

О. Л. Сидорчук, В. Й. Залевський, В. В. Ковальчук

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДОСЛІДЖЕННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ ВІДБИТТЯ ВІД РУПОРНИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК

Стаття присвячена проблемі дослідження коефіцієнтів відбиття від рупорних випромінювачів, що входять до складу фазованої антенної решітки.

З'ясовано, що перевагою застосування рупорних антен є висока спрямованість їх випромінювання, значний коефіцієнт корисної дії та досить високий коефіцієнт підсилення. Проте їх основним недоліком є зворотне випромінювання (розсіювання) електромагнітних хвиль елементами конструкції антени. Це впливає на радіолокаційну помітність зразків озброєння і військової техніки та їх електромагнітну сумісність.

Для усунення зазначених недоліків у статті проаналізовано диференціальні характеристики діаграм зворотного розсіювання апертурних антен з метою покращення математичної моделі дослідження перевипроміненого поля з урахуванням коефіцієнтів відбиття від рупорних випромінювачів.

Авторами запропоновано вдосконалений математичний апарат розрахунку електромагнітного поля, перевипроміненого антенною решіткою, що складається з рупорних випромінювачів пірамідальної форми, за нормальної поляризації падаючої хвилі до площини її падіння, як один із випадків довільного падіння.

У ході дослідження з'ясовано причини та закономірності такого явища, як відбиття електромагнітних хвиль від внутрішніх неоднорідностей рупорних антен, задля його зменшення. Наведені графіки залежності амплітуд відбитого електромагнітного поля від кутів спостереження свідчать, що покращення узгодження в антенному тракті спричинить збільшення максимальної амплітуди сигналу в режимі передачі. Відповідно до принципу оберненості антен таке узгодження покращить поглинання хвиль вищих типів, що наводяться на розкритті одиночного випромінювача або еквідистантної антенної решітки. Це дозволить зменшити коефіцієнт стоячої хвилі за напругою та рівень бічних пелюсток. Отже, до зондуючої радіолокаційної станції надійде зменшений рівень відбитого сигналу, що дозволить покращити розвідзахищеність зразків озброєння, до складу яких входить рупор як окрема антена або в складі еквідистантних лінійних фазованих антенних решіток.

Ключові слова: фазована антенна решітка; пірамідальний рупорний випромінювач; зменшення ефективної поверхні розсіювання; коефіцієнт відбиття.

Постановка проблеми в загальному вигляді. Сучасні зразки озброєння та військової техніки (ОВТ) у своєму складі мають велику кількість антен. Удосконалення їх тактико-технічних характеристик останнім часом передбачає заміну звичайних антен на більш досконалі. Найчастіше для цього застосовують фазовані антенні решітки (ФАР) [1–5]. Для підвищення коефіцієнта підсилення, дальності дії, збільшення кількості цілей необхідно є розробка нових ФАР, до складу яких входитимуть звичайні рупорні опромінювачі, які, у свою чергу, також потребують удосконалення.

© О. Л. Сидорчук, В. Й. Залевський, В. В. Ковальчук, 2023

Головною перевагою рупорних антен у складі ФАР є висока спрямованість випромінювання, достатньо значний коефіцієнт корисної дії та можливість генерувати надпотужні електромагнітні хвилі. Такі показники визначають місце застосування рупорних антен як випромінювачів ФАР. Це може бути космічна галузь, наземна техніка радіоелектронної розвідки та радіоелектронної боротьби, особливо, де основною вимогою є висока потужність зразка ОВТ [1–7].

Однак у рупорних антен є і багато недоліків, серед яких виникнення зворотного розсіювання в область простору за рупором, що зумовлено перевипромінюванням електромагнітних хвиль струмами, наведеними в контурі кромки розкриву рупора, а отже, до прояву задніх пелюсток діаграми спрямованості антени та діаграми її розсіювання в передню півсферу. Також розсіювання виникає і на інших елементах антени. Такі недоліки впливають на радіолокаційну помітність зразків ОВТ та їх електромагнітну сумісність [1–4].

Для усунення або суттєвого зменшення таких недоліків необхідно проаналізувати диференціальні характеристики діаграм розсіювання антен з метою покращення математичної моделі дослідження перевипроміненого поля з урахуванням коефіцієнтів відбиття від рупорних випромінювачів ФАР.

Формулювання завдання дослідження. З урахуванням викладеного **метою статті** є аналіз диференціальних характеристик діаграм розсіювання антен та удосконалення математичної моделі дослідження коефіцієнтів відбиття від рупорних випромінювачів лінійної еквідистантної ФАР під час падіння нормально поляризованої до площини падіння хвилі під кутом φ , а також з'ясування причин і закономірностей такого явища для його зменшення.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Дослідження характеристик розсіювання (вторинного випромінювання) електромагнітного поля від повітряних та наземних об'єктів займає важливе місце в радіолокації та радіонавігації. Іноді мають на увазі їх «радіолокаційну помітність», яка потребує зниження, оскільки від цього залежить живучість зразка озброєння. Захист об'єктів відбувається за рахунок застосування спеціальних форм і покриття радіопоглинальними матеріалами частин найбільш сильного вторинного випромінювання [2, 3].

З останніх досліджень [1–7] відомо, що суттєвий внесок у радіолокаційну помітність ОВТ роблять їх антенні системи. Особливо це стосується апертурних антен і ФАР радіолокаційних станцій (РЛС).

Дослідження причин і закономірностей розсіювання від ФАР доводить складність завдання щодо його усунення. Методи застосування спеціальних форм і покриттів, що знижують рівень відбитого випромінювання від самих об'єктів, не завжди прийнятні для їх антенних систем, оскільки призводять до погіршення їх інших характеристик, наприклад, коефіцієнтів посилення та спрямованої дії [3]. Тому виникає необхідність їх оптимізації за критерієм ефективність – помітність.

Останні публікації свідчать, що аналіз диференціальних характеристик діаграм розсіювання апертурних антен доцільно проводити, розглядаючи окремо різні його причини [8–11]. Для рупорних антен розсіювання зумовлене:

відбиттям від розкриву антени внаслідок незбігу (невідповідності) розподілу в розкриві полів хвиль, що падають зовні (у режимі прийому) і всередині (у режимі передачі);

дифракцією електромагнітної хвилі на кромках пірамідальної рупорної антени;

відбиттям від приймача;

неузгодженням поляризацій первинного поля і поля антени.

Розсіяння елементами конструкції рупорних антен, що входять до складу ФАР, у загальному випадку аналізувати складно.

Під час дослідження явищ розсіювання або перевипромінювання хвилі від ФАР її розглядають як групу випромінювачів, що є сукупністю блискучих точок. У цьому разі задача знаходження інтегральної та диференціальної поверхонь розсіювання зводиться до розрахунку ефективної площі розсіювання (ЕПР) групи її випромінювачів, на розкриві кожного з яких наводяться поверхневі струми і відбувається збудження амплітуд напруженості електромагнітного поля [11–12].

Оскільки в радіолокації ЕПР – це характеристика відбивної здатності цілі, що визначається відношенням потужності електромагнітної енергії, перевипроміненої або розсіяної ціллю в напрямку приймача (радар), до поверхневої щільності потоку енергії довільно падаючої плоскої хвилі, то необхідно провести розрахунок електромагнітного поля, перевипроміненого антенною решіткою, що складається з рупорних випромінювачів пірамідальної форми, за нормальної поляризації падаючої плоскої хвилі до площини її падіння, як одного з випадків довільного падіння.

Виклад основного матеріалу. Дослідження перевипроміненої від ФАР електромагнітної енергії необхідно починати з вивчення поля, відбитого від одного випромінювача (рис. 1), що входить до складу такої решітки, наприклад, рис. 2 [11].

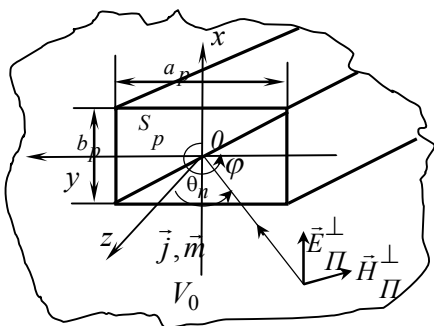


Рис. 1. Параметри хвелеводу для розрахунку розсіяного поля в разі падіння нормально поляризованої хвилі

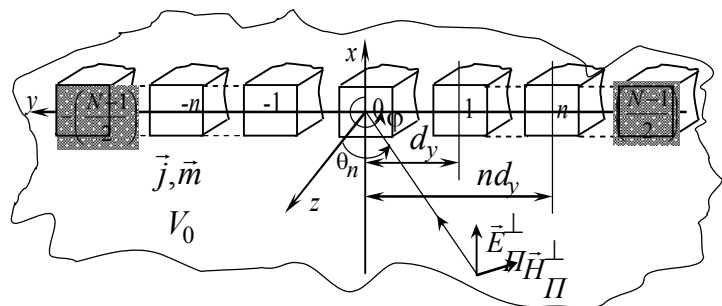


Рис. 2. Параметри лінійки рупорних випромінювачів для розрахунку розсіяного поля в разі падіння плоскої електромагнітної хвилі, нормально поляризованої до площини падіння

Такі дослідження поля, відбитого розкривом \vec{E}_{pp} одного або n -го випромінювача антенної решітки, у разі падіння на неї хвилі довільної форми від довільно заданих джерел, асимптотичними методами із застосуванням леми Лоренца було проведено в [13, 14].

Математична модель розрахунку цього поля має такий вигляд:

$$\vec{E}_{pp} = \frac{\vec{e}_p}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \int_{S_p} \left[\sum_{n=1}^{\infty} [\vec{A}_{+n} E_{+n} (1 + \rho_{-n})] e^{i(k_x x + k_y y)} - E_{vr} e^{i(k_x x + k_y y)} \right] dx dy \right\} e^{-i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y, \quad (1)$$

де S_p – поверхня інтегрування розкриву n -го випромінювача (рис. 2) із внутрішньої сторони;

\vec{e}_p – одиничний вектор напруженості електромагнітного поля;

\vec{A}_{+n} – спектральна функція комплексних амплітуд плоских хвиль, що збуджуються на розкриві;

E_{+n} – вектор напруженості електромагнітного поля, що падає на n -й випромінювач;

k_x, k_y, k_z – проекції хвильового вектора на осях x, y, z ;

E_{vr} – вектор напруженості електромагнітного поля після врахування граничних умов і доповнення інтегрування до нескінченних меж поза поверхнею S_p ;

ρ_{-n} – коефіцієнт відбиття від внутрішніх неоднорідностей n -го випромінювача.

Для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі до площини її падіння \perp (рис. 1) після підстановки у вираз (1) власних функцій [13] й інтегрування їх за x та y тангенціальна складова поля $\vec{E}_{pp\tau}^{\perp}$ дорівнюватиме

$$\vec{E}_{pp\tau}^{\perp} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \times \sum_{n=1}^{\infty} A_{+n}^{H\perp} \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - (k_y)^2} + \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin\theta_{II})\right)}{\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin\theta_{II})} \right\} \times e^{-i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y, \quad (2)$$

де a_p та b_p – розміри розкриву прямокутного n -го рупорного випромінювача (рис. 1);

E_0 – потужність випромінювання;

$\sum_{n=1}^{\infty} A_{+n}^{H\perp}$ – сума мод (типів хвиль) амплітуд магнітного типу;

k – хвильове число;

n – ціле число $(0, 1 \dots n)$.

Для хвиль інших типів вираз буде аналогічним, але з урахуванням хвильового опору вільного простору.

Коефіцієнти відбиття від розкриву рупора визначимо за умови узгодження двох ліній передач із хвильовим опором $Z_0 = 120\pi$ Ом (опір вільного простору) і Z_B (хвильовий опір розкриву рупора) [10, 12].

Хвильовий опір розкриву рупора визначимо як співвідношення тангенціальних складових електричного і магнітного полів хвилеводу з розмірами розкриву. Тоді визначення хвильового опору справедливе не тільки для основного, але й для довільного типу хвилі [13–15].

Коефіцієнти відбиття від розкриву для хвиль магнітного та електричного типу визначаємо в такий спосіб:

$$\rho_{+mn}^H = \frac{Z_0 - Z_{Bmn}^H}{Z_0 + Z_{Bmn}^H} = \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} - 1}{\sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} + 1}, \quad (3)$$

$$\rho_{+mn}^E = \frac{Z_0 - Z_{Bmn}^E}{Z_0 + Z_{Bmn}^E} = -\rho_{+mn}^H, \quad (4)$$

де m, n – кількість стоячих півхвиль, які вкладаються по сторонах x та y .

Вираз для розсіяного поля від розкриву без урахування внеску «паразитних» хвиль із формули (2) для випадку, наприклад, $\theta = \theta_{II}$, $\varphi = \varphi_{II} = 3\pi/2$ та, зважаючи на сферичну систему координат $x = r \sin \theta \cos \varphi$, $y = r \sin \theta \sin \varphi$, $z = r \cos \varphi$, запишемо в такому вигляді:

$$E_{rppx}^\perp \approx E_0 \frac{a_p b_p}{r \lambda} \cos \theta \frac{8}{\pi^2} (1 + \cos \theta) e^{-i(kr - \pi/2)} \times \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \dot{K}_{p_n} D_n^\perp(\theta) (1 + \dot{\rho}_{-n}^H) - \frac{\pi^2}{8(1 + \cos \theta)} \sin \left(2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta \right) \frac{1}{2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta} \right\}, \quad (5)$$

де

$$\dot{K}_{p_n} = \frac{1}{\left(n^2 \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} \right) (1 + \dot{\rho}_{-n} \dot{\rho}_{+n}) \right)}, \quad (6)$$

$$D_n^\perp(\theta) = \frac{\sin^4 \left(\frac{n\lambda}{2} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta \right) - \cos^4 \left(\frac{n\lambda}{2} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta \right)}{\left(1 - \left(\frac{2a_p}{n\lambda} \sin \theta \right)^2 \right)^2}, \quad (7)$$

$$\rho_{+n} = \left(\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} - 1 \right) \frac{1}{\left(\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p} \right)^2} + 1 \right)}. \quad (8)$$

Якщо врахувати внесок «паразитних» хвиль, то для розсіяного поля матимемо

$$E_{rpx}^\perp \approx E_0 \frac{a_p b_p}{r \lambda} \cos \theta \frac{8}{\pi^2} (1 + \cos \theta) e^{-i\left(kr - \frac{\pi}{2}\right)} \times \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} K_{\rho_n} \left[D_n^\perp(\theta) (1 + \dot{\rho}_{-n}^H) + \sum_{p=3}^{\infty} \dot{K}_{s_{np}} B_{np} e^{-i2\gamma_p} \right] - \frac{\pi^2}{8(1 + \cos \theta)} \frac{\sin\left(2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta\right)}{2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta} \right\}, \quad (9)$$

де

$$\dot{K}_{s_{np}} = \frac{-tg\theta_{0n} n^2 (1 + \cos n\pi \cos p\pi)}{\left(\frac{a_p}{\lambda}\right)^3 8\pi \sqrt{1 - \left(\frac{p\lambda}{2a_p}\right)^2} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{1a_p}\right)^2}\right) \left(\sqrt{1 - \left(\frac{p\lambda}{1a_p}\right)^2}\right)}, \quad (10)$$

$$B_{np} = \frac{\sin^2\left(\frac{\pi n}{2}\right) \sin^2\left(\frac{\pi p}{2}\right) \cos^2\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta\right) - \cos^2\left(\frac{\pi n}{2}\right) \cos^2\left(\frac{\pi p}{2}\right) \sin^2\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta\right)}{\left(1 - \left(\frac{2a_p}{p\lambda} \sin \theta\right)^2\right) \left(1 - \left(\frac{2a_p}{n\lambda} \sin \theta\right)^2\right)}, \quad (11)$$

$$\gamma_p = \frac{p\pi}{2tg\theta_{0n}} \left[\sqrt{\left(\left(\frac{2a_p}{p\lambda}\right)^2 - 1\right)} - \arccos\left(\frac{p\lambda}{2a_p}\right) \right], \quad (12)$$

де p – ціле число $(0, 1 \dots n)$.

Для лінійної еквідистантної антенної решітки (рис. 2) з урахуванням відстані між випромінювачами та їх кількості вираз для розсіяного поля (2) набуде такого вигляду:

$$\begin{aligned} \vec{E}_{RrT \text{ решітки}}^\perp = & \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \cdot \left[\sum_{m_y=1}^{\infty} -2A_{+0m_y}^{\perp n} \left(\frac{m_y \pi}{a_p}\right)^2 (1 + \rho_{0m_y}^H) \times \right. \right. \\ & \left. \left. \sin^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) \right] \right. \\ & \left. \times \exp(-ink_y d_y) \frac{\sin^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{m_y \pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right)}{\left(\frac{m_y \pi}{a_p}\right)^2 - k_y^2} - \right. \\ & \left. - E_0 \exp(ind_y (k \sin \theta_{II} - k_y)) \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_{II})\right)}{\frac{a_p}{2} (k_y - k \sin \theta_{II})} \right\} \times \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y, \quad (13) \end{aligned}$$

де m_y – кількість стоячих півхвиль, які вкладаються по стороні y , а $A_{+0m_y}^{H_1}$ вже було визначено в роботах [10, 11].

У (13) також використано коефіцієнт відбиття. На відміну від відомих, він дозволяє розрахувати поле не тільки для n -го рупорного випромінювача, але й для всієї лінійної або прямокутної еквідистантної антенної решітки. Вираз (13) відрізняється від (6) урахуванням відстані до першого випромінювача d_y та до n -го nd_y . Відмінність також полягає у використанні для (13) додаткових множників: $\exp(-ink_y d_y)$ та $\exp(ind_y(k \sin \theta_{\Pi} - k_y))$.

Із математичної моделі (3), до якої входить складова (6), добре видно, що коефіцієнти відбиття ρ_{-n}^H , наприклад, хвилі H типу у зворотному напрямку ($-n$) від внутрішніх неоднорідностей залежатимуть від співвідношення розмірів рупора й довжини падаючої розкрити хвилі. У цьому разі можливі чотири випадки, розглянемо їх.

1. Якщо падаюча хвиля має частоту нижчу критичної для розкрити рупора, то вона повністю відбивається від розкрити.

2. Падаюча хвиля має частоту нижчу критичної для живильного рупора хвилеводу. У цьому разі всі хвилі, збуджені в розкрити, будуть відбиватися від позамежних для них перерізів рупора.

3. Падаюча хвиля має частоту, що входить у робочий діапазон антени. Тоді збуджена в розкрити основна хвиля проходить в живильний хвилевід. Її відбиття залежить від навантаження хвилеводу і місця його з'єднання з рупором. Вищі типи хвиль, збуджені в розкрити, не проходять у хвилевід, а відіб'ються від позамежних для них перерізів, як і в другому випадку.

4. Коли падаюча хвиля має частоту вищу за робочий діапазон рупорної антени, то деякі хвилі вищих типів, для яких хвилевід не є позамежним, разом із основною хвилею будуть проходити в нього, а коефіцієнт відбиття для них залежатиме від навантаження. Решта ж хвиль вищих типів, що не пройшли у хвилевід, як у другому та третьому випадках, відбиватимуться від позамежних для них перерізів у рупорі.

У статті наведено розрахункові формули для коефіцієнтів відбиття для випадку, якщо відоме навантаження для хвиль основного типу прямокутного хвилеводу, за умови, що хвилі вищих типів не проникають у живильний хвилевід. Ці формули придатні для розрахунку загальної ЕПР рупорів, що входять до ФАР, у перших трьох випадках співвідношення розмірів рупора й довжини падаючої хвилі. Щоб отримати формули для четвертого випадку, необхідно знати коефіцієнти відбиття для хвиль вищих типів від неоднорідностей прямокутного хвилеводу.

Результати моделювання. На рис. 3 наведено ідеальну діаграму розсіювання рупора (у задній півсфері). Цього досягти нереально, оскільки втрати, спричинені перевипромінюванням, будуть завжди. Відповідно, для аналізу диференціальних характеристик діаграм розсіювання апертурних антен необхідно розглядати окремо ці причини.

На рис. 4 наведено діаграму розсіювання реального рупора, що має значну задню пелюстку, спричинену перевідбиттям електромагнітної хвилі кромками (краями) рупора,

проте без врахування інших причин розсіювання. Надалі необхідно їх врахувати та прагнути досягти максимального узгодження в антенному тракті, зважаючи на залежність довжини падаючої на розкрив рупора хвилі від співвідношень його розмірів.

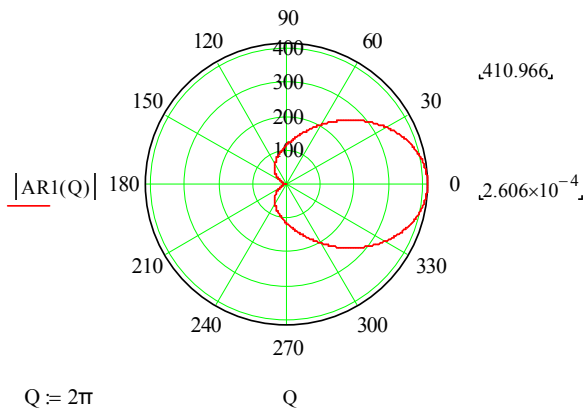


Рис. 3. Діаграма розсіювання ідеального рупора (без розсіювання в задню півсферу)

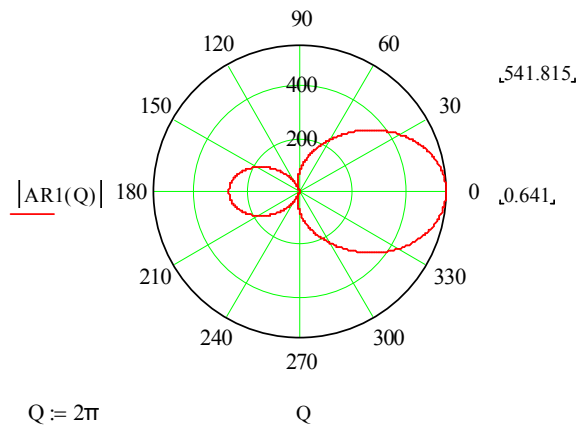


Рис. 4. Діаграма розсіювання реального рупора

Графіки залежностей амплітуди хвилі H типу $A_{+n}^{H\perp}$ від n , що враховані в математичній моделі (2), наведено на рис. 5. Залежність амплітуд основної хвилі H_{0n} та хвиль вищих типів, за умови, що падаюча хвиля має частоту ($\lambda = 0,05$ м), нижчу критичної для розкриття рупора, показано на рис. 5а. У цьому разі падаюча хвиля повністю відбивається від розкриття.

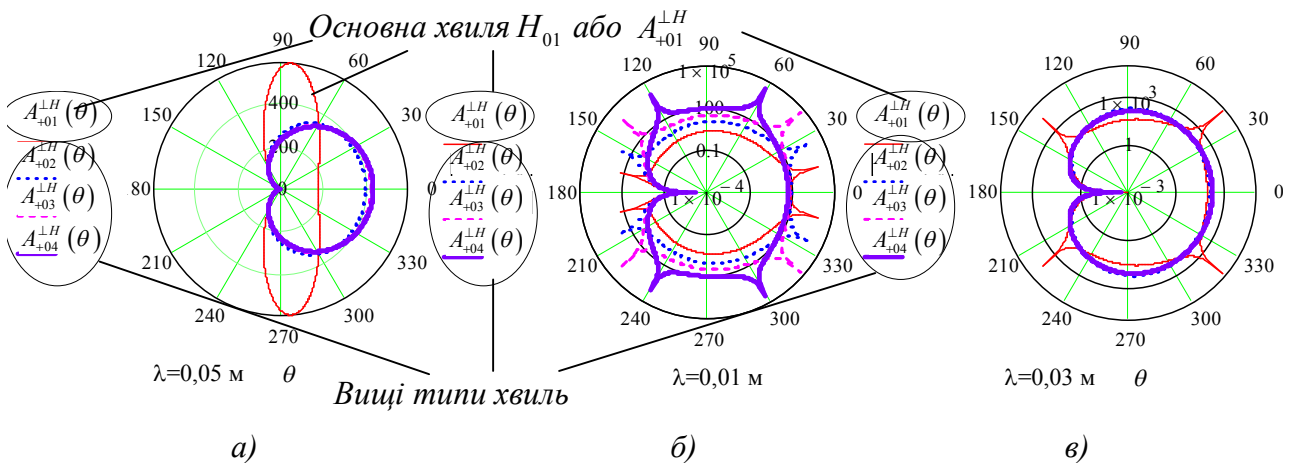


Рис. 5. Графіки залежностей $A_{+n}^{H\perp}$ від n для різних значень довжини хвилі, що падає

На рис. 5б падаюча хвиля має частоту вищу за робочий діапазон $\lambda = 0,01$ м. У такому разі деякі хвилі вищих типів, для яких хвилевід не є поза межним, разом із основною хвилею будуть проходити в нього, а коефіцієнт відбиття для них залежатиме від навантаження.

Якщо падаюча хвиля має частоту, що входить у робочий діапазон антени (рис. 5в), то збуджена в розкриві основна хвиля буде проходити в живильний хвилевід. Її відбиття залежатиме від навантаження хвилеводу і місця його з'єднання з рупором.

На рис. 6 наведено залежність амплітуди H хвилі (13), що відбивається від внутрішніх неоднорідностей у рупорі, від кута спостереження θ за різних значень загального коефіцієнта відбиття ρ_m^H . Аналіз показує, що чим більший коефіцієнт відбиття (від 0,3 до 0,95), то більша тангенціальна складова амплітуди відбитої хвилі $A_{+0m_y}^{\perp n}$.

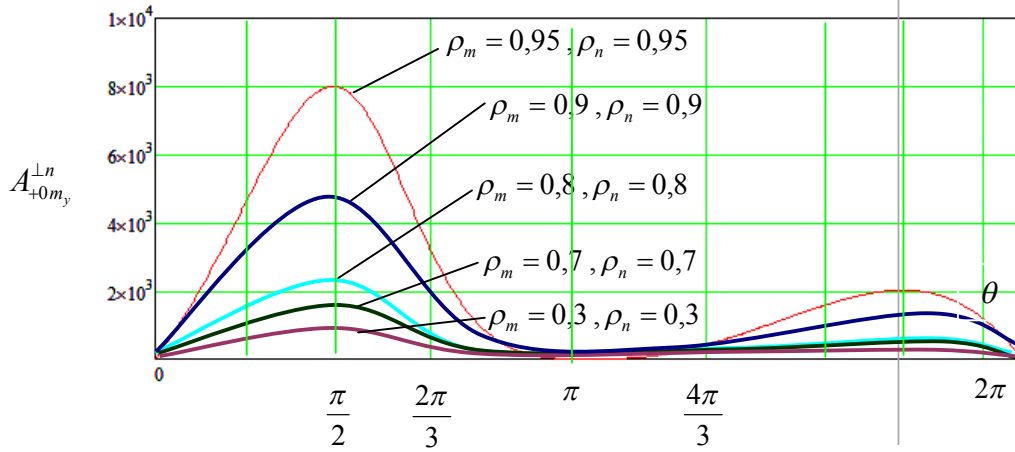


Рис. 6. Залежність $A_{+0m_y}^{\perp n}$ від коефіцієнтів відбиття ρ_m^H

З рис. 6 видно, що покращення узгодження в антенному тракті спричинить збільшення максимальної амплітуди напруженості електромагнітного поля основної хвилі та хвиль вищих типів, а за законом оберненості антен – і зростання потужності сигналу в режимі передачі.

На рис. 7 наведено максимальні значення суперпозиції амплітуд основних мод напруженості електромагнітного поля $\sum_{m_y=1}^{\infty} (-)2A_{+0m_y}^{\perp n}$ з формули (13) для лінійної антенної решітки залежно від зміни коефіцієнта відбиття всередині рупора. Моделювання проводилося для $\rho = 0,8$ – лінія 1 та для $\rho = 0,6$ – лінія 2 [16].

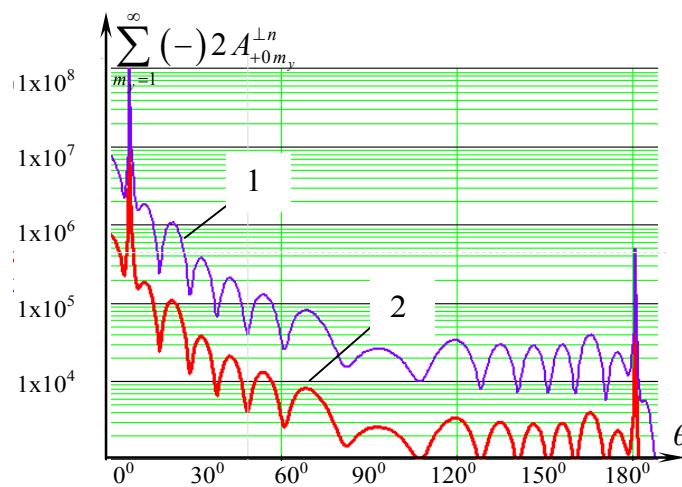


Рис. 7. Максимальні значення суми амплітуд напруженості електромагнітного поля

основної хвилі та хвиль вищих типів $\sum_{m_y=1}^{\infty} (-)2A_{+0m_y}^{\perp n}$

Висновки

1. Удосконалено математичну модель з урахуванням коефіцієнтів відбиття від рупорних випромінювачів лінійної еквідистантної ФАР під час падіння нормально поляризованої до площини падіння хвилі та з'ясовано причини й закономірності такого явища для його зменшення.

2. Наведені на рис 5–7 графіки амплітуд хвилі як функцій кута спостереження свідчать, що покращення узгодження в антенному тракті спричинить до збільшення максимальної амплітуди сигналу в режимі передачі. Відповідно до принципу оберненості антен таке узгодження покращить поглинання вищих типів хвиль, що наводяться на розкритті одиночного випромінювача або еквідистантної антенної решітки [16–18]. Це дозволить зменшити коефіцієнт стоячої хвилі за напругою та рівень бічних пелюсток. Отже, до зондувальної РЛС надійде зменшений рівень перевипроміненого сигналу, що дозволить покращити розвідзахищеність зразка озброєння з ФАР.

3. Наведені вирази (5–9) для одного випромінювача і (13) для еквідистантної антенної решітки мають не тільки розрахунково-практичне, але й методичне значення. Їх послідовне виведення й фізичні інтерпретації дозволять оцінити межі їх використання в дослідженні розсіяного (пере випроміненого) поля не тільки ФАР, але й інших антенних систем, до складу яких входять рупори пірамідальної форми.

4. Отримані результати сприятимуть розвитку електродинамічної теорії та покращенню розрахункових методів, вони можуть бути застосовані для розробки алгоритмів виявлення і розпізнавання радіолокаційних об'єктів.

5. У подальших дослідженнях необхідно врахувати коефіцієнти відбиття для хвиль вищих типів від неоднорідностей всередині прямокутного хвилеводу та місці його з'єднання з рупорним випромінювачем.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ

1. Сидорчук О. Л. Аналіз методів і способів зменшення ефективної поверхні розсіювання антенних систем // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. Житомир : ЖДТУ, 2012. № 2 (61). С. 94–106.
2. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами / Под ред. О. И. Сухаревского. Харьков : Харьковский ун-т Воздушных Сил им. И. Кожедуба, 2009. 466 с.
3. Артюшин Л. М., Куртсеітов Т. Л., Мірненко В. І., Сидорчук О. Л. Можливості застосування протирадіолокаційних покриттів в антенних системах засобів озброєння та військової техніки з метою зменшення їх радіолокаційної помітності // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки й оборони. Київ : НАУ, 2016. Вип. 2 (26). С. 104–109.
4. Дубровка Ф. Ф., Сушко О. Ю. Ультраширокопосмугова рупорна антена діапазону частот 120 ГГц з низьким рівнем бокового випромінювання // Вісник НТУУ «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». 2010. № 41. С. 68–73.
5. Фриз С. П., Кальватинський О. В., Топольницький П. П. Використання синфазних антенних решіток для прийому інформації від космічних апаратів з малим рівнем випромінювання в напрямку приймальної станції // Озброєння та військова техніка : наук.-техн. журнал. Київ : ЦНДІ ОВТ, 2015. № 3 (7). С. 44–51.

6. Залевский Г. С. Обзор методов расчета вторичного излучения радиолокационных объектов // Системы обробки інформації : зб. наук. праць. Харків : ХУПС, 2007. Вип. 7 (65). С. 16–24.
7. Белевищук Я. О., Василець В. О., Нечитайло С. В. Метод розрахунку ефективної поверхні розсіювання наземної техніки, оснащеної багатоелементними антенами // Авиационно-космическая техника и технологи. Харків : ХУПС, 2009. № 8 (65). С. 169–174.
8. Сидорчук О. Л., Залевський В. Й. Дослідження дифракції електромагнітної хвилі на кромках пірамідальної рупорної антени як однієї з причин розсіювання // Вісник НТУУ «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». 2022. № 89. С. 11–20. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2022.89.11-20>.
9. Сидорчук О. Л. Проблематика методів оцінювання антен зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання засобів радіоелектронної розвідки та радіоелектронної боротьби // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем : зб. наук. праць. Житомир : ЖВІ, 2022. Вип. 22. С. 14–29. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2022.22.02>.
10. Сидорчук О. Л. Дифракція плоскої електромагнітної хвилі на рупорній антені // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. Житомир, 2010. № 2 (53). С. 167–175.
11. Сидорчук О. Л. Дослідження амплітуд поля, збудженого лінійною решіткою рупорних опромінювачів // Вісник НТУУ «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». 2016. Вип. 62. С. 31–39.
12. Електродинаміка та поширення радіохвиль / В. М. Шокало, В. І. Правда, В. А. Усін та ін. // Випромінювання та поширення радіохвиль. Ч. 2 : підруч. для студентів ВНЗ. Харків : ХНУРЕ; Колегіум, 2010. 435 с.
13. 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. [http://doi:10.26642/tn-2011-2\(57\)-103-113](http://doi:10.26642/tn-2011-2(57)-103-113)
14. Computer simulation of aerial target radar scattering, recognition, detection, and tracking / Y. D. Shirman, S. A. Gorshkov, S. P. Leschenko et al. Boston, London : Artech house, 2002. 294 p.
15. Bergman J. R. and Moreira F. J. S. An Omnidirectional ADE Reflector Antenna // Microw. Opt. Tech. Lett. 2004. Vol. 40, No. 2. P. 345–349.
16. Сидорчук О. Л., Соболенко С. О., Ковальчук В. В., Марищук Л. М. Розв'язування рівняння методом сідлової точки для електромагнітного поля, розсіяного рупорним випромінювачем // Вісник НТУУ «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». 2023. № 91. С. 28–36. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2023.91.28-36>
17. Yu. Dong and T. Itoh. Composite right/left-handed substrate integrated waveguide and half mode substrate integrated waveguide leaky-wave structures // IEEE Trans. Antennas and Propagation. 2011. Vol. 59, No. 3. P. 767–775. <http://dx.doi.org/10.1109/tap.2010.2103025>
18. F. Xu and K. Wu. Understanding Leaky-Wave Structures // IEEE Microwave Magazine. July/Aug. 2013. Vol. 14, No. 5. P. 87–96. <http://dx.doi.org/10.1109/mmm.2013.2259400>

Стаття надійшла до редакції 20.12.2023.

REFERENCES

1. Sydoruk, O. L. (2012). Analiz metodiv i sposobiv zmeshennia efektyvnoi poverkhni rozsiuvannia antenykh system [Analysis of Methods and Ways of Reducing the Effective Scattering Surface of Antenna Systems]. *Visnyk ZhDTU. Tekhnichni nauky [Bulletin ZhSTU. Technical Sciences]*, 2 (61), 94–106. Zhytomyr [in Ukrainian].
2. Sukharevskii, O. I. (Eds.). (2009). *Rasseianie elektromagnitnykh voln vozduzhnymi i nazemnymi radiolokatsionnymi ob"ektami [Scattering of Electromagnetic Waves by Air and Ground Radar Objects]*. Khar'kov [in Russian].
3. Artiushyn, L. M., Kurtseitov, T. L., Myrnenko, V. I., & Sydoruk, O. L. (2016). Mozhlyvosti zastosuvannia protyradiolokatsiinykh pokryttiv u antenykh systemakh zasobiv ozbroiennia ta viiskovoi tekhniky z metoiu zmeshennia yikh radiolokatsiinoi pomitnosti [Possibilities of Using Anti-Radar Coatings in Antenna Systems of Weapons and Military Equipment in Order to Reduce Their Radar Visibility]. *Suchasni informatsiini tekhnolohii u sferi bezpeky i oborony [Modern Information Technologies in the Sphere of Security and Defense]*, 2 (26), 104–109. Kyiv [in Ukrainian].
4. Dubrovka, F. F., & Sushko, O. Yu. (2010). Ultrashyrokosmuhova ruporna antena diapazonu chastot 120 HHts z nyzkym rivnem bokovoho vyprominiuvannia [Ultra-broadband Horn Antenna of the Frequency Range of 120 GHz with a Low Level of Lateral Radiation]. *Visnyk NTUU «KPI». Seriya «Radiotekhnika. Radioaparaturbuduvannia» [Bulletin of NTUU "KPI". The series "Radio Equipment. Radio Equipment Construction"]*, 41, 68–73. Kyiv [in Ukrainian].
5. Fryz, S. P., Kalvatynskiy, O. V., & Topolnytskyi, P. P. (2015). Vykorystannia synfaznykh antenykh reshitok dlia pryomu informatsii vid kosmichnykh aparativ z malym rivnem vyprominiuvannia v napriamku pryimalnoi stantsii [The Use of in-Phase Antenna Arrays for Receiving Information from Space Vehicles with a Low Level of Radiation in the Direction of the Receiving Station]. *Ozbroiennia ta viiskova tekhnika : nauk.-tekhn. zhurnal TsNDI OVT [Armaments and Military Equipment: Science and Technology. Magazine]*, № 3 (7), 44–51. Kyiv [in Ukrainian].
6. Zalevskii, G. S. (2007). Obzor metodov rascheta vtorichnogo izlucheniia radiolokatsionnykh ob"ektov [Overview of Methods for Calculating the Secondary Radiation of Radar Objects]. *Sistemi obrobki informatsii [Information Processing Systems]*, 7 (65), 16–24. Kharkiv: KAFU [in Russian].
7. Belevyshchuk, Ya. O., Vasylets, V. O., & Nechytailo, S. V. (2009). Metod rozrakhunku efektyvnoi poverkhni rozsiuvannia nazemnoi tekhniky, osnashchenoi bahatoelementnymi antenamy [A Method of Calculating the Effective Scattering Surface of Ground Equipment Equipped with Multi-Element Antennas]. *Avyatsyonno-kosmycheskaia tekhnika y tekhnolohyy [Aerospace Equipment and Technologies.]*, 8 (65), 169–174. Kharkiv [in Ukrainian].
8. Sydoruk, O. L., & Zalevskiy, V. Y. (2022). Doslidzhennia dyfraktsii elektromagnitnoi khvyli na kromkakh piramidalnoi rupornoj anteny yak odniei z prychn rozsiuvannia [Investigation of Electromagnetic Wave Diffraction at the Edges of a Pyramidal Horn Antenna as One of the Causes of Scattering]. *Visnyk NTUU «KPI». Seriya «Radiotekhnika. Radioaparaturbuduvannia» [Bulletin of NTUU "KPI". The series "Radio Equipment. Radio Equipment Construction"]*, 89, 11–20. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2022.89.11-20>

9. Sydoruk, O. L. (2022). Problematyka metodiv otsiniuvannia anten zi zmenshenoiu efektyvnoiu poverkhneiu rozsiuvannia zasobiv radioelektronnoi rozvidky ta radioelektronnoi borotby [Challenges of Evaluation Methods for Antennas with Reduced Effective Scattering Surfaces in Signals Intelligence and Electronic Warfare Systems]. *Problemy stvorennia, vyprobuvannia, zastosuvannia ta ekspluatatsii skladnykh informatsiinykh system: zb. nauk. prats ZhVI [Problems of Construction, Testing, Application and Operation of Complex Information Systems. Scientific journal of Korolov Zhytomyr Military Institute]*, Iss. 22, 14–29. Zhytomyr: ZhMI. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2022.22.02> [in Ukrainian].
10. Sydoruk, O. L. (2010). Dyfraktsiia ploskoi elektromahnitnoi khvyli na rupornii anteni [Diffraction of a Plane Electromagnetic Wave on a Horn Antenna]. *Visnyk ZhDTU. Tekhnichni nauky [Bulletin ZhSTU. Technical Sciences]*, № 2 (53), 167–175. Zhytomyr [in Ukrainian].
11. Sydoruk, O. L. (2016). Doslidzhennia amplitud polia, zbudzhenoho liniinoiu reshitkoiu rupornykh oprominiuvachiv [Study of Amplitudes of the Field Excited by a Linear Grid of Horn Irradiators]. *Visnyk NTUU «KPI». Serii «Radiotekhnika. Radioaparaturubuduvannia» [Bulletin of NTUU "KPI". The series "Radio Equipment. Radio Equipment Construction"]*, 67, 5–11. <https://doi.org/10.20535/radap.2016.67.5-11> [in Ukrainian].
12. Shokalo, V. M., Pravda, V. I., & Usin, V. A. et al. (2010). *Elektrodynamika ta poshyrennia radiokhvyli. Ch. 2. Vyprominiuvannia ta poshyrennia radiokhvyli [Electrodynamics and Propagation of Radio Waves. Part 2. Radiation and Propagation of Radio Waves]*. Kharkiv [in Ukrainian].
13. Sydoruk, O. L. (2011). Rozrakhunok efektyvnosti poverkhni rozsiuvannia rupornoii anteny pry padinni na nei khvyli dovilnoi formy iz zastosuvanniam lemy Lorentsa [Investigation of the Efficiency of the Surface of the Horn Antenna Expansion in Case of a Fall on it of a Fine Form Due to the Lorenz Stagnation]. *Visnyk ZhDTU. Tekhnichni nauky [Bulletin ZhSTU. Technical sciences]*, 2 (57), 102–113. [https://doi.org/10.26642/tn-2011-2\(57\)-103-113](https://doi.org/10.26642/tn-2011-2(57)-103-113) [in Ukrainian].
14. Shirman, Y. D., Gorshkov, S. A., & Leschenko, S. P. et al. (2002). *Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking*. Boston, London.
15. Bergman, J. R., & Moreira, F. J. S. (2004). An Omnidirectional ADE Reflector Antenna. *Microw. Opt. Tech. Lett., Vol. 40, No. 2*, 345–349.
16. Sydoruk, O. L., Sobolenko, S. O., Kovalchuk, V. V., & Maryshchuk, L. M. (2023). Rozv'iazuvannia rivniannia metodom sidlovoi tochky dlia elektromahnitnoho polia, rozsiianoho rupornym vyprominiuvachem [Solving the Equation Using the Saddle Point Method for the Electromagnetic Field Scattered by a Horn Emitter]. *Visnyk NTUU «KPI». Serii «Radiotekhnika. Radioaparaturubuduvannia» [Bulletin of NTUU "KPI". The series "Radio Equipment. Radio Equipment Construction"]*, 91, 28–36. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2023.91.28-36> [in Ukrainian].
17. Dong, Yu., & Itoh, T. (2011) Composite Right/Left-Handed Substrate Integrated Waveguide and Half Mode Substrate Integrated Waveguide Leaky-Wave Structures. *IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 59, No. 3*, 767–775. <http://dx.doi.org/10.1109/tap.2010.2103025>
18. Xu, F., & Wu, K. (2013). Understanding Leaky-Wave Structures. *IEEE Microwave Magazine, Vol. 14, No. 5*, 87–96. <http://dx.doi.org/10.1109/mmm.2013.2259400>

O. L. Sydoruk, V. J. Zalevskiy, V. V. Kovalchuk

SIMULATION OF REFLECTION FROM HORN EMITTERS OF PHASED ANTENNA ARRAYS TO DETERMINE THE COEFFICIENTS

The article is devoted to the problem of researching reflection coefficients from horn emitters that are part of a phased antenna array.

It was found that the advantage of using horn antennas is the high directivity of their radiation, a significant efficiency and a fairly high amplification factor. However, their main drawback is the back radiation (scattering) of electromagnetic waves by the elements of the antenna design. This affects the radar visibility of samples of weapons and military equipment and their electromagnetic compatibility.

To eliminate these shortcomings, the article analyzes the differential characteristics of the backscatter diagrams of aperture antennas in order to improve the mathematical model of the reradiated field study, taking into account the reflection coefficients from horn emitters.

In the course of the study, the causes and regularities of such a phenomenon as the reflection of electromagnetic waves from internal inhomogeneities of horn antennas were clarified, in order to reduce it. The given graphs of the dependence of the amplitudes of the reflected electromagnetic field on the observation angles show that the improvement of the alignment in the antenna path will cause an increase in the maximum signal amplitude in the transmission mode. According to the principle of inversion of antennas, such an arrangement will improve the absorption of waves of higher types directed to the openings of a single emitter or an equidistant antenna array. This will reduce the voltage standing wave factor and the level of side lobes. Therefore, the sounding radar station will receive a reduced level of the reflected signal, which will improve the defense of weapons samples that include a horn as a separate antenna or as part of equidistant linear phased antenna arrays.

Keywords: *phased antenna array; pyramidal horn emitter; reduction of the effective scattering surface; reflection coefficient.*