

## ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КОМПЕНСАЦІЇ ЗАВАД В АНТЕННИХ РЕШІТКАХ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЕННЯ ГІЛЬБЕРТА

На сьогодні функціонування радіосистем передачі інформації здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки. Перспективним напрямком реалізації компенсації завад для вказаних умов є використання їх просторової селекції за допомогою адаптивних антенних решіток (АР), що формують нуль в діаграмі спрямованості в напрямку на завади. Для оцінки напрямків на завади разом з адаптивною АР в захищеній системі передачі інформації необхідно використовувати радіопеленгатор. Основною вимогою до сучасних засобів радіопеленгування є забезпечення їх високої завадостійкості та точності. Тому розробка та удосконалення кореляційних спектрально-просторових методів пеленгування, дослідження їх точності і завадостійкості є актуальною задачею.

Виконано удосконалення кореляційного спектрально-просторового методу оцінки напрямку на джерело радіовипромінювання з використанням перетворення Гільберта.

Для реалізації просторової селекції з мінімальними часовими витратами використано  $Z$ -каналний паралельний просторово-вибірковий прийом за допомогою цифрового синтезу діаграми спрямованості (ДС):

$$U_z(j\Omega_p) = \sum_{z=0}^{Z-1} \text{Re}[U_z(j\omega_{S,k_l})] \cdot \exp(-j\Omega_p \cdot z) \cdot W(z), \quad (1)$$

де  $\Omega_p = 2\pi \cdot p / d \cdot Z$  – значення просторової частоти, що визначає напрямок  $p$ -ї пелюстки багатопелюсткової ДС;

$d$  – відстань між елементами АР;

$\omega_{S,k_l}$  – частота  $k_l$ -ої спектральної складової в смузі робочої частоти частоти  $l$ -го корисного сигналу,  $k_l = 0, \dots, N_S - 1$ ;

$N_S$  – кількість відліків реалізації прийнятої суміші;

$W(z)$  – вагова функція спектрального аналізу, що визначає форму пелюстки ДС.

Аналіз рівняння (1) показує, що алгоритм синтезу багатопелюсткової ДС еквівалентний дії паралельного набору просторових узгоджених фільтрів для гармонічних просторових випромінювань.

Далі необхідно визначити глобальну та локальні екстремальні частоти  $\Omega_p^*$ , яким відповідає максимальний рівень модуля комплексної амплітуди  $\max\{A(\Omega_p)\} = A(\Omega_p^*)$  в масиві просторових спектральних складових  $U_z(j\Omega_p)$ .

Враховуючи перекриття часових спектрів корисного сигналу та завад, доцільно попередню просторову селекцію здійснювати для кожної спектральної складової суміші  $U_z(j\omega_{S,k_l})$  окремо.

Потім виділяємо підмасив спектральних складових  $\{U_z(j\Omega_p)\}_{p=p_1, p_2}$ , що містить складову з екстремальною частотою  $\Omega_p^*$ , який розділяємо на дійсну  $U(\Omega_p, z)$  та уявну  $\widehat{U}(\Omega_p, z)$  складові відповідного комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  за допомогою перетворення Гільберта:

$$S_A(j\Omega_p, z) = U(\Omega_p, z) + j\widehat{U}(\Omega_p, z), \quad (2)$$

$$\text{де } U(\Omega_p, z) = \sum_{p=p_1}^{p_2} A(\Omega_p) \cdot \cos(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p)); \quad \widehat{U}(\Omega_p, z) = \sum_{p=p_1}^{p_2} A(\Omega_p) \cdot \sin(\Omega_p \cdot z + \varphi(\Omega_p)).$$

Визначають різницю аргументів  $\Delta\psi_B(\Omega_p, z)$  та модулі  $S_A(\Omega_p, z)$  комплексних відліків аналітичного сигналу, яка відповідає просторовому розташуванню двох вибраних антенних елементів з номерами  $z_1$  та  $z_2$  в межах лінійної АР.

$$\Delta\psi_A(\Omega_p, z) = \psi_A(\Omega_p, z_2) - \psi_A(\Omega_p, z_1), \quad (3)$$

$$\text{де } \psi_A(\Omega_p, z_2) = \arctg[\widehat{U}(\Omega_p, z_2)/U(\Omega_p, z_2)];$$

$$\psi_A(\Omega_p, z_1) = \arctg[\widehat{U}(\Omega_p, z_1)/U(\Omega_p, z_1)].$$

$$\begin{aligned} S_A(\Omega_p, z_1) &= \sqrt{U^2(\Omega_p, z_1) + \widehat{U}^2(\Omega_p, z_1)} \\ S_A(\Omega_p, z_2) &= \sqrt{U^2(\Omega_p, z_2) + \widehat{U}^2(\Omega_p, z_2)}. \end{aligned} \quad (4)$$

В свою чергу аргумент  $\psi_{\bar{i}}(\Omega_p, z)$  аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  є його повною фазою і визначається частотою  $\Omega_S$  і початковою фазою  $\theta$  сигналу наступним чином:

$$\psi_{\bar{i}}(\Omega_p, z) = \Omega_S \cdot z + \theta. \quad (5)$$

Повна різниця аргументів комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  з урахуванням (5) дорівнює:

$$\Delta\psi_{\bar{i}}(\Omega_p, z) = (z_2 - z_1) \cdot \Omega_S. \quad (6)$$

В результаті удосконалення знайдено алгоритм, що використовує номери  $z_1$  та  $z_2$  такі, що  $(z_2 - z_1) \cdot d > \lambda_{S, k_i} / 2$ , де  $\lambda_{S, k_i}$  – довжина хвилі спектральної складової з частотою  $\omega_{S, k_i}$ . Оцінюється повна різниця аргументів  $\Delta\psi_{\bar{i}}(\Omega_p, z)$  комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$ , що перевищує  $\pi$  радіан і дорівнює сумі цілої  $\Delta\psi_{\bar{o}}(\Omega_p, z)$  та залишкової  $\Delta\psi_{\zeta}(\Omega_p, z)$  частини, що підвищує точність пеленгування:

$$\Delta\psi_{\bar{i}}(\Omega_p, z) = \Delta\psi_{\bar{o}}(\Omega_p, z) + \Delta\psi_{\zeta}(\Omega_p, z), \quad (7)$$

де  $\Delta\psi_{\bar{o}}(\Omega_p, z) = \pi \cdot L$ ,  $L = 1, 2, \dots$  – ціле число;  $\Delta\psi_{\zeta}(\Omega_p, z) < \pi$ .

Вимірювані значення аргументів  $\psi_{\bar{A}}(\Omega_p, z_1)$  та  $\psi_{\bar{A}}(\Omega_p, z_2)$  комплексних відліків аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$ , а також відповідної їх різниці  $\Delta\psi_{\bar{A}}(\Omega_p, z)$  лежать в межах тільки  $\{-\pi; \pi\}$  радіан. Тому вимірюване значення  $\Delta\psi_{\bar{A}}(\Omega_p, z)$  різниці аргументів комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  дорівнює залишковій частині  $\Delta\psi_{\zeta}(\Omega_p, z)$  її реального значення:  $\Delta\psi_{\bar{A}}(\Omega_p, z) = \Delta\psi_{\zeta}(\Omega_p, z)$ .

Значення цілої частини  $\Delta\psi_{\bar{o}}(\Omega_p^*)$  різниці аргументів комплексного аналітичного сигналу  $S_A(j\Omega_p, z)$  визначають з урахуванням екстремальної частоти  $\Omega_p^*$ :

$$\Delta\psi_{\bar{o}}(\Omega_p^*, z) = [ (z_2 - z_1) \cdot \Omega_p^* ]_{\bar{o}}, \quad (8)$$

де  $[ \bullet ]_{\bar{o}}$  – операція визначення цілої частини, що кратна  $\pi$  радіан.

Оцінка значення просторової частоти  $p$ -го випромінювання  $\widehat{\Omega}_{S, p}$  здійснюється з використанням дисперсійно-кореляційного алгоритму.

Оцінки напрямків на сигнал та завади  $\widehat{\theta}_{S, p}$ , що відповідають  $p$ -м пелюсткам багатопелюсткової ДС з екстремальними частотами  $\Omega_p^*$  визначаються згідно з рівнянням:

$$\widehat{\theta}_{S, p} = \arccos[ \widehat{\Omega}_{S, p} \cdot c / \omega_{S, k_i} ]. \quad (9)$$

Таким чином розроблений метод забезпечує можливість пеленгування джерел ширококутових радіовипромінювань в реальному масштабі часу з високої точністю.

Виконано моделювання удосконаленого методу пеленгування з використанням MathCad11b. Виграш за точністю порівняно з відомим методом склав 20%. Також проведено дослідження залежності точності пеленгування від відношення сигнал-шум, кутового напрямку приходу сигналу, типу вікна спектрального аналізу.

ЦИПОРЕНКО Віталій Валентинович - кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехніки, радіоелектронних апаратів та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси: радіотехнічні системи і телекомунікації.

ЦИПОРЕНКО Валентин Григорович - кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехніки, радіоелектронних апаратів та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси: радіотехнічні системи і телекомунікації.

КОВБАСЮК Юлія Костянтинівна – студентка 5-го курсу магістратури за спеціальністю «Технології та засоби телекомунікацій» кафедри радіотехніки, радіоелектронних апаратів та телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.