

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ОБ'ЄДНАННЯ КАНАЛІВ ПРИЙОМУ ЦИФРОВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

На сьогодні оцінка параметрів радіосигналів здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки. Перспективним напрямком реалізації оцінки параметрів радіосигналів для вказаних умов є використання цифрової спектральної обробки сигналів та використання усїєї енергії спектра. Основною вимогою до сучасних засобів радіопеленгування є забезпечення їх високої завадостійкості та точності. Тому розробка завадостійких цифрових спектрально-просторових методів оцінки параметрів радіосигналів, дослідження їх точності і завадостійкості є актуальною задачею.

Виконано розробку спектрально-просторового методу оцінки напрямку на джерело радіовипромінювання, що використовує об'єднання каналів прийому цифрової антенної решітки (АР), що підвищує точність оцінки.

Процес прийому паралельними L радіоканалами лінійної АР представлено у вигляді процесу просторової дискретизації сигналу вздовж вісі X з рівномірним кроком решітки d . Усі L вихідні сигнали $\{S_l(t)\}_L$ каналів лінійної АР когерентно в момент часу t_n перетворюються в цифрову форму із формуванням масиву L цифрових відліків:

$$S_l(t_n) = A_m \cos(\omega_s \cdot t_n + \varphi_l), \quad (1)$$

де: $l = 0, 1, \dots, (L-1)$; $\varphi_n = \varphi_0 + \omega_s t_n$.

Відомий метод комплексного пеленгування найбільш правдоподібну оцінку $\hat{\omega}_\theta$ отримує на основі цифрового спектрального аналізу масиву відліків АР, наприклад за алгоритмом ШПФ. В результаті такого просторового спектрального аналізу формується масив L комплексних спектральних відліків $S_l(j\omega_l)$:

$$S_l(j\omega_l) = \sum_{t=0}^{L-1} S_{lt}(t_n) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{Ld} \cdot l\right) \cdot W_l(l), \quad (2)$$

де: $S_l(j\omega_l)$ – l -й просторовий спектральний відлік;

Re_l, Im_l – відповідно дійсна та уявна частина l -го відліку $S(j\omega_l)$;

$W_l(l)$ – вагова функція.

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

$$\beta_{nl} = \arcsin\left(\frac{2\pi \cdot l}{L \cdot d \cdot \omega_s}\right), \quad (3)$$

де ω_s – апіорі відома несуча кругова частота.

За попередню оцінку $\hat{\theta}_l$ напрямку на джерело відомий комплексний метод приймає напрямок β_{lm1} пелюстки ДС, модуль комплексного відліку якого є максимальним:

$$\hat{\theta}_l = \beta_{lm1} \mid S(\omega_m) = \max\{S(\omega_l)\}_L, \quad (4)$$

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

$S(j\omega_m)$ – комплексний відгук екстремальної пелюстки.

Розроблений метод оцінки напрямку на джерело векторно об'єднує групу екстремальних комплексних спектральних відліків для сумарної оцінки $\hat{\theta}_l$ напрямку на джерело радіовипромінювання, використовуючи усю енергію сигналу, що підвищує точність оцінки.

Синтезована ДС за алгоритмом (1) еквівалентна дії набору частотних комплексних детекторів, відгуки яких визначаються значенням просторової частоти ω_θ , тому доцільно подальше її уточнення в межах екстремальної пелюстки $K_m(j\beta)$ здійснювати дискримінаційним методом, що забезпечує мінімальні часові витрати. При цьому доцільно використовувати фазову діаграму спрямованості $\psi_m(\beta)$, що є лінійною функцією просторової частоти:

$$\psi_m(\beta) = \omega_\theta - \omega_m = \left(\omega_\theta - \frac{2\pi}{L \cdot d} \cdot m\right) \cdot \pi d \cdot L. \quad (5)$$

З урахуванням рівняння (5) аргумент комплексного відгуку $\varphi_{\theta m}$ екстремальної пелюстки ДС буде дорівнювати:

$$\varphi_{\theta m} = \pi d \cdot L \cdot \left(\omega_{\theta} - \frac{2\pi}{L \cdot d} \cdot m \right) + \varphi_{\Gamma} . \quad (6)$$

Аналіз рівняння (6) показав, що аргумент $\varphi_{\theta m}$ залежить від двох випадкових змінних ω_{θ} і φ_{Γ} , що зумовлює його інформаційну невизначеність. Для усунення невизначеності аргументу $\varphi_{\theta m}$ відносно початкової фази φ_{Γ} доцільно синтезувати другу ДС, що відрізняється від першої крутизною фазової пеленгаційної характеристики.

З урахуванням умов синтезу фазових пеленгаційних характеристик антенних решіток, можливий варіант алгоритму синтезу другої ДС визначається рівнянням:

$$S_2(j\omega_l) = \sum_{l=0}^{L-1} S_{2l}(t_{\Gamma}) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{Ld} \cdot l\right) \cdot W_2(l) , \quad (7)$$

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

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

Особливістю розробленого методу є те, що формуємо різницю аргументів сумарних відліків групи екстремальних пелюсток першої та другої ДС, та усуваємо невизначеність рівнянь (6) і (7) відносно φ_{Γ} :

$$\Delta\varphi_{\theta m} = \varphi_{\theta m1} - \varphi_{\theta m2} = \frac{\pi d \cdot L}{2} \cdot \left(\omega_{\theta} - \frac{2\pi}{L \cdot d} \cdot m \right) . \quad (8)$$

Розв'язуючи рівняння (8), визначаємо значення просторової частоти $\hat{\omega}_{\theta}$ і напрямку на джерело $\hat{\theta}$ в межах екстремальної пелюстки першої БПДС:

$$\hat{\omega}_{\theta} = \frac{2 \cdot \Delta\varphi_{\theta m}}{\pi d \cdot L} + \frac{2\pi \cdot m}{d \cdot L} . \quad (9)$$

$$\hat{\theta} = \arcsin\left(\frac{\hat{\omega}_{\theta}}{\omega_s}\right) = \arcsin\left(\frac{2 \cdot \Delta\varphi_{\theta m}}{\pi d \cdot L \cdot \omega_s} + \frac{2\pi \cdot m}{d \cdot L \cdot \omega_s}\right) . \quad (10)$$

Аналіз рівнянь (2) і (10) показує, що напрямок θ визначається в два етапи з використанням амплітудних та фазових співвідношень прийнятого сигналу. На першому етапі напрямок θ визначається паралельним амплітудним вибірковою методом на основі цифрового синтезу багатопелюсткової ДС антенної решітки. На другому етапі напрямок θ уточнюється за різницею аргументів сумарних комплексних відліків в межах групи екстремальних пелюсток.

Виконано моделювання розробленого методу оцінки з використанням програми MathCad11b. Виграш за точністю склав 50% від значення похибки комплексного методу. Також проведено дослідження залежності точності оцінки напрямку 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.

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