

УДК 621.396.677

В.М. КИЧАК¹, Є.С. ЛЕНКОВ², В.М. ЛОЗА³, Р.Ю. КОЛЬЦОВ³

ОЦІНКА РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ АЛГОРИТМУ ЛІНІЙНОГО ПЕРЕДБАЧЕННЯ

¹*Вінницький національний технічний університет
21021, Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, Україна
тел.: +380 (432) 580019,*

²*Національний технічний університет України «КПІ»
03056, пр. Перемоги 37, м. Київ, Україна*

³*Військовий інститут Київського національного університету імені Тараса Шевченка
01033, вул. Володимирська, 64, м. Київ, Україна*

Анотація. Наведено результати аналітичного розрахунку роздільної здатності алгоритму лінійного передбачення при обмеженому обсязі сигнальної вибірки.

Ключові слова: радіолокаційна станція, роздільна спроможність, алгоритм лінійного передбачення.

Аннотація. Приведены результаты аналитического расчёта разрешающей способности алгоритма линейного предсказания при ограниченном объёме сигнальной выборки.

Ключевые слова: радиолокационная станция, разрешающая способность, алгоритм линейного предсказания.

Abstract. The results of analytical calculation of the resolution of the linear prediction algorithm with a limited sample of the signal.

Keywords: radar station, resolving power, linear prediction algorithm.

ВСТУП ТА ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

При проектуванні та розробці радіолокаційних систем різного призначення, як радіотехнічних систем Протиповітряної оборони, так і оглядових радіолокаційних станцій (РЛС) аеродромного призначення, велика увага приділяється підвищенню їх роздільної здатності (РЗ) по різним координатам і параметрам. Не у всіх випадках вдається забезпечити необхідні показники РЗ по кутових координатах через обмежені розміри антен. Додаткове збільшення розмірів апертури пов'язано з технічними труднощами. При обробці сигналів в когерентно-імпульсних режимах роботи РЛС розрізнення по дальності обмежене шириною спектра сигналу, яка часто не може бути збільшена через апаратні обмеження.

Наведені обмеження РЗ можуть бути подолані методами, так званого, «надрозрізнення». Одним з відомих шляхів «надрелеєвського» розрізнення є застосування параметричних методів цифрового спектрального аналізу, узагальнених в роботах Марпла [1]. Ефект надрозрізнення досягається при порівняно невеликих обчислювальних витратах, які не потребують перебору різних комбінацій математичних моделей сигналів. Ефект розрізнення залежить, в першу чергу, від відношення сигнал/шум і, по-друге, від способу формування матриці даних, обґрунтування яких в цифровому спектральному аналізі носить емпіричний характер.

У ряді робіт, зокрема [2, 3] наведено результати аналізу граничних можливостей найбільш відомих методів надрозрізнення, заснованих на алгоритмах Кейпона і MUSIC.

Метою статті є оцінка можливостей кутового розрізнення двох цілей у промені діаграми спрямованості антени при побудові системи обробки за алгоритмом лінійного передбачення.

ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ ДОСЛІДЖЕННЯ

Аналіз кутового розрізнення як по азимуту, так і по куту місця принципово не відрізняються і можуть проводитися для кожної з зазначених координат. З результатів, отриманих при оцінці алгоритмів Кейпона і MUSIC, випливає, що можливості розрізнення істотно залежать від ступеня кореляції сигналів, відбитих від одиночних цілей [4]. Найбільш високу кореляцію мають прямий і перевідбитий поверхнею

сигнали при локації маловисотної цілі (вони практично когерентні). З цієї точки зору аналіз доцільно проводити для кутомісної координати при радіолокації маловисотних цілей, оскільки цей випадок є найбільш «жорстким» за ступенем кореляції одиночних сигналів.

Алгоритм лінійного передбачення передбачає обчислення функції

$$H_2(\epsilon_{\text{ет}}) = \frac{1}{\left| \mathbf{v}_1^H(\epsilon_{\text{ет}}) R^{-1} \boldsymbol{\alpha}_{(k)} \right|^2}, \quad (1)$$

де $\boldsymbol{\alpha}_{(k)}^H = \left| 0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0 \right|$ – N -мірний вектор, у якого всі компоненти нульові, за винятком k -ої, яка дорівнює одиниці.

$\mathbf{v}_1^H(\epsilon_{\text{ет}}) = [1 \ \exp(-j \cdot \varphi), \exp(-2j \cdot \varphi), \dots, \exp(-j \cdot (N-1) \cdot \varphi)]$ – оцінний вектор-рядок, $\varphi = \pi \cdot \sin \epsilon_{\text{ет}}$, $\epsilon_{\text{ет}}$ – передбачуваний кут місця цілі;

R – кореляційна матриця (КМ) вихідних сигналів приймальних каналів антенної решітки (АР).

Якщо число імпульсів у пачці досить велика, то КМ можна замінити її оцінним значенням, яке зводиться до вигляду:

$$R_0 = p_{\text{ш}} I + p_{\text{с1}} \bar{\mathbf{u}}_p \cdot \bar{\mathbf{u}}_p^H, \quad (2)$$

де $\bar{\mathbf{u}}_p = (\bar{\mathbf{v}}_{\text{с пр}} - \delta \cdot \bar{\mathbf{v}}_{\text{с пер}} \cdot e^{j(4\pi h_{\text{max}} / \lambda) \cdot \sin \epsilon_{\text{ц}}}) \cdot u_{\text{с1}} e^{j\varphi_{\text{с}}}$ – вектор-стовпець, який характеризує амплітудно-фазовий розподіл у розкритті лінійної антенної решітки, що створюється результируючим сигналом цілі;

I – одинична матриця розміру $N \times N$, $\varphi_{\text{с}}$ – початкова фаза прямого сигналу, відбитого від цілі.

Використовуючи співвідношення (2), вираз (1) можна представити у вигляді:

$$H_2(\epsilon_{\text{ет}}) = \frac{p_{\text{ш}}}{1 + \frac{|\dot{d}_{1a} - \dot{d}_{2a}|^2 \cdot |u_{1(k)} - u_{2(k)}|^2}{(1 + d_{00})^2} - 2 \operatorname{Re} \left(\frac{(\dot{d}_{1a} - \dot{d}_{2a}) \cdot (u_{1(k)} - u_{2(k)})}{1 + d_{00}} \cdot \mathbf{v}_{1(k)}^* \right)}, \quad (3)$$

де $u_{1(k)}$, $u_{2(k)}$ – прямий і перевідбитий сигнали на вході k -го приймального елемента АР (відлік від верхнього елемента), $\mathbf{v}_{1(k)} = \exp[j \cdot (k-1) \pi \sin \epsilon]$ – k -го компонента оцінного вектор-стовпця $\mathbf{v}_1(\epsilon_{\text{ет}})$, а значення параметрів d_{ij} визначаються, як показано в [2], виразами:

$$d_{00} = \bar{\mathbf{u}}_p^H \cdot \bar{\mathbf{u}}_p = 2N \cdot q_1 \cdot [1 - d_{12} \cdot \cos \Delta \psi];$$

$$\dot{d}_{1a} = \bar{\mathbf{v}}_{\text{с пр}}^H \cdot \mathbf{v}_1(\epsilon_{\text{т}}) / N = \frac{\sin[0,5N\pi \cdot (\sin \epsilon_{\text{т}} - \sin \epsilon_{\text{ц}})]}{N \sin[0,5\pi \cdot (\sin \epsilon_{\text{т}} - \sin \epsilon_{\text{ц}})]} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{1a}), \quad (4a)$$

$$\dot{d}_{2a} = \mathbf{v}_{\text{с пер}}^H \cdot \mathbf{v}_1(\epsilon_{\text{ет}}) / N = \frac{\sin[0,5N\pi \cdot (\sin \epsilon_{\text{ет}} + \sin \epsilon_{\text{ц}})]}{N \sin[0,5\pi \cdot (\sin \epsilon_{\text{ет}} + \sin \epsilon_{\text{ц}})]} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{2a}), \quad (4b)$$

де $\varphi_{1a} = \frac{(N-1) \cdot \pi}{2} \cdot (\sin \epsilon_{\text{ет}} - \sin \epsilon_{\text{ц}})$.

Можна показати, що:

$$u_{1(k)} - u_{2(k)} = -2 \cdot u_{\text{пр1}} \cdot \sin \Delta \xi / 2 \cdot e^{j\Delta \xi / 2} \cdot e^{j(k-1) \cdot \pi \cdot \sin \epsilon + \pi / 2};$$

$$\Delta\xi = \left(\frac{4h_{\max}}{\lambda} - 2(k-1) \right) \cdot \pi \cdot \sin \varepsilon ;$$

h_{\max} – максимальна висота антени.

Введемо функцію $A_2(\varepsilon_{eT})$, монотонно пов'язану з $H_2(\varepsilon_{eT})$. Після ряду перетворень функцію $A_2(\varepsilon_{eT})$, можна представити таким чином

$$A_2(\varepsilon_{eT}) = - \frac{N^2 q_1 (d_{1H}^2 + d_{2H}^2 - 2d_{1H}d_{2H} \cdot \cos \Delta\Psi) \cdot 4 \sin^2 \Delta\xi}{(1+d_{00})^2} + , \quad (5)$$

$$+ 4 \frac{Nq_1 \cdot (d_{1a} \sin \psi_1 - d_{2a} \sin \psi_2) \cdot \sin \Delta\xi}{1+d_{00}} ,$$

де
$$\psi_1 = \left(\frac{N-1}{2} - (k-1) \right) \cdot \pi \sin \varepsilon_e + \left(\frac{2h_{\max}}{\lambda} - \frac{N-1}{2} \right) \pi \sin \varepsilon_{\Pi} ;$$

$$\psi_2 = \left(\frac{N-1}{2} - (k-1) \right) \cdot \pi \sin \varepsilon_e - \left(\frac{2h_{\max}}{\lambda} - \frac{N-1}{2} \right) \cdot \pi \sin \varepsilon_{\Pi} ,$$
 q_1 – відношення сигнал/шум на вході одного каналу.

Умова граничного кутового розрізнення для алгоритму лінійного передбачення з врахуванням результатів, представлених вище, і співвідношення (5) має вигляд

$$A_2''(0) = - \frac{8 \cdot [(d'_{1a})^2 \cos^2 \Delta\varphi / 2 + d_{1a} \cdot d''_{1a} \sin^2 \Delta\Psi / 2] \cdot \sin^2 \vartheta_k}{(1+d_{00})^2} + , \quad (6)$$

$$+ 8 \frac{[d'_{1a} b_k \cos \Delta\varphi / 2 - (d''_{1a} - b_k^2 d_{1a}) \cdot \sin \Delta\Psi / 2] \cdot \sin \vartheta_k}{1+d_{00}} = 0 ,$$

де
$$\vartheta_k = \left[\frac{2h_{\max}}{\lambda} - (k-1) \right] \cdot \pi \sin \varepsilon , \quad b_k = \frac{N-1}{2} - (k-1) .$$

На рис. 1 для $N = 200$, $h_{\max} = 20$ м, $\lambda = 5$ см представлено сімейство залежностей $B_2(0) = A_2''(0) = f(\varepsilon / \varepsilon_{0.5P})$, відповідних виразу (6). Залежність, яка зображена суцільною лінією, відповідає випадку, коли в якості каналу прийому, сигнал якого підлягає передбаченню, обраний "верхній" канал, тобто $k = 1$, а залежність, зображена пунктирною лінією, відповідає значенню $k = 100$.

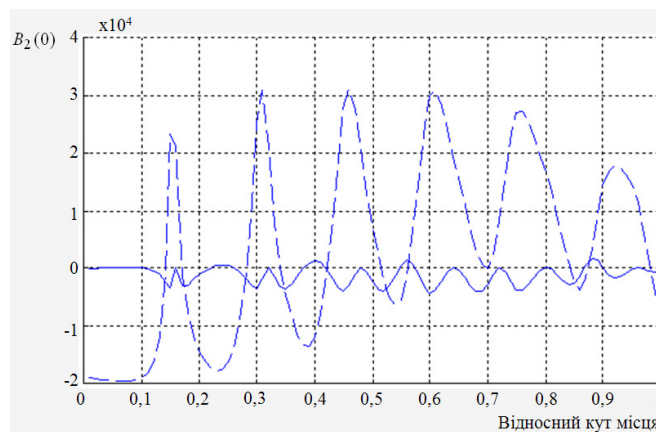


Рис. 1. Графік функції $A_2''(0) = f(\varepsilon / \varepsilon_{0.5P})$

З рис. 1 видно, що вибір елемента АР, сигнал якого підлягає передбаченню, істотно впливає на граничні можливості алгоритму лінійного передбачення по кутовому розрізненню. Найбільш високі можливості по розрізненню мають місце при виборі в якості елемента передбачення середніх елементів АР, однак при цьому істотно збільшується ступінь порізаності залежності, що характеризує можливості алгоритму лінійного передбачення по кутовому розрізненню сигналів.

ВИСНОВКИ

При використанні будь-якого варіанту вибору елемента антенної решітки алгоритм лінійного передбачення, як і алгоритм Кейпона, навіть при наявності запасу у відношенні сигнал/шум, не забезпечує розділення прямого і перевідбитого від Землі сигналів цілі і, отже, не забезпечує високу роздільну здатність при сильному ступені кореляції розрізнявальних сигналів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Марлп С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: [Пер. с англ.] / С.Л. Марлп. – М.: Мир, 1990. – 126 с.
2. Бондаренко Б.Ф. Качество обнаружения и предельное разрешение коррелированных сигналов на основе алгоритма Кейпона / Б.Ф. Бондаренко, И.И. Сашук, В.Ю. Тимчук // Радиоэлектроника, 2004. – № 7. – С. 74 -77.
3. Долгушин В.П. Оцінка можливостей РЛС РТВ за розрізненням групових цілей "складної" моделі на основі спектрального аналізу за алгоритмом максимальної правдоподібності / В.П. Долгушин, І.В. Пампуха, В.М. Лоза // Вісник Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Військово-спеціальні науки. – К., 2010 – № 24 – С. 9-11.
4. Кичак В.М., Ленков Є.С. Пристрій пеленгації з високою інформаційною здатністю на основі кореляційного алгоритму обробки сигналів з виходу / В.М. Кичак, Є.С. Ленков // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – Вінниця, 2011. – № 5. – С. 184-188.

Надійшла до редакції 20.12.2012 р.

КИЧАК В.М. – д.т.н., професор Вінницького національного технічного університету, м. Вінниця, Україна.

ЛЕНКОВ Є.С. – к.т.н., Національний технічний університет України «КПІ», м. Київ, Україна.

ЛОЗА В.М. – к.т.н., Військовий інститут Київського національного університету імені Тараса Шевченка, м. Київ, Україна.

КОЛЬЦОВ Р.Ю. – Військовий інститут Київського національного університету імені Тараса Шевченка, м. Київ, Україна.