

О. Л. Сидорчук, канд. техн. наук, доц.
Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова
<https://orcid.org/0000-0002-8767-9129>

В. Й. Залевський
Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова
<https://orcid.org/0000-0003-1861-6084>

В. Г. Ципоренко, канд. техн. наук, доц.
Державний університет «Житомирська політехніка»
<http://orcid.org/0000-0002-6843-8960>

УРАХУВАННЯ КОЕФІЦІЄНТІВ ВІДБИТТЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ХВИЛЬ ВІД ПОЗАМЕЖНИХ ПЕРЕРІЗІВ РУПОРНИХ ОПРОМІНЮВАЧІВ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК

Статтю присвячено дослідженню перевипроміненої від опромінювачів фазованих антенних решіток електромагнітної енергії із визначенням усіх коефіцієнтів відбиття від рупорних опромінювачів та врахуванням коефіцієнтів відбиття від їх позамежних перерізів.

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 характеристики діаграм зворотного розсіювання рупорних опромінювачів, що входять до складу фазованих антенних решіток з урахуванням коефіцієнтів відбиття від їх позамежних перерізів.

Запропоновано вдосконалений математичний апарат розрахунку електромагнітного поля, перевипроміненого антенною решіткою, що складається з рупорних опромінювачів пірамідальної форми для випадку нормальної поляризації електромагнітної хвилі до площини її падіння. Його новизною є врахування коефіцієнтів відбиття від позамежних перерізів рупорних опромінювачів, що входять до складу фазованих антенних решіток.

У ході дослідження з'ясовано причини та закономірності такого явища, як відбиття електромагнітних хвиль від внутрішніх неоднорідностей рупорних антен і місця стикування хвилеводу з рупором, а також обґрунтовано врахування коефіцієнтів відбиття від їх позамежних перерізів. Це дозволить зменшити коефіцієнт стоячої хвилі за напругою та знизити рівень бічних пелюсток. Отже, до зондувальної радіолокаційної станції надійде відбитий сигнал зниженого рівня, що дозволить покращити

розвідзахищеність зразків озброєння, до складу яких входить рупор як окрема антена або в складі фазованих антенних решіток.

***Ключові слова:** пірамідальний рупорний випромінювач; коефіцієнт відбиття; фазована антенна решітка; позамежний переріз; ефективна поверхня (площа) розсіювання.*

Постановка проблеми в загальному вигляді. Сучасні зразки озброєння та військової техніки (ОВТ) протиповітряної оборони (ППО) у своєму складі мають значну кількість антен. Для їх удосконалення і покращення тактико-технічних характеристик (ТТХ) найчастіше проводять заміну звичайних антен на більш досконалі шляхом упровадження фазованих антенних решіток (ФАР) [1–3].

Це підвищує коефіцієнт підсилення, а відповідно – і дальність дії, сприяє збільшенню кількості цілей (об'єктів пеленгації) тощо. Останні дослідження переважно спрямовано на заміну їх патч-антенами МІМО, проте залежно від завдання залишається проблема покращення ТТХ саме рупорних антен у складі ФАР. Головною їх перевагою є висока спрямованість випромінювання, достатньо великий коефіцієнт корисної дії та можливість генерувати надпотужні електромагнітні хвилі. Такі показники, у порівнянні з патч-антенами МІМО, визначають місце застосування рупорних антен як опромінювачів ФАР [4]. Це може бути космічна галузь, ППО, наземна техніка радіоелектронної розвідки та радіоелектронної боротьби, де основною вимогою є випромінювання високої потужності.

Однак у рупорних антен є і багато недоліків, серед яких виникнення зворотного розсіювання в область простору за рупором, зумовлене 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 їхню електромагнітну сумісність [5–8].

Для усунення або суттєвого зменшення зазначених вище недоліків необхідно проаналізувати характеристики діаграм розсіювання антен з метою покращення математичної моделі дослідження з урахуванням коефіцієнтів відбиття від позамежних перерізів рупорних опромінювачів ФАР.

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 при цьому мають на увазі їх радіолокаційну помітність, яка потребує зниження, оскільки від цього залежить живучість зразка ОВТ. Показником, за яким оцінюють помітність об'єкта, є його ефективна поверхня (площа) розсіювання (ЕПР).

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

Елементом рупорних антенних решіток є хвилеводи. Велику кількість наукових робіт присвячено хвилеводам із рупорним переходом. Проте визначення електродинамічних характеристик такого переходу передбачає складні розрахунки. Так, у роботах [8–11],

розглянуто підхід, що ґрунтується на моделі ступінчатого переходу рупора із застосуванням методу проєкційного зшивання полів. У [12] запропоновано метод узагальненої матриці розсіювання. У публікаціях [13–14] розглянуто метод поперечних перерізів, а в [15–16] – метод інваріантного занурення. Усі вони пов’язані з розв’язанням задач дифракції на неоднорідних поверхнях.

Аналіз диференціальних задач на поверхні рупорних антен ФАР доцільно проводити в ході розгляду різних причин розсіювання, що здебільшого зумовлено [17, 18]:

неузгодженням поляризацій первинного поля і поля антени;

розсіюванням у «зворотну» півсферу;

затіненням, що вноситься самою антеною;

розкритом антени внаслідок незбігу розподілу в розкритті полів хвиль, що падають зовні (у режимі приймання) і всередині (в режимі передавання);

відбиттям від приймача;

розсіюванням на гострих кромках антени та на зовнішніх елементах її конструкції.

Для рупорних антен можна визначити форму діаграми частини зворотного розсіювання [19, 20], що зумовлено незбігом у розкритті антени розподілень первинного поля (у режимі приймання) і поля в антені поблизу розкриття (що найчастіше збігається з розподіленням, збудженим у режимі передавання основної хвилі одномодового фідера). При цьому розподіл первинного поля в розкритті розкладається за системою особистих парціальних хвиль рупора. Основна із цих хвиль використовується у фідерному тракті (хвилеводі), їй відповідає поглинальна потужність, якщо хвилевод узгоджений із трактом. На решту хвиль (оскільки є й інші джерела зворотного розсіювання) також припадає частина потужності. Кожна з таких вищих хвиль відбивається всередині рупора та перевипромінюється, як і в разі збудження рупора відповідною гармонікою.

Якщо рупорна антена опромінюється в секторі головної пелюстки її діаграми спрямованості, а приймальний тракт повністю неузгоджений із антеною, то потужність, що проходить у тракт, буде повністю відбиватися.

Під час досліджень явищ розсіювання або перевипромінювання хвилі від ФАР її розглядають як групу опромінювачів, що є сукупністю блискучих точок. У такому разі задача знаходження інтегральної та диференціальної поверхонь розсіювання зводиться до розрахунку ЕПР групи її опромінювачів, на розкритті кожного з яких наводяться поверхневі струми і відбувається збудження амплітуд напруженості електромагнітного поля [5–7]. У попередніх дослідженнях недостатньо уваги приділялося вивченню усіх коефіцієнтів відбиття від ФАР та аналізу характеристик розсіювання антен для покращення їх математичної моделі.

Формулювання завдання дослідження. З урахуванням викладеного вище на сьогодні потребує уточнення:

вираз для розсіяного поля від розкриття без урахування внеску «паразитних» хвиль та з ним;

визначення коефіцієнтів відбиття для хвиль електричного й магнітного типу від розкриття рупора, за умови узгодження з хвильовим опором вільного простору;

врахування відбиття хвиль основного типу від місця стикування хвилеводу з рупором;

дослідження коефіцієнтів відбиття від позамежних перерізів рупорних опромінювачів, що входять до складу ФАР.

Виходячи з цього, **метою статті** є покращення математичної моделі дослідження перевипроміненої від рупорних опромінювачів ФАР електромагнітної енергії з урахуванням усіх коефіцієнтів відбиття, зокрема від їх позамежних перерізів. Необхідно дослідити один із випадків довільного падіння електромагнітної хвилі на антену, а саме нормальної поляризації електромагнітної хвилі до площини її падіння.

Виклад основного матеріалу

1. *Розрахунок коефіцієнтів відбиття від розкриву для хвиль магнітного та електричного типу.* Дослідження перевипроміненої від ФАР електромагнітної енергії необхідно починати з визначення поля, відбитого від одного випромінювача (рис. 1), що входить до складу такої решітки, наприклад, рис. 2 [14].

Розглянемо випадок, коли електромагнітна хвиля, що падає на антену, поляризована нормально до площини падіння, тобто площина поляризації хвилі та площина падіння взаємно перпендикулярні.

Такі дослідження поля, відбитого (розсіяного) розкритом \vec{E}_{pp} одного або n -го випромінювача антенної решітки, у разі падіння на неї хвилі довільної форми від заданих джерел, асимптотичними методами із застосуванням леми Лоренца було проведено в [5, 6].

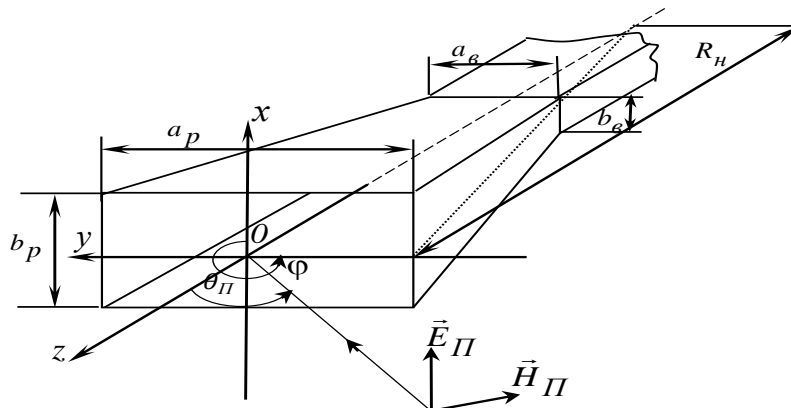


Рис. 1. Параметри хвилеводу для розрахунку розсіяного поля в разі падіння нормально поляризованої хвилі

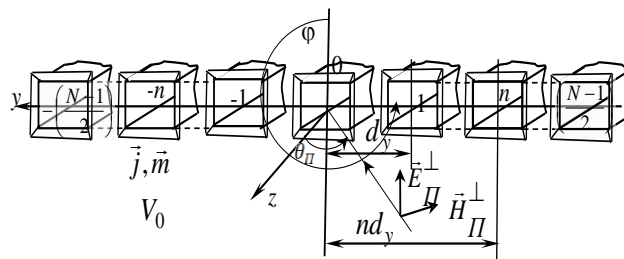


Рис. 2. Параметри лінійки рупорних опромінювачів для розрахунку розсіяного поля в разі падіння плоскої електромагнітної хвилі, нормально поляризованої до площини падіння

Математична модель розрахунку такого поля має такий вигляд:

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

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 – проєкції хвильового вектора на осях x, y, z ;

$E_{v\tau}$ – 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 хвилі, що падає перпендикулярно до площини її падіння (рис. 1), після підстановки у вираз (1) власних функцій [13] й інтегрування їх по осі x та у тангенціальна складова поля $\vec{E}_{pp\tau}^{\perp}$ дорівнюватиме

$$\vec{E}_{pp\tau}^{\perp} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{k_x b_p}{2}\right)}{\frac{k_x b_p}{2}} \sum_{n=1}^{\infty} A_{+n}^{\perp} \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 \frac{\sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{k_y a_p}{2}\right) - i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_y a_p}{2}\right)}{\left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 - (k_y)^2} + E_0 a_p \frac{\sin\left(\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_{II})\right)}{\frac{a_p}{2}(k_y - k \sin \theta_{II})} \right\} \times e^{-i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y, \quad (2)$$

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

E_0 – потужність випромінювання;

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

n – ціле число $0, 1 \dots n$;

θ_{II} – кут падіння плоскої електромагнітної хвилі.

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 опишемо як співвідношення тангенціальних складових електричного й 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 розкриття без урахування внеску «паразитних» хвиль із формули (2) для випадку, наприклад, $\theta = \theta_{II}$, $\varphi = \varphi_{II} = \frac{3\pi}{2}$ та з урахуванням сферичної системи координат

$$x = r \sin \theta \cos \varphi, \quad y = r \sin \theta \sin \varphi, \quad z = r \cos \varphi$$

запишемо в такому вигляді:

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

де

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

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

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

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

$$E_{rppx}^\perp \approx E_0 \frac{a_p b_p}{r \lambda} \cos \theta \frac{8}{\pi^2} (1 + \cos \theta) e^{-i(kr - \frac{\pi}{2})} \times \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} K_{pn} \left[D_n^\perp(\theta) (1 + \dot{\rho}_{-n}^H) + \sum_{p=3}^{\infty} \dot{K}_{snp} B_{np} e^{-i2y_p} \right] - \frac{\pi^2}{8(1 + \cos \theta)} \frac{\sin\left(2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta\right)}{2\pi \frac{a_p}{\lambda} \sin \theta} \right\}, \quad (9)$$

де

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

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

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

де p – ціле число $0, 1 \dots n$.

Для лінійної еквідистантної антенної решітки (рис. 2) з урахуванням відстані між випромінювачами та їх кількості вираз (2) для розсіяного поля \vec{E}_{PPT}^{\perp} решітки набуде такого вигляду:

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

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

У (13) також використано коефіцієнт відбиття, який, на відміну від відомих, дозволяє розрахувати поле не тільки для n -го рупорного випромінювача, але й для всієї лінійної або прямокутної еквідистантної антенної решітки. Цей вираз відрізняється від (6) врахуванням відстані до першого випромінювача d_y (рис. 2) та до n -го nd_y . Відмінність також полягає у використанні для (13) додаткових множників: $\exp(-ink_y d_y)$ та $\exp\left(ind_y(k \sin \theta_{II} - k_y)\right)$.

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 хвилі, яка падає на розкрив. У цьому разі можливі чотири варіанти, що наведено в табл. 1 [4].

Можливі варіанти співвідношення частоти хвилі, що падає, та її відбиття

№ з/п	Варіант співвідношення частоти хвилі, що падає на розкрит рупора	Можливий варіант її відбиття
1	Хвиля, що падає, має частоту, нижчу критичної для розкрит рупора	Вона повністю відбивається від розкрит рупора
2	Хвиля, що падає, має частоту, нижчу критичної для живильного хвилеводу	Усі хвилі, збуджені в розкриті, відбиватимуться від позамежних для них перерізів рупора
3	Хвиля, що падає, має частоту, що входить у робочий діапазон антени	Збуджена в розкриті основна хвиля H_{01} проходить у живильний хвилевід. Її відбиття залежить від його навантаження і місця з'єднання з рупором. Вищі типи хвиль, збуджені в розкриті, не проходять у хвилевід, а відіб'ються від позамежних для них перерізів, як у другому випадку
4	Хвиля, що падає, має частоту, вищу за робочий діапазон рупорної антени	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, відбиватимуться від позамежних для них перерізів у рупорі

Отже, у випадках 2–4 необхідно врахувати відбиття від позамежних перерізів рупора, чого в попередніх дослідженнях не було зроблено.

У [6] отримано розрахункові формули для коефіцієнтів відбиття в разі, якщо відоме навантаження для хвиль основного типу прямокутного хвилеводу, за умови, що хвилі вищих типів не проникають у хвилевід, що живить антену.

Щоб отримати формули для четвертого випадку, необхідно знати коефіцієнти відбиття для хвиль вищих типів від неоднорідностей прямокутного хвилеводу.

2. *Визначення коефіцієнтів відбиття від внутрішніх неоднорідностей рупорного опромінювача.* Під час розв'язку задачі визначення розсіяного поля від розкрит рупорного випромінювача необхідне визначення коефіцієнтів відбиття від внутрішніх неоднорідностей у рупорі, зумовлених місцем з'єднання (стикування) рупора із хвилеводом, а також зміною перерізу вздовж розповсюдження хвилі та, як результат, виникненням відбитої хвилі від позамежних перерізів для хвиль, збуджених у розкриті рупора. При цьому будемо вважати відомим навантаження антени для хвилі основного типу.

Усі перераховані величини, коефіцієнт відбиття від місця з'єднання рупора із хвилеводом і коефіцієнт відбиття від позамежних перерізів всередині рупора можуть бути визначені методом поперечних перерізів, згідно з яким рупор розглядається як відрізок

хвилеводу, розміри поперечного перерізу якого плавно змінюється вздовж поздовжньої осі. Цей метод справедливий для рупорів із довільною формою розкриву, він розроблений у роботі [15]. Суть його полягає в тому, що в будь-якому перерізі нерегулярного хвилеводу поле можна подати у вигляді суперпозиції полів обох напрямів, що є в допоміжному прямокутному регулярному хвилеводі того ж перерізу і з тим самим розподіленням.

Застосовують метод у разі повільної зміни поперечного перерізу вздовж поздовжньої осі, тобто за малих кутів розкриву рупора [16]. Розглянемо правомірність його використання.

Як відомо, найбільш поширеними в антенній техніці є так звані оптимальні рупори, для яких фазова помилка в розкриві визначається для секторальних рупорів за такими виразами:

$$\psi_{mH} = \frac{\pi a_p^2}{4\lambda R_H} \leq \frac{3\pi}{4} \quad \text{для } H \text{ рупора,} \quad (14)$$

$$\psi_{mE} = \frac{\pi b_p^2}{4\lambda R_E} \leq \frac{\pi}{2} \quad \text{для } E \text{ рупора,} \quad (15)$$

де a_p, b_p – розміри розкриву рупора;

R_E, R_H – радіуси розкриву рупора в площинах E та H відповідно;

λ – довжина хвилі.

У випадку пірамідальних рупорів фазова помилка повинна бути менше допустимої для E та H окремо.

Використовуючи результати роботи [7], коефіцієнт відбиття від місця з'єднання (стикування) рупора із хвилеводом $\dot{\rho}_{ст}$ подамо в такому вигляді:

$$\dot{\rho}_{ст} \cong i \left[tg\theta_E \frac{1}{2K_{z01}b_x} - tg\theta_H \frac{\pi^2}{2K_{z01}^3 a_x^2} \right], \quad (16)$$

де a_x, b_x – розміри прямокутного хвилеводу, що живить рупор;

θ_E, θ_H – кути розкриву рупора в E та H площинах;

$K_{z01} = K \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_x}\right)^2}$ – постійна поширення хвилі основного типу H_{10} .

3. *Розрахунок коефіцієнта відбиття від позамежних перерізів.* Для розрахунку коефіцієнта відбиття від позамежних перерізів та хвильового числа $K_{zmn}(z)$ позначимо розміри рупорного опромінювача, як показано на рис. 3.

$K_{zmn}(z)$ – постійна поширення хвиль у хвилеводі порівняння, що є прямокутним хвилеводом такого ж перерізу, що й довільний переріз рупора.

Згідно з рис. 3 коефіцієнти відбиття від позамежних перерізів для хвиль магнітного типу (3), (4) матимуть такий вигляд:

$$\dot{\rho}_{пп}^H = \exp(i\delta_H(z)), \quad (17)$$

де

$$\delta_H(z) = -2 \int_{z_p}^{\tilde{z}} K_{zmn}(z) dz - \frac{\pi}{2} + \delta_{0H}. \quad (18)$$

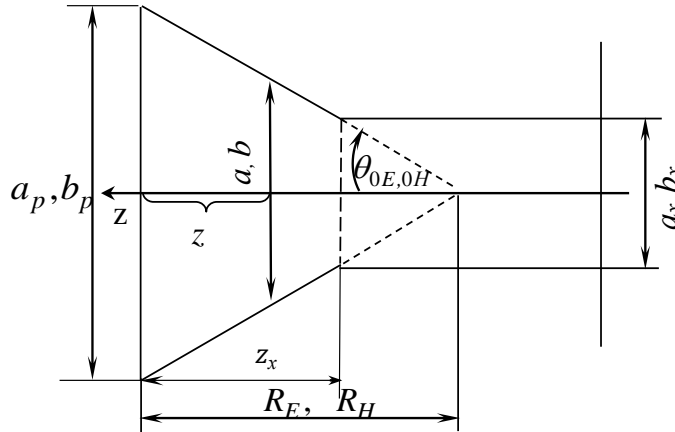


Рис. 3. Розміри рупорного опромінювача для розрахунку коефіцієнта відбиття та хвильового числа $K_{zmn}(z)$

Фізичний сенс першого доданка – це набіг фази хвилі під час проходження її від розкриття рупора з координатою $z = z_p$ до критичного перетину $z = \tilde{z}$ та назад, розрахований у наближенні геометричної оптики.

$\delta_{0H}(z)$ дає поправку до фази відбитої хвилі, пов'язаної з наявним хвилеводом.

Для хвиль електричного типу коефіцієнт відбиття від позамежного перетину $\rho_{\text{пп}}^E$ дорівнює

$$\rho_{\text{пп}}^E = \exp(i\delta_E(z)), \quad (19)$$

де

$$\delta_E(z) = -2 \int_{z_p}^{\tilde{z}} K_{zmn}(z) dz + \frac{\pi}{2} + \delta_{0E}. \quad (20)$$

Фізичний сенс виразу (20) такий самий, як і для (18).

Постійна поширення в рупорі (рис. 3) для хвиль типу H_{0n} набуде такого вигляду:

$$K_{z_n}^H(z) = K \sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{4(R_H - z) \text{tg} \theta_{0H}} \right)^2}, \quad (21)$$

де R_H – відстань від кромки рупора до його центра в площині H (рис. 3);

θ_{0H} – кут розкриття від кромки рупора до його центра в площині H (рис. 3).

Підставимо у вираз (17) значення $K_{z_n}^H(z)$ із (21). Розташувавши початок координат у центрі розкриття $|z_p = 0|$, врахуємо координату позамежного перерізу \tilde{z} у такому вигляді [6]:

$$\tilde{z} = R_H - \frac{n\lambda}{4} \text{ctg} \theta_{0H}. \quad (22)$$

Тоді після взяття інтегралу отримаємо

$$\varphi_{\rho_{\text{ПП}}}^H = \frac{-n\pi}{\text{tg}\theta_{0H}} \left(\sqrt{\left(\frac{4R_H \text{tg}\theta_{0H}}{n\lambda}\right)^2 - 1} - \arccos \frac{n\lambda}{4R_H \text{tg}\theta_{0H}} \right) - \frac{\pi}{2}. \quad (23)$$

Коефіцієнти відбиття хвиль основного типу від місця стикування хвилеводу з рупором за формулою (16) на розкритті дорівнюватимуть

$$\rho_{\text{ст}}(0) = i \left(\frac{\text{tg}\theta_{0H} \pi^2}{2a_x^3 K_{z01}^3(z_x)} - \frac{\text{tg}\theta_{0H}}{2b_x K_{z01}} \right) \times \\ \times \exp \left\{ i\pi \text{ctg}\theta_{0H} \left(\sqrt{\left(\frac{2a_x}{\lambda}\right)^2 - 1} - \sqrt{\left(\frac{2a_p}{\lambda}\right)^2 - 1} - \arccos \left(\frac{\lambda}{2a_x}\right) + \arccos \left(\frac{\lambda}{2a_p}\right) \right) \right\}, \quad (24)$$

де a_x, a_p – розміри хвилеводу й розкриття рупора в площині H відповідно;

z_x – відстань від розкриття до місця стикування хвилеводу з рупором;

θ_{0H} – кут розкриття рупора в площині H .

Отже, усі величини математичної моделі для розрахунку розсіяного поля (9)–(12) знайдено. Коефіцієнт відбиття хвилі основного типу H_{01} на розкритті в разі довільного навантаження буде дорівнювати

$$\rho_{-01}(0) = \left(\rho_{\text{ст}}(z_x) + \rho_{01}(z_x) \frac{(1 - \rho_{\text{ст}})^2}{1 - \rho_{01}\rho_{\text{ст}}} \right) \times \\ \times \exp \left\{ i\pi \text{ctg}\theta_{0H} \left(\sqrt{\left(\frac{2a_x}{\lambda}\right)^2 - 1} - \sqrt{\left(\frac{2a_p}{\lambda}\right)^2 - 1} - \arccos \left(\frac{\lambda}{2a_x}\right) + \arccos \left(\frac{\lambda}{2a_p}\right) \right) \right\}, \quad (25)$$

де $\rho_{\text{ст}}$ знаходимо з виразу (24);

ρ_{01} – коефіцієнт відбиття від навантаження в місці стикування хвилеводу з рупором (він вважається заданим).

Отримані вирази дозволяють розрахувати ЕПР і для відкритого кінця хвилеводу, при цьому поза межних перетинів не буде.

Аналогічно двом наведеним прикладам знаходження ЕПР рупора лінійної поляризації можна розрахувати ЕПР рупорного опромінювача колової поляризації. Різними будуть лише коефіцієнти відбиття від внутрішніх неоднорідностей.

Для перевірки виведених математичних виразів для розрахунку ЕПР рупора в складі ФАР необхідно дослідити внесок відбитого сигналу від апертури антени в її сумарну (інтегральну) ЕПР. Із цією метою було проведено натурний експеримент. Вимірювання ЕПР антени проводилися за умов підключення до узгодженого навантаження, за закороченого виходу й розімкненого фідера.

Результати експерименту для рупора, що має розміри $(4,6a \times 3b)\lambda$ (м²), наведено в табл. 2.

Дослідження проводилося для частот $f = 10\text{--}15$ ГГц за нормальної поляризації електромагнітної хвилі, що падає на рупор, до площини її падіння.

Таблиця 2

Виміряні значення інтегральної ЕПР

Розміри рупора ($4,6a \times 3b$) λ (м ²)	Виміряні значення ЕПР (м ²)		
	за розімкненого фідера	за узгодженого навантаження	за закороченого виходу
$\lambda = 0,02$	0,289	0,304	0,315
$\lambda = 0,03$	0,403	0,423	0,436

Відносно невеликі зміни ЕПР антени (табл. 2) за розімкненого фідера й узгодженого навантаження свідчать про значний внесок відбитого сигналу від апертури антени в її сумарну (інтегральну) ЕПР, що підтверджується дослідженнями інших вчених [18–24], а саме проведених із використанням пакетів сучасних програм Ref_ZZ та FEKO.

Із виразів (14), (15) можна зробити висновок, що для оптимальних рупорних опромінювачів метод поперечних перерізів можна застосовувати, якщо розміри їх розкриву більше 2λ . При цьому для вибору кута розкриву слід враховувати відбиття від місця з'єднання рупора із хвилеводом, яке призводить до того, що радіус розкриву береться більшим, ніж оптимальний.

Залежності кутів розкриву рупора від розмірів розкриву, розраховані за формулами (14)–(15), наведено в табл. 3–4.

Таблиця 3

Співвідношення розмірів розкриву і кутів розкриву для оптимальних H рупорів

a_p/λ	1	2	3	4	5
θ_H^0	56,3	36,8	25,56	20,55	16,7

Таблиця 4

Співвідношення розмірів розкриву і кутів розкриву для оптимальних E рупорів

b_p/λ	1	2	3	4	5
θ_E^0	45	26,56	18,43	14,05	11,3

З отриманих результатів видно, що метод поперечних перерізів можна застосовувати для розрахунку опромінювачів, використовуючи вказані умови.

Обмежень застосування теорії малих кутів розкриву можна уникнути, якщо користуватися запропонованими співвідношеннями розмірів і кутів розкриву для оптимальних E та H рупорів, що продемонстровано на рис. 4.

Як бачимо, для заданих розмірів розкриву $a_p \times b_p = (4,59 \times 3,0)\lambda$ оптимальний кут розкриву рупора повинен становити $\theta_H = 19^\circ$.

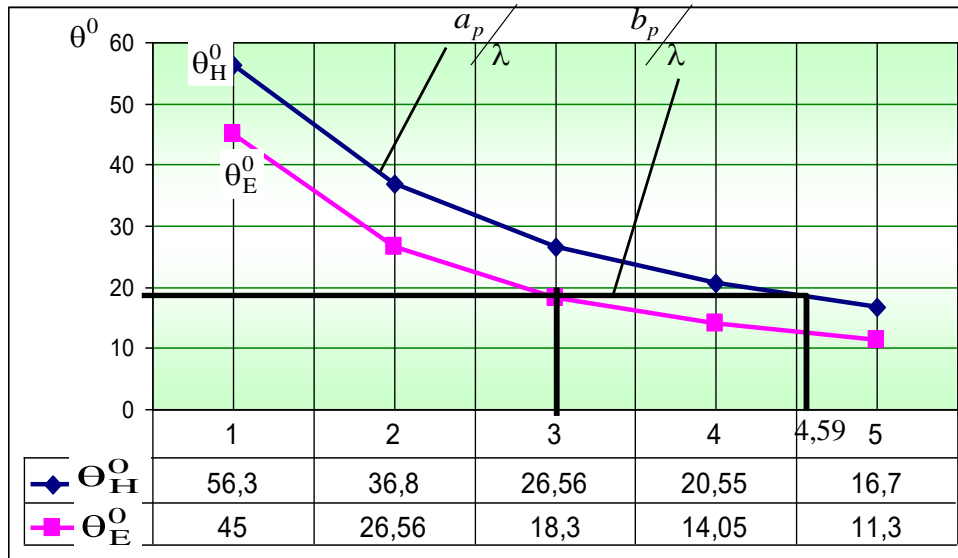


Рис. 4. Співвідношення розмірів і кутів розкриття для оптимальних E та H рупорів

Було поставлено натурний експеримент щодо вимірювання ЕПР для кутів $\theta_H = 18^\circ$, $\theta_H = 19^\circ$, $\theta_H = 20^\circ$. Результати вимірювань наведено на рис. 5.

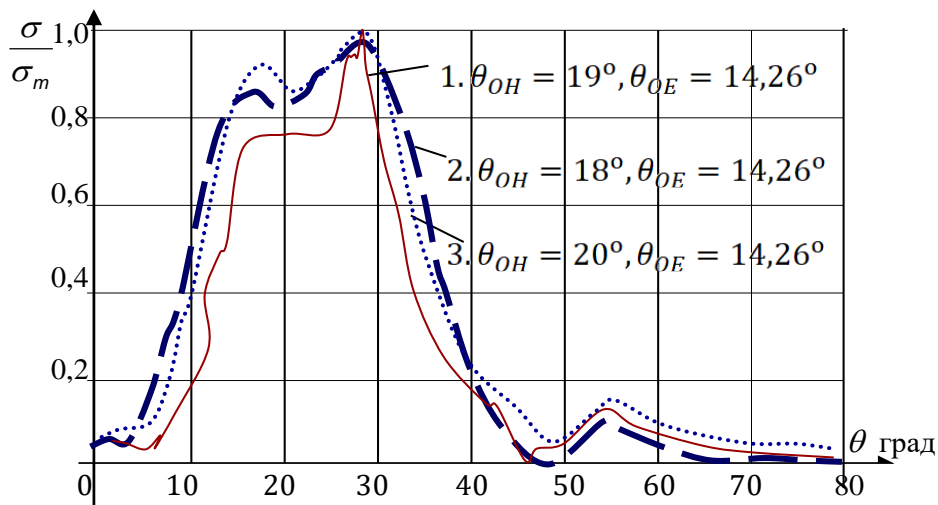


Рис. 5. Діаграма ЕПР рупорних опромінювачів розміром $a_p \times b_p = (4,59 \times 3,0)\lambda$ за різних кутів розкриття в площині H

Із діаграм (рис. 5) випливає, що в разі незначного відхилення від оптимального кута $\theta_H = 19^\circ$ ЕПР зростає, тобто за кутів $\theta_H = 18^\circ$ та $\theta_H = 20^\circ$ – вона збільшується.

Висновки. У статті наведено розрахункові формули дослідження поля, відбитого розкритвом одного або n -го випромінювача антенної решітки, у разі падіння на неї нормально поляризованої хвилі, асимптотичними методами із застосуванням леми Лоренца.

Визначено коефіцієнти відбиття для хвиль електричного й магнітного типу від розкритву за умови узгодження з хвильовим опором вільного простору.

Виведено формулу для розсіяного поля від розкриву без урахування внеску паразитних хвиль для випадку $\theta = \theta_{\Pi}$, $\varphi = \varphi_{\Pi} = \frac{3\pi}{2}$ та з його урахуванням.

Із отриманих математичних моделей 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 на розкрив хвилі.

Із розглянутих виразів (14)–(15) можна зробити висновок, що для оптимальних рупорних опромінювачів метод поперечних перерізів можна застосовувати, якщо розміри їх розкриву більше 2λ . При цьому під час вибору кута розкриву слід враховувати відбиття від місця з'єднання рупора із хвилеводом, яке призводить до того, що радіус розкриву береться більшим, ніж оптимальний, тобто за малих розмірів розкриву рупора кути розкриву повинні бути також малими. Отже, отримано формули саме для випадку нормальної поляризації падаючої електромагнітної хвилі до площини її падіння (рис. 1–2), а також враховано коефіцієнти відбиття для хвиль вищих типів від неоднорідностей прямокутного хвилеводу та поперечних його перерізів. Крім того, вдалося покращити математичну модель дослідження перевипроміненої від ФАР електромагнітної енергії з визначенням усіх коефіцієнтів відбиття від рупорних опромінювачів та врахуванням коефіцієнтів відбиття від їх поза межних перерізів для випадку нормальної поляризації падаючої електромагнітної хвилі до площини її падіння.

Урахування усіх коефіцієнтів відбиття під час проектування дозволить зменшити коефіцієнт стоячої хвилі за напругою та рівень бічних пелюсток. Це сприятиме покращенню розвідзахисності зразків ОВТ, до складу яких входить рупор як окрема антена або в складі ФАР.

Випадок збігу поляризації електромагнітної хвилі, що падає на антену, із площиною її падіння в статті не було розглянуто, тому метою подальших досліджень є вдосконалення математичного апарату розрахунку електромагнітного поля, перевипроміненого ФАР, для цих умов. Саме суперпозиція обох варіантів і дозволить отримати розв'язок для довільного падіння такої хвилі.

СПИСОК БІБЛІОГРАФІЧНИХ ПОСИЛАНЬ

1. Сидорчук О. Л., Залевський В. Й., Ковальчук В. В. Математична модель дослідження коефіцієнтів відбиття від рупорних випромінювачів фазованих антенних решіток // Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем : зб. наук. праць. Житомир : ЖВІ, 2024. Вип. 25 (I). С. 76–89. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2023.25.07>
2. Bahr R., Fang Y., Su W. et al. Novel Uniquely 3D Printed Intricate Voronoi and Fractal 3D Antennas // In Proceedings of the 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. 2017. P. 1583–1586. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2017.8058934>
3. Розв'язування рівняння методом сідлової точки для електромагнітного поля, розсіяного рупорним випромінювачем / О. Л. Сидорчук, С. О. Соколенко, В. В. Ковальчук, Л. М. Маришук // Вісник НТУУ «КПІ». Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2023. № 91. С. 28–36. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2023.91.28-36>

4. Singh M., Singh S. Design and Performance Investigation of Miniaturized Multi-Wideband Patch Antenna for Multiple Terahertz Applications // *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications*. February 2021. № 44 (12):100900. <https://doi.org/10.1016/j.photonics.2021.100900>
5. Saeed N. H., Farhan M. J., Al-Sherbaz A. Design and Analysis of Microstrip Antenna for 5G Applications // *Journal Eng. Sustain. Dev.* 2024. Vol. 28. P. 163–174. <https://doi.org/10.31272/jeasd.28.2.10.2024>
6. Suliman Munawar H. Applications of Leaky-Wave Antennas: A Review // *Int. J. Wirel. Microwave Technol.* 2020. Vol. 10. P. 56–62. <https://doi.org/10.5815/ijwmt.2020.03.05>
7. Xu F., Wu K., Zhang X. Periodic Leaky-Wave Antenna for Millimeter Wave Applications Based on Substrate Integrated Waveguide // *IEEE T. Antenn. Propag.* 2010. Vol. 58. P. 340–347. <https://doi.org/10.1109/TAP.2009.2026593>
8. Yang S. T., Ling H. RCS of a Microstrip Leakywave Antenna // *IEEE Antennas Wirel. Pr.* 2013. Vol. 12. P. 35–38. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2012.2236677>
9. An Seamless Stitching Method for Large Field Equivalent Center Projection Image Based on Rotating Camera / Chunmei Li, Jiuyun Sun, Xinnai Zhang, Lianpeng Zhang // *Scientific Reports*. November 2024. Vol. 14 (1). <https://doi.org/10.1038/s41598-024-80295-4>
10. Multiple Beam Ptychography for Large Eld-of-View, High Throughput, Quantitative Phase Contrast Imaging / C. Bevis et al. // *Ultramicroscopy*. 2018. Vol. 184. P. 164–171. <https://doi.org/10.1016/j.ultramic.2017.08.018>
11. Ree-Dimensional (3D) Reconstructions of the Coastal Cli Face in Normandy (France) Based on Oblique Pleiades Imagery: Assessment of Ames Stereo Pipeline and MicMac Processing Chains / P. Letortu et al. // *Int. Journal Remote Sens.* 2021. Vol. 42. P. 4562–4582. <https://doi.org/10.1080/01431161.2021.1892857>
12. Qin R. J. A Critical Analysis of Satellite Stereo Pairs for Digital Surface Model Generation and a Matching Quality Prediction Model // *ISPRS J. Photogrammetry and Remote Sensing*. 2019. Vol. 154. P. 139–150. <https://doi.org/10.1016/j.isprsjprs.2019.06.005>
13. Bulashenko A. V., Piltyay S. I. Equivalent Microwave Circuit Technique for Waveguide Iris Polarizers Development // *Visnyk NTUU KPI. Serii – Radiotekhnika. Radioaparatabuduvannia*. 2020. Iss. 83. P. 17–28. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.83.17-28>
14. Сидорчук О. Л. Аналіз методів і способів зменшення ефективною поверхні розсіювання антенних систем // *Вісник ЖДТУ. Технічні науки. Житомир*, 2012. № 2 (61). С. 94–106.
15. 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>
16. 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>
17. Сидорчук О. Л. Метод 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.

18. Сидорчук О. Л. Метод проектування радіолокаційних станцій наземної розвідки з антенною системою колової поляризації // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки і оборони. Київ : НУОУ, 2018. Вип. 3 (33) С. 25–35.

19. Reconstructing Stem Cross Section Shapes From Terrestrial Laser Scanning / Wang D., Kankare V., Puttonen E. et al. // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2017. № 14 (2). P. 272–276. <https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2638738>

20. Stem Biomass Estimation Based on Stem Reconstruction from Terrestrial Laser Scanning Point Clouds / Yu X., Liang X., Hyypä J. et al. // Remote Sensing Letters. 2013 Vol. 4 (4). P. 344–353. <https://doi.org/10.1080/2150704X.2012.734931>

21. Medvedik M. Y., Smirnov Y. G., Tsupak A. A. Inverse Vector Problem of Diffraction by Inhomogeneous Body with A Piecewise Smooth Permittivity // Journal of Inverse III-Posed Problems. 2023. Vol. 32, Iss. 3, P. 453–465. <https://doi.org/10.1515/jiip-2022-0060>

22. Smirnov Y. G., Tsupak A. A. Direct and Inverse Scalar Scattering Problems for the Helmholtz Equation in R^m // Journal of Inverse III-Posed Problems. 2022. Vol. 30, Iss. 1. P. 101–116. <https://doi.org/10.1515/jiip-2020-0060>

23. Methodology Improvement of the Electromagnetic Field Amplitude Study Related to the Antenna System Risk Radio-Solid Station of Land-Development "Credo-M1" / O. Sidorchuk, O. Tofanchuk, O. Krytenko, Yu. Kalenchuk // Scientific Works of Kharkiv National Air Force University. 2017. № 5 (54). С. 102–109.

24. Сидорчук О. Л. Дослідження амплітуд електромагнітного поля, збудженого лінійною решіткою рупорних опромінювачів // Вісник Нац. техніч. ун-у України «КПІ». Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. Київ, 2016. № 67 С. 05–11. <https://doi.org/10.20535/radap.2016.67.5-11>

Стаття надійшла до редакції 17.03.2026.

Прийнято до друку 12.04.2026.

Дата публікації 30.06.2026.

REFERENCES

1. Sydorhuk, O. L., Zalevskiy, V. Y., & Kovalchuk, V. V. (2024). Matematychna model doslidzhennia koefitsientiv vidbyttia vid rupornykh vyprominiuvachiv fazovanykh antenykh reshitok [Simulation of Reflection from Horn Emitters of Phased Antenna Arrays to Determine the Coefficients]. *Problemy stvorennia, vyprovuvannia, zastosuvannia ta ekspluatatsii skladnykh informatsiinykh system: zb. nauk. prats [Problems of Construction, Testing, Application and Operation of Complex Information Systems. Scientific Journal of Korolov Zhytomyr Military Institute]*, 25 (I), 76–89. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2023.25.07> Zhytomyr: KZhMI [in Ukrainian].
2. Bahr, R., Fang, Y., Su, W., et al. (2017). Novel Uniquely 3D Printed Intricate Voronoi and Fractal 3D Antennas . In *Proceedings of the 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, (pp. 1583–1586). <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2017.8058934>

3. Sydoruk, O. L., Sobolenko, S. O., Kovalchuk, V. V., & Maryshchuk, L. M. (2023). Rozv'iazuvannia rivniannia metodom sidlovoi tochky dlia elektromahnitnoho polia, rozsiianoho rupornym vprominiuvachem [Solving the Equation Using the Saddle Point Method for the Electromagnetic Field Scattered by a Horn Emitter]. *Visnyk NTUU «KPI». Serii – Radiotekhnika. Radioaparaturbuduvannia [Bulletin of NTUU "KPI". The series – Radio Equipment. Radio Equipment Manufacturing]*, 91, 28–36. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2023.91.28-36> [in Ukrainian].
4. Singh, M., & Singh, S. (2021). Design and Performance Investigation of Miniaturized Multi-Wideband Patch Antenna for Multiple Terahertz Applications. *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications*, 44 (12):100900. <https://doi.org/10.1016/j.photonics.2021.100900>
5. Saeed, N. H., Farhan, M. J., & Al-Sherbaz, A. (2024). Design and Analysis of Microstrip Antenna for 5G Applications. *Journal Eng. Sustain. Dev.*, 28, 163–174. <https://doi.org/10.31272/jeasd.28.2.10.2024>
6. Suliman Munawar, H. (2020). Applications of Leaky-Wave Antennas: A Review. *Int. Journal Wirel. Microwave Technol.*, 10, 56–62. <https://doi.org/10.5815/ijwmt.2020.03.05>
7. Xu, F., Wu, K., & Zhang, X. (2010). Periodic Leaky-Wave Antenna for Millimeter Wave Applications Based on Substrate Integrated Waveguide. *IEEE T. Antenn. Propag.*, 58, 340–347. <https://doi.org/10.1109/TAP.2009.2026593>
8. Yang, S. T., & Ling, H. (2013). RCS of a Microstrip Leakywave Antenna. *IEEE Antennas Wirel. Pr.*, 12, 35–38. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2012.2236677>
9. Chunmei Li, Jiuyun Sun, Xinnai Zhang, Lianpeng Zhang. (2024). An Seamless Stitching Method for Large Field Equivalent Center Projection Image Based on Rotating Camera. *Scientific Reports*, 14 (1). <https://doi.org/10.1038/s41598-024-80295-4>
10. Bevis, C. et al. (2018). Multiple Beam Ptychography for Large Eld-of-View, High Throughput, Quantitative Phase Contrast Imaging. *Ultramicroscopy*, 184, 64–171. <https://doi.org/10.1016/j.ultramic.2017.08.018>
11. Letortu, P. et al. (2021). Ree-Dimensional (3D) Reconstructions of the Coastal Cli Face in Normandy (France) Based on Oblique Pleiades Imagery: Assessment of Ames Stereo Pipeline and MicMac Processing Chains. *Int. J. Remote Sens.*, 42, 4562–4582. <https://doi.org/10.1080/01431161.2021.1892857>
12. Qin ,R. J. (2019). A Critical Analysis of Satellite Stereo Pairs for Digital Surface Model Generation and a Matching Quality Prediction Model. *ISPRS J. Photogrammetry and Remote Sensing*, 154, 139–150. <https://doi.org/10.1016/j.isprsjprs.2019.06.005>
13. Bulashenko, A. V., & Piltyay, S. I. (2020). Equivalent Microwave Circuit Technique for Waveguide Iris Polarizers Development. *Visnyk NTUU KPI. Serii – Radiotekhnika. Radioaparaturbuduvannia [Bulletin of NTUU "KPI". The series – Radio Equipment. Radio Equipment Manufacturing]*, 83, 17–28. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.83.17-28>
14. 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].

15. Sydoruk, O. L., & Zalevskiy, V. Y. (2022). Doslidzhennia dyfraktsii elektromahnitnoi khvyli na kromkakh piramidalnoi rupornoï anteny yak odniiei 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». Serii – Radiotekhnika. Radioaparaturubuduvannia [Bulletin of NTUU "KPI". The series – Radio Equipment. Radio Equipment Manufacturing]*, 89, 11–20. <https://doi.org/10.20535/RADAP.2022.89.11-20>
16. 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]*, 22, 14–29. Zhytomyr: KZhMI. <https://doi.org/10.46972/2076-1546.2022.22.02> [in Ukrainian].
17. Sydoruk, O. L. (2018). Metod pokrashchennia poliaryzatsiinykh kharakterystyk antenykh system perenosnykh stantsii nazemnoi rozvidky [A Method for Improving the Polarization Characteristics of Antenna Systems for Portable Ground Reconnaissance Stations]. *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]*, 15, 78–93. Zhytomyr: KZhMI [in Ukrainian].
18. Sydoruk, O. L. (2018). Metod proiektuvannia radiolokatsiinykh stantsii nazemnoi rozvidky z antennoiu systemoiu kolovoi poliaryzatsii [Method of Designing Ground Reconnaissance Radar Stations with a Circular Polarization Antenna System]. *Suchasni informatsiini tekhnologii u sferi bezpeky i oborony [Modern Information Technologies in the Field of Security and Defense]*, 3 (33), 25–35. Kyiv [in Ukrainian].
19. Wang, D., Kankare, V., & Puttonen, E. et al. (2017). Reconstructing Stem Cross Section Shapes from Terrestrial Laser Scanning. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 14 (2), 272–276. <https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2638738>
20. Yu, X., Liang, X., & Hyyppä, J. et al. (2013). Stem Biomass Estimation Based on Stem Reconstruction from Terrestrial Laser Scanning Point Clouds. *Remote Sensing Letters*, 4 (4), 344–353. <https://doi.org/10.1080/2150704X.2012.734931>
21. Medvedik, M. Y., Smirnov, Y. G., & Tsupak, A. A. (2023). Inverse Vector Problem of Diffraction by Inhomogeneous Body with A Piecewise Smooth Permittivity. *Journal of Inverse III-Posed Problems*, 32, 3, 453–465. <https://doi.org/10.1515/jiip-2022-0060>
22. Smirnov, Y. G., & Tsupak, A. A. (2022). Direct and Inverse Scalar Scattering Problems for the Helmholtz Equation in R^m . *Journal of Inverse III-Posed Problems*, 30, 1, 101–116. <https://doi.org/10.1515/jiip-2020-0060>
23. Sidoruk, O., Tofanchuk, O., Krytenko, O., & Kalenchuk, Yu. (2017). 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*, 5 (54), 102–109.

24. Sydoruk, O. L. (2016). Doslidzhennia amplitud polia, zbudzhenoho liniinoiu reshitkoiu rupornykh oprominiuvachiv [The Study of the Amplitudes of the Fields Excited Linear Grating Horn Irradiators]. *Visnyk NTUU «KPI». Seriiia «Radiotekhnika. Radioaparaturubuduvannia» [Bulletin of NTUU "KPI". The series "Radio equipment. Radio Equipment Manufacturing"]*, 67, 5–11. <https://doi.org/10.20535/radap.2016.67.5-11> [in Ukrainian].

O. L. Sydoruk, V. Y. Zalevskiy, V. H. Tsyporenko

CALCULATION OF ELECTROMAGNETIC WAVE REFLECTION COEFFICIENTS FROM EXTERNAL CROSS-SECTIONS OF HORN RADIATORS OF PHASED ANTENNA ARRAYS

The article is devoted to the problem of studying the reflection coefficients from horn irradiators, which are part of phased antenna arrays in order to reduce their radar visibility.

The study of the electromagnetic energy reradiated from the irradiators of phased antenna arrays was carried out with the determination of all reflection coefficients from horn irradiators and taking into account the reflection coefficients from their extra-boundary sections.

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

To eliminate these shortcomings, the article analyzes the characteristics of the backscattering diagrams of horn radiators included in phased array antennas, taking into account the reflection coefficients from their extra-boundary sections. The authors propose an improved mathematical apparatus for calculating the electromagnetic field reradiated by an antenna array consisting of pyramidal horn radiators for the case of normal polarization of the electromagnetic wave to the plane of its incidence.

The novelty is the consideration of reflection coefficients from the extra-boundary cross-sections of horn irradiators, which are part of phased antenna arrays.

During the study, the causes and patterns of such a phenomenon as the reflection of electromagnetic waves from the internal inhomogeneities of horn antennas, the places of docking of the waveguide with the horn, and the consideration of reflection coefficients from their extra-boundary cross-sections, in order to reduce it, were clarified.

This will reduce the standing wave voltage coefficient and the level of side lobes. Consequently, the sounding radar station will receive a reduced level of the reflected signal, which will improve the reconnaissance protection of weapons models that include a horn as a separate antenna or as part of equidistant linear phased antenna arrays.

Keywords: *pyramidal horn radiator; reflection coefficient; phased array antenna; extra-boundary cross section; effective scattering surface (area).*