

МЕТОД ПРОСТОРОВОЇ СЕЛЕКЦІЇ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ІНФОРМАЦІЇ ПРО КУТОВІ КООРДИНАТИ ДЖЕРЕЛ ВИПРОМІНЮВАННЯ

Авдєєнко Г. Л., Куликівська Н.І.

Навчально-науковий Інститут телекомунікаційних систем

КІП ім. Ігоря Сікорського, Україна

E-mail: djang02006@ukr.net

METHOD OF SPATIAL SELECTION OF SIGNALS BASED ON THE INFORMATION ABOUT RADIATION SOURCES ANGULAR COORDINATES

The basic trends of devices on high order modes of dielectric resonators (DR) are summarized. The results of simulation of high order mode of quadruple type in rectangular DR are presented.

На сьогоднішній день адаптивна просторова селекція сигналів за допомогою антенних решіток (АР) є невід'ємною складовою систем радіолокації, радіоелектронної боротьби та радіотехнічної розвідки. Також в останні роки спостерігається значний інтерес стосовно практичного використання адаптивного керування променями АР в системах зв'язку 5G для отримання високих швидкостей передавання даних в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу та значної кількості абонентів [1].

У класичних роботах по адаптивним АР [2-3] показано, що вектор вагових коефіцієнтів (ВБК) АР при оптимальній просторовій селекції розраховується відповідно до рівняння Вінера-Хопфа,

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{S}_a, \quad (1)$$

де $\mathbf{R}_{xx}$ – коваріаційна матриця вхідних сигналів АР; $\mathbf{S}_a = \mathbf{a}(\theta_s)$ – вектор-стовпець просторової структури очікуваного сигналу, який знаходиться на пеленгу θ_s .

У свою чергу, $\mathbf{a}(\theta) = [1 \ e^{j2\pi d \sin(\theta)/\lambda} \ \dots \ e^{j2\pi d (M-1) \sin(\theta)/\lambda}]^T$ – керуючий вектор-стовпець АР, що складається з неспрямованих антен, при прийманні гармонійної електромагнітної хвилі з плоским фазовим фронтом від джерела радіовипромінювання (ДРВ), що знаходиться на пеленгу θ в дальній зоні, d – відстань між антенними елементами, λ – довжина робочої хвилі, M – кількість каналів (антенних елементів) АР.

У найпростішому випадку, вхідний сигнал $x_i(t)$ в кожному з M каналів АР можна подати як адитивну суміш суму корисного сигналу та завад (суми зовнішніх та внутрішнього теплового шуму), тому коваріаційну матрицю $\mathbf{R}_{xx}$ при умові, що корисний сигнал та завади не є корельованими одна з одною, можна записати як

$$\mathbf{R}_{xx} = E \{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^T \} = \mathbf{R}_{SS} + \mathbf{R}_{NN}, \quad (2)$$

де $E\{\cdot\}$ – операція математичного очікування, $\mathbf{R}_{SS}$, $\mathbf{R}_{NN}$ – коваріаційні матриці корисного сигналу та завад, $\mathbf{x}(t)$ – комплексний вектор-стовпець вхідних

сигналів АР, які в свою чергу можна представити наступним чином

$$\mathbf{R}_{SS} = E \{ \mathbf{s}(t) \mathbf{s}(t)^H \} = P_S \mathbf{S}_\alpha \mathbf{S}_\alpha^H, \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_{NN} = E \left\{ \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) + \mathbf{n}_0(t) \right) \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) + \mathbf{n}_0(t) \right)^H \right\} = \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H + \mathbf{I} \right) \sigma_0^2, \quad (4)$$

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t) + \sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) + \mathbf{n}_0(t), \quad (5)$$

де $\mathbf{s}(t)$, $\mathbf{n}_n(t)$, $\mathbf{n}_0(t)$ – відповідно комплексні вектор-стовпці корисного сигналу, завади від n -го джерела радіовипромінювання (ДРВ), внутрішнього шуму в каналах АР, $n=1 \dots N$; N – кількість зовнішніх завад; $\mathbf{N}_{v_n} = \mathbf{a}(\theta_n)$ – вектор-стовпець просторової структури зовнішньої завади, ДРВ якої знаходиться на пеленгу θ_n ; σ_0^2 – дисперсія (потужність) внутрішнього шуму в каналі АР; відношення потужності завади σ_n^2 від n -го джерела завад до потужності власних шумів у каналі АР, тобто $h_n = \sigma_n^2 / \sigma_0^2$; P_S – потужність корисного сигналу в каналі АР; $\mathbf{I} = \text{diag}[1]$ – одинична матриця розміром $M \times M$; H – знак ермітового спряження.

Нормована характеристика спрямованості (ХС) АР до та після просторової селекції може бути представлена наступним чином:

$$F_0(\theta) = 20 \log |\mathbf{w}_0^H \mathbf{a}(\theta) / M|, \quad F_1(\theta) = 20 \log |\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{a}(\theta) / M| \quad (6)$$

де $\mathbf{w}_0 = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^H$ – ВВК АР з рівномірним розподілом до просторової селекції.

На рис.1,а та рис.1,б представлено відповідно результати розрахунку ХС для лінійної еквідистантної АР (ЛЕАР) при $M = 20$ та частоти $f = 3$ ГГц до та після просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу θ_n на фоні двох завад з $h_1 = h_2 = 50$ дБ, ДРВ яких розташовано на пеленгах $\theta_1 = -20^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$.

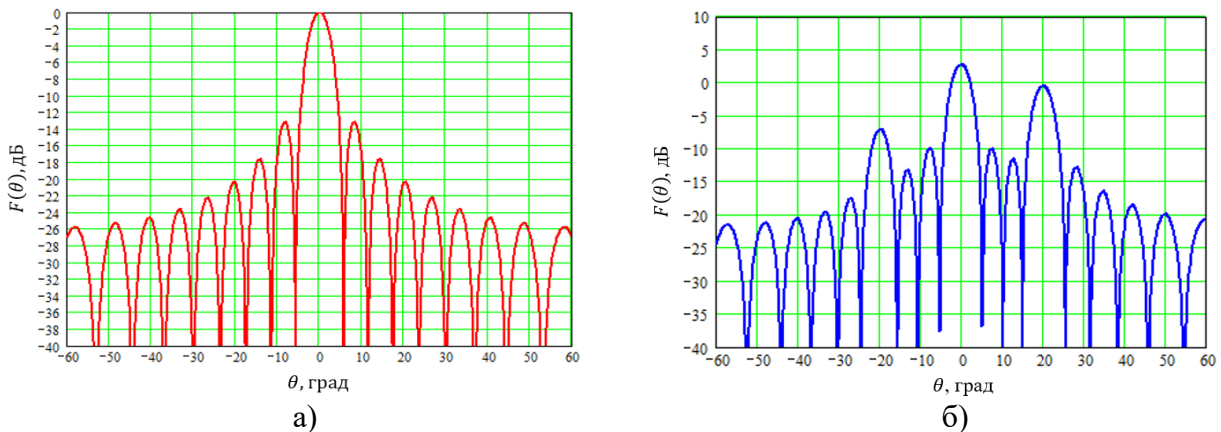


Рис.1. Діаграма спрямованості ЛЕАР до просторової селекції (а) та після просторової селекції (б) корисного сигналу ($\theta_s = 0^\circ$) на фоні двох завад ($\theta_1 = -20^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$) при рівномірному амплітудному розподілі поля на розкритті АР.

Як видно з рис.1.б, метод просторової селекції, при якому ВВК АР формується з використанням рівняння (1), не працює, оскільки в ХС АР відсутні «провали». Це пов'язано з тим, що в структурі коваріаційної матриці $\mathbf{R}_{xx}$ присутня складова корисного сигналу $\mathbf{R}_{SS}$. Використовуючи лемму про обернення матриці [2], отримаємо, що

$$\mathbf{R}^{-1} = \left(P_S \mathbf{S}_\alpha \mathbf{S}_\alpha^H + \mathbf{R}_{NN} \right)^{-1} = \mathbf{R}_{NN}^{-1} \left(\mathbf{I} - \frac{P_S \mathbf{S}_\alpha \mathbf{S}_\alpha^H \mathbf{R}_{NN}^{-1}}{1 + \mathbf{S}_\alpha^H \mathbf{R}_{NN}^{-1} \mathbf{S}_\alpha} \right). \quad (7)$$

Підставляючи вираз (7) у (1), отримаємо, що оптимальний ВБК АР дорівнюватиме

$$\mathbf{w} = P_S \mathbf{R}_{NN}^{-1} \left(\mathbf{I} - \frac{P_S \mathbf{S}_\alpha \mathbf{S}_\alpha^H \mathbf{R}_{NN}^{-1}}{1 + \mathbf{S}_\alpha^H \mathbf{R}_{NN}^{-1} \mathbf{S}_\alpha} \right) \mathbf{S}_\alpha = P_S \mathbf{R}_{NN}^{-1} \left(\mathbf{S}_\alpha - \frac{\mathbf{S}_\alpha q^2}{1 + q^2} \right) = \mu \mathbf{R}_{NN}^{-1} \mathbf{S}_\alpha, \quad (8)$$

де $\mu = P_S / (1 + q^2)$ – дійсна константа, $q^2 = \mathbf{S}_\alpha^H \mathbf{R}_{NN}^{-1} \mathbf{S}_\alpha$ – константа, яка чисельно дорівнює відношенню потужності сигналу до суми потужностей завад та шумів на виході АР.

Отже, з аналізу виразу (8) видно, що вплив складових корисного сигналу на коваріаційну матрицю $\mathbf{R}_{xx}$ вхідних сигналів АР теоретично зводиться до масштабування коваріаційної матриці шумів і завад $\mathbf{R}_{NN}$ за допомогою скалярного множника μ . Для практичної реалізації просторової селекції згідно (8) необхідно виключити складові корисного сигналу з суміші вхідних сигналів АР. Одним з варіантів такої реалізації може буди метод просторової селекції, що базується на використанні алгоритмів кутового надрозрізнення (пеленгації) [4], суть якого полягатиме у наступному: на базі отриманої інформації про пеленги ДРВ сигналів та їх відношення сигнал/шум в каналі АР з пеленгаційного рельєфу що розрахований з використанням одного з алгоритмів пеленгації (Кейпона, MUSIC, ESPRIT) тощо, реконструюється коваріаційна матриця, обчислюється вектор вагових коефіцієнтів з використанням рівняння (8), після чого суміш всіх сигналів в кожному каналі АР поелементно перемножується з ВБК, і в результаті чого формується ХС, в якій на кутових координатах завад формуються провали. Блок-схема, що реалізує вищевказаний удосконалений метод зображена на рис.2.

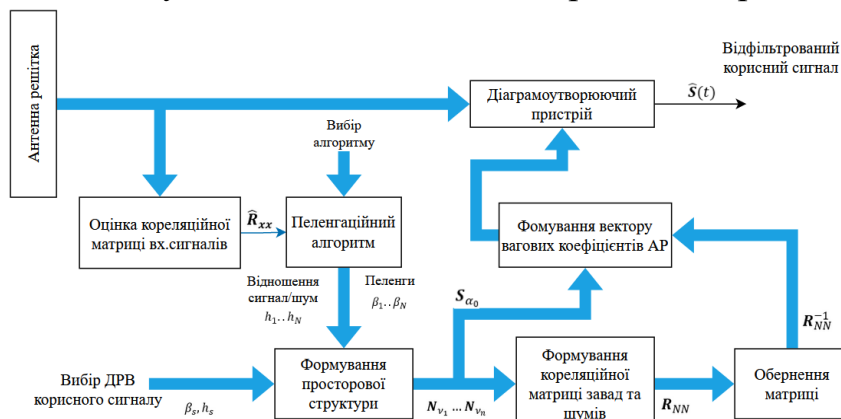


Рис.2. Блок-схема удосконаленого методу просторової селекції.

На рис.3,а та рис.3,б відповідно представлено пеленгаційні рельєфи для алгоритмів пеленгації Кейпона та MUSIC при наявності трьох ДРВ, що розташовані на пеленгах $\theta_s = 0^\circ$, $\theta_1 = -20^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$.

На рис.4 представлено діаграму спрямованості ЛЕАР до та після просторової селекції корисного сигналу на фоні двох завад, з використанням запропонованого на рис.2 методу селекції при рівномірному та спадаючому амплітудному розподілі поля на апертурі решітки, які відповідно знаходяться в

далекій зоні на пеленгах, визначених по максимумах пеленгаційного рельєфу, що зображений на рис.3, тобто $\theta_s = 0^\circ$, $\theta_1 = -20^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$.

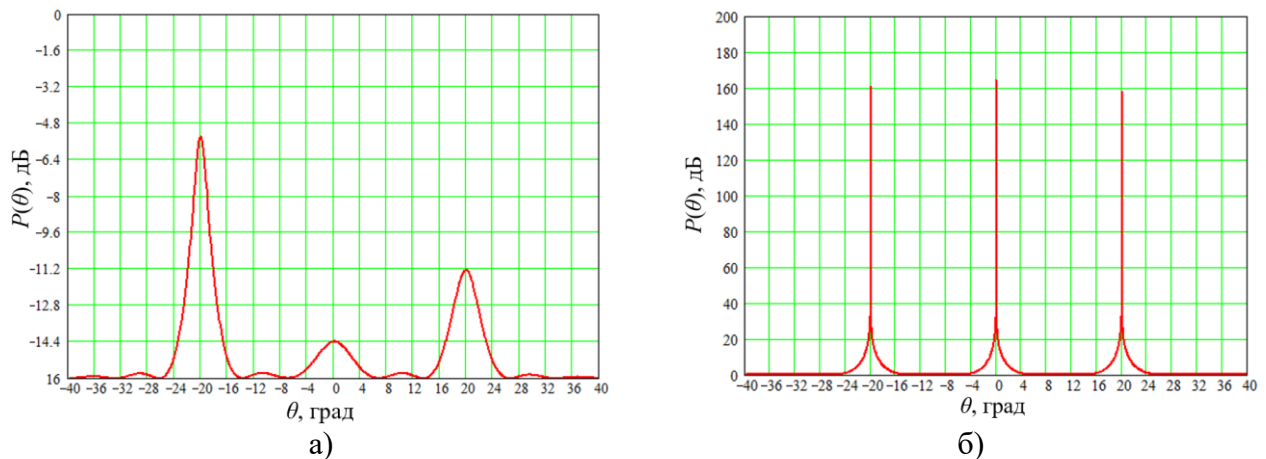


Рис.3. Пеленгаційні рельєфи при застосуванні алгоритмів пеленгації Кейпона (а) та MUSIC (б) для оцінювання кутових координат трьох ДРВ, що розташовані на пеленгах $\theta_s = 0^\circ$, $\theta_1 = -20^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$.

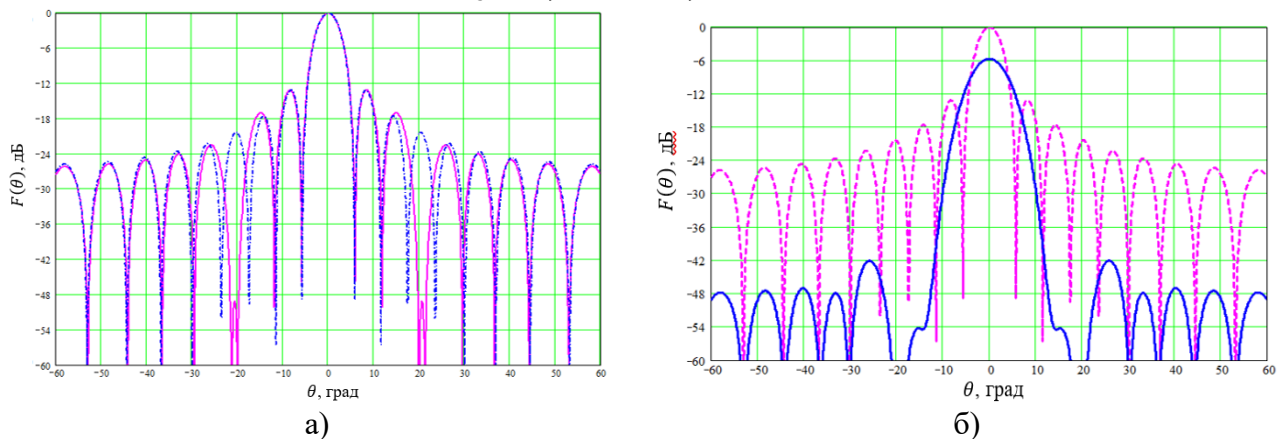


Рис.4. Діаграма спрямованості ЛЕАР до просторової селекції (штрихова лінія) та після просторової селекції корисного сигналу ($\theta_s = 0^\circ$) на фоні двох завад ($\theta_1 = -20^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$) при рівномірному розподілі (а) та спадаючому амплітудному розподілі (б) поля на розкритті решітки.

Висновок. Порівняння ХС АР на рис.1,б та рис.4,а,б показує, що запропонований метод просторової селекції дозволяє придушувати завади, формуючи «провал» в ХС в кутових напрямках на ДРВ цих завад.

Література

1. Макаренко В., Потемкин Е. Технологическая эволюция ВЧ-устройств систем 5G миллиметрового диапазона, Беспроводные технологии, №2, 2019, с.35-39.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях. Часть 2 / В. А. Григорьев и др.; ун-т ИТМО; общ. Ред . В. А. Григорьев. Санкт-Петербург, 2016. 118 с.
4. Авдєєнко Г.Л., Якорнов Є. А. Спосіб просторової селекції джерел радіовипромінювання в довільній хвильовій зоні на основі модифікованого алгоритму Кейпона. Одинадцята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. матеріалів конф. 18-21 квіт. 2017р. Київ: КПП ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.232-234.