

Сидорчук Ольга Леонідівна (канд. техн. наук)

Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова, Житомир, Україна

## МЕТОД ПРОЕКТУВАННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ НАЗЕМНОЇ РОЗВІДКИ З АНТЕННОЮ СИСТЕМОЮ КОЛОВОЇ ПОЛЯРИЗАЦІЇ

Радіолокаційні станції наземної розвідки рухомих цілей типу ПСРН-5 «Кредо», ПСНР-8 «Кредо-М1» приймають і випромінюють лише хвилі лінійної поляризації. У статті розглянуто метод проектування станції наземної розвідки рухомих цілей шляхом використання методів визначення електромагнітного поля, розсіяного рупорним опромінювачем лінійної поляризації з подальшою їх адаптацією до антенних систем з коловою поляризацією.

Новим у методі є врахування фазуючої секції, яка на відміну від звичайної рупорної антени лінійної поляризації розкладає хвилю на дві ортогональні складові. Враховано шляхи, що проходять хвилі від місця відбиття до перетину між секціями та коефіцієнти відбиття від кожної з них.

Результати досліджень доцільно використовувати при проектуванні нових, більш удосконалених антенних систем радіолокаційних станцій з покращеними поляризаційними характеристиками. Впровадження таких антен дозволить підвищити якість виявлення цілей на фоні пасивних і активних перешкод існуючими та перспективними станціями наземної розвідки.

Пропонується замінити штатні антени радіолокаційних станцій наземної розвідки, що приймають лише лінійно поляризовану хвилю, на антенні системи з коловою поляризацією, процес моделювання яких значно спрощується при застосуванні запропонованого методу.

**Ключові слова:** рупорний випромінювач; моделювання антенної системи колової поляризації, радіолокаційні станції наземної розвідки.

### Вступ

Досвід сучасних воєнних конфліктів свідчить, що отримання достовірних даних про місцевість і противника, за відсутності оптичної видимості, здійснюється, головним чином, шляхом спостереження радіолокаційними станціями (РЛС) розвідки [1]. В умовах безпосереднього ведення бойових дій особливо важливим є точне визначення положення сил противника, його своєчасне виявлення та розпізнавання. Найефективніше таке завдання виконуються переносними станціями ближньої розвідки наземних рухомих цілей. Ускладнення таких завдань постійно потребує збільшення функціональних можливостей та покращення тактико-технічних характеристик таких РЛС.

**Аналіз остатніх досліджень і публікацій.** Аналіз досліджень щодо перспектив розвитку РЛС наземної розвідки доводить, що збільшення їх функціональних можливостей ведеться головним чином не шляхом створення принципово нових зразків, а шляхом модернізації та удосконалення вже існуючих. Збільшення ефективності застосування, функціональних можливостей та покращення їх технічних властивостей, у порівнянні з попередніми зразками, було доведено на прикладі РЛС наземної розвідки рухомих цілей на базі 1РЛ133 [2,3]. Їх аналіз проведено від перших зразків до сучасних, оснащених антенними решітками [1–3].

Відмічено, що основною функціональною ознакою саме нових зразків є здатність виділяти інформацію на фоні різноманітних ландшафтів та за складних метеорологічних умов. Рівень такої розрізняльної здатності, у першу чергу, залежить від поляризаційних характеристик їх антенних систем [1,2].

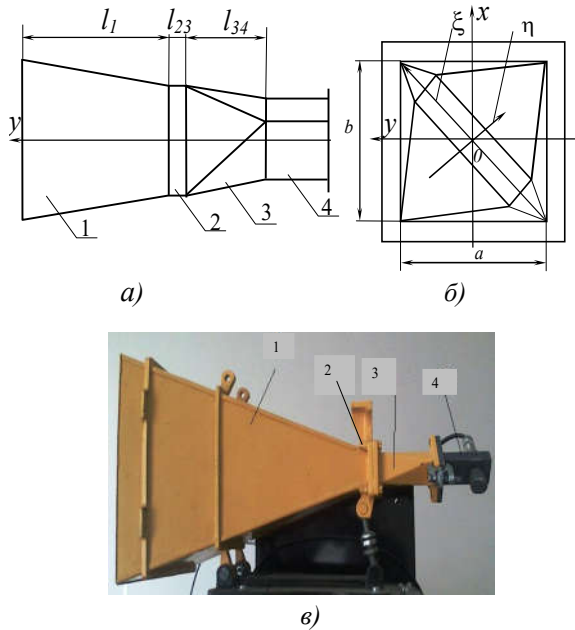
Розглянуті у [1–3] РЛС наземної розвідки мають антенну систему, до складу якої входить рупорний опромінювач, що випромінює і приймає лише хвилі лінійної поляризації. Проте відомо, що антени колової поляризації мають кращі поляризаційні характеристики, за яких РЛС матиме значне підвищення розрізняльної здатності, яке приведе до покращення якості виявлення цілей на фоні пасивних (рослинність, метеоутворення, тощо) і активних перешкод [1].

Нові методи визначення електромагнітного поля, розсіяного антенами лінійної поляризації РЛС наземної розвідки рухомих цілей на базі 1РЛ133, було розглянуто у [2,3]. Проте не досліджено можливість їх застосування до антенних систем з коловою поляризацією, для модернізації існуючих та проектування перспективних РЛС.

**Метою статті** є розробка методу проектування РЛС наземної розвідки на базі 1РЛ133 з покращеними поляризаційними характеристиками, який передбачає визначення електромагнітного поля, розсіяного опромінювачами колової поляризації.

**Виклад основного матеріалу дослідження**

Розглянемо найпростішу пірамідальну рупорну антену колової поляризації, що наведена на рис. 1.



**Рис. 1** Пірамідальний рупор з коловою поляризацією: а), б) ескіз; в) фото

Антену складається з пірамідального рупора (секція 1), що переходить у прямокутний хвилевід (секція 2), фазуючої секції 3, яка забезпечує перехід лінійної поляризації в колову, а також секції 4, що може виступати в якості хвилеводно-коаксимального переходу. Секція 3 має вигляд нерегулярного у повздовжньому напрямку відрізка прямокутного хвилеводу, що повертається на 45° та розширюється за лінійним законом. За наявності й одночасного розширення перерізу і повороту випромінюючого розкриття, окрім основної хвилі  $H_{10}$  з'являється перпендикулярна до неї складова, що відповідає хвилі  $H_{01}$ .

Хвилі  $H_{10}$  та  $H_{01}$  у секції 3 поширюються з різними швидкостями:

$$v_{10} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, v_{01} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}}, \quad (1)$$

де  $c$  – швидкість світла;  
 $\lambda$  – довжина хвилі;

$a, b$  – розміри перерізу хвилеводу (рис. 1б).

Компоненти векторів напруженості електромагнітного поля перпендикулярні до сторін випромінюючого розкриття та мають фазовий зсув, що залежить від геометричних параметрів секції. Їх обирають таким чином, щоб на робочій частоті різниця фаз складала б  $90^\circ$ , а величини були б однаковими. Таким чином у центрі випромінюючого розкриття секції 1 утворюється колова поляризація поля.

Для проектування такої антени необхідно дослідити амплітуди хвиль, які збуджуються на розкритті, за умови довільної поляризації хвилі, що повертається від об'єкта зондування.

У [3–5] подібні дослідження було проведено, проте отримані вирази стосувались лише розкриття пірамідального рупора (секція 1), і не враховували зміни, які відбудуться з електромагнітним полем після проходження наступних секцій.

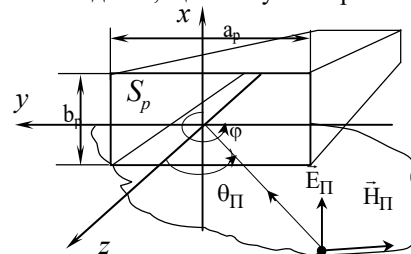
Мета досліджень [6–7] полягала у підвищенні радіолокаційної скритності, або зменшення радіолокаційної помітності антенних систем РЛС та покращення їх електромагнітної сумісності з іншими радіоелектронними засобами. Такі дослідження було спрямовано на знаходження поля, розсіяного антенами колової поляризації, для зменшення їх ефективної поверхні розсіювання.

Отримані іншими авторами вирази та методики [8–10] для розрахунку дифракції електромагнітної хвилі на рупорному опромінювачі є досить спрощеними і неточними, тому потребують більш глибокого вивчення.

Таким чином пропонується використати відомі [3–7] методи та отримати новий підхід (метод) до наведеної на рис. 1 конструкції антени колової поляризації.

**Постановка задачі.** Нехай на розкритті рупора обертової поляризації (рис.1) довільно падає плоска електромагнітна хвиля.

У даній роботі обмежимося одним із випадків довільного падіння – нормальною поляризацією хвилі, що повертається від об'єкта зондування, до площини її падіння, що описується рис. 2.



**Рис. 2** Падіння плоскої електромагнітної хвилі на розкритті рупора за умови нормальної поляризації хвилі до площини її падіння

Електричну та магнітну складові падаючої плоскої електромагнітної хвилі за нормальної поляризації до площини падіння можна записати наступним чином:

$$\begin{cases} \vec{E}_\perp^\perp = \vec{e}_x E_0 \exp(ik(z \cos \theta_\perp - y \sin \theta_\perp)); \\ \vec{H}_\perp^\perp = -(\vec{e}_y \cos \theta_\perp + \vec{e}_z \sin \theta_\perp) \times \\ \times \frac{E_0}{Z_0} \exp(ik(z \cos \theta_\perp - y \sin \theta_\perp)). \end{cases} \quad (2)$$

де  $\vec{E}_\perp^\perp, \vec{H}_\perp^\perp$  – складові вектора падіння електромагнітної хвилі за нормальної поляризації хвилі до площини падіння;

$E_0$  – амплітуда електричної складової хвилі;

$k$  – хвильове число;

$\theta_{\Pi}$  – кут падіння плоскої електромагнітної хвилі;  
 $\vec{e}_y, \vec{e}_x, \vec{e}_z$  – одиничні вектори;  
 $Z_0$  – опір вільного простору.

За обмеження правимо, що антена живиться за допомогою ідеального узгодженого регулярного хвилеводу. Реакцію дзеркала не враховуємо.

Необхідно знайти розсіяне електромагнітне поле з урахуванням коефіцієнтів відбиття від кожної з секцій.

Складові поля, збуджені у розкритті після відбиття від внутрішніх неоднорідностей, для рупора з коловою поляризацією можна записати в загальному вигляді в матричній формі:

$$\begin{pmatrix} \dot{C}_{px} \\ \dot{C}_{py} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \zeta_{xx} & \zeta_{xy} \\ \zeta_{yx} & \zeta_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{C}_{\Pi x} \\ \dot{C}_{\Pi y} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

де  $\zeta_{xx}, \zeta_{xy}, \zeta_{yx}, \zeta_{yy}$  – комплексні величини, що мають сенс елементів  $\zeta$ -матриці.

Так як у нашому випадку  $\dot{C}_{\Pi y} = 0$  (хвиля, що падає, не має у складової), то з виразу (4) маємо:

$$\dot{C}_{px} = \zeta_{xx} \dot{C}_{\Pi x}, \quad \dot{C}_{py} = \zeta_{yx} \dot{C}_{\Pi x}. \quad (4)$$

Для визначення поля, розсіяного від рупора колової поляризації, необхідно дотримуватись точних граничних умов: неперервності тангенціальних до розкриття складових повного поля  $\vec{E}_x, \vec{H}_x, \vec{E}_y, \vec{H}_y$ .

Повне поле дорівнюватиме суперпозиції падаючого і розсіяного полів.

$$\begin{cases} \left( \vec{E}_{x\Pi}(z=0) + \vec{E}_{xP}(z=0) \right)_{\tau} = \left( \vec{E}_x(z=0) \right)_{\tau}; \\ \left( \vec{H}_{x\Pi}(z=0) + \vec{H}_{xP}(z=0) \right)_{\tau} = \left( \vec{H}_x(z=0) \right)_{\tau}; \\ \left( \vec{E}_{y\Pi}(z=0) + \vec{E}_{yP}(z=0) \right)_{\tau} = \left( \vec{E}_y(z=0) \right)_{\tau}; \\ \left( \vec{H}_{y\Pi}(z=0) + \vec{H}_{yP}(z=0) \right)_{\tau} = \left( \vec{H}_y(z=0) \right)_{\tau}, \end{cases} \quad (5)$$

де  $\vec{E}_{x\Pi}, \vec{H}_{x\Pi}$  – напруженості полів, що падають на розкриття, збуджені струмами для x складових;

$\vec{E}_{y\Pi}, \vec{H}_{y\Pi}$  – напруженості полів, що падають на розкриття, збуджені струмами для y складових;

$\vec{E}_{xP}, \vec{H}_{xP}$  – напруженості полів, розсіяні рупором для x складових;

$\vec{E}_{yP}, \vec{H}_{yP}$  – напруженості полів, розсіяні рупором для y складових;

$$\begin{cases} \vec{E}_{x\Pi\tau} + \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{A}_x(k_x, k_y) \exp(-i(k_x x + k_y y)) dk_x dk_y = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{+m_x m_y} E_{\tau+m_x m_y} (1 + \zeta_{xx}); \\ \vec{E}_{y\Pi\tau} + \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{A}_y(k_x, k_y) \exp(-i(k_x x + k_y y)) dk_x dk_y = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{+m_x m_y} E_{\tau+m_x m_y} (1 + \zeta_{xy}). \end{cases} \quad (8)$$

Аналогічний вираз можна записати і для складових поля H.

$$\begin{cases} \vec{H}_{x\Pi\tau} + \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{A}_x(k_x, k_y) \exp(-i(k_x x + k_y y)) dk_x dk_y = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{+m_x m_y} H_{\tau+m_x m_y} (1 + \zeta_{xx}); \\ \vec{H}_{y\Pi\tau} + \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{A}_y(k_x, k_y) \exp(-i(k_x x + k_y y)) dk_x dk_y = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{+m_x m_y} H_{\tau+m_x m_y} (1 + \zeta_{xy}). \end{cases} \quad (9)$$

$\vec{E}_x, \vec{H}_y, \vec{E}_y, \vec{H}_x$  – напруженості полів з боку розкриття, що мають вигляд [7]:

$$\begin{cases} \vec{E}_x = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{\pm m_x m_y} \left( \vec{E}_{+m_x m_y} + \zeta_{xx} \vec{E}_{-m_x m_y} \right), \\ \vec{E}_y = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{\pm m_x m_y} \left( \vec{E}_{+m_x m_y} + \zeta_{yx} \vec{E}_{-m_x m_y} \right), \\ \vec{H}_y = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{\pm m_x m_y} \left( \vec{H}_{+m_x m_y} + \zeta_{yx} \vec{H}_{+m_x m_y} \right), \\ \vec{H}_x = \sum_{m_x m_y=1}^{\infty} C_{\pm m_x m_y} \left( \vec{H}_{+m_x m_y} + \zeta_{xx} \vec{H}_{+m_x m_y} \right), \end{cases} \quad (6)$$

де  $C_{\pm m_x m_y}$  – амплітуди власних функцій;

$\vec{E}_{+m_x m_y}, \vec{H}_{+m_x m_y}$  – власні функції, що поширюються від розкриття до горловини;

$\vec{E}_{-m_x m_y}, \vec{H}_{-m_x m_y}$  – власні функції, що поширюються від горловини до розкриття;

$\zeta_{xx}$  – коефіцієнт відбиття власної функції від внутрішніх неоднорідностей у першій секції (рис. 1) антени колової поляризації для x складових.

$\zeta_{xy}$  – коефіцієнт відбиття власної функції від внутрішніх неоднорідностей у першій секції (рис. 1) антени колової поляризації для y складових.

У (6) невідомим є розсіяне поле  $\vec{E}_{xP}, \vec{H}_{xP}, \vec{E}_{yP}, \vec{H}_{yP}$ . Кожна його компонента, як відомо [7], може бути представлена у вигляді розклаання у неперервний спектр плоских хвиль:

$$\vec{E}_{P\tau} = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \vec{A}(k_x, k_y) e^{-i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y, \quad (7)$$

де  $\vec{A}(k_x, k_y)$  – спектральна функція комплексних амплітуд плоских хвиль,

$k_x, k_y, k_z$  – проекції вектора на осі x, y, z.

Після підстановки у вираз (5) значень для полів з (6), (7) отримуємо для складових поля  $\vec{E}$ :

Як видно, рівняння різняться лише поверхні розкриву  $S_p$ .  
 коефіцієнтами відбиття  $\zeta_{xx}$  та  $\zeta_{yx}$

Амплітуди власних функцій  $C_{+m_x m_y}$

визначено у [5].

Помножимо обидві частини рівнянь (8) та (9) на  $\exp(i(k_x x + k_y y))$  та проінтегруємо їх за  $x$  та  $y$  по

Доповнимо інтегрування від  $E_{p\tau}$  до нескінченних меж за умови  $E_\tau(z=0)=0$  поза поверхнею  $S_p$  (рис. 1), використовуючи [7]:

$$A_\tau(k_x k_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{A}_\tau(k_x k_y) \exp(-i(k_x x + k_y y)) dk_x dk_y \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy, \quad (10)$$

отримаємо

$$\begin{cases} A_{tx}(k_x k_y) = -\iint_{S_p} E_{nt}(z=0) \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy + \iint_{S_p} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \bar{\zeta}_{xx} \bar{C}_{-mn}^{H,E} \bar{E}_{mn}^{H,E} \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy; \\ A_{ty}(k_x k_y) = -\iint_{S_p} E_{nt}(z=0) \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy + \iint_{S_p} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \bar{\zeta}_{yx} \bar{C}_{-mn}^{H,E} \bar{E}_{mn}^{H,E} \exp(i(k_x x + k_y y)) dx dy. \end{cases} \quad (11)$$

Підставимо (11) у (8):

$$\begin{cases} \bar{E}_{xp} \cong \frac{\bar{e}_{ep}}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \iint_{S_p} \left[ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \bar{\zeta}_{xx} \bar{C}_{-mn}^{H,E} \bar{E}_{mn}^{H,E} \exp(i(k_x x + k_y y)) - E_{y\pi\tau}(z=0) \exp(i(k_x x + k_y y)) \right] dx dy \right\} \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y; \\ \bar{E}_{yp} \cong \frac{\bar{e}_{ep}}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \iint_{S_p} \left[ \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \bar{\zeta}_{yx} \bar{C}_{-mn}^{H,E} \bar{E}_{mn}^{H,E} \exp(i(k_x x + k_y y)) - E_{y\pi\tau}(z=0) \exp(i(k_x x + k_y y)) \right] dx dy \right\} \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y, \end{cases} \quad (12)$$

Тангенціальна складова розсіяної електричної складової поля  $\bar{E}_{p\tau}^\perp$ :

$$\begin{cases} \bar{E}_{xp\tau}^\perp = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \cdot 2 \sum_{m=1}^{\infty} C_{+n0}^{HL} \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 (1 + \bar{\zeta}_{xx}) \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - (k_y)^2} + E_{0a_p} \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_\Pi)\right)}{\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_\Pi)} \right\} \times \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y; \\ \bar{E}_{yp\tau}^\perp = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \cdot 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_{+0m}^{HL} \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 (1 + \bar{\zeta}_{yx}) \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - (k_y)^2} + E_{0a_p} \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_\Pi)\right)}{\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_\Pi)} \right\} \times \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y, \end{cases} \quad (13)$$

де  $\vec{E}_{xp}$  – електрична складова поля, розсіяного розкритвом опромінювача колової поляризації для його  $x$  складових;

$S_p$  – поверхня інтегрування розкритву (рис. 2);

$\vec{E}_{yp}$  – електрична складова поля, розсіяного розкритвом для його  $y$  складових;

$\vec{e}_p$  – одиничний вектор;

$k_x, k_y, k_z$  – проекції хвильового вектора на осі.

$a_p$  та  $b_p$  – розміри розкритву рупора.

Залежність амплітуд поля  $C_{0n}$ , що збуджується на розкритві за нормальної поляризації хвилі, яка повертається від об'єкта зондування від кута падіння  $(\theta_{\Pi})$ , визначено у [6].

У [6] також було з'ясовано, що за такого випадку падіння хвилі на розкритві будуть збуджуватись лише хвилі  $H$  типу:

$$C_{0n}^{\perp}(\theta_{\Pi}) = -\frac{4E_0 a_p (1 + \cos(\theta_{\Pi})) \left( \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)^2 \cos\left(\frac{ka_p}{2} \sin\theta_{\Pi}\right) + j \left( \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right)^2 \sin\left(\frac{ka_p}{2} \sin\theta_{\Pi}\right) \right)}{(n\pi)^2 \left( 1 + \sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} \right) (1 - \rho_{mn}^2) \left( 1 - \left(\frac{2a_p}{n\lambda} \sin\theta_{\Pi}\right)^2 \right)}. \quad (14)$$

Результати досліджень залежностей амплітуд електричних складових поля, що збуджується на

розкритві з параметрами  $a_p = 0,03$  м,  $b_p = 0,01$  м від кута падіння (рис. 2), наведено на рис. 3.

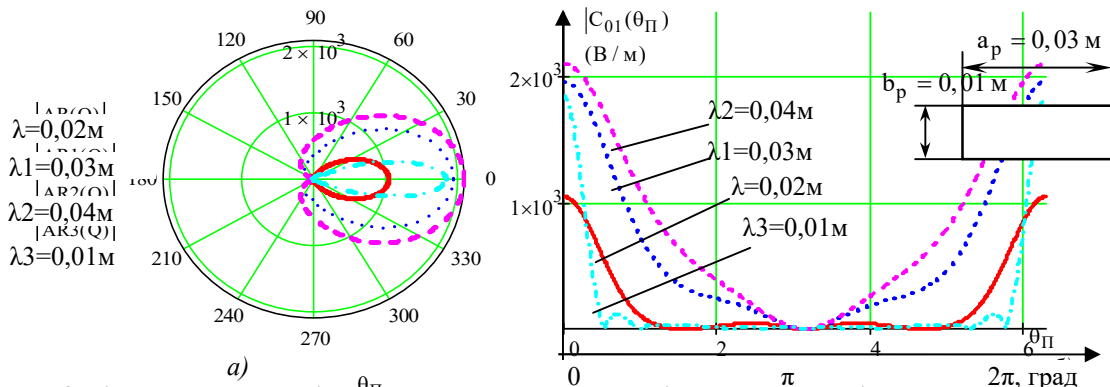


Рис. 3 Діаграми залежності електричних складових амплітуд електромагнітного поля, що збуджується на розкритві опромінювача від кута  $\theta_{\Pi}$  а) – у полярній, б) – у прямокутній системах координат

З рис. 3 видно, що за геометричних параметрів хвилеводу  $a_p = 0,03$  м,  $b_p = 0,01$  м найбільшою буде амплітуда для випадку падіння хвилі довжиною  $\lambda = 4$  см. Найменшою – якщо  $\lambda = 2$  см.

Результати досліджень амплітуд електричних складових поля, що збуджується на розкритві опромінювача антени РЛС типу ПСРН-5 (рис. 4) з параметрами  $a_p = 0,01$  м,  $b_p = 0,03$  м для випадку падіння хвилі (рис.2) наведено на рис. 5.



Рис. 4 Антена система переносної станції наземної розвідки типу ПСРН-5

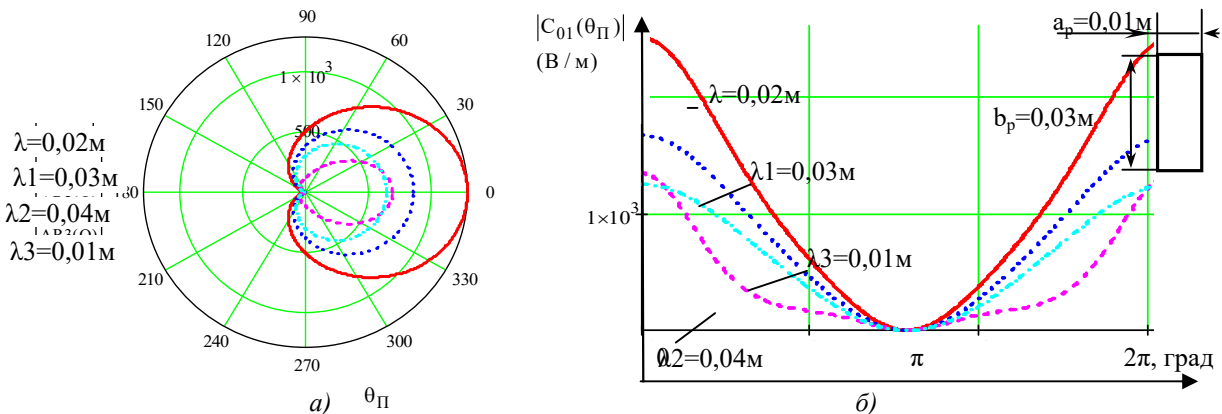


Рис. 5 Діаграми залежності електричних складових амплітуд електромагнітного поля, що збуджується на розкритві опромінювача з параметрами опромінювача антенної системи РЛС типу ПСРН-5, ПСРН-8 від кута  $\theta_{\Pi}$  а) – у полярній, б) – прямокутній системі координат

Рис. 5 свідчать, що у разі повороту рупора на  $90^0$ , він відповідає параметрам антенної системи станції типу ПСРН-5 «Кредо» (рис. 4).

Тепер  $a_p = 0,01$  м,  $b_p = 0,03$  м. За таких умов найбільшою буде амплітуда хвилі, яка збуджуватиметься на рупорі у випадку його опромінення хвилею довжиною  $\lambda = 2$  см, що відповідає робочому (двохсантиметровому) діапазону функціонування РЛС наземної розвідки ПСРН-5. Це підтверджує адекватність розробленого вище математичного апарату.

Тепер залежність  $C_{0n}^\perp$  від  $(\theta_\Pi)$  можна використати для знаходження електромагнітного поля  $\vec{E}_{xPp\tau}^\perp$  та  $\vec{E}_{yPp\tau}^\perp$  (13).

Точного рішення такої задачі не існує, тому необхідно визначитись з найбільш ефективним для поставленої задачі методом досліджень.

$$\vec{E}_{xPp\tau}^\perp = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} I_{x1}(k_x) e^{-ik_x x} dk_x \int_{-\infty}^{\infty} I_{x2}(k_y) e^{-i(k_y y + k_z z)} dk_y, \quad (15)$$

де

$$I_{x1}(k_x) = b_p \left( \sin \frac{k_x b_p}{2} \right) \frac{2}{k_x b_p}, \quad (16)$$

$$I_{x2}(k_y) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} -A_{+0n}^{H\perp} (1 + \rho_{-n}^H) \times \frac{\sin^2 \left( \frac{n\pi}{2} \right) \cos \left( \frac{k_y a_p}{2} \right) - i \cos^2 \left( \frac{n\pi}{2} \right) \sin \left( \frac{k_y a_p}{2} \right)}{1 - \left( \frac{a_p k_y}{n\pi} \right)^2} + E_0 a_p \frac{\sin \left( \frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_\Pi) \right)}{\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_\Pi)}. \quad (17)$$

Функції  $I_{x1}(k_x)$  та  $I_{x2}(k_y)$  залежать від декількох параметрів, які характеризують систему. У цьому випадку саме метод Перевалу дозволить

взагалі, в теорії розповсюдження хвиль кількість задач, що допускають точне рішення, вельми обмежене.

У тих небагатьох випадках, коли відомий їх суворий розв'язок, він має досить складний вигляд і, навіть за допомогою сучасних програмних пакетів, не дозволяє з'ясувати фізичну сутність такого явища. Тому, останніми роками, є зрозумілим інтерес до асимптотичних методів.

Одним із таких методів є метод Перевалу.

Він дає достатню точність і має широке застосування для дослідження хвильових явищ різноманітної фізичної природи: акустичних, електромагнітних тощо.

Скористаємось таким методом.

Для цього перепишемо перше рівняння з (14)

$\vec{E}_{xPp\tau}^\perp$  у вигляді:

не тільки взяти інтеграл, але й отримати явну залежність від зазначених параметрів.

Подамо вираз (13) у сферичній системі координат.

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}_{xPp\tau}^\perp &= -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{b_p \sin \left( \frac{k_x b_p}{2} \right)}{\frac{k_x b_p}{2}} (k_x) \exp(-ik_x r \sin \theta \cos \phi) dk_x \times \\ &\times \left. \int_{-\infty}^{\infty} 2 \sum_{n=1}^{\infty} -C_{+0n}^{H\perp} (1 + \bar{c}_{xx}) \cdot \frac{\sin^2 \left( \frac{n\pi}{2} \right) \cos \left( \frac{k_y a_p}{2} \right) - i \cos^2 \left( \frac{n\pi}{2} \right) \sin \left( \frac{k_y a_p}{2} \right)}{\left( \frac{n\pi}{a_p} \right)^2 - (k_y)^2} + E_0 a_p \frac{\sin \left( \frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_\Pi) \right)}{\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_\Pi)} \right\} \times \\ &\times \exp(-irk_x (\sin \theta \cos \phi)) dk_x; \quad (18) \\ \vec{E}_{yPp\tau}^\perp &= -\frac{1}{4\pi^2} \times \\ &\times \left. \int_{-\infty}^{\infty} 2 \sum_{n=1}^{\infty} -C_{+m0}^{H\perp} (1 + \bar{c}_{yx}) \cdot \frac{\sin^2 \left( \frac{n\pi}{2} \right) \cos \left( \frac{k_y a_p}{2} \right) - i \cos^2 \left( \frac{n\pi}{2} \right) \sin \left( \frac{k_y a_p}{2} \right)}{\left( \frac{n\pi}{a_p} \right)^2 - (k_y)^2} + E_0 a_p \frac{\sin \left( \frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_\Pi) \right)}{\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_\Pi)} \right\} \times \\ &\times \exp(-irk_x (\sin \theta \cos \phi)) dk_x. \end{aligned} \right.$$

У площині  $\varphi = 3\pi/2$  для РЛС ПСРН-5:  $f''(W_0) = i$ ;  $\varphi_0 = \frac{\pi}{4}$ ;  $\varphi_m = \frac{\pi}{4}$ ;  $f''(z_0) = i$ , тоді  $\sin \varphi = -1$ ;  $\cos \varphi = 0$ ;  $W_0 = -\theta$ ;  $z_0 = 0$ ;  $f(W_0) = -i$ ;

$$\bar{E}_{P\tau(\varphi=3\pi/2)}^\perp \approx \frac{k \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) I_{x1}(k_x = 0) I_{x2}(k_y = -k \sin \theta). \quad (19)$$

Метод проектування передбачає, що для коллої поляризації, дві складові розсіяного поля у площині  $\varphi = 3\pi/2$  матимуть вигляд:

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{E}_{P\tau(\varphi=3\pi/2)}^\perp &\approx \frac{k \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) 2 \sum_{n=1}^{\infty} \dot{C}_{m0} (1 + \zeta_{-xx}) \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right) + i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{ka \cdot \sin \theta}{n\pi}\right)^2}; \\ \bar{E}_{P\tau(\varphi=3\pi/2)}^\perp &\approx \frac{k \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) 2 \sum_{n=1}^{\infty} \dot{C}_{0n} (1 + \zeta_{-yx}) \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right) + i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{ka}{2} \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{ka \cdot \sin \theta}{n\pi}\right)^2}. \end{aligned} \right. \quad (20)$$

У площині  $\varphi = \pi$  для РЛС типу ПСРН-5:  $\sin \varphi = 0$ ;  $\cos \varphi = -1$ ;  $W_0 = 0$ ;  $z_0 = -\theta$ ;  $f(W_0) = -i \cos \theta$ ;  
 $f''(W_0) = i \cos \theta$ ;  $\varphi_0 = \frac{\pi}{4}$ ;  $\varphi_m = \frac{\pi}{4}$ ;  $f''(z_0) = i$ ,  
 $I_{x1}(k_x)$ ,  $I_{x2}(k_y)$  наведено у (16), (17). Тоді:

$$\bar{E}_{P\tau(\varphi=\pi)}^\perp \approx \frac{k \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) \times I_{x1}(k_x = 0) I_{x2}(k_y = -k \sin \theta). \quad (21)$$

Для коллої поляризації електрична складова розсіяного поля набуде вигляду, аналогічно (13).

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{E}_{x P\tau(\varphi=\pi)}^\perp &\approx -\frac{bk \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kb}{2} \sin \theta} 2 \sum_{n=1}^{\infty} \dot{C}_{0n} (1 + \zeta_{-xx}) \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right), \\ \bar{E}_{y P\tau(\varphi=\pi)}^\perp &\approx -\frac{bk \cos \theta}{2\pi r} \exp\left(-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)\right) \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kb}{2} \sin \theta} 2 \sum_{n=1}^{\infty} \dot{C}_{m0} (1 + \zeta_{-yx}) \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right). \end{aligned} \right. \quad (23)$$

Для визначення коефіцієнтів  $\zeta_{xx}$  та  $\zeta_{yx}$  необхідно вирішити внутрішню задачу для рупора.

Розглянемо таку задачу.

Хвилі, що збуджуються у розкриві рупора, отримують після проходження першої секції рупора (рис.1) фазовий зсув, що дорівнює:

$$\gamma_{nx}^{12} = \int_0^{l_{12}} k_{zn}(z) dz, \quad (24)$$

де  $l_{12}$  – довжина шляху, що пройшла хвиля від розкриву до секції 2. Амплітуда хвилі, що падає у перерізі початку секції 2 може бути записана у вигляді:

$$\dot{C}_+^{12} = \dot{C}_{+0n} e^{-i\gamma_{nx}^{12}}, \quad (25)$$

де  $\dot{C}_{+0n}$  – амплітуда хвилі, що збуджується у розкриві, яка визначається виразами [3,4] в залежності від перехресної поляризації хвилі, що падає. Поступивши у секцію 2, хвиля отримує набіг фази  $\gamma_{nx}^{23}$  і на виході секції 3 приймає вигляд:

$$\dot{C}_+^{34} = \dot{C}_{+0n} e^{-i(\gamma_{nx}^{12} + \gamma_{nx}^{23})}. \quad (26)$$

Конструкція секції 4 (рис. 1) розкладає хвилю на дві ортогональні складові, що рівні за амплітудою, оскільки прямокутний хвилевід розташований під кутом  $45^\circ$  до поперечної вісі розкриву.

Амплітуди збуджених хвиль у новій системі координат (рис.1) будуть дорівнювати

$$\dot{C}_{+\xi}^{34} = \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{C}_+^{34}, \quad \dot{C}_{+\eta}^{34} = \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{C}_+^{34} \quad (27)$$

Розглянувши відбиття хвиль  $\dot{C}_{+\eta}$  у секції 3, можна стверджувати, що падаючі хвилі, для яких висота хвилеводу живлення буде нижча за критичну довжину хвилі основного типу, будуть відбиватися від позамежного для них перерізу у рупорі, у тому числі й хвиля основного типу.

Для хвиль  $\dot{C}_{+\eta}$ , частоти котрих будуть вищі за критичні для хвилеводу живлення, хвилі основного типу будуть проходити у хвилевід, а хвилі вищих типів будуть відбиватись від позамежних для них перерізів.

Розглянемо випадок, коли живлячий хвилевід навантажено на довільне навантаження.

У такому випадку на початку третьої секції хвилі, що відбиваються набудуть вигляду:

$$\begin{cases} \dot{C}_{+\xi}^{34} = \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{C}_{+}^{34} \cdot \dot{\rho}_{\xi} \cdot e^{-i2\gamma_{\xi}} \\ \dot{C}_{+\eta}^{34} = \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{C}_{+}^{34} \cdot \dot{\rho}_{\eta} \cdot e^{-i2\gamma_{\eta}} \end{cases}, \quad (28)$$

де  $\dot{\rho}_{\xi}$ ,  $\dot{\rho}_{\eta}$  – коефіцієнти відбиття в секції 3,

$\dot{\gamma}_{\xi}$ ,  $\dot{\gamma}_{\eta}$  – фазові множники, що враховують шляхи, які проходять хвилі від місця відбиття до перетину між секціями 2 і 3, визначаються виразами:

$$\gamma_{\xi, \eta} = \int_{l_{\xi, \eta}}^{l_{23}} kz_{\xi, \eta}(z) dz. \quad (29)$$

Хвилі на початку секції 2 наведемо у вигляді складових по осях x та у з урахуванням (28):

$$\begin{cases} \dot{C}_{-x}^{23} = \frac{1}{2} \dot{C}_{+}^{34} \cdot (\dot{\rho}_{\xi} e^{-i2\gamma_{\xi}} + \dot{\rho}_{\eta} e^{-i2\gamma_{\eta}}), \\ \dot{C}_{-y}^{23} = \frac{1}{2} \dot{C}_{+}^{34} \cdot (\dot{\rho}_{\xi} e^{-i2\gamma_{\xi}} - \dot{\rho}_{\eta} e^{-i2\gamma_{\eta}}). \end{cases} \quad (30)$$

Розповсюджуючись секцією 2, хвиля  $\dot{C}_{-x}$  отримає набіг фази  $\dot{\gamma}_x^{23}$ , а хвиля  $\dot{C}_{-y}$  набіг фази

$\dot{\gamma}_y^{23} = \left( \dot{\gamma}_x^{23} \pm \frac{\pi}{2} \right)$ . Знак  $\pm$  залежить від напрямку

обертання поляризації. В секції 1 хвиля отримує фазовий набіг  $\dot{\gamma}_x^{12}$  та  $\dot{\gamma}_y^{12}$ . Таким чином на розкритті рупора амплітуди хвиль будуть дорівнювати:

$$\begin{cases} \dot{C}_{-x} = \frac{1}{2} \dot{C}_{+} \cdot e^{-i2(\gamma_x^{12} + \gamma_x^{23})} (\dot{\rho}_{\xi} e^{-i2\gamma_{\xi}} + \dot{\rho}_{\eta} e^{-i2\gamma_{\eta}}) \\ \dot{C}_{-y} = \frac{1}{2} \dot{C}_{+} \cdot e^{-i(\gamma_x^{12} + \gamma_y^{12} \pm \frac{\pi}{2} + 2\gamma_x^{23})} \times \\ \times (\dot{\rho}_{\xi} e^{-i2\gamma_{\xi}} - \dot{\rho}_{\eta} e^{-i2\gamma_{\eta}}) \end{cases} \quad (31)$$

З виразу (31) з урахуванням (2) отримаємо:

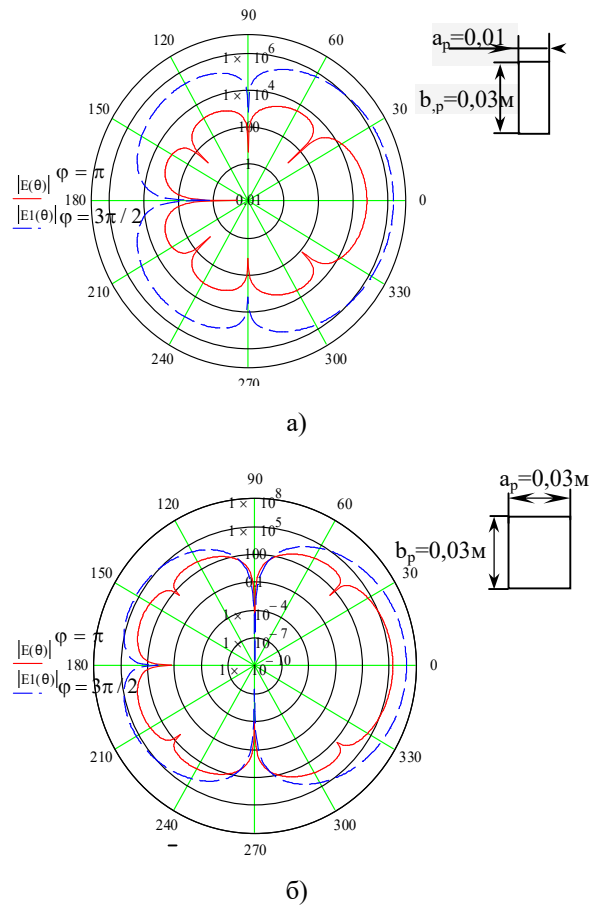
$$\begin{cases} \zeta_{xx} = \frac{1}{2} (\dot{\rho}_{\xi mn}^{H,E} e^{-i2\gamma_{\xi}} + \dot{\rho}_{\eta mn}^{H,E} e^{-i2\gamma_{\eta}}) \times \\ \times e^{-i2(\gamma_x^{12} + \gamma_x^{23})} \\ \zeta_{yx} = \frac{1}{2} (\dot{\rho}_{\xi mn}^{H,E} e^{-i2\gamma_{\xi}} - \dot{\rho}_{\eta mn}^{H,E} e^{-i2\gamma_{\eta}}) \times \\ \times e^{-i(\gamma_x^{12} + \gamma_y^{12} \pm \frac{\pi}{2} + 2\gamma_x^{23})} \end{cases} \quad (32)$$

Тепер можна визначити електромагнітне поле  $\vec{E}_x^{\perp}$  та  $\vec{E}_y^{\perp}$  у площині  $\frac{3\pi}{2}$  – (20) та  $\pi$  – (23) після підстановки у них  $\zeta_{xx}$  та  $\zeta_{yx}$ .

На рис. 6а та 6б наведено результати моделювання за виразами (20, 23), що отримані асимптотичним методом перевалу для x складових

поля, де  $|E(\theta)|$  відповідає  $\vec{E}_x^{\perp}|_{\varphi=\pi}$ , а  $|E1(\theta)|$  –  $\vec{E}_x^{\perp}|_{\varphi=3\pi/2}$ .

Моделювання проведено для визначення залежності відбитого електромагнітного поля від кута падіння електромагнітної хвилі, що повертається від об'єкта зондування з урахуванням коефіцієнта відбиття  $\rho$  для  $\zeta_{xx}$ . Для з'ясування адекватності отриманих виразів дослідження здійснено за прийнятих параметрів у дальній зоні ( $r = 1$  м):  $\rho = 0,4$  для амплітуди  $\dot{C}_{0n}$ , що фігурує у виразах 20 та 23,  $E_0 = 3 \cdot 10^6$  Вт/м, та  $\zeta_{xx} = 0,6$ .



**Рис. 6** Діаграми залежності електричних складових електромагнітного поля від кута падіння хвилі  $\theta_{\Pi}$  нормально поляризованої хвилі при фіксованих  $\varphi$ : а) – для штатного опромінювача РЛС ПСРН-5; б) для опромінювача колової поляризації, що розробляється, з параметрами  $a_p = b_p = 0,03$  м

Рис 6 б) свідчить, що опромінювач колової поляризації не тільки надасть змогу покращити розрізнявальні характеристики РЛС (у тому числі і переносних станцій наземної розвідки типу ПСРН-5 «Кредо»), але й збільшити потужність сигналу. Щоправда таке збільшення відбулось завдяки збільшенню розмірів опромінювача, проте



їх зменшення (наприклад  $a_p = b_p = 0,01$  м, або  $a_p = b_p = 0,02$  м) не бажане, оскільки призведе до зменшення потужності сигналу, а значить і дальності виявлення цілей.

Вирази  $\zeta_{xx}$  та  $\zeta_{yx}$  не враховують коефіцієнтів відбиття від з'єднання секцій рупора. Такі відбиття можна врахувати у подальших дослідженнях, при цьому вираз (18) суттєво ускладнюється. Подальші дослідження розрахунку коефіцієнтів (32) полягатимуть у врахуванні навантаження хвилеводу живлення і коефіцієнтів відбиття від позамежних перерізів.

### Висновки й перспективи подальших досліджень

Таким чином у роботі розроблено метод проектування радіолокаційних станцій наземної розвідки з антенною системою колової поляризації. Він передбачає дослідження електромагнітного поля, що розсіюється рупорним опромінювачем колової поляризації за умови, що хвиля, яка падає на антенну систему, є нормально поляризованою до площини падіння.

Випадок, коли площина падіння хвилі співпадає з площиною її поляризації, було досліджено автором у [10]. Суперпозиція обох

випадків і надасть можливість розраховувати розсіяне поле для довільної поляризації хвилі, що повертається від об'єкта зондування і падає на опромінювач колової поляризації.

Отримані вирази (саме для колової поляризації) різняться коефіцієнтами відбиття для двох складових хвиль, що утворюють таку поляризацію.

Детальний виклад матеріалу дозволяє на кожному етапі розрахунку провести моделювання для з'ясування можливості використання наведеного математичного апарату розробниками складних пакетів програм для дослідження антенних систем.

Пропонується замінити штатні антени системи станцій типу ПСРН-5, що приймають лише лінійно поляризовану хвилю, на антени з опромінювачем колової поляризації, процес моделювання яких значно спрощується при застосуванні запропонованого методу.

При проектуванні, такий метод дозволить провести розрахунок нових антен, впровадження котрих дозволить підвищити розрізнявальну здатність антенних систем не тільки станцій наземної розвідки типу ПСРН-5, а й будь яких інших РЛС, з рупорним опромінювачем пірамідальної форми.

### Література

1. **Зайцев Н. А.**, Платов А. В., Потапов В. А. Радиолокационные станции разведки наземных движущихся целей. Современный уровень и основные направления развития // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». № 1. 2014. С. 41–44.
2. РЛС разведки наземных и надводных целей. [Електронний ресурс] // Сайт «НПО «Стрела». – Режим доступу до ресурсу: [http://npostrela.com/index.php?option=com\\_content&task=view&id=81&Itemid=61](http://npostrela.com/index.php?option=com_content&task=view&id=81&Itemid=61).
3. Радиолокационные системы. [Електронний ресурс] // Сайт ХК «Укрспецтехника». – Режим доступу до ресурсу: [http://ust.com.ua/ru/radiolokacionnie\\_sistemi.html](http://ust.com.ua/ru/radiolokacionnie_sistemi.html).
4. **Sidorchuk O.**, Tofanchuk O., Kripenko O., Kalenchuk Yu. Methodology improvement of the electromagnetic field amplitude study related to the antenna system risk radio-solid station of land-development "Credo-M1" // Scientific works of Kharkiv National Air Force University. 2017. № 5 (54). С.102–109.
5. **Сидорчук О.Л.** Математичний апарат дослідження амплітуд поля, збудженого антенною системою радіолокаційної станції РЛ133 «Кредо» // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: зб. наук. праць. Житомир. ЖВІ. 2016. Вип. 13. С. 62–72.
6. **Федоров С. А.** Определение параметров излучения рупорных антенн круговой поляризации // Учебно-методическая разработка по курсу «Антенные системы» С. А. Федоров, Южный федеральный университет, Ростов на Дону. 2017. С.10.
7. **Сидорчук О.Л.** Дослідження амплітуд електромагнітного поля, збудженого лінійною решіткою рупорних опромінювачів // Вісник Національного технічного університету України «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратубудування. 2016. № 67. С. 5–11.
8. **Сидорчук О.Л.** Дифракція плоскої електромагнітної хвилі на рупорній антені // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. Житомир. ЖДТУ. 2010. № 2 (53). С. 167–175.
9. **Сидорчук О.Л.** Розрахунок ефективності поверхні розсіювання рупорної антени при падінні на неї хвилі довільної форми із застосуванням леми Лоренца // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. Житомир: ЖДТУ. 2011. № 2 (57). С. 102–113.
10. **Сидорчук О.Л.** Покращення поляризаційних характеристик антенних систем переносних станцій наземної розвідки // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем: зб. наук. праць. Житомир. ЖВІ. 2018. Вип. 15. С. 78–93.

## МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ НАЗЕМНОЙ РАЗВЕДКИ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

*Ольга Леонидовна Сидорчук (канд. техн. наук)*

*Житомирский военный институт имени С. П. Королёва, Житомир, Украина*

*Радиолокационные станции наземной разведки движущихся целей типа ПСРН-5 «Кредо», ПСРН-8 «Кредо-М1» принимают и излучают только волны линейной поляризации. В статье рассмотрен метод проектирования станций наземной разведки движущихся целей путем использования методов определения электромагнитного поля, рассеянного рупорным облучателем линейной поляризации с последующей их адаптацией к антенным системам с круговой поляризацией.*

*Новым в способе является учет фазированной секции, которая в отличие от обычной рупорной антенны линейной поляризации раскладывает волну на две ортогональные составляющие. Учтены пути прохождения волны от места отражения до пересечения между секциями и коэффициенты отражения от каждой из них. Результаты исследований целесообразно использовать при проектировании новых, более совершенных антенных систем радиолокационных станций с*

улучшенными поляризационными характеристиками. Внедрение таких антенн позволит повысить качество обнаружения целей на фоне пассивных и активных помех существующими и перспективными станциями наземной разведки.

Предлагается заменить штатные антенны радиолокационных станций наземной разведки, принимающих только линейно поляризованную волну, на антенные системы с круговой поляризацией, процесс моделирования которых значительно упрощается при применении предложенного метода.

**Ключевые слова:** рупорный излучатель; моделирование антенной системы круговой поляризации, радиолокационные станции наземной разведки.

## METHOD OF DESIGNING RADAR STATIONS OF THE LAND RECOGNITION WITH THE ANTENNA QUAD POLARIZATION SYSTEM

*Olga L. Sidorchuk (Candidate of Technical Sciences)*

*Zhytomyr Military Institute named after S. P. Korolyov*

*Radar stations of ground intelligence of mobile targets such as PSD-5 "Credo", PSNR-8 "Credo-M1" receives and emit only waves of linear polarization. The article deals with the method of designing ground-based ground-based intelligence stations for moving targets by using methods for determining the electromagnetic field scattered by a horn luminaire of linear polarization with their subsequent adaptation to antenna systems with circular polarization.*

*The results of researches should be used in designing new, more advanced antenna systems of radar stations with improved polarization characteristics. The introduction of such antennas will improve the quality of detection of targets against the backdrop of passive and active damage to existing and prospective ground-based intelligence stations.*

*It is proposed to replace state antennas of ground-based radar stations receiving only a linearly polarized wave on an antenna system with circular polarization, the simulation process of which is greatly simplified when applying the proposed method.*

**Keywords:** horn emitter; modeling of antenna system of circular polarization, radar ground-based ground intelligence stations.

### References

- 1. Zaytsev N. A., Platov A. V., Potapov V. A.** Radiolokatsionnyye stantsii razvedki nazemnykh dvizhushchikhsya tseley. Sovremennyy uroven' i osnovnyye napravleniya razvitiya // Vestnik Kontserna PVO «Almaz–Antey». № 1. 2014. S. 41–44.
- 2. RLS razvedki nazemnykh i nadvodnykh tseley.** [Yelettronniy resurs] // Sayt «NPO «Strela». – Rezhim dostupu do resursu: [http://npostrela.com/index.php?option=com\\_content&task=view&id=81&Itemid=61](http://npostrela.com/index.php?option=com_content&task=view&id=81&Itemid=61).
- 3. Radiolokatsionnyye sistemy.** [Yelettronniy resurs] // Sayt KHK «Ukrspetstekhnika». – Rezhim dostupu do resursu: <http://ust.com.ua/ru/radiolokacionnie>.
- 4. Sidorchuk O., Tofanchuk O., Kritenko O., Kalenchuk Yu.** Methodology improvement of the electromagnetic field amplitude study related to the antenna system risk radio-solid station of land-development "Credo-M1" // Scientific works of Kharkiv National Air Force University. 2017. № 5 (54). C.102–109.
- 5. Sidorchuk O. L.** Matematychnyy aparat doslidzhennya amplitud polya, zbudzhenoho antennoyu systemoyu radiolokatsiyanoi stantsiyi IRL133 «Kredo» // Problemy stvorennya, vyprovuvannya, zastosuvannya ta ekspluatatsiyi skladnykh informatsiynykh system: zb. nauk. prats'. Zhytomyr. ZHVI. 2016. Vyp. 13. S. 62–72.
- 6. Fedorov S. A.** Opredeleniye parametrov izlucheniya rupornykh antenn krugovoy polyarizatsii // Uchebno-metodicheskaya razrabotka po kursu «Antennyne sistemy» S. A. Fedorov, Yuzhnyy federal'nyy universitet, Rostov na Donu. 2017. S.10.
- 7. Sidorchuk O. L.** Doslidzhennya amplitud elektromahnitnoho polya, zbudzhenoho liniynoyu reshitkoyu rupornykh oprominyuvachiv // Visnyk Natsional'noho tekhnichnoho universytetu Ukrainy «KPI». Seriya Radiotekhnika. Radioaparotobuduvannya. 2016. № 67. S. 5–11.
- 8. Sidorchuk O. L.** Dyfraktsiya ploskoyi elektromahnitnoyi khvyli na ruporniy anteni // Visnyk ZHDTU. Tekhnichni nauky. Zhytomyr. ZHDTU. 2010. № 2 (53). S. 167–175.
- 9. Sidorchuk O. L.** Rozrakhunok efektyvnosti poverkhni rozsiyuvannya rupornoyi anteny pry padinni na neyi khvyli dovil'noyi formy iz zastosuvannyam lemy Lorentsa // Visnyk ZHDTU. Tekhnichni nauky. Zhytomyr: ZHDTU. 2011. № 2 (57). S. 102–113.
- 10. Sidorchuk O. L.** Pokrashchennya polyaryzatsiynykh kharakterystyk antenykh system perenosnykh stantsiy nazemnoyi rozvidky // Problemy stvorennya, vyprovuvannya, zastosuvannya ta ekspluatatsiyi skladnykh informatsiynykh system: zb. nauk. prats'. Zhytomyr. ZHVI. 2018. Vyp. 15. S. 78–93.