

В.В. Ципоренко, аспір.

Житомирський державний технологічний університет

**АЛГОРИТМ ШВИДКОГО КОМПЛЕКСНОГО ПЕЛЕНГУВАННЯ  
ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ АНТЕННИХ РЕШІТОК***(Представлено д.т.н., проф. Манойловим В.П.)*

*Виконано синтез алгоритму комплексного пеленгування з використанням лінійної антенної решітки та цифрового синтезу її діаграми спрямованості. Особливістю алгоритму є використання цифрового спектрального аналізу та двоетапної процедури визначення напрямку на джерело на основі амплітудної та фазової інформації. Виконано дослідження швидкодії алгоритму комплексного пеленгування, що підтверджують його ефективність.*

**Постановка проблеми в загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими та практичними завданнями.** На сьогодні радіомоніторинг радіоелектронних засобів повинен здійснюватися в умовах складної електромагнітної обстановки, великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань і при багатопроменевому їх розповсюдженні, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації радіомоніторингу для вказаних умов є використання радіопеленгаторів з антенними решітками, керування діаграмою спрямованості яких здійснюється цифровими методами.

Зазвичай пеленгування реалізується амплітудним методом з пошуком такого напрямку спрямованості антени, який забезпечує максимальний рівень прийнятого випромінювання, недоліком якого є великі часові або апаратні витрати. Це зумовлено тим, що в процесі пеленгування необхідно здійснити спрямований просторовий прийом для усіх можливих напрямків на джерело випромінювання, кількість яких визначається точністю пеленгування.

**Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми.** В роботах [1, 2] виконано дослідження спектральних методів визначення напрямку на джерело випромінювання з використанням антенних решіток, що ефективно реалізуються в цифровій формі, та їх порівняльний аналіз. Однак, вказані методи використовують енергетичний аналіз і відповідні варіанти амплітудного методу пеленгування, що визначає їх відносно великі часові витрати у порівнянні з фазовим, амплітудно-фазовим та комплексним методами.

В роботі [3] виконано дослідження властивостей фазових діаграм спрямованості антен та запропоновані методи їх вибору і розрахунку. Але в роботі не визначені принципи та методи цілеспрямованого використання фазових діаграм спрямованості при синтезі та оптимізації радіоелектронних пристроїв, в тому числі пристроїв пеленгування, що обмежує ефективність їх використання.

В роботі [4] запропоновані ефективні алгоритми цифрового апертурного синтезу на основі багатоелементних антен кільцевої конфігурації з використанням методів формування променя та методів з високим розрізненням. Запропоновані алгоритми скорочують обчислювальні витрати у порівнянні з прямим синтезом, використовуючи швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Однак запропоновані алгоритми враховують тільки амплітудні характеристики антен, що суттєво обмежує їх ефективність.

В роботах [5, 6, 7] виконано синтез та порівняльний аналіз багатоканальних моноімпульсних радіопеленгаторів, в тому числі комбінованих, що використовують тільки просторово-часову обробку радіосигналів. Однак в даних роботах не розглянуті питання врахування комплексних діаграм спрямованості антен і відповідних комплексних методів пеленгування з метою підвищення їх швидкодії.

**Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми.** Таким чином, невирішеною раніше частиною загальної проблеми підвищення швидкодії радіопеленгаторів з використанням антенних решіток є синтез методів пеленгування з мінімальними часовими витратами на основі цифрового комплексного синтезу їх діаграми спрямованості.

**Формулювання цілей статті.** Відповідно до невирішених раніше частин загальної проблеми підвищення швидкодії радіопеленгаторів з використанням антенних решіток, цілями статті є: синтез методів пеленгування з мінімальними часовими витратами, що використовують комплексні діаграми спрямованості приймальних антен з використанням антенних решіток.

**Викладення основного матеріалу дослідження.** Розглянемо задачу мінімізації тривалості визначення напрямку на джерело квазігармонічного випромінювання  $S(t)$  з відомою несучою частотою, яке приймається лінійною антенною решіткою (АР) із  $L$  еквідистантно розташованими радіоканалами, що мають ідентичні характеристики та адитивні гаусові шуми однакової потужності з рівномірним

розподілом її густини  $N(\omega)$  в межах смуги пропускання і великим відношенням сигнал/шум. Умови прийому радіовипромінювання  $l$ -м пеленгаційним каналом визначимо наступним чином:

$$S_l(t) = A_m \cos(\omega_s(t - \tau_l) + \varphi_0) + n_l(t), \quad (1)$$

де  $S_l(t)$  – сигнал на виході  $l$ -го пеленгаційного радіоканалу;

$A_m, \varphi_0$  – відповідно апіорі невідомі випадкова амплітуда та початкова фаза сигналу з рівномірним розподілом значень в межах  $\{A_{mn}; A_{ms}\}, \{-\pi; \pi\}$ ;

$\omega_s$  – апіорі відома несуча кругова частота;

$\tau_l = l \cdot d \cdot \sin(\theta)$  – затримка надходження сигналу  $S(t)$  на  $l$ -й радіоканал відносно опорного каналу з номером  $l = 0$ ;

$d$  – крок лінійної АР;

$\theta$  – кут між напрямком розповсюдження радіосигналу  $S(t)$  і нормаллю до осі решітки;

$c$  – швидкість світла;

$n_l(t)$  – часова реалізація шуму  $l$ -го пеленгаційного радіоканалу.

Нехай за критерій формування оцінки напрямку на джерело  $\hat{\theta}$  використовується максимум відношення правдоподібності [1, 6].

Для вирішення поставленої задачі представимо процес прийому паралельними  $L$  радіоканалами лінійної АР у вигляді процесу просторової дискретизації вздовж осі  $X$  з рівномірним кроком  $d$ , рис. 1.

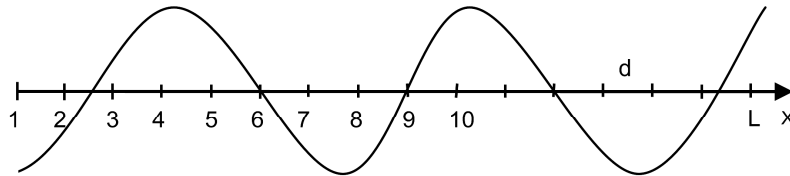


Рис. 1

Усі  $L$  вихідні сигнали  $\{S_l(t)\}_L$  каналів лінійної АР когерентно в момент часу  $t_{II}$  перетворюються в цифрову форму із формуванням масиву  $L$  цифрових відліків:

$$S_l(t_{II}) = A_m \cos(\omega_s \cdot \tau_l + \varphi_{II}), \quad (2)$$

де  $l = 0, 1, \dots, (L-1)$ ;

$$\varphi_{II} = \varphi_0 + \omega_s t_{II}.$$

В результаті вказаний процес прийому еквівалентний прийому випромінювання, що розповсюджується тільки вздовж осі лінійної АР, але має іншу несучу частоту  $\omega_\theta$ :

$$S_l(t_{II}) = A_m \cos(\omega_\theta \cdot l \cdot d + \varphi_{II}), \quad (3)$$

де  $\omega_\theta = \frac{\omega_s \cdot \sin \theta}{c} = \frac{2\pi \cdot \sin \theta}{\lambda_s}$  – просторова несуча частота;

$$\lambda_s = \omega_s / 2\pi \cdot c \text{ – довжина хвилі радіовипромінювання.}$$

Аналіз рівняння (3) показує, що просторова частота  $\omega_\theta$  радіосигналу однозначно визначається напрямком  $\theta$  на джерело випромінювання. Тому для отримання оцінки напрямку  $\hat{\theta}$  достатньо визначити оцінку  $\hat{\omega}_\theta$  просторової частоти.

Найбільш правдоподібна оцінка  $\hat{\omega}_\theta$  може бути отримана за мінімальний інтервал часу  $T_{II}$  на основі швидкого алгоритму цифрового спектрального аналізу масиву відліків рівняння (3), наприклад за алгоритмом ШПФ [1, 2]. В результаті такого просторового спектрального аналізу формується масив  $L$  комплексних спектральних відліків  $S_l(j\omega_l)$ :

$$S_l(j\omega_l) = \sum_{i=0}^{L-1} S_{li}(t_{II}) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{Ld} \cdot l\right) \cdot W_l(l), \quad (4)$$

де  $S_l(j\omega_l) = (\text{Re}_l + j \text{Im}_l)$  –  $l$ -й комплексний просторовий спектральний відлік;

$\text{Re}_l, \text{Im}_l$  – відповідно дійсна та уявна частини  $l$ -го відліку  $S(j\omega_l)$ ;

$W_1(l)$  – вагова функція.

Рівняння (4) еквівалентне синтезу антени з  $L$ -пелюстковою комплексною діаграмою спрямованості (ДС)  $K_{1l}(j\beta)$ , напрямки пелюсток якої дорівнюють:

$$\beta_{1l} = \arcsin\left(\frac{2\pi \cdot l}{L \cdot d \cdot \omega_s}\right). \quad (5)$$

За попередню оцінку  $\hat{\theta}_{1l}$  напрямку на джерело приймаємо з урахуванням критерію максимуму відношення правдоподібності напрямку  $\beta_{1lm1}$  пелюстки багатопелюсткової діаграми спрямованості (БПДС), модуль комплексного відгуку якого є максимальним [1, 2]:

$$\hat{\theta}_{1l} = \beta_{1lm1} | S(\omega_m) = \max\{S(\omega_l)\}_L, \quad (6)$$

де  $S(\omega_l) = \sqrt{\text{Re}_l^2 + \text{Im}_l^2}$  – модуль комплексного відгуку  $l$ -ї пелюстки БПДС.

В подальшому пелюстку та її напрямку спрямованості  $\beta_m$  із максимальним відгуком  $S(j\omega_m)$  будемо називати екстремальними.

Комплексний відгук  $S(j\omega_m)$  екстремальної пелюстки визначається значенням її комплексної діаграми спрямованості  $K_m(j\beta)$ :

$$S(j\omega_m) = \dot{S} \cdot K_m(j\theta_m \omega) = \dot{S} \cdot K_m(\theta) \cdot \exp(j\psi_m(\theta) + \varphi_{1l}), \quad (7)$$

де  $\dot{S} = A_m \cdot K_m(\beta)$  – модуль комплексного відгуку екстремальної пелюстки;

$K_m(\theta)$  – значення амплітудної ДС екстремальної пелюстки в напрямку на ДРВ;

$\psi_m(\theta)$  – значення фазової ДС екстремальної пелюстки в напрямку на ДРВ.

Синтезована БПДС за алгоритмом (4) еквівалентна дії набору частотних комплексних детекторів, відгуки яких визначаються значенням просторової частоти  $\omega_\theta$ , тому доцільно подальше її уточнення в межах екстремальної пелюстки  $K_m(j\beta)$  здійснювати дискримінаційним методом, що забезпечує мінімальні часові витрати [7]. При цьому доцільно використовувати фазову діаграму спрямованості  $\psi_m(\beta)$ , що є лінійною функцією просторової частоти [3]:

$$\psi_m(\beta) = \omega_\theta - \omega_m = \left(\omega_\theta - \frac{2\pi}{L \cdot d} \cdot m\right) \cdot \pi d \cdot L. \quad (8)$$

З урахуванням рівнянь (7) і (8) аргумент комплексного відгуку  $\varphi_{\theta m}$  екстремальної пелюстки БПДС буде дорівнювати:

$$\varphi_{\theta m1} = \pi d \cdot L \cdot \left(\omega_\theta - \frac{2\pi}{L \cdot d} \cdot m\right) + \varphi_{1l}. \quad (9)$$

Аналіз рівняння (9) показує, що аргумент  $\varphi_{\theta m}$  залежить від двох випадкових змінних  $\omega_\theta$  і  $\varphi_{1l}$ , що зумовлює його інформаційну невизначеність. Для усунення невизначеності аргументу  $\varphi_{\theta m}$  відносно початкової фази  $\varphi_{1l}$  доцільно синтезувати другу БПДС (рис. 2), що відрізняється від першої крутизною фазової пеленгаційної характеристики (рис. 3).

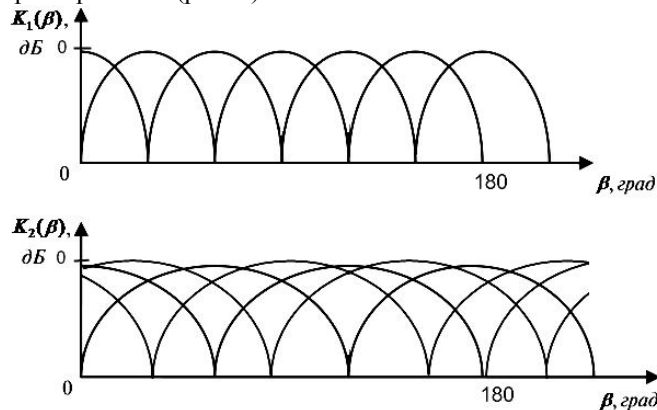


Рис. 2. Діаграми спрямованості першої та другої БПДС

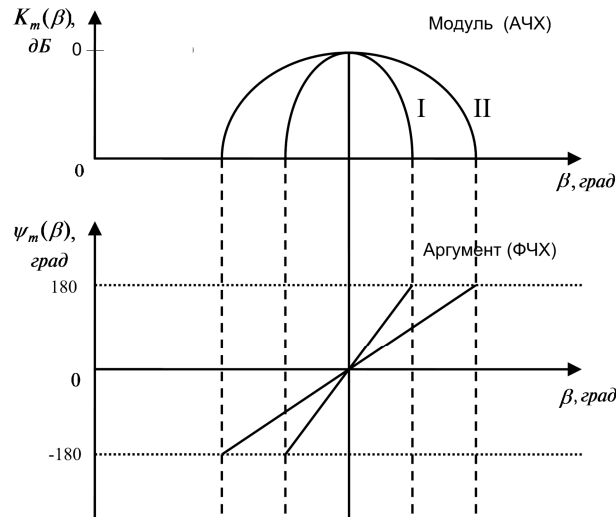


Рис. 3. Амплітудні та фазові пеленгаційні характеристики екстремальних пелюсток

З урахуванням умов синтезу фазових пеленгаційних характеристик антенних решіток [3], можливий варіант алгоритму синтезу другої БПДС визначається рівнянням (10):

$$S_2(j\omega_l) = \sum_{l=0}^{L-1} S_{2l}(t_{II}) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{Ld} \cdot l\right) \cdot W_2(l), \tag{10}$$

де  $S_{2l}(t_{II}) = \left\{ \begin{matrix} S_{1l}(t_{II}), l = 0, 1, \dots, (L/2 - 1); \\ 0, l = (L/2), (L/2 + 1), \dots, (L - 1) \end{matrix} \right\}$  – другий масив просторових часових відліків радіоканалів АР;

$W_2(l)$  – вагова функція на  $(L/2)$  ненульових просторових відліків  $S_{2l}(t_{II})$ .

Кількість і напрямки пелюсток першої та другої синтезованих БПДС співпадають, тому аргумент комплексного відліку екстремальної пелюстки другої БПДС дорівнює:

$$\varphi_{\theta m 2} = \frac{\pi d \cdot L}{2} \cdot \left( \omega_{\theta} - \frac{2\pi}{L \cdot d} \cdot m \right) + \varphi_{II}. \tag{11}$$

Формуючи різницю аргументів відліків екстремальних пелюсток першої та другої БПДС, усуваємо невизначеність рівнянь (9) і (10) відносно  $\varphi_{II}$ :

$$\Delta\varphi_{\theta m} = \varphi_{\theta m 1} - \varphi_{\theta m 2} = \frac{\pi d \cdot L}{2} \cdot \left( \omega_{\theta} - \frac{2\pi}{L \cdot d} \cdot m \right). \tag{12}$$

Розв'язуючи рівняння (12), визначаємо значення просторової частоти  $\hat{\omega}_{\theta}$  і напрямку на ДРВ  $\hat{\theta}$  в межах екстремальної пелюстки першої БПДС:

$$\hat{\omega}_{\theta} = \frac{2 \cdot \Delta\varphi_{\theta m}}{\pi d \cdot L} + \frac{2\pi \cdot m}{d \cdot L}. \tag{13}$$

$$\hat{\theta} = \arcsin\left(\frac{\hat{\omega}_{\theta}}{\omega_S}\right) = \arcsin\left(\frac{2 \cdot \Delta\varphi_{\theta m}}{\pi d \cdot L \cdot \omega_S} + \frac{2\pi \cdot m}{d \cdot L \cdot \omega_S}\right). \tag{14}$$

Аналіз рівнянь (4) і (14) показує, що напрямок  $\theta$  на ДРВ визначається в два етапи з використанням амплітудних та фазових співвідношень прийнятого сигналу. На першому етапі напрямок  $\theta$  на ДРВ визначається паралельним амплітудним вибіркоким методом на основі цифрового синтезу БПДС антенної решітки. На другому етапі напрямок  $\theta$  уточнюється за різницею аргументів комплексних відліків в межах екстремальної пелюстки. Тому синтезований алгоритм пеленгування доцільно визначити як комплексний тому, що використовує одночасно два способи пеленгування [7].

Виконаємо аналіз часових витрат  $T_{II}$  синтезованого алгоритму пеленгування, які доцільно оцінювати за кількістю необхідних операцій комплексного множення при синтезі першої та другої БПДС згідно з рівняннями (4) і (10), а також аналізу результатів прийому згідно з рівняннями (6) і (14) [1, 2, 4]:

$$T_{п1} = T_{c1} + T_{a1} = 2L \cdot \log_2 L + 0,575L, \tag{15}$$

де  $T_{c1} = 2L \cdot \log_2 L + 0,325L$  – оцінка часових витрат синтезу першої та другої БПДС;

$T_{a1} = 0,25L$  – оцінка часових витрат аналізу результатів прийому.

Оцінимо швидкодію  $T_{п1}$  синтезованого алгоритму пеленгування у порівнянні зі швидкодією  $T_{п2}$  амплітудного методу пеленгування Бартлетта, що реалізується також цифровим спектральним методом на основі ШПФ [1, 2]:

$$\mu = \frac{T_{п2}}{T_{п1}} = \frac{(D_\theta / \delta\theta) \cdot \log_2 (D_\theta / \delta\theta) + 0,25(D_\theta / \delta\theta)}{2L \cdot \log_2 L + 0,575L}, \tag{16}$$

де  $D_\theta$  – ширина сектора пеленгування;

$\delta\theta$  – крок сітки (дискретність) визначення напрямку на ДРВ.

Для умови  $D_{\theta\max} = \pi$  та з урахуванням  $(D_\theta / \delta\theta) = V \cdot L$  рівняння (16) прийме вигляд:

$$\mu = \frac{T_{п2}}{T_{п1}} = \frac{V \cdot (\log_2 L + \log_2 V + 0,25)}{2 \cdot \log_2 L + 0,575}, \tag{17}$$

де  $V$  – коефіцієнт дискретності.

Аналіз (17) показує, що вже при значенні коефіцієнта  $V > 2$  забезпечується вигреш за швидкодією  $\mu > 1$  синтезованого алгоритму, який із збільшенням  $V$  зростає майже пропорційно. Таким чином поставлена в роботі задача вирішена.

На рис. 4 наведена характеристика ефективності за швидкодією комплексного алгоритму пеленгування для умови 1 –  $L = 16$ , та 2 –  $L = 32$ .

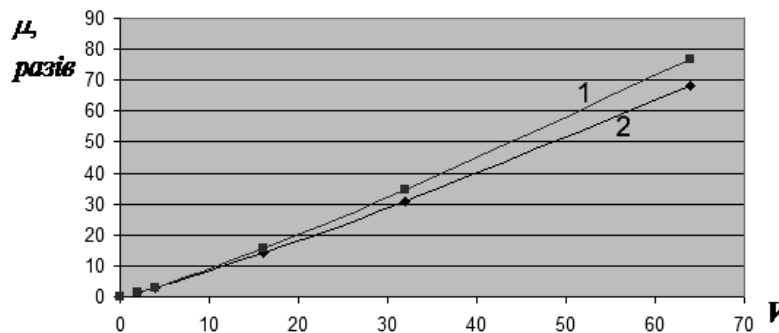


Рис. 4. Характеристика ефективності за швидкодією комплексного алгоритму пеленгування

Аналіз характеристик ефективності на рис. 4 показує, що ефективність  $\mu$  значно зростає при збільшенні  $V$  та зменшенні кількості  $L$  радіоканалів АР і може перевищувати порядок. Це зумовлює ефективність застосування комплексного алгоритму пеленгування при обмеженій кількості каналів  $L$  антенної решітки та високих вимогах за точністю пеленгування.

**Висновки.** Синтезовано комплексний алгоритм пеленгування з використанням лінійної антенної решітки та цифровим синтезом ДС, що реалізується двома безпошуковими етапами визначення напрямку на ДРВ. Це забезпечує мінімальні часові витрати пеленгування при забезпеченні ефективного вибіркового просторового прийому на фоні адитивних шумів. В цілому отримані результати показують, що використання амплітудних і фазових пеленгаційних характеристик в комплексі забезпечує суттєве підвищення швидкодії пеленгування.

В подальшому доцільно виконати дослідження комплексного алгоритму пеленгування з використанням кільцевих антенних решіток, а також характеристик його завадостійкості.

**ЛІТЕРАТУРА:**

1. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения. – ТИИЭР, 1982. – Т. 70. – № 9. – С. 126–139.
2. Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Радзивилов В.А., Фёдоров И.В., Чернов М.В. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа // Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – № 2. – С. 3–17.

3. *Зелкин Е.Г., Соколов В.Г.* Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.
4. *Шевченко В.Н.* Двумерная цифровая обработка сигналов в антенных решетках методом коротких свёрток // Антенны. – 2002. – № 12 (67). – С. 18–22.
5. *Смирнов Ю.А.* Радиотехническая разведка. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с.
6. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А.П. Лукошин, С.С. Каринский, А.А. Шаталов и др.; Под ред. А.П. Лукошина. – М.: Радио и связь, 1983. – 328 с., ил.
7. *Леонов А.И., Фомичёв К.И.* Моноимпульсная радиолокация. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с., ил.

ЦИПОРЕНКО Віталій Валентинович – аспірант кафедри радіотехніки та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

– пошук та пеленгування радіовипромінювань з використанням цифрових методів обробки.

Подано 23.01.2009

**В.В. Ципоренко.** Алгоритм комплексного пеленгування із використанням антенних решіток

**В.В. Ципоренко.** Алгоритм комплексного пеленгования с использованием антенных решеток

**V.V. Tsiporenko.** Algorithm of complex DF with the use of arrays

УДК 621.37:621.391

**Алгоритм комплексного пеленгования с использованием антенных решеток / В.В. Ципоренко**

Выполнен синтез алгоритма комплексного пеленгования с использованием линейной антенной решетки и цифрового синтеза её диаграммы направленности. Особенностью алгоритма является использование цифрового спектрального анализа и двухэтапной процедуры определения направления на источник на основе амплитудной и фазовой информации. Выполнено исследование быстродействия алгоритма комплексного пеленгования, что подтверждают его эффективность.

УДК 621.37:621.391

**Algorithm of complex DF with the use of arrays / V.V. Tsiporenko**

The synthesis of algorithm of complex DF is executed with the use of linear array and digital synthesis of its diagram of orientation. The feature of algorithm is the use of digital spectrology and two stages procedure of direction finding on a source on the basis of peak and phase information. Research of fast-acting of algorithm of complex DF is executed, that confirm his efficiency.