

І.М.Сащук

**АЛГОРИТМ КОРЕКЦІЇ ФАЗОВИХ ВИКРИВЛЕНЬ В ПРИЙМАЛЬНИХ КАНАЛАХ ЕКВІДИСТАНТНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ**

*Розглянутий фазовий розподіл в розкритві еквідистантної антенної решітки при пеленгації двох джерел радіовипромінювання різної інтенсивності. Запропонований алгоритм корекції фазових викривлень в приймальних каналах антенної решітки.*

Ефективність алгоритмів просторової обробки сигналів в багатоканальних інформаційних системах з антенними решітками (АР) суттєво залежить від ідентичності частотних характеристик приймальних каналів. Наявність фазових викривлень в приймальних каналах приводить до збурення кореляційної матриці сигналів на їх виході  $\mathbf{R} = \overline{\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)}$ , яка набуває вигляду

$$\mathbf{R}_u = \mathbf{O}\mathbf{R}\mathbf{O}^H, \tag{1}$$

де  $\overline{\mathbf{X}(t)}$  -  $N$  -мірний вектор вихідних сигналів приймальних елементів АР;  $\mathbf{O} = \text{diag}(\exp(j\xi_n))$ ;  $\xi_n$  - середньоквадратичне значення фазових викривлень в  $n$ -тому приймальному каналі;  $(\cdot)^H$  - знак спряження за Ермітом;  $n = \overline{1, N}$ ;  $N$  - кількість приймальних каналів АР. Як наслідок, при фазових збуреннях має місце зменшення відношення сигнал/шум на виході пристрою обробки [1], збільшення зміщення в оцінці кутових координат джерел радіовипромінювання (ДРВ) [2], погіршення роздільної здатності в зоні огляду інформаційної системи тощо.

В [3] запропонований алгоритм корекції амплітудно-фазових похибок в приймальних каналах АР, який базується на використанні апріорної інформації про просторовий розподіл одного або декількох (в останньому випадку покращується якість корекції) еталонних ДРВ в зоні огляду інформаційної системи. Враховуючи, що еталонні ДРВ повинні бути розміщені в дальній зоні, виконати вказану вимогу не завжди можливо.

Нижче запропонований алгоритм корекції фазових викривлень, вільний від вказаного недоліку. Сутність алгоритму полягає в відновленні “викривленого” фазового розподілу в розкритві лінійної еквідистантної АР у випадку пеленгації одного або двох ДРВ.

Вектор сигналів на виході приймальних елементів АР можна подати у вигляді

$$\overline{\mathbf{X}(t)} = \overline{\mathbf{U}}_c(t) + \overline{\mathbf{U}}_d(t), \tag{2}$$

де  $\overline{\mathbf{U}}_d(t)$  -  $N$  -мірний вектор суперпозиції  $M$  комплексних сигналів ДРВ;  $\overline{\mathbf{U}}_c(t)$  -  $N$  -мірний вектор комплексних амплітуд власних шумів каналів прийому. У випадку пеленгації двох ДРВ сигнал в довільному  $n$ -тому приймальному каналі визначається виразом

$$\dot{U}_c(t) = a_1 e^{j(\varphi_1(n-1)+w_0 t)} + a_2 e^{j(\varphi_2(n-1)+w_0 t)} = \rho_n e^{j\psi_n}, \tag{3}$$

де  $\varphi_m = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_m$ ;  $a_m = \sqrt{P_m}$ ;  $m = 1, 2$ ;  $w_0 = \frac{2\pi c}{\lambda}$ ;  $\rho_n$  і  $\psi_n$  - модуль та аргумент комплексної величини  $\dot{U}_c(t)$ ;  $\lambda$  - довжина хвилі;  $d$  - крок АР;  $\theta_m$  - кутовий напрямок на  $m$ -тий ДРВ відносно нормалі до АР;  $P_m$  - потужність сигналу  $m$ -того ДРВ.

Для визначення фазового розподілу в розкритві АР знайдемо  $\dot{U}_c$ . Опускаючи швидкоосцилюючий множник  $e^{jw_0 t}$ , з (3) маємо

$$\begin{aligned} \dot{U}_c &= \exp\left(j \frac{(\varphi_1 + \varphi_2)(n-1)}{2}\right) \left( a_1 \exp\left(j \frac{(\varphi_1 - \varphi_2)(n-1)}{2}\right) + a_2 \exp\left(-j \frac{(\varphi_1 - \varphi_2)(n-1)}{2}\right) \right) = \\ &= \exp(j\psi_\Sigma(n-1)) (a_1 + a_2) \cos(\psi_\Delta(n-1)) + j(a_1 - a_2) \sin(\psi_\Delta(n-1)), \end{aligned} \tag{4}$$

де  $\psi_\Sigma = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}$ ;  $\psi_\Delta = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}$ . З останнього виразу знайдемо  $\psi_n$ :

$$\psi_n = \psi_\Sigma(n-1) + \arctg\left(\left(\frac{a_1 - a_2}{a_1 + a_2}\right) \text{tg}(\psi_\Delta(n-1))\right). \tag{5}$$

З (5) видно, що при прийманні двох сигналів різної інтенсивності фазовий розподіл в розкритті АР змінюється не лінійно. Різниця фаз сигналів сусідніх приймальних елементів в цьому випадку залежить в тому числі і від відношення потужностей сигналів ДРВ  $\frac{P_1}{P_2}$ .

У випадку рівнопотужних ДРВ  $a_1 = a_2$ , і

$$\psi_n = \psi_\Sigma (n - 1). \tag{6}$$

Отже, при пеленгації двох рівнопотужних ДРВ фазовий розподіл в розкритті еквідистантної АР є лінійно зростаючою функцією. Різниця фаз сигналів сусідніх приймальних елементів АР залишається постійною і дорівнює  $\psi_\Sigma$ .

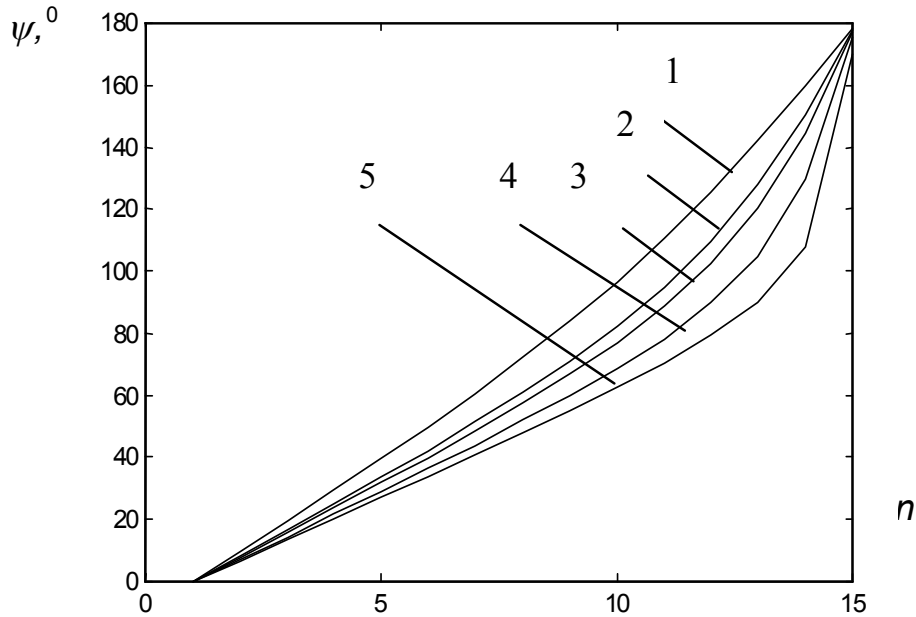


Рис.1

На рис.1 представлені графіки залежності  $\psi_n = f(n)$  для різних  $\frac{P_1}{P_2}$  і кутовій відстані між ДРВ, що дорівнює 0,6 ширини діаграми направленості АР. Крива 1 відповідає відношенню  $\frac{P_1}{P_2} = 0,2$ , крива 2 – 0,4, крива 3 – 0,5, крива 4 – 0,6, крива 5 – 0,7.

З (5) витікає, що для відновлення “викривленого” фазового розподілу в розкритті АР необхідно визначити  $\psi_\Sigma$ ,  $\psi_\Delta$  і відношення потужностей сигналів  $\frac{P_1}{P_2}$ . Для вирішення вказаної задачі достатньо мати три з  $N$  приймальних канали з ідентичними і невикривленими характеристиками, тобто  $\xi_1 = \xi_2 = \xi_3 = 0$ . В цьому випадку має місце система рівнянь

$$\left. \begin{aligned} \psi_\Sigma + \arctg(y \cdot \operatorname{tg} \psi_\Delta) &= \arg(\dot{r}_{21}) \\ 2\psi_\Sigma + \arctg(y \cdot \operatorname{tg} 2\psi_\Delta) &= \arg(\dot{r}_{31}) \\ y^2 \sin^2 \psi_\Delta + \cos^2 \psi_\Delta &= |\dot{r}_{21}| - \sigma_w^2 \\ y^2 \sin^2 2\psi_\Delta + \cos^2 2\psi_\Delta &= |\dot{r}_{31}| - \sigma_w^2 \\ P_1 + P_2 + \sigma_w^2 &= |\dot{r}_{11}| \end{aligned} \right\}, \tag{7}$$

де  $y = \frac{P_1 - P_2}{P_1 + P_2}$ ;  $\dot{r}_{11}$ ,  $\dot{r}_{21}$ ,  $\dot{r}_{31}$  - відповідні елементи кореляційної матриці сигналів;  $\sigma_w^2$  - потужність внутрішніх шумів в незбурених каналах прийому АР.

Розв’язуючи систему рівнянь (7) відносно  $\psi_\Sigma$ ,  $\psi_\Delta$  і  $y$ , отримаємо

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\Delta} &= -\arccos \left[ 0.5 \cdot \frac{\sqrt{|\dot{r}_{31}|^2 - (|\dot{r}_{11}| - \sigma_w^2)^2}}{\sqrt{|\dot{r}_{21}|^2 - (|\dot{r}_{11}| - \sigma_w^2)^2}} \right] \\ y &= \frac{\sqrt{\frac{|\dot{r}_{21}|^2}{(|\dot{r}_{11}| - \sigma_w^2)^2} - \cos^2 \psi_{\Delta}}}{\sin \psi_{\Delta}} \\ \psi_{\Sigma} &= \arg(\dot{r}_{21}) - \arctg(y \cdot \operatorname{tg} \psi_{\Delta}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Уточнення знаку величини  $y$  здійснюється шляхом розв’язку рівняння

$$Ay^3 + By^2 + Cy + D = 0, \quad (9)$$

яке нескладно отримати після перетворень рівнянь 1) і 2) системи (7). Коефіцієнти в (9) визначаються за формулами

$$\begin{aligned} A &= \operatorname{tg}^2 \psi_{\Delta} \operatorname{tg} 2\psi_{\Delta}, \quad B = (\operatorname{tg}^2 \psi_{\Delta} - 2\operatorname{tg} \psi_{\Delta} \operatorname{tg} 2\psi_{\Delta})(\operatorname{tg}(2 \arg(\dot{r}_{21}) - \arg(\dot{r}_{31}))), \\ C &= 2\operatorname{tg} \psi_{\Delta} - \operatorname{tg} 2\psi_{\Delta}, \quad D = -(\operatorname{tg}(2 \arg(\dot{r}_{21}) - \arg(\dot{r}_{31}))). \end{aligned} \quad (10)$$

Отримані розв’язки дозволяють відновити фазовий розподіл в розкритті лінійної еквідистантної АР при пеленгації двох ДРВ і наявності трьох незбурених каналів в складі АР.

Оцінка ефективності корекції фазових викривлень за допомогою запропонованого алгоритму здійснювалась шляхом статистичного моделювання. В зоні огляду інформаційної системи з 10-елементною АР знаходились два ДРВ, кутова відстань між якими складала 0,6 ширини діаграми направленості. Відношення потужностей ДРВ вибиралось рівним 0,1. Пеленгація здійснювалась за алгоритмом Кейпона [4]. На рис.2 представлені графіки функції  $p(\theta)$ , що характеризує зміну потужності на виході пристрою обробки в залежності від контрольованого напрямку в зоні огляду інформаційної системи.

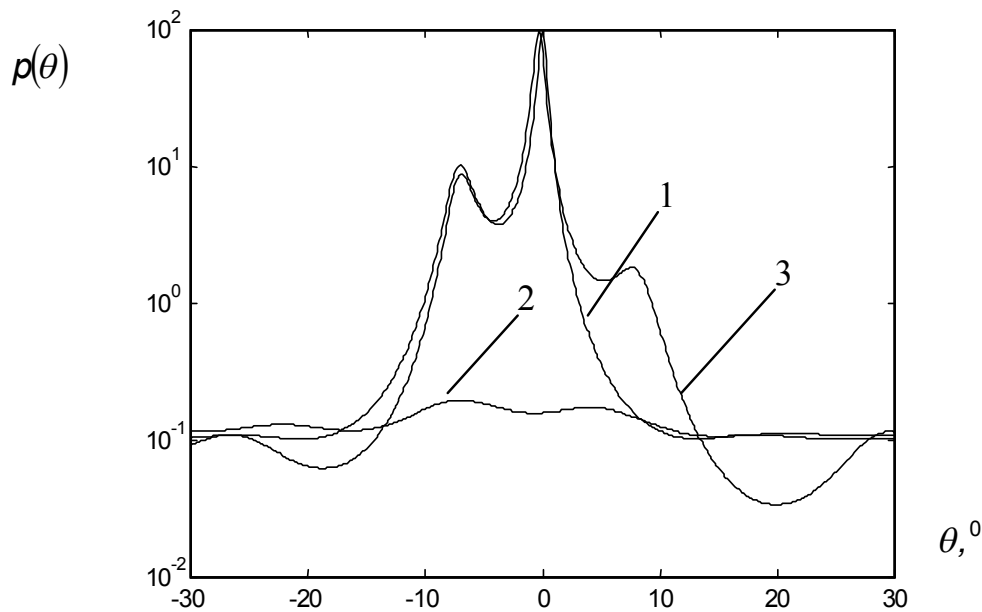


Рис. 2

Крива 1 відповідає відсутності фазових викривлень, крива 2 – їх наявності ( $\xi_n = 40^\circ, n = \overline{4, N}$ ), крива 3 – корекції фазових викривлень згідно з запропонованим алгоритмом. Видно, що по кількості максимумів кривої 3, що перевищили поріг прийняття рішення, можна визначити кількість ДРВ, а по координатах максимумів – кутові координати ДРВ.

Відмітимо, що запропонований алгоритм корекції практично інваріантний до величини фазових викривлень.

**ЛІТЕРАТУРА:**

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.
2. Абрамович Ю.И., Качур В.Г., Михайлюков В.Н. Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема //Радиотехника и электроника, 1989. - №6.
3. В.В.Караваев, В.С.Молодцов. Влияние нестабильности частотных характеристик аналоговых трактов на свойства адаптивных антенн и ее компенсация. Препринт №8611. – М.: РТИ им. А.Л.Минца АН СССР, 1987. – 12 с.
4. Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. - М.: Радио и связь, 1987.-240 с.

САЩУК Ігор Миколайович - старший викладач Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П.Корольова.

Наукові інтереси:

- цифрова обробка сигналів.

И.Н.Сащук

Алгоритм коррекции фазовых искажений в приемных каналах эквидистантной антенной решетки.

*Рассмотрено фазовое распределение в раскрыве эквидистантной антенной решетки при пеленгации двух источников радиоизлучения разной интенсивности. Предложен алгоритм коррекции фазовых искажений в приемных каналах антенной решетки.*

I.M.Sashchuk

A correction algorithm of phase distortions in receiving channels of antenna array.

*A phase distribution on the surface of antenna array on condition of two radiation sources with different intensity was considered. A correction algorithm of phase distortions in receiving channels of antenna array was offered.*