

### ОЦІНКА ВПЛИВУ ОБЛАСТЕЙ ПІДВИЩЕНОЇ ІОНІЗАЦІЇ НА КОРЕЛЯЦІЮ СИГНАЛІВ, ЩО ПРИЙМАЮТЬСЯ В ПРИЙМАЛЬНИХ ПУНКТАХ БАГАТОПОЗИЦІЙНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО КОМПЛЕКСУ

*Розглядається методика і проводиться оцінка впливу областей підвищеної іонізації штучного походження на кореляцію сигналів, що приймаються в приймальних пунктах багатопозиційного радіолокаційного комплексу.*

**Постановка задачі.** Безперервне підвищення вимог до обсягу і якості радіолокаційної інформації (РЛІ), перешкодозахищеності і живучості радіолокаційних засобів спонукає спеціалістів не тільки шукати нові технічні рішення при створенні основних компонентів РЛС–антен, передаючих і приймальних пристроїв обробки сигналів тощо, але і розвивати нові напрямки в області радіолокації. Одним з таких перспективних напрямків є багатопозиційна радіолокація [1].

Суттєве ускладнення роботи інформаційних систем можуть створювати іонізовані утворення (області підвищеної іонізації) як природнього, так і штучного походження. Штучні області підвищеної іонізації (ОПІ) в силу значно більшої іонізації атмосфери порівняно з іншими іонізованими утвореннями швидше змінюють електронну концентрацію всередині ОПІ і зміни їх координат, здійснюють найбільш суттєвий вплив на проходження радіохвиль. У зв'язку з цим є доцільним оцінити вплив областей підвищеної іонізації штучного походження на точність виміру координат і кореляцію сигналів, що приймаються в приймальних пунктах багатопозиційних радіолокаційних комплексів, і дослідити можливість компенсації цього впливу, а потім отримані результати розповсюдити і на інші іонізовані утворення.

На підставі цієї оцінки можливо буде виробити конкретні шляхи вирішення проблеми компенсації впливу областей підвищеної іонізації на точнісні характеристики багатопозиційного радіолокаційного комплексу (БП РЛК). Такі розрахунки для багатопозиційних радіолокаційних комплексів, як показує огляд праць, присвячених даній проблемі [2], [3], [4], не проводились.

**Мета дослідження.** У зв'язку з вищенаведеним становить певний інтерес оцінити вплив областей підвищеної іонізації штучного походження на кореляцію сигналів, що приймаються в приймальних пунктах багатопозиційних радіолокаційних комплексів і дослідити можливість компенсації цього впливу.

**Основна частина.** Оцінка впливу ОПІ на результати кореляційної обробки сигналів БП РЛК. У [5] був отриманий вираз для коефіцієнта кореляції  $K(\tau)$  сигналів перешкодоносія у двох приймальних пунктах. Значення  $K(\tau)$ , обумовлене формулою (1), являє собою

$$K(\tau) = \frac{\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} F_1(f) \cdot F_2^*(f) e^{-j2\pi f\tau} df}{\sqrt{\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |F_1(f)|^2 df \cdot \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |F_2(f)|^2 df}}, \quad (1)$$

швидкоосцилюючу з несучою частотою  $f_0$  функцію. Замінюючи в (1) перемінні інтегрування  $f$  на  $f_0 + \Phi$ , одержимо:

$$K(\tau) = e^{j2\pi f_0\tau} K(\tau),$$

де обгинаюча  $K(\tau)$  коефіцієнта кореляції виражається формулою:

$$K(\tau) = \frac{\int_{-\Delta f}^{\Delta f} F_1(f_0 + \Phi) \cdot F_2^*(f_0 + \Phi) e^{j2\pi F\tau} d\Phi}{\sqrt{\int_{-\Delta f}^{\Delta f} |F_1(f_0 + \Phi)|^2 dF \cdot \int_{-\Delta f}^{\Delta f} |F_2(f_0 + \Phi)|^2 dF}}. \quad (2)$$

Спочатку будемо вважати, що в межах використовуваного спектра частот можна зневажити для кожного приймального пункту залежність загасання сигналу від частоти (припускаємо, що модуль спектра сигналу  $|F_1|$  і  $|F_2|$  має прямокутну форму і відмінний від нуля в області частот  $(f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f)$ ). Тоді замість (2) одержимо:

$$K(\tau) = \frac{1}{2\Delta f} \int_{-\Delta f}^{\Delta f} \exp j \{ \arg F_1(f_0 + \Phi) - \arg F_2(f_0 + \Phi) + 2\pi\Phi\tau \} d\Phi. \quad (3)$$

Замість  $\arg F_i(f_0 + \Phi)$ ,  $i = 1, 2$ , у цій формулі можна використовувати різниці фазочастотних характеристик іонізованого середовища і вакууму  $\Delta \arg F_i(f_0 + \Phi)$ ,  $i = 1, 2$ . Була проведена апроксимація цих залежностей за методом найменших квадратів поліномом четвертого ступеня [6].

Апроксимуючі поліноми  $\arg F_i(f)$  для даного випадку мають вигляд  $\Delta \arg F(f) = A \sum_{i=0}^4 a_i f^i$ .

Використовуючи чисельні значення  $a_i$  й  $A$ , можна знайти поліноми щодо частоти  $\Phi$ , що апроксимують залежності  $\Delta \arg F_1(f_0 + \Phi)$  і  $\Delta \arg F_2(f_0 + \Phi)$ :

$$\Delta \arg F_K(f_0 + \Phi) = \sum_{i=0}^4 b_i \Phi^i, \quad K = 1, 2.$$

Тут

$$b_0 = A[a_0 + a_1 f_0 + a_2 f_0^2 + a_3 f_0^3 + a_4 f_0^4];$$

$$b_1 = A[a_1 + 2a_2 f_0 + 3a_3 f_0^2 + 4a_4 f_0^3];$$

$$b_2 = A[a_2 + 3a_3 f_0 + 6a_4 f_0^2];$$

$$b_3 = A[a_3 + 4a_4 f_0];$$

$$b_4 = a_4.$$

Підставляючи в (3) значення  $\Delta \arg F_i(f_0 + \Phi)$ , одержимо:

$$K(\tau) = \frac{1}{2\Delta f} \int_{-\Delta f}^{\Delta f} \exp j \left\{ \sum_{i=0}^4 (b_i - b_{2i}) \Phi^i + 2\pi\Phi\tau \right\} d\Phi.$$

Ввівши позначення  $b_i = b_i - b_{2i}$ ,  $B(\Phi) = b_2\Phi^2 + b_3\Phi^3 + b_4\Phi^4$ , цю формулу доцільно переписати у вигляді:

$$K(\tau) = \frac{e^{jb_0}}{2\Delta f} \int_{-\Delta f}^{\Delta f} e^{jB(\Phi)} e^{jb_1\Phi} e^{j2\pi\Phi\tau} d\Phi.$$

Функція  $e^{jB(\Phi)} e^{jb_1\Phi}$ , перший член якої відмінний від нуля на інтервалі  $(-\Delta f, \Delta f)$ , являє собою комплексний спектр якоїсь функції затримки  $\tau$ . Множник  $e^{jb_1\Phi}$  означає зсув по затримці функції, спектр якої  $e^{jB(\Phi)}$  відмінний від нуля на інтервалі частот  $(-\Delta f, \Delta f)$ . Тому, якщо у виразі для обгинаючої коефіцієнта кореляції відмовитися від урахування фазового множника  $e^{jb_0}$  і зсуву по осі  $\tau$ , обумовленого множителем  $e^{jb_1\Phi}$ , то одержимо:

$$K'(\tau) = \frac{1}{2\Delta f} \int_{-\Delta f}^{\Delta f} e^{jB(\Phi)} e^{j2\pi\Phi\tau} d\Phi. \quad (4)$$

Цей вираз враховує перекручення форми обгинаючої коефіцієнта кореляції, як функції  $\tau$ , і зменшення її пікового значення. При відсутності ОПІ маємо  $B(\Phi) = 0$  і  $K(\tau) = \frac{\sin 2\pi \Delta f \tau}{2\pi \Delta f \tau}$ . Для чисельного аналізу впливу ОПІ на форму і пікове значення обгинаючої коефіцієнта кореляції перетворимо вираз (4), використовуючи формули Ейлера і симетричність меж інтегрування. У результаті одержимо:

$$|K'(\tau)| = \frac{1}{\Delta f} \left\{ \left( \int_0^{\Delta f} \cos B_r(\Phi) \cos B_H(\Phi) d\Phi \right)^2 + \left( \int_0^{\Delta f} \sin B_r(\Phi) \cos B_H(\Phi) d\Phi \right)^2 \right\}^{1/2};$$

$$\arg K'(\tau) = \arctg \frac{\int_0^{\Delta f} \sin B_r(\Phi) \cos B_H(\Phi) d\Phi}{\int_0^{\Delta f} \cos B_r(\Phi) \cos B_H(\Phi) d\Phi}, \quad (5)$$

де введені парна і непарна функції частоти  $\Phi$ :

$$B_r(\Phi) = b_2\Phi^2 + b_4\Phi^4, \quad B_H(\Phi) = 2\pi\Phi\tau + b_3\Phi^3.$$

Перейдемо тепер до оцінки перекручувань форми сигналу на виході погодженого фільтра при активній сполученій локації. Нехай спектр зондувального сигналу  $F_c(f)$  відмінний від нуля в околиці частоти  $f_0$ . Зневажаючи сферичною розбіжністю радіохвиль і загасанням у середовищі, спектр сигналу на виході погодженого фільтра  $K$ -го радіолокатора запишемо у вигляді  $F_c(f)F_K^2(f)$ , де  $F_K(f)$  – частотна характеристика траси « $K$ -а РЛС – ціль». Спектр сигналу на виході погодженого фільтра буде  $|F_c(f)|^2 F_K^2(f)$ , а сам сигнал:

$$u(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |F_c(f)|^2 F_K^2(f) e^{j2\pi f\tau} df .$$

Далі припустимо, що модуль спектра зондувального сигналу має прямокутну форму і відмінний від нуля в області частот  $(f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f)$ .

Тоді

$$u(\tau) = |F_c|^2 \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} F_K^2(f) e^{j2\pi f\tau} df .$$

Замінивши перемінну інтегрування  $f = f_0 + \Phi$ , одержимо:

$$u(\tau) = e^{j2\pi f_0\tau} U(\tau),$$

де комплексна огинаюча «стиснутого» сигналу

$$U(\tau) = |F_c|^2 \int_{-\Delta f}^{\Delta f} F_K^2(f_0 + \Phi) e^{j2\pi\Phi\tau} d\Phi .$$

Як і в попередньому випадку, будемо вважати, що  $|F_K(f_0 + \Phi)| = |F_K| = \text{const}$  в інтервалі  $-\Delta f < \Phi < \Delta f$ . Тоді

$$U(\tau) = |F_c F_K|^2 \exp j \{ 2 \arg F_K(f_0 + \Phi) + 2\pi\Phi\tau \} d\Phi .$$

Фазочастотну характеристику  $K$ -ї траси за даними, наведеними у [6...12], подамо у вигляді:

$$\arg F_K(f_0 + \Phi) = \sum_{i=0}^4 b_{Ki} \Phi^i = b_{K0} + b_{K1}\Phi + B_K(\Phi), \tag{6}$$

$$B_K(\Phi) = b_{K2}\Phi^2 + b_{K3}\Phi^3 + b_{K4}\Phi^4 .$$

В результаті одержимо:

$$U(\tau) = |F_c F_K|^2 e^{j2b_{K0}\tau} \int_{-\Delta f}^{\Delta f} e^{j2B_K(\Phi)} e^{j2b_{K1}\Phi} e^{j2\pi\Phi\tau} d\Phi .$$

Міркуючи так само, як при виведенні виразу (4), одержимо сигнал на виході погодженого фільтра без обліку фазового множника і зсуву по осі  $\tau$ :

$$U'(\tau) = |F_c F_K|^2 e^{j2b_{K0}\tau} \int_{-\Delta f}^{\Delta f} e^{j2B_K(\Phi)} e^{j2\pi\Phi\tau} d\Phi .$$

Нормуємо цю комплексну огинаючу таким чином, щоб  $B_K(\Phi) = 0$  (тобто при відсутності ОП) і  $\tau = 0$  дорівнювала б 1:

$$U'_0(\tau) = \frac{1}{2\Delta f} \int_{-\Delta f}^{\Delta f} e^{j2B_K(\Phi)} e^{j2\pi\Phi\tau} d\Phi . \tag{7}$$

Отриманий вираз відрізняється від (4) тим, що замість різницевої фазочастотної характеристики  $B(\Phi)$  фігурує подвоєна фазочастотна характеристика  $K$ -ї траси  $2B_K(\Phi)$ .

Тому розрахункові формули (5) залишаються в силі, але вхідні в них функції визначаються інакше:

$$B_r(\Phi) = 2(b_{K2}\Phi^2 + b_{K4}\Phi^4), \quad B_H(\Phi) = 2\pi\Phi\tau + 2b_{K3}\Phi^3 . \tag{8}$$

Аналогічно можна одержати вираз для оцінки перекручувань форми сигналу на виході погодженого фільтра при активній рознесеній локації. Вони збігаються з (5), причому під функціями  $B_r(\Phi)$ ,  $B_H(\Phi)$  маються на увазі тепер

$$\begin{aligned} B_r(\Phi) &= (b_{K2} + b_{l2})\Phi^2 + (b_{K4} + b_{l4})\Phi^4, \\ B_H(\Phi) &= 2\pi\Phi\tau + (b_{K3} + b_{l3})\Phi^3, \end{aligned} \tag{9}$$

де  $K$  і  $l$  – номери приймальних пунктів, що входять до складу БП РЛК (рис. 1).

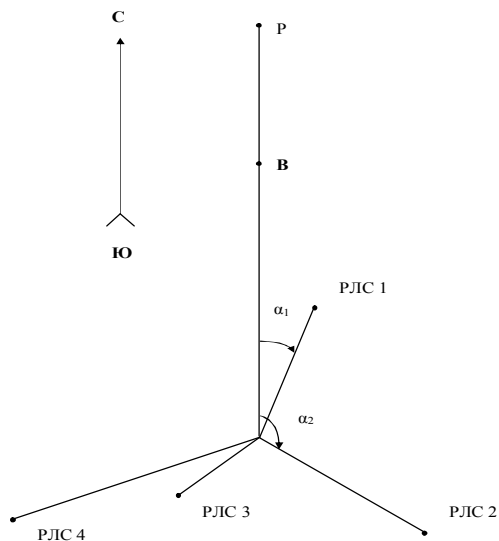


Рис. 1

У табл. 1 наведені результати розрахунку максимуму обгинаючої коефіцієнта кореляції  $|K(\tau_0)|$  і відповідної йому затримки сигналу  $\tau_0$ , обумовленої ОПІ, у залежності від потужності ядерних боєприпасів  $q$  і часу  $t$ , що пройшов від моменту вибуху для РЛС1 і РЛС4 (див. рис. 1), для несучої частоти 3,2 ГГц і ширини спектра перешкоди 1 ГГц.

Таблиця 1

$f = 3,2 \pm 0,5$ ГГц										
$t, c$	$q, кт$									
	100		200		400		1000		2000	
	$ K(\tau_0) $	$\tau_0, нс$	$ K(\tau_0) $	$\tau_0, нс$	$ K(\tau_0) $	$\tau_0, нс$	$ K(\tau_0) $	$\tau_0, нс$	$ K(\tau_0) $	$\tau_0, нс$
20	0,691	-14,9	0,643	-15,2	0,532	-16,3	0,435	-20,2	0,404	-22,1
30	0,712	-8,3	0,662	-9,5	0,548	-10,1	0,448	-11,4	0,416	-12,7
40	0,741	-5,5	0,688	-5,7	0,570	-6,3	0,466	-7,7	0,433	-8,4
50	0,752	-5,1	0,698	-5,3	0,578	-5,7	0,473	-6,9	0,439	-7,6
100	0,850	-3,1	0,789	-3,15	0,653	-3,4	0,534	-4,3	0,496	-4,7
150	0,960	-1,9	0,890	-2,0	0,738	-2,1	0,603	-2,7	0,560	-2,7

У табл. 2 наведені результати розрахунку максимуму обгинаючої коефіцієнта кореляції для ширини спектра перешкоди 1 ГГц при фіксованих значеннях потужності  $q$  і часу  $t$ , що пройшов від моментів вибуху як з обліком, так і без обліку амплітудно-частотної характеристики траси «перешкодоносій – приймальний пункт» (формули 4 і 5 відповідно).

Розрахунки (крім останнього стовпчика в табл. 2) з метою більшої вірогідності результатів проводилися суворо у відповідності до виразу (4), що враховує залежність загасання амплітуди сигналу від частоти, а не за виразом (5). Треба відзначити, що результати розрахунків, проведених відповідно до виразу (5), дають погрішність результатів стосовно більш суворого виразу (4) не більше 3... 4 %, за винятком випадків, коли ширина частотного спектра сигналу складає не менше 0,2 ГГц (про що більш докладно буде сказано нижче).

Таблиця 2

РЛС	$f_0 \pm \Delta f, ГГц$	$q, кт$	$t, c$	$ K(\tau_0) $ (з урахуванням АЧХ)	$ K(\tau_0) $ (без урахування АЧХ)
1, 4	$2 \pm 0,5$	100	30	0,79	0,280
		200	30	0,747	0,238
	$2,4 \pm 0,5$	100	30	0,751	0,351

		200	30	0,706	0,297
2,8±0,5		100	30	0,723	0,431
		200	30	0,677	0,359
3,2±0,5		100	30	0,712	0,518
		200	30	0,662	0,432
3,6±0,5		100	30	0,721	0,539
		200	30	0,661	0,501
4±0,5		100	30	0,758	0,719
		200	30	0,688	0,546
4,4±0,5		100	30	0,836	0,835
		200	30	0,706	0,658
4,8±0,5		100	30	0,892	0,890
		200	30	0,724	0,721

Розрахунок пікового значення обгинаючої сигналу на виході погодженого фільтра  $U_0(\tau)$  для активної рознесеної локації при використанні аналогічної комбінації РЛС дав приблизно ті ж результати, що й у випадку пасивної локації, але при цьому збільшується затримка сигналу в ОПІ (тому, що сигнал проходить через ОПІ двічі). Результати розрахунку пікового значення обгинаючої сигналу на виході погодженого фільтра для активної сполученої локації, що наведені в табл. 3, показують, що зберігається той же характер зміни максимуму нормованої кореляційної функції, що і для випадку активної рознесеної і пасивної локації, але величина її максимального значення на фіксований момент часу нижче, ніж у попередніх випадках.

Таблиця 3

$q = 200$ , кТ $f = 3,2 \pm 0,5$ ГГц			
РЛС	$t$ , с		
	30	100	150
1	0,47	0,56	0,63
2	0,14	0,17	0,19
3	0,44	0,53	0,59
4	0,23	0,28	0,31

Подібні розрахунки в [9], [10], на відміну від наших, проводилися в припущенні, що в межах використовуваного спектра частот для кожного приймального пункту залежністю загасання сигналу від частоти можна знехтувати. Тобто розрахунок обгинаючої коефіцієнта кореляції проводився без обліку амплітудно-частотної характеристики траси «перешкодоносій – приймальний пункт». Це припущення справедливе і не впливає на результати розрахунків при смузі пропускання 0,2 ГГц і менше [10...12]. З наведеної табл. 2 видно, що на значення модуля коефіцієнта кореляції сильний вплив роблять не тільки фазочастотні, але й амплітудно-частотні характеристики. Причому, цей вплив може бути дуже істотним і приводити до позитивного ефекту – збільшення максимуму обгинаючої коефіцієнта кореляції. Це можна пояснити у такий спосіб. При заданому досить широкому частотному спектрі сигналу коливання низьких частот, проходячи через ОПІ, загасають значно сильніше, ніж коливання високих частот. Ці розходження можуть досягати 20 дБ і більше, що приводить до ефекту, аналогічному звуженню частотного спектра. Як наслідок цього, збільшується коефіцієнт кореляції. З іншого боку, відомо [6...15], що зі збільшенням частоти загасання сигналу при проходженні через ОПІ зменшується, а коефіцієнт кореляції збільшується. З табл. 2 видно, що максимум обгинаючої коефіцієнта кореляції спочатку монотонно убуває до якогось «критичного» значення несучої частоти, а потім починає збільшуватися. Це обумовлюється тим, що до моменту досягнення «критичного» значення несучої частоти переважний вплив буде робити ефект, аналогічний звуженню частотного спектра, а при подальшому збільшенні несучої частоти – ефект, зв'язаний зі зменшенням перекручувань в ОПІ при підвищенні частоти сигналу.

**Висновок.** Для оцінки можливостей ослаблення впливу областей підвищеної іонізації на роботу багатопозиційного радіолокаційного комплексу необхідні детальні розрахунки помилок вимірів координат, перекручувань частотних спектрів сигналів у діапазонах частот РЛС, що входять до складу комплексу.

Результати моделювання показують, що при розрахунку коефіцієнта кореляції сигналів у двох приймальних пунктах, при досить широкій смузі пропускання прийомного радіотракту, припущення про можливість знехтувати для кожного приймального пункту залежністю загасання сигналу від частоти, можна сказати, несправедливе. Залежність загасання сигналу від частоти, що має місце, може призвести до позитивного ефекту – підвищення коефіцієнта кореляції сигналів у двох приймальних пунктах.

Остаточні висновки про ефективність того або іншого виду локації, в умовах впливу ОПІ, можна буде зробити лише при обліку можливостей за компенсацією перекручувань частотних спектрів сигналів (тобто при обліку можливостей по підвищенню точності визначення координат), що і буде зроблено в подальших роботах.

#### ЛІТЕРАТУРА:

1. Черняк В.С., Заславский Л.П., Осипов Л.В. Многопозиционные радиолокационные станции и системы // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 1.
2. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. – М.: Физматиздат, 1990.
3. Ширман Я.Д., Манжос В.І. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
4. Скольник М. Введение в технику радиолокационных систем. – М.: Мир, 1995.
5. Денисюк А.Ю. Використання математичних методів наближення з метою підвищення ефективності заглушення активних широкосмугових перешкод // Вісник ЖДТУ. – № 4 (35). – Житомир: ЖДТУ, 2005. – с. 157.
6. Красногоров С.И. Влияние горизонтальных градиентов показателя преломления атмосферы на точность радиолокации высокочастотных объектов // Работы ВРТА. – 1981. – № 53.
7. Альперт Я.П., Гинзбург В.Л., Фернберг Е.Л. Поширення радіохвиль. – М.: Гостехиздат, 1993.
8. Чорний Ф.Б. Поширення радіохвиль. – М.: Сов.радио, 1992.
9. К. Девис. Радіохвилі в іоносфері. – М.: Світ, 2003.
10. Франк-Каменецкий Д.А. Лекції по фізиці плазми. – М.: Атомиздат, 1994.
11. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. – М.: Физматиздат, 2000.
12. Татарський В.И. Поширення радіохвиль у турбулентній атмосфері. – М.: Наука, 1997.
13. Арцимович Л.А. Элементарна фізика плазми. – М.: Атомиздат, 1996.
14. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Електродинаміка суцільних середовищ. – М.: Гос.издат. физ.- мат. литературы, 1999.
15. Ратклиф Дж. Введення у фізику іоносфери і магнітосфери. – М.: Світ, 1995.

ДЕНИСЮК Анатолій Юрійович – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри радіоелектроніки Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

- математичне моделювання складних систем;
- обробка радіолокаційної інформації на фоні перешкод;
- підвищення точності виміру координат на фоні перешкод.

Подано 18.01.2006