальним елементом і m-м приймальним елементом.

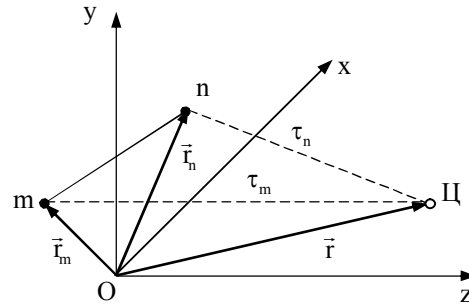


Рис. 1. Завдання положення цілі та n-го і m-го елементів передавальної і приймальної АР

У якості математичних моделей відеоімпульсів, що випромінюються елементами передавальної АР, розглянемо наступні:

$$s_0(t) = e^{-\alpha_0 t^2} \cos \omega_0 t; \quad (1)$$

$$s_1(t) = e^{-\alpha_1 t^2} \sin \omega_1 t. \quad (2)$$

Відповідно до умов випромінювання відеоімпульсних сигналів їх середні значення за часом повинні дорівнювати нулю. У якості опорного імпульсу будемо застосовувати

$$s_2(t) = e^{-\alpha_2 t^2} (\cos \omega_2 t - e^{-\omega_2^2 / (4\alpha_2)}). \quad (3)$$

Розглянемо окремий випадок параметрів сигналів:

$$\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = \Delta f^2, \quad \Delta f = f_B - f_H; \quad (4)$$

$$\omega_0 = \omega_1 = \omega_2 = \pi (f_B + f_H), \quad (5)$$

де f_B, f_H – умовні верхня та нижня межі спектра частот імпульсу.

Розрахункові форми імпульсів, які відповідають даному випадку, наведені на рис. 2 при $f_H = 100$ МГц і $f_B = 1000$ МГц.

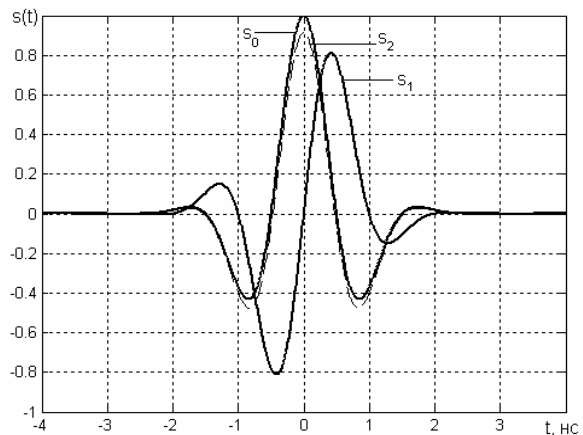


Рис. 2. Моделі відеоімпульсних сигналів, які обираються при розрахунках УФН ВІАР

З рис. 2 видно, що при обранні параметрів імпульсів у відповідності до співвідношень (4) і (5) імпульси $s_0(t)$ і $s_2(t)$ практично співпадають. Однак за умов незалежного вибору параметрів α_1 і ω_1 , який не пов'язаний з граничними частотами f_n і f_b співвідношеннями (4) та (5), можливі відмінності між цими імпульсами. Тому віднімання сталої $e^{-\omega_1^2/(4\alpha_2)}$ у виразі (3) забезпечить точне дотримання рівняння нулю середнього значення сигналу $s_2(t)$ за умов усіх можливих сполучень його параметрів.

Специфічна форма імпульсів виду $s_1(t)$ має деяку схожість з характеристикою часового дискримінатора. Імпульс такого вигляду можна використовувати як у якості зондувального імпульсу, так і в якості опорного або стробувального імпульсу у тих практичних розробках відеоімпульсних систем, яким притаманна часоімпульсна модуляція та які потребують точного вимірювання часового положення відбитих від цілі імпульсів або демодуляції.

Імпульси вигляду $s_0(t)$ можуть моделювати опорні строби у системі селекції за дальністю. Імпульси вигляду $s_2(t)$, як і імпульси вигляду $s_1(t)$, можуть використовуватись у якості моделей імпульсів, які випромінюються передавальними елементами АР.

У подальшому передбачається наявність необхідних індивідуальних та загальних для передавальної та приймальної АР систем синхронізації, склад і функціонування яких визначаються алгоритмами випромінювання й приймання усієї відеоімпульсної РЛС. Під час виводу виразів для УФН будемо вважати, що застосовується ідеальна система синхронізації елементів АР. В даному випадку елементи АР стають поєднаними на передавання та прийом, і високоточна синхронізація передавача і приймача необхідна лише в межах одного елемента АР, що з технічної точки зору забезпечити простіше, ніж у загальному випадку роздільних передавальної і приймальної АР.

Припустимо, що період T випромінювання імпульсів є постійним на інтервалі $0 \leq t \leq (N_{\text{пер}} + 1)T$. Для ортогоналізації сигналів елементи передавальної АР випромінюють імпульси по чергові з інтервалом T . Тоді імпульс i -го вигляду, який випромінюється n -м елементом решітки, дорівнює $s_i(t - nT)$. У цьому випадку сигнал від точкової цілі, що прийнятий в m -му елементі решітки на інтервалі $0 \leq t \leq (N_{\text{пер}} + 1)T$, з вектором координат \vec{r} з точністю до множника можна записати у вигляді

$$g_m(t, i) = \sum_{n=0}^{N_{\text{пер}}} s_i(t - nT - \tau_{mn}(\vec{r})), \quad (6)$$

В даному виразі $\tau_{mn}(\vec{r}) = \tau_n(\vec{r}) + \tau_m(\vec{r})$ – сума запізнювань сигналу на шляху n -й елемент передавальної АР – цілі з вектором координат \vec{r} – m -й

елемент приймальної АР, причому

$$\tau_n(\vec{r}) = \frac{1}{c} |\vec{r} - \vec{r}_n|; \quad \tau_m(\vec{r}) = \frac{1}{c} |\vec{r} - \vec{r}_m|, \quad (7)$$

де c – швидкість розповсюдження сигналу, що наближається до швидкості світла.

За наявності декількох розподілених у просторі відбивачів кожен з доданків у виразі (6) необхідно замінити сумарним сигналом, відбитим $K+1$ відбивачами:

$$h_{mn}(t, i) = \sum_{k=0}^K A_k s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_k)), \quad (8)$$

де \vec{r}_k, A_k – вектор координат і амплітуда k -го відбивача. В результаті отримуємо

$$g_m(t, i) = \sum_{n=0}^{N_{\text{пер}}} h_{mn}(t - nT, i) = \sum_{n=0}^{N_{\text{пер}}} \sum_{k=0}^K A_k s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_k)). \quad (9)$$

За умов малої тривалості зондувального імпульсу $\tau_i \ll T$ і затримках τ_{mn} , що задовольняють умові $\tau_{mn} < T$, сигнали у виразах (6) і (8) є ортогональними у відповідності до умов випромінювання, тобто не перекриваються у часі. Тому вони можуть бути після зсуву у часі до початку періоду з номером n подані на вхід системи обробки у вигляді матриць багатоканальних сигналів розміру $(N_{\text{пер}} + 1)(N_{\text{пр}} + 1)$:

$$S(t, i) = \| s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r})) \|; \quad H(t, i) = \| h_{mn}(t, i) \|, \quad n = 0, \dots, N_{\text{пер}}, \quad m = 0, \dots, N_{\text{пр}}. \quad (10)$$

У випадку випромінювання та прийому сигналу одним і тим самим елементом АР, що являє собою закінчений мікрорадар, запізнювання $\tau_{mn}(\vec{r})$ можна записати у вигляді

$$\tau_{mn}(\vec{r}) = 2\tau_n(\vec{r}) = \frac{2}{c} |\vec{r} - \vec{r}_n|. \quad (11)$$

При цьому замість матриць (10) на вході системи обробки маємо вектори багатоканальних сигналів

$$S(t, i) = \| s_i(t - \tau_n(\vec{r})) \|^T; \quad H(t, i) = \| h_n(t, i) \|^T, \quad n = 0, \dots, N_{\text{пер}}, \quad (12)$$

де $h_n(t, i)$ обчислюється за формулою, аналогічною формулі (9):

$$h_n(t, i) = \sum_{k=0}^K A_k s_i(t - \tau_n(\vec{r}_k)). \quad (13)$$

Для визначення інформаційних характеристик ВІАР (роздільність за просторовими координатами, рівень бокових пелюсток у просторовій зоні спостереження), необхідно конкретизувати алгоритм спільної обробки багатоканальних сигналів, які задані елементами матриць (10) і векторів (12).

2. Узагальнені функції невизначеності для відеоімпульсних РЛС з АР

За умов оптимальної узгодженої багатоканальної просторово-часової обробки кореляційні інтеграли для першої та другої сукупностей сигналів у виразі (10) представимо у вигляді

$$I_{ii}(\vec{r}_0) = \sum_{n, m=0}^{N_{\text{пер}}, N_{\text{пр}}} \int_{-\infty}^{\infty} h_{mn}(t, i) s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_0)) dt; \quad (14)$$

$$I_{ii}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{n, m=0}^{N_{\text{пер}}, N_{\text{пр}}} \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r})) s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_0)) dt, \quad (15)$$

де \vec{r} – вектор координат цілі, які закодовані в затримках приймальних багатоканальних сигналів точкової цілі, $\vec{r} = \|x, y, z\|^T$; \vec{r}_0 – вектор координат цілі, закодованих в затримках багатоканальних опорних сигналів системи узгодженої обробки, $\vec{r}_0 = \|x_0, y_0, z_0\|^T$. При цьому кореляційний інтеграл $I_{ii}(\vec{r}_0)$ (14) являє собою алгоритм оптимальної просторово-часової обробки сукупності сигналів $h_{mn}(t, i)$ на виходах елементів приймальної АР при використанні зондувального відеоімпульсу і -го вигляду у співвідношеннях (1) – (3). Індекс n є номером елемента передавальної АР, а m – номер елемента приймальної АР. Кореляційний інтеграл $I_{ij}(\vec{r}, \vec{r}_0)$ (15) використовується як основа для обчислення УФН, яка визначається для сигналу точкової цілі:

$$\Psi_{ii}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \frac{|I_{ii}(\vec{r}, \vec{r}_0)|}{\sqrt{|I_{ii}(\vec{r}, \vec{r})| |I_{ii}(\vec{r}_0, \vec{r}_0)|}}. \quad (16)$$

У загальному випадку, коли форма опорного сигналу відрізняється від форми зондувального сигналу, можна використовувати узагальнену функцію взаємної невизначеності (УФВН)

$$\Psi_{ij}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \frac{|I_{ij}(\vec{r}, \vec{r}_0)|}{\sqrt{|I_{ij}(\vec{r}, \vec{r})| |I_{ij}(\vec{r}_0, \vec{r}_0)|}}, \quad (17)$$

де

$$I_{ij}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{n, m=0}^{N_{\text{пер}}, N_{\text{пр}}} \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r})) s_j(t - \tau_{mn}(\vec{r}_0)) dt. \quad (18)$$

Алгоритм взаємної кореляційної обробки вихідних сигналів $h_{mn}(t, i)$ приймальної АР буде мати вигляд, аналогічний виразу (14):

$$I_{ij}(\vec{r}_0) = \sum_{m, n=0}^{N_{\text{пер}}, N_{\text{пр}}} \int_{-\infty}^{\infty} h_{mn}(t, i) s_j(t - \tau_{mn}(\vec{r}_0)) dt. \quad (19)$$

Якщо при цьому опорний сигнал взяти у вигляді δ -функції $s_j(t) = \delta(t)$, то вирази (18), (19) і

(17) будуть мати вигляд:

$$I_i(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{m, n=0}^{N_{\text{пер}}, N_{\text{пр}}} s_i(\tau_{mn}(\vec{r}_0) - \tau_{mn}(\vec{r})); \quad (20)$$

$$I_i(\vec{r}_0) = \sum_{m, n=0}^{N_{\text{пер}}, N_{\text{пр}}} h_{mn}(\tau_{mn}(\vec{r}_0), i); \quad (21)$$

$$\Psi_i(\vec{r}, \vec{r}_0) = \frac{|I_i(\vec{r}, \vec{r}_0)|}{\sqrt{|I_i(\vec{r}, \vec{r})| |I_i(\vec{r}_0, \vec{r}_0)|}}. \quad (22)$$

В особливому випадку за умов збігу координат і кількості передавальних та приймальних елементів ВІАР у формулах підсумовування необхідно прийняти $N_{\text{пер}} = N_{\text{пр}} = N$, а у формулі (7) покласти $\vec{r}_n = \vec{r}_m$.

При цьому випромінювання і прийом проводяться одним і тим самим елементом АР і замість подвійних сум маємо однократні суми:

$$I_{ij}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{n=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t - \tau_n(\vec{r})) s_j(t - \tau_n(\vec{r}_0)) dt; \quad (23)$$

$$I_{ij}(\vec{r}_0) = \sum_{n=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} h_n(t, i) s_j(t - \tau_n(\vec{r}_0)) dt; \quad (24)$$

$$I_i(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{n=0}^N s_i(\tau_n(\vec{r}_0) - \tau_n(\vec{r})); \quad (25)$$

$$I_i(\vec{r}_0) = \sum_{n=0}^N h_n(\tau_n(\vec{r}_0), i), \quad (26)$$

де $N+1$ – кількість елементів приймально-передавальної АР; $\tau_n(\vec{r})$ визначається останнім рівнянням у співвідношеннях (11).

3. УФВН для відеоімпульсних РЛС з АР різної конфігурації

Розглянемо приклади застосування УФВН для відеоімпульсних РЛС з лінійною, кільцевою та прямокутною АР. Нехай нижня гранична частота f_n спектра дорівнює 100 МГц. Тоді ширину смуги частот імпульсу візьмемо для двох випадків: $\Delta f = 900$ МГц та $\Delta f = 1900$ МГц.

3.1. Лінійна АР

Наведемо розрахунки УФВН для відеоімпульсної просторово багатоканальної РЛС з одномірною (лінійною) еквідистантною ВІАР довжиною $\ell = 1,2$ м, яка має 9 приймально-передавальних елементів, розташованих симетрично на осі x та відстань між сусідніми елементами $b = 0,15$ м (рис. 3). Внаслідок одномірного характеру АР виникає інтерес до спостереження цілей і обчислення УФВН в координатній площині xOz . В якості зондувального сигналу використовувався відеоімпульс $s_2(t)$ вигляду (3).

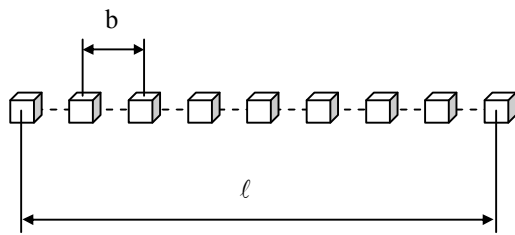


Рис. 3. Лінійна AP

Розрахунки проводилися для функції вигляду (22) з урахуванням формул (3), (20) і (25) при

$$\vec{r}_0 = \|x_0, z_0\|^T$$

і фіксованому положенні цілі, що розташована на відстані 5 м від середини AP по її нормалі, тобто при $x = 0, z = 5$.

Результати були отримані під час взаємної обробки сигналів з вимірюванням бістатичних відстаней для усіх можливих пар елементів AP. При кожному варіанті обробки ширина головної пелюстки УФВН зменшувалася зі збільшенням ширини смуги відеоімпульсу (при зменшенні його тривалості). При взаємній обробці рівень дальніх бокових пелюсток в координатній площині xOz був досить низьким і складав менш ніж 0,02, тобто менш ніж -34 дБ. Перехід до автономної обробки в елементах приймально-передавальної AP обумовив помітне звуження головної пелюстки УФВН за координатами x, z . При цьому рівень дальніх бокових пелюсток зріс: при ширині смуги частот імпульсу 900 МГц – приблизно до рівня 0,05 (-26 дБ), а при ширині смуги частот 1900 МГц – до рівня 0,1 (-20 дБ).

При одиночному точковому об'єкті на індикаторі відображався максимум УФВН в координатній площині xOz , який визначав положення об'єкта, а також бокові пелюстки УФВН в цій координатній площині. Рівень бокових пелюсток відповідав ступеню придушення відбиттів від місцевих предметів, що знаходилися в інших елементах просторового розділення.

3.2. Кільцева AP

Розглянемо кільцеву приймально-передавальну AP діаметром $d = 1,2$ м, яка має 25 приймально-передавальних елементів (рис. 4).

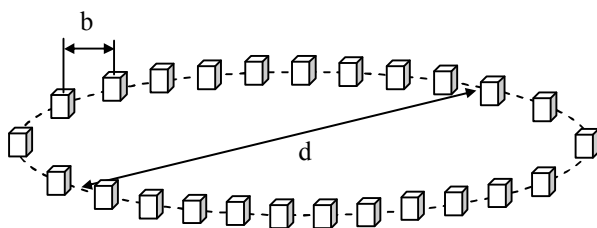


Рис. 4. Кільцева AP

Кільцева AP розташована в координатній площині xOy з центром окружності, який співпадає з початком координат. В цьому випадку відстань між елементами AP, яка складає $b = 0,151$ м, майже така, як і в лінійній AP, що пояснюється збільшеною загальною кількістю елементів.

Результати розрахунків УФВН для даної кільцевої AP значною мірою наближені до попередніх результатів за тих самих положень цілі. Слід додати, що дана кільцева AP налічує достатньо велику кількість елементів.

Тому можна вважати, що вона має кругову симетрію в координатній площині xOy і, відповідно, перерізи УФВН у будь-якій площині, яка проходить через вісь z , у тому числі й в координатній площині yOz , є практично однаковими.

Таким чином існує можливість вимірювання трьох координат цілі на відміну від випадку використання лінійної антенної решітки з вимірюванням лише двох координат. Як і в лінійній AP, абсолютний рівень бокових пелюсток за умов автономної обробки сигналів виявився вищим, ніж при взаємній обробці.

3.3. Прямокутна AP

Наведений метод розрахунку УФН дозволяє отримати чисельні результати й для плоских прямокутних AP ($\ell \times w$). Розглянемо приклад прямокутної AP розміром $1,2 \times 0,8$ м, що має чотири ряди елементів по сім елементів у кожному (рис. 5). Відстань між елементами в рядках $\Delta \ell = 0,2$ м, а в стовпцях $\Delta w \approx 0,267$ м.

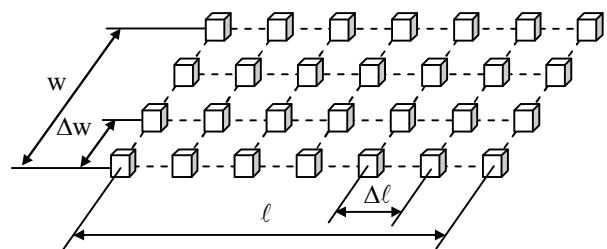


Рис. 5. Прямокутна AP

Для прямокутної антенної решітки переріз в площині yOz мав явно виражену головну пелюстку на відміну від випадку лінійної AP. Однак у порівнянні з кільцевою AP переріз УФВН у площині yOz відрізнявся від перерізу в площині xOz як за шириною, так і за рівнем бокових пелюсток. Це цілком очікувано, оскільки вони різняться розмірами, кількістю елементів та відстанями між елементами даної прямокутної решітки по горизонтальній і по вертикальній координатним осям x і y . У кільцевій AP відмінностей в горизонтальних і вертикальних розмірах не було.

Висновки

З аналізу наведених результатів можна зробити наступні висновки:

1. Виявлення і отримання інформації про просторові координати об'єктів в задачах ближньої НШС радіолокації можна здійснювати з використанням ВІАР.

2. Для аналізу просторової роздільності таких просторово-часових радіолокаційних систем обчислюються перерізи УФВН.

3. Розрахунок двовимірних УФН для лінійної, кільцевої і прямокутної АР дозволяє оцінити розміри просторового елемента розділення, виходячи з ширини головної пелюстки перерізів УФН за відповідними координатами, а також визначити рівень бокових пелюсток УФН, що характеризує ступінь придушення відбиттів від місцевих предметів.

4. Ширина головної пелюстки та рівень бокових пелюсток визначаються такими параметрами відеоімпульсу, як тривалість або ширина спектра випромінюваних відеоімпульсів, розміри і конфігурація решітки, зокрема кількість елементів та відстань між елементами.

5. При використанні єдиної АР для передавання та приймання сигналів з приймально-передатвальними антенними елементами можливе використання двох підходів, які також суттєво впливають на розмір просторового елемента розділення та рівень бокових пелюсток УФН.

Перший підхід до обробки інформації полягає в отриманні та взаємній обробці бістатичних дальнісних профілів для усіх можливих пар елементів решітки.

Другий підхід передбачає автономне отримання однопозиційних дальнісних профілів для кожного елемента решітки та їх подальшу спільну обробку.

За інших рівних умов застосування першого підходу забезпечує більшу ширину головної пелюстки і менший рівень бокових пелюсток УФН системи. Другий підхід дозволяє отримати помітно більш вузьку головну пелюстку УФН і відповідно більш високу роздільність, але рівень бокових пелюсток при цьому буде вищим.

Список літератури

1. Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации: МІМО РЛС / В.С. Черняк // Прикладная радиоэлектроника. – Х.: АНПРЕ, 2009. – Т. 8, № 4. – С. 477-489.
2. Черняк В.С. Оптимизация обнаружения неподвижных людей под завалами строительных конструкций / В.С. Черняк // Широкополосные и сверхширокополосные сигналы и системы: сб. статей / под ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2009. – С. 58-72.
3. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
4. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Вовшин Б.М. Многомерные функции неопределенности сверхширокополосных видеоимпульсных сигналов в радиолокационной системе с синтезированной апертурой / Б.М. Вовшин, О.А. Жаворонко // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44; № 12. – С. 1487-1495.
6. Вовшин Б.М. Процедуры обнаружения подвижных объектов за преградами / Б.М. Вовшин, А.Ю. Гринева, Д.В. Фадин // Успехи современной радиоэлектроники: сб. статей / Под ред. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2009. – № 1-2. – С. 83-94.
7. Dorey J. RIAS, radar a impulsionet antenne syntetique / J. Dorey, G. Garnier, G. Auvray // Colloque International sur le Radar. – Paris : Avril, 1989. – P. 556-562.
8. MIMO Radar Signal Processing / Jian Li and Petre Stoica, Editors. – Wiley, 2009.

Надійшла до редколегії 12.11.2013

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ОБОБЩЕННЫЕ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ДЛЯ ВИДЕОИМПУЛЬСНЫХ РЛС С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

О.В. Карпенко, В.В. Онищенко

В статье рассматривается возможность обнаружения и получения информации о пространственных координатах объектов в задачах ближней сверхширокополосной радиолокации с использованием обобщенных функций неопределенности для видеоимпульсных РЛС с антенными решетками различной конфигурации.

Ключевые слова: многоканальная РЛС типа МІМО, обобщенная функция неопределенности, видеоимпульсы, решающая способность, видеоимпульсная антенная решетка.

GENERALIZED UNCERTAINTY FUNCTIONS FOR VIDEOIMPULSE RADARS WITH DIFFERENT CONFIGURATION ARRAYS

O.V. Karpenko, V.V. Onischenko

The opportunity to detect and receive information about 3D coordinates of objects in short-range ultra-wideband radiolocation tasks with use of generalized uncertainty functions for videoimpulse radars with different configuration arrays is observed in the article.

Keywords: multichannel radar like MIMO, generalized uncertainty function, videoimpulses, resolution capability, videoimpulse array.