

М.В. Коваленко, д.т.н., проф.

Д.В. Коваль, ад'юнкт

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки

**ВИКОРИСТАННЯ ПОТУЖНОСТІ ВАГОВОГО ВЕКТОРА АДАПТИВНОЇ РЕШІТКИ
ДЛЯ КУТОВОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦІНЮВАННЯ**

Показано, що крутість змінювання потужності власних шумів на виході адаптивної антенної решітки в області пеленгів на джерела випромінювання значно більша, ніж крутість її пеленгаційної характеристики, що потенційно підвищує кутове надрозділення. Отримана оцінка граничного надрозділення при використанні нормованої до потужності вагового вектора дисперсії вихідного сигналу.

Відомо, що задача виявлення напрямку на джерело випромінювання (ДВ) за допомогою антенної решітки (АР) еквівалентна задачі оцінювання спектра сигналу. Подібна задача відповідає оцінюванню просторового перетворення Фур'є поля випромінювання. В [1, 2] показано, що алгоритмам спектрального оцінювання за методом максимальної ентропії, мінімуму дисперсії шуму, алгоритмам Хауелса–Епплбаума та максимуму правдоподібності властиве кутове надрозділення ДВ. Реалізувати ці алгоритми можливо в адаптивних антенних решітках (ААР) за мінімумом вихідного сигналу, або за максимумом оберненої діаграми спрямованості (ДС). Однак подальша спектральна обробка сигналів ДВ, що пеленгуються, неможлива через їх подавлення практично до рівня власних шумів. Відомі, принаймні, два адаптивних алгоритми, що забезпечують проходження сигналів ДВ в максимумі ДС на вихід для їх подальшої обробки. Вони реалізуються в адаптивній АР з пілот-сигналом (ААР з ПС) (рис. 1, а) за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки і у багатопроменевій ААР (рис. 1, б) із взаємноортогональними променями та виділеним основним каналом за критерієм максимуму відношення сигнал–шум [3]. Вказана властивість цих алгоритмів дозволяє використовувати їх для вирішення сумісної задачі “пеленгація–спектральна обробка” сигналів, наприклад, у РТС контролю радіовипромінювання.

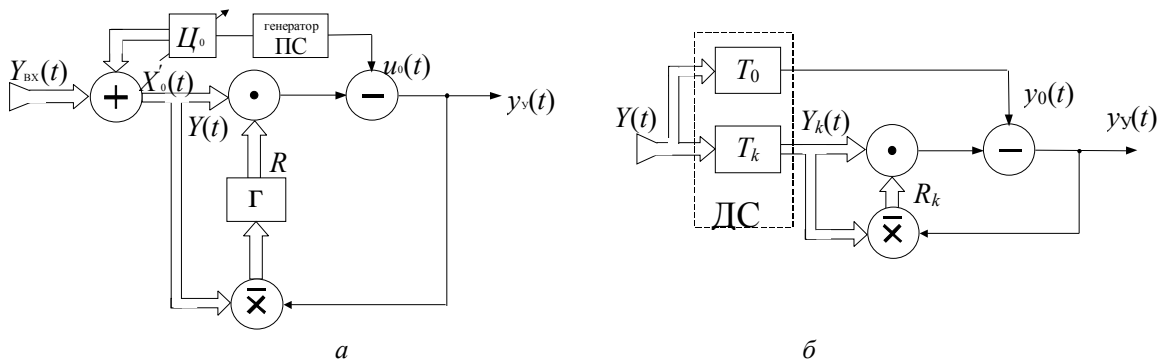


Рис. 1. Адаптивні антенні решітки: а – з пілот-сигналом; б – багатопроменева з виділеним основним каналом

На рис. 1 позначені:

- генератор ПС – джерело монохроматичних коливань $u_0(t) = U_0 e^{j\omega t}$;
- фазообертачі Φ_0 , що змінюють міжканальну фазу ПС при скануванні діаграмою спрямованості;
- R та R_k – вектори вагових коефіцієнтів;
- γ – коефіцієнт підсилення в колі кореляційного зворотного зв'язку (КЗЗ);
- ДСС – діаграмостворююча схема, що формує основний та N компенсаційні канали;
- T_0 – вектор-рядок фазового розподілу сигналів основного каналу;
- T_k – матриця $(N \times M)$ фазових розподілів сигналів компенсаційних каналів;
- $y_0(t) = T_0 Y(t)$ – вихідний сигнал основного каналу;
- $Y_k(t) = T_k Y(t)$ – вектор сигналів компенсаційних каналів;
- $y_с(t) = u_0(t) - R^+ Y(t)$ – вихідний сигнал решітки (рис. 1, а);
- $y_с(t) = y_0(t) - R_k^+ Y_k(t)$ – вихідний сигнал решітки (рис. 1, б).

Порівнювальну оцінку можливостей цих адаптивних решіток за кутовим спектральним розподіленням проведемо за допомогою пеленгаційної характеристики (ПХ) – залежності потужності сигналів на виході ААР від кута сканування. За своєю суттю, ПХ є “адаптивною” ДС відповідно до термінології роботи [1].

Введемо моделі вхідних сигналів. Вектор сигналів на вході M -елементної лінійної еквідистантної решітки запишемо у вигляді:

$$Y_{\text{вх}}(t) = \sum_{i=1}^m x_i(t)X_i + n(t), \quad (1)$$

де $n(t)$ – вектор власних шумів каналів: $n^+(t) = [\xi_1^*(t), \dots, \xi_M^*(t)]$;

+ – знак спряження за Ермітом;

m – кількість джерел випромінювання ($m < M$);

$x_i(t)$ – випадкова комплексна амплітуда сигналу i -го ДВ з дисперсією $\sigma_i^2 = \overline{x_i x_i^*}$ та гаусовою статистикою;

$$X_i = \frac{1}{\sqrt{M}} \left\| \exp \left\{ j \frac{M - 2k + 1}{2} \psi_i \right\} \right\| - \text{вектор фазового розподілення сигналу } i\text{-го ДВ};$$

$$\psi_i = \pi \sin \theta_i;$$

θ_i – кутова координата i -го ДВ, що відраховується від нормалі до розкритву АР.

Припустимо, що власні шуми $\xi_i(t)$ взаємно некорельовані в каналах ($\overline{\xi_i \xi_k^*} = 0$), мають гаусову статистику, центровані, з однаковою дисперсією в каналах $\sigma_n^2 = \overline{\xi_i \xi_i^*}$. Сигнали $x_i(t)$ – просторово-корельовані на апертурі решітки, для АР виконується умова широкосмуговості у просторі вхідних сигналів.

Адаптивна решітка з пілот-сигналом

Вектор пілот-сигналу після фазообертачів визначає його фазове розподілення на апертурі АР

$$X'_0 = \frac{U_0}{\sqrt{M}} \left\| \exp \left\{ j \frac{M - 2k + 1}{2} \psi_0 \right\} \right\| = U_0 X_0, \quad (k = \overline{1, M}).$$

Вектор сигналу на вході процесора дорівнює

$$Y(t) = Y_{\text{вх}}(t) + X'_0 = Y_{\text{вх}}(t) + \sigma_n \sqrt{h_0} X_0, \quad (2)$$

де $h_0 = U_0^2 / \sigma_n^2$ – нормована потужність пілот-сигналу.

Тоді кореляційна матриця сигналів має вигляд:

$$\Phi' = \overline{Y(t)Y^+(t)} = \overline{Y_{\text{вх}}(t)Y_{\text{вх}}^+(t)} + \sigma_n^2 h_0 X_0 X_0^+ + 2\sigma_n \sqrt{h_0} \cdot \overline{Y_{\text{вх}}(t)X_0^+}.$$

Оскільки $\overline{Y_{\text{вх}}(t)X_0^+} = 0$, то після підстановки до Φ' значення вектора вхідних сигналів (1) запишемо:

$$\Phi' = \sigma_n^2 \left(I + h_0 X_0 X_0^+ + \sum_{i=1}^m h_i X_i X_i^+ \right) = \sigma_n^2 \Phi,$$

де $h_i = \sigma_i^2 / \sigma_n^2$ – нормована потужність сигналів i -го ДВ на вході АР;

Φ – нормована КМ пілот-сигналу, сигналів ДВ та власних шумів.

З рис. 1, а видно, що комплексна амплітуда вихідного сигналу дорівнює

$$y_{\Sigma}(t) = u_0(t) - R^+ Y(t),$$

а його потужність

$$P_{\Sigma} = \overline{y_{\Sigma}(t)y_{\Sigma}^+(t)} = R^+ \Phi' R + h_0 \sigma_n^2 - 2\sigma_n \sqrt{h_0} \cdot \overline{R^+ Y(t)}.$$

Враховуючи (2) та після поділення P_{Σ} на дисперсію власних шумів каналу σ_n^2 , отримаємо вираз для нормованої потужності сигналів на виході ААР з ПС:

$$H = P_{\Sigma} / \sigma_n^2 = R^+ \Phi R - h_0 (2R^+ X_0 - 1). \quad (3)$$

Ваговий вектор знайдемо в результаті рішення диференціального рівняння самонастроювання [4]:

$$R = \beta h_0 (I + \beta \Phi)^{-1} X_0,$$

де $\beta = \gamma \sigma_n^2$ – узагальнений коефіцієнт підсилення кола КЗЗ.

При достатньо великому значенні $\beta \gg 1$ можливо записати:

$$R \approx h_0 \Phi^{-1} X_0. \tag{4}$$

Підставимо (4) в (3) і отримаємо

$$H \approx h_0 (1 - h_0 X_0^+ \Phi^{-1} X_0). \tag{5}$$

Співвідношення (5) визначає пеленгаційну характеристику адаптивної решітки (рис. 1, а) при проведенні сканування ДС деякого кутового сектора шляхом змінювання вектора пілот-сигналу X_0 .

*Багатопроменева адаптивна решітка
із взаємноортогональними променями (БП ААР)*

ДСС формує набір з $N + 1$ (де $N + 1 \leq M$) ортогональних променів, один із яких є основним, а решта N – компенсаційні (рис. 2). Для спрощення на рис. 2 не показані бічні пелюстки ДС.

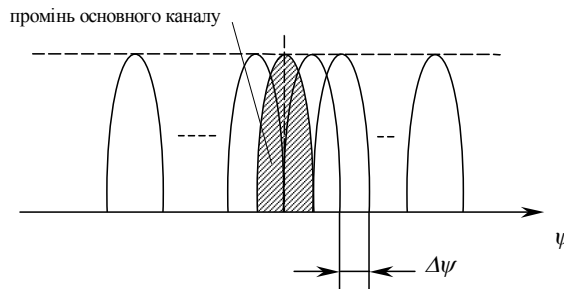


Рис. 2. Набір ортогональних променів, сформованих діаграмотворюючою схемою

Фазове сканування кутового сектора “зв’язкою” ортогональних променів відбувається відповідною зміною матриць перетворення T_0 та T_k . При співпаданні максимуму основного променя з i -м ДВ сигнали останнього будуть відсутні в компенсаційних каналах і тому проходять на вихід решітки без подавлення. Матриці перетворення сигналів у ДСС необхідно сформувані у такому вигляді:

$$T_0 = \frac{1}{\sqrt{M}} |t_{0,1}, t_{0,2}, \dots, t_{0,M}| \text{ – вектор-рядок формування основного променя,}$$

де $t_{0,i} = \exp\left\{j \frac{M - 2i + 1}{2} \psi_0\right\}, i = \overline{1, M};$

$\psi_0 = \pi \sin \theta_0$ – узагальнена кутова координата максимуму основного променя;

$$T_k = \begin{pmatrix} T_1 \\ \vdots \\ T_l \\ \vdots \\ T_N \end{pmatrix} \text{ – прямокутна } N \times M \text{ матриця формування } N \text{ компенсаційних каналів,}$$

де $T_l = \frac{1}{\sqrt{M}} |t_{l,1}, t_{l,2}, \dots, t_{l,M}|$ – вектор-рядок формування l -го компенсаційного променя;

$$t_{l,i} = \exp\left\{j \frac{M - 2i + 1}{2} \psi_l\right\}, i = \overline{1, M}, l = \overline{1, N};$$

$\psi_l = \pi \sin \theta_l$ – узагальнена кутова координата максимуму l -го компенсаційного променя.

Для формування набору з $N + 1$ взаємно ортогональних променів з однаковою шириною ДС необхідно зсунути сусідні промені на величину $\Delta\psi = 2\pi/M$, тобто на ширину ДС за рівнем половинної потужності (рис. 2). В такому разі сигнали на виході будь-яких двох каналів взаємно ортогональні, оскільки

$$T_l T_s^+ = \begin{cases} 0, & l \neq s, \\ 1, & l = s \end{cases} \quad (l, s = \overline{0, N}).$$

З рис. 1, б видно, що комплексна амплітуда вихідного сигналу дорівнює

$$y_\Sigma(t) = T_0 Y(t) - R_k^+ Y_k(t),$$

а його потужність

$$P_\Sigma = T_0^+ \Phi_y' T_0^+ + R_k^+ T_k \Phi_y' T_k^+ R_k - 2R_k^+ T_k \Phi_y' T_0^+, \tag{6}$$

де $\Phi'_y = \overline{Y_{ex}(t)Y_{ex}^+(t)}$ – КМ вхідних сигналів решітки, що визначені виразом (1);

R_k – ваговий вектор компенсаційних каналів.

Поділивши (6) на дисперсію власних шумів каналу σ_n^2 , отримаємо вираз для нормованої потужності сигналів на виході БП ААР:

$$H = P_\Sigma / \sigma_n^2 = T_0 \Phi_y T_0^+ + R_k^+ T_k \Phi_y T_k^+ R_k - 2R_k^+ T_k \Phi_y T_0^+, \tag{7}$$

де $\Phi_y = \Phi'_y / \sigma_n^2$ – нормована КМ сигналів.

Ваговий вектор знаходиться в результаті рішення диференціального рівняння самонастроювання [4]

$$R_k = \beta(I + \beta\Phi_k)^{-1}Q,$$

або при $\beta \gg 1$ R_k має вигляд:

$$R_k \approx \Phi_k^{-1}Q, \tag{8}$$

де $\Phi_k = T_k \Phi_y T_k^+$ – КМ сигналів компенсаційних каналів;

$Q = \overline{Y_k(t)y_0^+(t)} / \sigma_n^2 = T_k \Phi_y T_0^+$ – вектор взаємних кореляцій сигналів в основному та компенсаційних каналах.

Після підстановки (8) в (7) вираз для H спрощується до вигляду:

$$H = T_0 \Phi_y T_0^+ - Q^+ \Phi_k^{-1} Q, \tag{9}$$

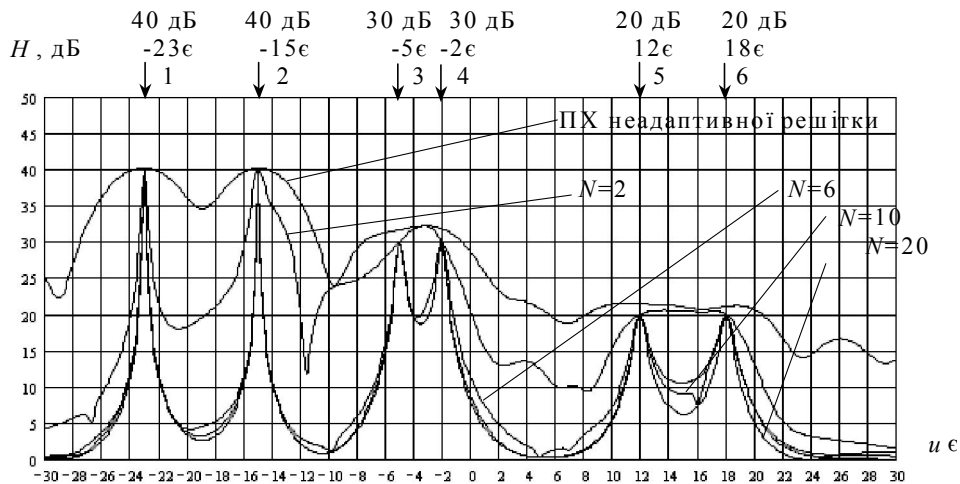


Рис. 3. Пеленгаційні характеристики багатопроменевої ААР

Співвідношення (9) визначає пеленгаційну характеристику БП ААР (рис. 1, б) при проведенні сканування “зв’язкою” $N + 1$ ортогональних променів кутового сектора шляхом відповідного зміння матриць T_0 та T_k . На рис. 3 та 4 зображені пеленгаційні характеристики обох типів адаптивних антенних решіток, що розраховані згідно з (9) та (5). Кутове положення ДВ та потужність їх сигналів на вході АР наведені на рисунках. Ширина ДС антенної решітки при $M = 21$ дорівнює $5,46^\circ$.

Для порівняння верхня крива на графіках визначає ПХ неадаптивної 21-елементної антенної решітки, а сигнальна ситуація – однакова для обох ААР.

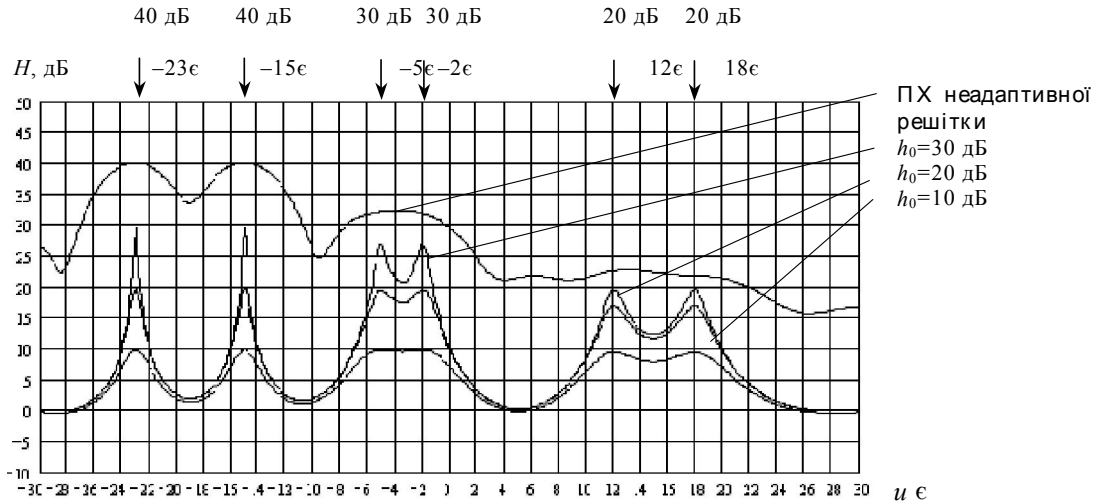


Рис. 4. Пеленгаційні характеристики ААР з пілот-сигналом

Різниця ординат для фіксованого значення θ° характеризує подавлення заважаючих сигналів – тих, що не співпадають з максимумом ДС основного каналу (рис. 3) або з вектором X_0 пілот-сигналу (рис. 4). Видно, що при двох компенсаційних каналах розділення 3-го та 4-го ДВ, що розташовані в межах ширини ДС, відсутнє (рис. 3). Але при $N \geq m$ (де m – кількість ДВ) якість розділення практично не залежить від кількості компенсаційних каналів. Слід зауважити, що обидві ААР за ефектом надрозділення еквівалентні, але за умови, що потужність ПС значно перевищує потужність сигналів ДВ. У випадку пеленгації потужних ДВ цю умову в ААР з ПС виконати складно через небезпеку перевантаження каналів обробки пілот-сигналом.

Можливості граничного кутового надрозділення ілюструються кривими 1 на рис. 5 для обох адаптивних решіток [4]. Вони розраховані за умови, що два ДВ з однаковою потужністю розділяються, якщо мінімум та максимуми ПХ відрізняються не менше, ніж на 3 дБ [5].

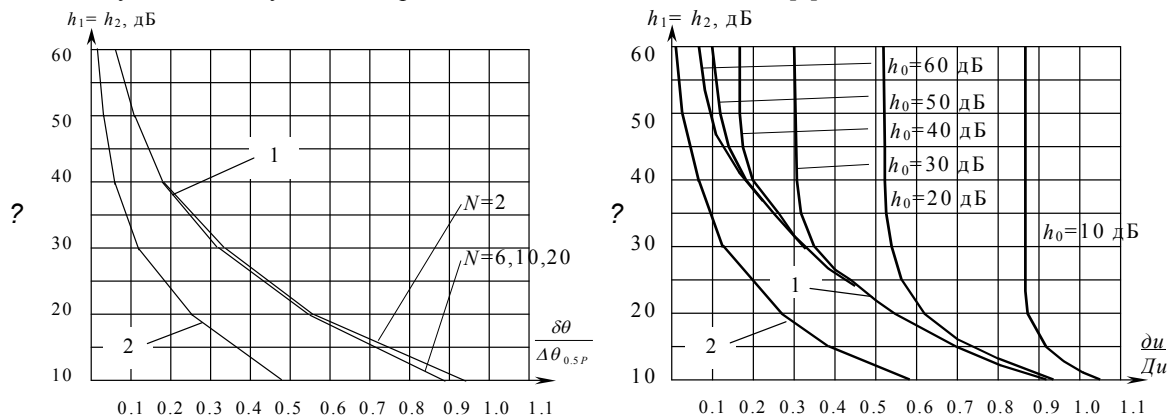


Рис. 5. Криві граничного кутового надрозділення: а – для БП ААР; б – для ААР з ПС

Наведені результати оцінки граничного надрозділення практично співпадають з результатами [1] для інших адаптивних алгоритмів (при умові, що $h_0 \geq 50$ дБ для ААР з ПС).

Розглянемо можливість подальшого збільшення надрозділення, виходячи з аналізу зміння інтенсивності власних шумів на виході адаптивного процесора в області пеленга на ДВ.

Нормована потужність власних шумів на виході ААР з ПС дорівнює

$$H_{ш} = \frac{P_{ш}}{\sigma_n^2} = \overline{n_{\text{вих}}^*(t)n_{\text{вих}}(t)} = R^+ \cdot \overline{n(t)n^+(t)} \cdot R = R^+ \Phi_{ш} R.$$

Оскільки власні шуми в каналах некорельовані, то $\Phi_{ш} = I$ та $H_{ш} = R^+ R$.

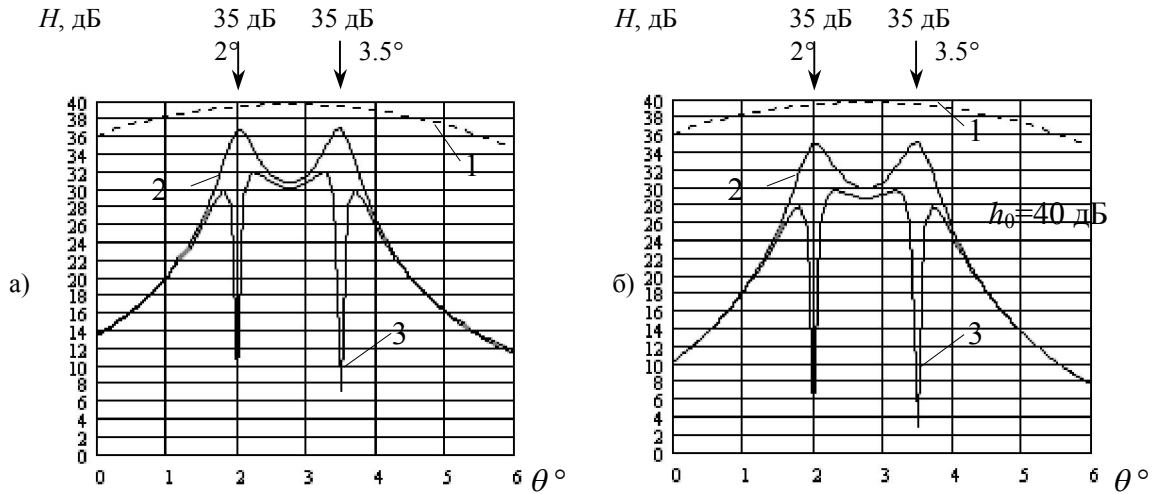


Рис. 6. Пеленгаційні характеристики для: а – БП ААР; б – ААР з ПС;
1 – неадаптивна ПХ; 2 – адаптивна ПХ; 3 – потужність власних шумів на виході

Аналогічний результат можливо отримати для потужності власних шумів компенсаційних каналів на виході багатопроменевої ААР: $H_{ш} = R_k^+ R_k$. На рис. 6 зображені результати розрахунку $H_{ш}$ в залежності від кута сканування (криві 3). Для порівняння там же наведені пеленгаційні характеристики, що розраховані за вихідною потужністю сигналів за формулами (5) та (9).

Видно, що крутість змінювання потужності вагових коефіцієнтів $R^+(\theta)R(\theta)$ в області пеленга на ДВ значно більша за крутість ПХ адаптивної решітки. Важливим є те, що зсув пеленга на ДВ за мінімумом потужності вагового вектора так само, як і у адаптивній ПХ, відсутній. Цей факт є характерною позитивною властивістю всіх алгоритмів спектрального оцінювання, крім алгоритму лінійного провіщення [2].

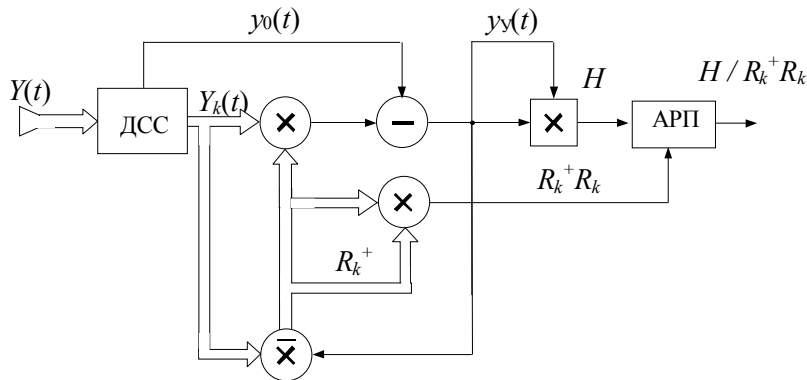


Рис. 7. Схема формування нормованої за потужністю вагового вектора модифікованої пеленгаційної характеристики

Очевидну незручність методу пеленгації за мінімумом можливо усунути, якщо вихідний сигнал адаптивного процесора пронормувати за потужністю вагового вектора, тобто модифікована ПХ матиме вигляд $\frac{H(\theta)}{R_k^+(\theta)R_k(\theta)}$. Схема формування нормованого вихідного сигналу, наприклад, за допомогою автоматичного регулювання підсилення (АРП), наведена на рис. 7 для БП ААР.

На рис. 8 наведені результати розрахунку модифікованої пеленгаційної характеристики $H/R_k^+R_k$. Видно, що відносно слабкі сигнали ДВ (по 20 дБ), що розташовані на кутовій відстані 1,5, не розділяються в БП ААР (крива 2, рис. 8, а), але за допомогою модифікованої ПХ вони розділяються (крива 3). При збільшенні потужності сигналів ДВ модифікований алгоритм дозволяє значно ефективніше проводити кутове спектральне оцінювання (рис. 8, б).

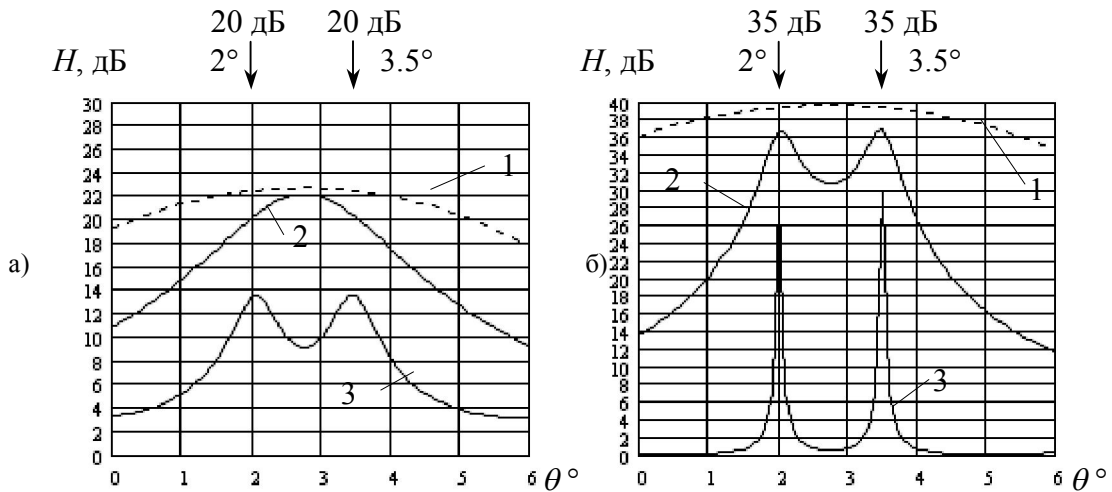


Рис. 8. Пеленгаційні характеристики БП ААР: а – $h_1 = h_2 = 20$ дБ;
 б – $h_1 = h_2 = 35$ дБ; 1 – неадаптивна ПХ;
 2 – адаптивна ПХ; 3 – модифікована ПХ

Аналогічні розрахунки проведені для ААР з пілот-сигналом для декількох значень його потужності h_0 (рис. 9, 10). По-перше, модифікований алгоритм для всіх значень h_0 забезпечує надрозділення навіть відносно “слабких” ДВ (криві 3), в той час як адаптивна ПХ їх не розділяє при $\delta\theta = 1,5^\circ$ (криві 2). По-друге, при зменшенні h_0 зменшується рівень вихідного сигналу, і адаптивна ПХ наближається за формою до неадаптивної внаслідок “закриття” решітки (рис. 10, криві 2). Модифікована ПХ, навпаки, із зменшенням h_0 дозволяє краще виділити (на більшому рівні потужності) сигнали ДВ.

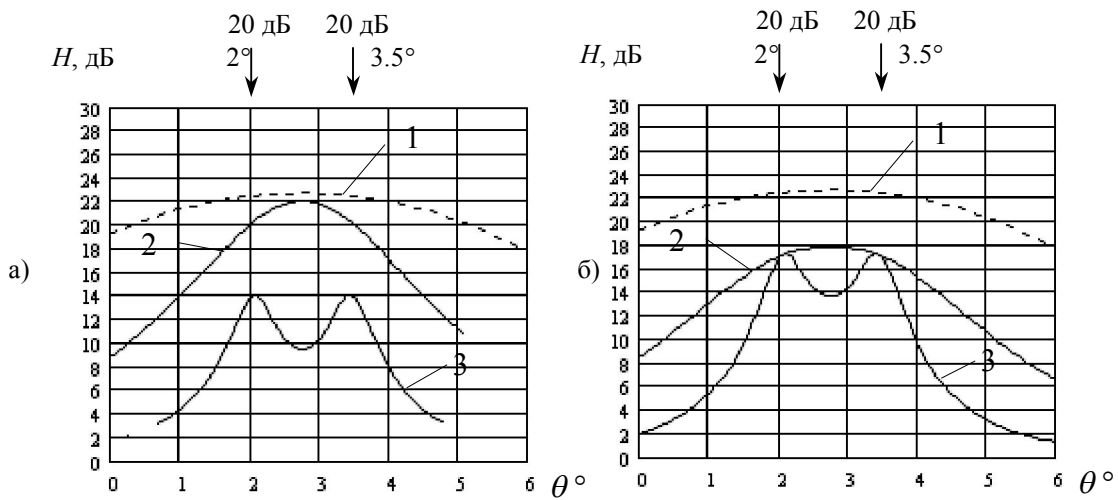


Рис. 9. Пеленгаційні характеристики для ААР з ПС для різних значень h_0 :
 а – $h_0 = 40$ дБ; б – $h_0 = 20$ дБ

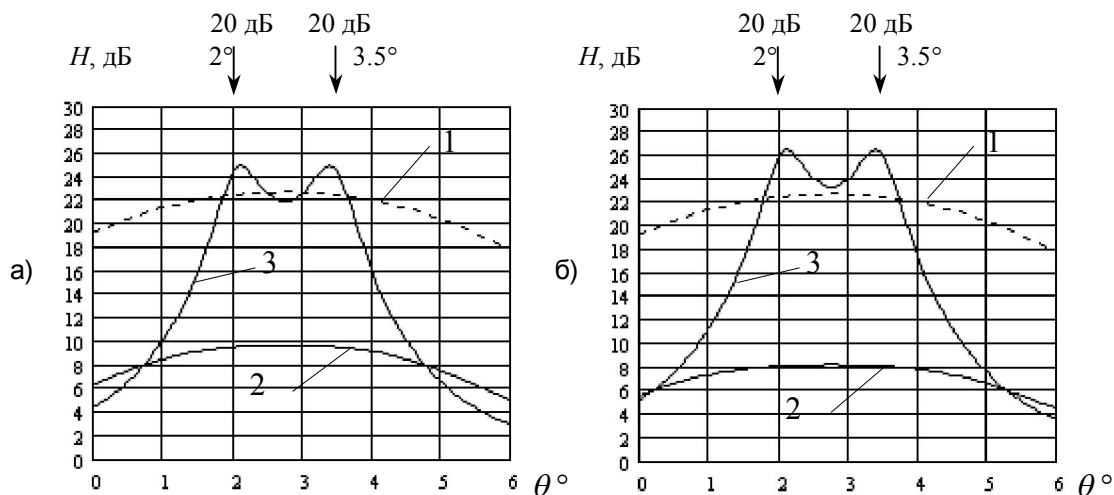


Рис. 10. Пеленгаційні характеристики для ААР з ПС для різних значень h_0 :

$$a - h_0 = 10 \text{ дБ}; \quad б - h_0 = 5 \text{ дБ}$$

Отримана оцінка граничного кутового надрозділення при використанні модифікованого алгоритму. Результати цієї оцінки наведені у вигляді кривих 2 на рис. 5. Видно, що надрозділення збільшується приблизно однаково (в 2...2,5 рази в залежності від потужності сигналів розділюваних ДВ) для обох адаптивних решіток. Характерним для ААР з ПС є те, що ефект надрозділення майже не залежить від потужності пілот-сигналу на відміну від спектрального оцінювання за потужністю вихідного сигналу (рис. 5, б). Цей факт дає підставу вважати переважним використання модифікованого алгоритму кутового спектрального оцінювання в розглянутих ААР.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Гейбриел У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных решеток // ТИИЭР. – 1980. – Т. 68.
2. Джонсон Д.Х.. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70. – № 9.
3. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки / Под ред. В.А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986.
4. Коваль Д.В., Коваленко М.В.. Кугове надрозділення джерел випромінювання в адаптивних алгоритмах мінімуму середньоквадратичної похибки та максимуму відношення сигнал–шум. // Збірник наукових праць “Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем”. –Житомир: ЖВІРЕ. – 2000. – Вип. 2.
5. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993.

КОВАЛЕНКО Микола Вікторович – доктор технічних наук, професор кафедри Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– радіотехніка.

КОВАЛЬ Денис Володимирович – ад’юнкт Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– багатосигнальна пеленгація джерел випромінювання.

Подано 2.08.2001

Коваленко М.В., Коваль Д.В. Використання потужності вагового вектора адаптивної решітки для кутового спектрального оцінювання

Коваленко М.В., Коваль Д.В. Использование мощности весового вектора адаптивной решетки для углового спектрального оценивания

Kovalenko M.V., Koval D.V. The usage of the weight vector power of adaptive array for an angular spectral estimation

УДК 621.396.67

Использование мощности весового вектора адаптивной решетки для углового спектрального оценивания / М.В. Коваленко, Д.В. Коваль

Показано, что крутизна изменения мощности собственных шумов на выходе адаптивной антенной решетки в областях пеленгов на источники излучения значительно выше крутизны ее пеленгационной характеристики, что потенциально повышает угловое сверхразрешение. Получена оценка предельного сверхразрешения при использовании нормированной к мощности весового вектора дисперсии выходного сигнала

УДК 621.396.67

The usage of the weight vector power of adaptive array for an angular spectral estimation / M.V. Kovalenko, D.V. Koval

Is exhibited, that the slope of inherent noises power variation on an adaptive array output in the areas of radiation sources bearings is much higher than it bearing performance slope, that potentially increases the angular superresolution. The limiting superresolution rating is received at usage of an output signal dispersion, which is normalized with weight vector.