

В.Г. Ципоренко, к.т.н., доц.
Житомирський інженерно-технологічний інститут

ЧАСТОТНЕ КОРЕЛЯЦІЙНЕ РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ

Обґрунтовані принципи частотного кореляційного радіопеленгування та визначені його основні властивості. Виконано аналіз шляхів реалізації частотного кореляційного радіопеленгування на основі цифрової обробки радіосигналів. Наведені результати досліджень швидкодії цифрових кореляційних радіопеленгаторів та методів забезпечення їх функціонування в реальному масштабі часу.

Умови функціонування сучасних радіоелектронних систем передачі та вилучення інформації характеризуються використанням шумоподібних сигналів, великими апріорною невизначеністю, завантаженням радіочастотного ресурсу та інтенсивністю потоку радіовипромінювань. Актуальною задачею функціонування радіоелектронних систем вилучення інформації, радіоконтролю, навігації та радіокерування є забезпечення в цих умовах оперативного контролю місцезнаходження радіоелектронних засобів (РЕЗ). В умовах апріорної невизначеності і наявності відносно інтенсивних завад цю задачу доцільно вирішувати шляхом використання кореляційних методів, у тому числі кореляційного пеленгування. Зазвичай кореляційні пеленгатори реалізують обробку сигналів у часовій області, забезпечуючи високу точність, але відносно низьку швидкодію [1,2]. Цю проблему доцільно вирішувати, використовуючи частотний кореляційний аналіз [3, 4, 5].

Кореляційне пеленгування основане на вимірюванні різниці моментів часу приходу радіовипромінювання РЕЗ до рознесених у просторі антен шляхом вимірювання значення функції взаємної кореляції цих сигналів.

Розглянемо задачу визначення функції взаємнокореляції двох радіосигналів при наявності статистично незалежних адитивних шумів шляхом обробки їх спектрів. Нехай $S_1(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ першою антеною, а $S_2(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ другою антеною. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими за смугою частот $\{f_H, f_B\}$. Вихідні умови запишемо таким чином:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t), \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t), \\ S_1(t) &= S_2(t - \tau), \end{aligned} \quad (1)$$

де τ – апріорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності в інтервалі $[0, \tau_{\max} < T_a]$;

$S_1(t)$ – апріорі невідома функція часу;

$S_2(t)$ – апріорі невідома функція часу, що має вигляд:

$$S_2(t) = A(t - \tau) \cdot \cos(2\pi f(t - \tau) + \gamma(t - \tau) + \varphi),$$

де $A(t)$, $\gamma(t)$ – детерміновані функції, що відображають закони амплітудної та фазової модуляції відповідно.

Нехай апріорі відомі всі необхідні ймовірнісні характеристики шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$:

M_n , D_n – відповідно математичне очікування та дисперсія шумів, зазвичай $M_n = 0$;

$N = \text{const}$ – двостороння спектральна густина потужності шумів.

Необхідно оптимальним чином визначити значення часу затримки τ за реалізаціями $U_1(t)$ і $U_2(t)$, що прийняті в інтервалі $[0, T_a]$.

У часовій області визначення поставлена задача вирішується на основі взаємного кореляційного аналізу [1, 2].

У цьому випадку визначається таке значення затримки τ , що забезпечує максимум

взаємно кореляційної функції сигналів з антен.

Розв'яжемо цю задачу в частотній області, коли обробці підлягає сукупність спектрів прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$.

Розглянемо випадок безперервно-безперервного аналізу [4], при якому в частотній області визначення аналізуються комплексні спектральні густини $U_1(jf)$ та $U_2(jf)$ прийнятих сумішей, які можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} U_1(jf) &= S_1(jf) + n_1(jf) \\ U_2(jf) &= S_2(jf) + n_2(jf) \\ S_2(jf) &= S_1(jf) \cdot \exp(-j2\pi f\tau), \end{aligned} \tag{2}$$

де $S_1(jf)$, $S_2(jf)$, $n_1(jf)$, $n_2(jf)$ – відповідно комплексні спектральні густини корисних сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ та шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$.

Можна показати, що [3]:

$$K_{12}(\zeta, t) = \int_0^{\tau} U_1(t) \cdot U_2(t - \zeta) dt = B \int_{f_n}^{f_b} \text{Re}[U_1(jf) \cdot U_2^*(jf) \cdot \exp(j2\pi f\zeta)] df = K_{12}(\zeta, f), \tag{3}$$

де $U_2^*(jf)$ – спряжена комплексна спектральна густина прийнятої суміші $U_2(t)$;

B – коефіцієнт пропорційності;

$K_{12}(\zeta, f)$ – частотно взаємна кореляційна функція сумішей $U_1(jf)$ та $U_2(jf)$.

Алгоритм пеленгування РЕЗ запишемо як:

$$\theta = L \cdot \hat{\tau} = L \cdot [\max(K_{12}(\zeta, f))], \tag{4}$$

де $\hat{\tau}$ – оцінка часу затримки, що відповідає умові $[\max(K_{12}(\zeta, f))]$;

L – коефіцієнт пропорційності.

Виконаємо аналіз рівняння (3):

$$\begin{aligned} K_{12}(\zeta, f) &= B \int_{f_n}^{f_b} \text{Re}[U_1(jf) \cdot U_2^*(jf) \cdot \exp(j2\pi f\zeta)] df = \\ &= B \int_{f_n}^{f_b} \text{Re}[(S_1(jf) \cdot S_2^*(jf) + S_1(jf) \cdot n_2^*(jf) + S_2^*(jf) \cdot n_1(jf) + n_1(jf) \cdot n_2^*(jf)) \cdot \exp(j2\pi f\zeta)] df. \end{aligned} \tag{5}$$

Функція $B \int_{f_n}^{f_b} \text{Re}[(S_1(jf) \cdot S_2^*(jf)) \cdot \exp(j2\pi f\zeta)] df$ є величина квазідетермінована і дорівнює

автокореляційній частотній функції радіосигналу РЕЗ, що пеленгується. При $\zeta = \tau$ значення цієї функції максимальне і дорівнює енергії корисного сигналу E_s :

$$E_s = \max\{K_f(\zeta)\} = \int_{f_n}^{f_b} S_1^2(jf) df. \tag{6}$$

Величини $B \int_{f_n}^{f_b} \text{Re}[(S_1(jf) \cdot n_2^*(jf)) \cdot \exp(j2\pi f\zeta)] df$ і $B \int_{f_n}^{f_b} \text{Re}[(S_2^*(jf) \cdot n_1(jf)) \cdot \exp(j2\pi f\zeta)] df$ є гаусовими

випадковими величинами з нульовим математичним очікуванням і дисперсіями відповідно:

$$D_1 = \frac{2E_{s1}}{N_1}, \quad D_2 = \frac{2E_{s2}}{N_2}, \tag{7}$$

де E_{s1} , E_{s2} – енергія корисного сигналу РЕЗ, що приймається першою та другою антенами відповідно.

Величина $B \int_{f_n}^{f_b} \text{Re}[(n_1(jf) \cdot n_2^*(jf)) \cdot \exp(j2\pi f\zeta)] df$ є випадковою гаусовою величиною з дисперсією

$D_{n12} = \frac{N_1 \cdot N_2}{T_a}$ з нульовим математичним очікуванням.

Таким чином, оцінка $\hat{\tau}$ часу затримки і, відповідно, пеленгу на РЕЗ є незміщеною гаусовою з дисперсією:

$$D_{\tau} = \frac{2E_{s1}}{N_1} + \frac{2E_{s2}}{N_2} + \frac{N_1 \cdot N_2}{T_a}. \tag{8}$$

При $N_1 = N_2 = N$ та $E_{S1} = E_{S2} = E_S$ вираз (8) матиме вигляд:

$$D_\tau = \frac{4E_S}{N} + \frac{N^2}{T_a} \tag{9}$$

Для дискретно-дискретного та безперервно-дискретного аналізів радіосигналів рівняння (5) матиме вигляд:

$$K_{12}(\zeta, f) = B \sum_{k=m_1}^{k=m_2} \text{Re}\{U_1(jf_k) \cdot U_2^*(jf_k) \cdot \exp(j2\pi f_k \zeta)\}, \tag{10}$$

де k – цілі числа, $k \in \{m_1, m_2\}$;

$$m_1 = E_{II} \left[\frac{f_H}{\Delta f} \right];$$

$$m_2 = E_{II} \left[\frac{f_B}{\Delta f} \right];$$

Δf – значення дискрету за частотою;

$E_{II}[\bullet]$ – функція виділення цілої частини.

Варіант структурної схеми цифрового частотного кореляційного радіопеленгатора наведено на рис. 1.

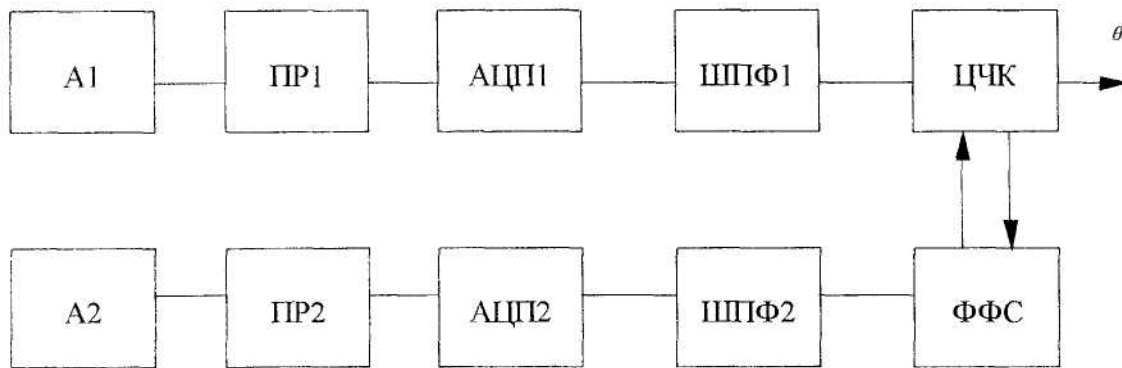


Рис. 1

Принцип роботи радіопеленгатора такий. Прийняті рознесеними антенами А1 та А2 радіосигнали селектуються і підсилюються в приймачах PR1 та PR2, після чого подаються на аналого-цифрові перетворювачі АЦП1 та АЦП2. Комплексні спектри сигналів обраховуються в блоках ШПФ1 та ШПФ2, що реалізують швидке перетворення Фур'є. Комплексний спектр в другому пеленгаційному каналі перемножується в блоці ФФС на відповідне значення допоміжного частотно-фазового спектру згідно з формулою (5). Після цього блоком ЦЧК обраховується максимальне значення взаємно кореляційної частотної функції. Оцінка пеленгу визначається після цього за формулою (4).

Реалізація кореляційної обробки в частотній області в порівнянні з часовою обробкою забезпечує суттєве підвищення швидкодії та інструментальної точності пеленгування.

Це зумовлено, по-перше, можливістю паралельної обробки спектрів випромінювань багатьох РЕЗ без погіршення точності за умови, що вони не перекриваються. По-друге, частотне кореляційне пеленгування дає можливість оперативної адаптації частотної смуги аналізу для кожного випромінювання окремих РЕЗ. По-третє, частотне пеленгування не вимагає жорстких вимог до параметрів апаратури аналізу, в першу чергу, часових, в порівнянні з традиційним часовим пеленгуванням [6, 7].

Таким чином, показано, що при рівних потенційних точностях процедура частотного кореляційного пеленгування забезпечує можливість суттєвого підвищення пропускної здатності

та інструментальної точності при відносно незначних апаратурних витратах в порівнянні з часовим кореляційним пеленгуванням.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Ланге Ф. Корреляционная электроника. – Л.: Судпромгиз, 1963. – 447 с.
2. Вартаманян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И. Радиопеленгация. – М.: Воениздат, 1966. – 248 с.
3. Ципоренко В.Г., Ципоренко О.Д. Космічні радіоелектронні системи з частотною обробкою сигналів // Сучасні технології в аерокосмічному комплексі: Матеріали У Міжнар. наук.-практичної конф. 4–6 вересня 2001. – Житомир, 2001. – С. 145–153.
4. Ципоренко В.Г. Визначення апостеріорної ймовірності радіосигналу в частотній області // Вісник ЖІТІ. – 2000. – № 13 / Технічні науки. – С. 87–91.
5. Ципоренко В.Г. Визначення положення у часі складного радіосигналу шляхом аналізу його спектра // Вісник ЖІТІ. – 2002. – № 2 (21) / Технічні науки. – С. 73–75.
6. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с., ил.
7. Цифровая обработка сигналов: Опыт использования персональных ЭВМ / А.А. Иванько, В.И. Гордиенко, В.М. Соловьев, Я.А. Иванько. – К.: Техника, 1991. – 160 с.

ЦИПОРЕНКО Валентин Григорович – кандидат технічних наук, доцент кафедри радіотехніки Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

– радіоелектроніка з використанням цифрової обробки сигналів.

Подано 26.09.2002