

УДК 621.391.17

# Дослідження дифракції електромагнітної хвилі на кромках пірамідальної рупорної антени як однієї з причин розсіювання

Сидорчук О. Л., Залевський В. Й.

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

E-mail: [sidorchuk\\_o@ukr.net](mailto:sidorchuk_o@ukr.net)

Розв'язок сучасних практичних радіотехнічних задач передбачає дослідження дифракції плоскої електромагнітної хвилі на військових об'єктах складної форми. Зазвичай до складу таких об'єктів входять антенні системи. У разі падіння на них електромагнітної хвилі, первинні хвилі можуть відбиватися (розсіюватися), заломлюватися, частина енергії здатна поглинатися. Отже, змінюється структура хвилі. Задачі такого типу є достатньо складними, і навіть сучасні методи розрахунку, що базуються на нових комп'ютерних технологіях у поєднанні з актуальними числовими методами, не дають достатньої ефективності під час розрахунку. У статті проведено аналіз причин розсіювання на прикладі апертурних рупорних антен. Одна з таких причин зумовлена впливом гострих кромки (країв) рупорного опромінювача. З'ясовано, що розібратися у впливі окремих кромки може бути дуже складно, оскільки вираз, який описує її форму, може залежати від декількох координат. Отримувати нові суворі аналітичні рішення також дуже складно, особливо для тривимірних тіл. Числові рішення не мають аналітичних виразів, тому відсутня можливість виділення компонентів формул, що описують вплив окремих параметрів або частин розсіювача. У зв'язку з цим великого значення набуває розвиток нових евристичних методів, що ґрунтуються на знанні фізичних закономірностей явища дифракції. Виведено формули для розрахунку електричної (магнітної) складової електромагнітного поля, розсіяного від кромки рупорного опромінювача з прямокутною формою розкриву, за двох основних випадків падіння плоскої електромагнітної хвилі. Оскільки антени є суттєвим джерелом вторинного випромінювання і додатково впливають на розсіювання військових об'єктів, розглянуто ефективну поверхню розсіювання рупорного опромінювача з урахуванням кромки. Для перевірки отриманих виразів проведено експеримент для вимірювання однопозиційної ефективної поверхні розсіювання, коли кут падіння хвилі збігається з кутом спостереження для двох випадків падіння плоскої хвилі на розкриття рупора. Вимірювання виконувалося за підключення антени до узгодженого навантаження, закороченого виходу й розімкненого фідера за умови вертикальної поляризації електромагнітної хвилі. Теоретичні й експериментальні результати задовільно збігаються не тільки якісно, але й кількісно. Отримані результати дозволяють розробляти рекомендації з прискорення й уточнення числових розрахунків під час розв'язку різних практичних задач щодо зниження втрат в антені за рахунок зменшення коефіцієнта відбиття. З метою проектування нових антен для усунення крайового розсіювання доцільно застосовувати методи подавлення відбиття від країв. Рекомендується використовувати резистивні конусні навантаження, покриття кромки поглинальними матеріалами або її гофрування для рупорних або інших розкриттів антен.

*Ключові слова:* дифракція плоскої електромагнітної хвилі; розсіювання на кромках; пірамідальний рупорний опромінювач; ефективна поверхня розсіювання

DOI: [10.20535/RADAP.2022.89.11-20](https://doi.org/10.20535/RADAP.2022.89.11-20)

## Вступ

Дослідження дифракції плоскої електромагнітної хвилі на військових об'єктах складної форми передбачає вирішення сучасних практичних завдань. До найбільш актуальних належать радіолокація військових об'єктів, до складу яких входять антенні системи. На розкриттях антен падіння первинної хвилі викликає розсіювання, заломлення, по-

глинання тощо. Отже, змінюється структура хвилі. Задачі такого типу є достатньо складними, і навіть сучасні методи розрахунку, що базуються на нових комп'ютерних технологіях у поєднанні з актуальними числовими методами, не дають достатньої ефективності під час розрахунку [1, 2]. Складність ще полягає в тому, що антени є домінуючим джерелом вторинного випромінювання та значно впливають на ефективну поверхню розсіювання (ЕПР) самих

об'єктів [1]. Тому для зменшення їх ЕПР необхідно з'ясувати причини такого розсіювання.

Розсіювання електромагнітної хвилі елементами конструкції антен у загальному випадку аналізувати складно. Найбільш проблемним є дослідження розсіювання апертурних (рупорних, дзеркальних) антен, а також фазованих антенних решіток [1].

Наприклад, рупорна антена, крім розкриву, який може бути аналогом чорній пластині, має додаткові металоконструкції. Це можуть бути бокові стінки, на яких падаючою хвилею будуть наводитися струми, що створюють нібито антену біжучої хвилі. Оскільки ці струми спрямовані протилежно збудженим у режимі передачі на внутрішній поверхні стінок, то і напрям розсіювання буде зворотнім відносно випромінювання в цьому режимі. Таким чином, здійснюється вплив на тіньове розсіювання. Струми, що відповідають за тіньове розсіювання, вочевидь, можуть створювати деякий рівень розсіювання й у зворотній півсфері [3–6].

Відомо, що для рупорних антен можна визначити форму діаграми зворотного розсіювання [4, 5]. Вона зумовлена неспівпадінням у розкритті антени розподілень первинного поля (у режимі приймання) і поля в антені поблизу розкриття. При цьому розподілення первинного поля в розкритті розкладається за системою особистих парціальних хвиль рупора. Основна з цих хвиль використовується у фідерному тракті (хвилеводі). Їй відповідає поглинальна потужність, якщо хвилевод узгоджений із трактом. На частину інших хвиль приходиться набагато менша потужність, оскільки є й інші джерела зворотного розсіювання. Кожна з неосновних хвиль відбивається всередині рупора і перевипромінюється аналогічно збудженню рупора відповідною гармонікою. Їх діаграми розсіювання будуть багатопелюстковими. У разі зміни ракурсу опромінювання рупора амплітуди їх гармонік і, відповідно, розсіяними потужність змінюється (але парціальні діаграми є незмінними). Таке розсіювання прийнято називати модовим [3–5].

У випадку дзеркальних антен з рупорним опромінювачем аналогічні міркування можна застосувати для оцінювання розсіювання від опромінювача [3–5]. Крім того, необхідно розглядати і розсіювання від поверхні дзеркала за рахунок наведених на ньому струмів. Частина поля, що випромінюється такими струмами, збирається у фокальній плямі й за відсутності опромінювача розсіюється у вигляді досить широкого пучка. Інша частина розповсюджується безпосередньо. При цьому кривизна поверхні дзеркала спровокує в перевипроміненому полі і кросполяризаційну компоненту [5].

Отже, доцільно аналізувати характеристики діаграм розсіювання антен, розглядаючи окремо різні причини розсіювання. Стосовно апертурних антен це відповідає розсіюванню, зумовленому здебільшого

затінненням, що вноситься самою антеною;

зворотним розсіюванням (тобто розсіюванням у зворотну півсферу, а не точно у зворотному напрямку);

розкритті антени внаслідок розбіжності розподілу в розкритті полів хвиль, що падають зовні (у режимі прийому) і всередині (у режимі передачі);

відбиттям від приймача;

неузгодженням поляризації первинного поля і поля антени;

відбиттям, розсіюванням на гострих кромках антени і на зовнішніх елементах її конструкції.

Зупинимось на розсіюванні на гострих кромках антени як одній з причин розсіювання.

## 1 Аналіз останніх досліджень

Дослідженням розсіювальних властивостей антен, зокрема на їх кромках, займалися багато вчених. Так, у [7, 8] зазначено, що крайове розсіювання має значний внесок в ЕПР антени і вкрай важливим є завдання його подавлення.

Відомо, що поблизу гострих кромків металевої поверхні антени, крім струмів, що враховуються у наближенні Кіргофа та є паралельними кромці, наводяться так звані нерівномірні струми [3], або струми, що затікають на розкритті рупора [4–6]. За деяких кутів падіння вони можуть здійснювати значний вплив на розсіяне антеною поле.

Розібратися у впливі деяких кромків може бути дуже складно, оскільки вираз, що описує їх форму, залежить відразу від декількох координат.

Отримувати нові суворі аналітичні рішення теж дуже складно, особливо якщо йдеться про тривимірні тіла. Числові рішення не мають аналітичних виразів, тому немає можливості виділення компонентів формул, що описують вплив окремих параметрів або частин розсіювача. У зв'язку з цим вагомим значення набуває розвиток нових евристичних методів, що ґрунтуються на знанні фізичних закономірностей явища дифракції.

У [9] наведено електродинамічне обґрунтування математичної моделі випромінювання кромки рупорної мікрохвильової антени. Показано умови, виконання яких забезпечує суворий розв'язок задачі оцінювання впливу крайових ефектів на випромінювання такої антени. Наведено формули, що дозволяють розрахувати нерівномірну складову електричного поля, яка формується елементарною ділянкою кромки випромінювальної поверхні антени в точці спостереження. Подання кромки поверхні антени у вигляді складного випромінювача дозволяє уявити його в точці спостереження як суперпозицію полів елементарних фрагментів (ребер), що формують кромку. Таке уявлення робить можливим оцінювання внеску випромінювання кромки в загальне поле випромінювання та його впливу на

діаграму спрямованості антени. Проте розрахунки є досить складними.

У [10] було враховано лише поле, розсіяне розкривом антени, та не взято до уваги струми, які затікають на розкрив рупора і течуть його краями. За деяких кутів падіння електромагнітної хвилі ці струми додають вагомий внесок у розсіяне опромінювачем поле, врахування якого для випадку довільного падіння електромагнітної хвилі на хвилевід будь-якої форми наведено в [11]. Проте вирази мають досить спрощений вигляд, велику похибку і не дозволяють зрозуміти фізику процесу для його подальшого усунення.

Отже, для вирішення практичних задач щодо побудови нових антен зі зменшеним вторинним випромінюванням, а отже, і суттєво меншим його внеском в ЕПР самих об'єктів, виникає необхідність у розвитку й удосконаленні теорії визначення поля, дифрагованого від країв опромінювача, з урахуванням поляризації падаючої на нього хвилі.

Таким чином **метою статті** є дослідження фізичних явищ та закономірностей щодо електромагнітного поля, дифрагованого від країв опромінювача пірамідальної форми, у двох випадках: хвиля поляризована нормально до площини падіння (задача 1) та поляризація електромагнітної хвилі збігається з площиною її падіння (задача 2), а також експериментальна перевірка отриманих результатів (задача 3).

Отже, пропонуємо отримати вирази або знайти електричні складові електромагнітного поля  $\vec{E}^\perp$  (хвиля поляризована нормально до площини падіння) і  $\vec{E}^\parallel$  (якщо поляризації збігаються) у площинах падіння хвилі  $\varphi = \pi$  та  $\varphi = 3\pi/2$ .

Для постановки загальної задачі скористаємося результатами, отриманими в [11].

У разі падіння на ребро нескінченної на півплощини хвилі відоме рішення дифрагованого поля для таких випадків:

вектор  $\vec{H}$  паралельний до краю півплощини, а вектор  $\vec{E}$  перпендикулярний ( $\vec{E}^\perp$ ) (Рис. 1);

вектор  $\vec{E}$  паралельний до краю напівплощини  $\vec{E}^\parallel$  (Рис. 2) [11].

За умови, що площина поляризації хвилі нормальна до площини її падіння для вертикальних кромek, розглянемо випадок, коли вектор  $\vec{E}$  поля падіння є паралельним кромкам [11, 12].

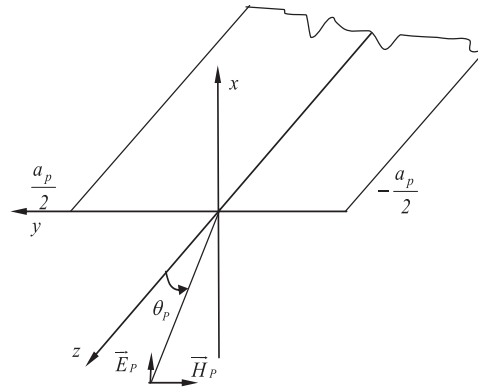


Рис. 1. Падіння плоскої електромагнітної хвилі під кутом  $\theta_P$  на край розкриву рупора зі стороною  $a_P$  (вектор  $\vec{H}_P$  паралельний до краю)

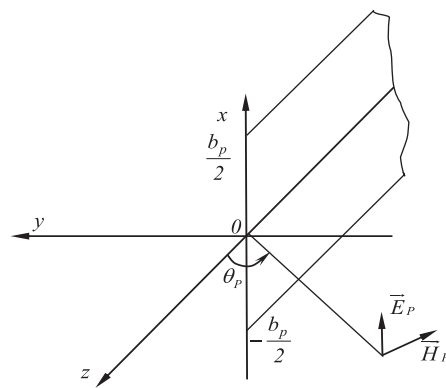


Рис. 2. Падіння плоскої електромагнітної хвилі під кутом  $\theta_P$  на край розкриву рупора зі стороною  $b_P$  (вектор  $\vec{E}_P$  паралельний до краю)

Нехай напруженість поля на кромці антени вздовж осі  $x - dE_{kp\ x}$ . Вона визначається дифракцією променя на довільному елементі  $dl$  кромки, дорівнює напруженості поля, що створюється таким самим елементом нескінченного ребра на півплощині за умови, що вона орієнтована за дотичною до поверхні антени елемента  $dl$ , а напрям нескінченного ребра збігається з його напрямом.

Це дозволяє визначити співвідношення  $dE_{kp}$  до  $dE_{kp\infty}$  – напруги поля, що дифрагує нескінченим краєм на півплощині, через аналогічне співвідношення. За таке візьмемо відношення між напругою поля елементарного електричного магнітного вібратора, обтічного струмом  $I_0$ , і полем нескінченно довгого дроту (чи щілини), обтічного струмом з амплітудою  $I_0$  і розподіленням, що збігається з розподіленням на нескінченному ребрі, тобто

$$\frac{dE_{kp}}{E_{kp\infty}} = \frac{dE_{dl}}{E_{l\infty}}, \quad (1)$$

де  $dE_{dl}$  – напруга поля, створеного елементом дроту;  $E_{l\infty}$  – напруга поля, створеного нескінченим дротом у тому ж напрямку, що і поле  $dE_{dl}$ .

Тоді розсіяне елементом кромки антени поле буде визначатися таким виразом [11]:

$$dE_{kpx} \approx \frac{iE_0}{\pi} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_p}{2}\right)}{\cos\theta \cdot \cos\theta_p} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} dl, \quad (2)$$

де  $E_0$  – амплітуда електричної складової електромагнітної хвилі, що падає;  $\theta$  – кут спостереження  $|\theta| \neq (\pi - \theta_p)$ ;  $\theta_p$  – кут падіння плоскої електромагнітної хвилі, що відраховується від осі  $z$ ;  $r$  – відстань до точки спостереження;  $k$  – хвильове число  $\frac{2\pi}{\lambda}$ .

Для випадку, якщо вектор  $\vec{E}$  паралельний до краю антени, то горизонтальний край збуджується синфазним полем. Розсіяне краєм поле матиме такий вигляд [11]:

$$H_{kr\infty y} = \frac{E_0 e^{-i(kr + \frac{\pi}{4})}}{z_0 \sqrt{2\pi kr}} \cdot 2i \frac{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right)}{\cos\theta + \cos\theta_p}, \quad (3)$$

де  $z_0$  – хвильовий опір вільного простору,  $z_0 = 120\pi$ .

Розсіяне елементом кромки поле вздовж осі  $y$  матиме такий вигляд [11]:

$$dH_{kry} = \frac{H_{kr\infty y}}{H_{\phi\infty}} dH_{dl} \approx -\frac{iE_0}{\pi z_0} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right)}{\cos\theta + \cos\theta_p} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} dl. \quad (4)$$

Електрична і магнітна складові електромагнітного поля пов'язані між собою співвідношенням [12]:

$$E_x = -H_y z_0. \quad (5)$$

Для розрахунку дифрагованого від країв антени поля подамо падаюче поле як суму полів. Одна складова має вектор  $\vec{E}^{\parallel}$ , паралельний до краю антени, а друга – вектор  $\vec{E}^{\perp}$ , нормальний до краю.

Отже, виникає задача, що полягає в знаходженні дифрагованого від країв поля після інтегрування за краями виразів (2) і (4) для двох випадків падіння хвилі. Для цього необхідно визначити  $E^{\perp}$  і  $E^{\parallel}$  у площині падіння хвилі  $\varphi = \pi$  та  $\varphi = 3\pi/2$ .

## 2 Виклад основного матеріалу

Спочатку розв'яжемо **першу задачу**: визначення поля, розсіяного краями рупорного опромінювача пірамідальної форми, якщо хвиля поляризована нормально до площини падіння.

Для (2) кути падіння і кути спостереження щодо вертикальних кромки, пов'язані між собою:

$$\left. \begin{aligned} \theta_{1V} &= 2\pi - \theta - \theta_{0H}; & \theta_{2V} &= \theta - \theta_{0H} \\ \theta_{1VP} &= 2\pi - \theta_p - \theta_{0H}; & \theta_{2VP} &= \theta_p - \theta_{0H} \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

де  $\theta_{0H}$  – кут розкриття рупора у площині  $H$  (Рис. 3);  $\theta_{1V}, \theta_{2V}$  – кути спостереження для першої та другої вертикальних кромки;  $\theta_{1VP}, \theta_{2VP}$  – кути падіння для першої та другої вертикальних кромки (Рис. 3).

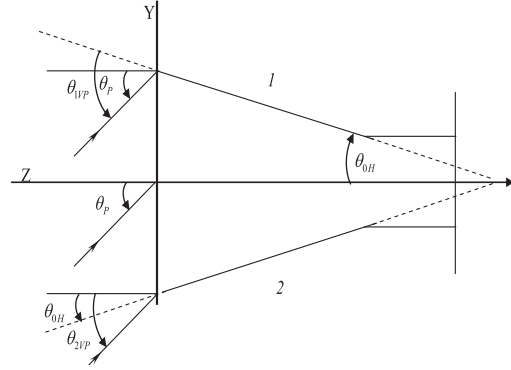


Рис. 3. Кут розкриття рупора і кути падіння на вертикальній кромці

Відстань від кромки до точки спостереження дорівнюватиме:

$$r_{1V} = r_0 - \frac{a_p}{2} \sin\theta \sin\varphi; \quad r_{2V} = r_0 + \frac{a_p}{2} \sin\theta \sin\varphi, \quad (7)$$

де

$$r_0 = r - x \sin\theta \cos\varphi. \quad (8)$$

Кожна з кромки буде збуджуватися з різницею фаз між ними:

$$\varphi_p = k(r_{1V} - r_{2V}) = ka_p \sin\theta \sin\varphi. \quad (9)$$

Поле, розсіяне вертикальними краями, визначено в попередніх дослідженнях [11]. Проте немає розв'язку для сторони  $b_p$ . Отже, необхідно взяти інтеграл за координатою на відстані  $\frac{b_p}{2}$ . Отримаємо

$$E_{rV} \approx \frac{E_0 i}{\pi} \left\{ \frac{\cos\left(\frac{\theta_{1V}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_{1VP}}{2}\right)}{\cos\theta_{1V} + \cos\theta_{1VP}} \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \frac{e^{-ikr_{1V}}}{r_{1V}} \exp\left(-i \frac{ka_p}{2} \sin\theta_p\right) dx + \frac{\cos\left(\frac{\theta_{2V}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_{2VP}}{2}\right)}{\cos\theta_{2V} + \cos\theta_{2VP}} \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \frac{e^{-ikr_{2V}}}{r_{2V}} \exp\left(i \frac{ka_p}{2} \sin\theta_p\right) dx \right\}. \quad (10)$$

Підставляючи в (10) значення для  $\theta_{1V}$ ,  $\theta_{1VP}$ ,  $\theta_{2B}$ ,  $\theta_{2B\Pi}$  із (6),  $r_{1V}$ ,  $r_{2V}$  із (7), а також значення  $r_0$  (8) і враховуючи, що поле визначається в дальній зоні, отримуємо:

$$E_{rV} \approx \frac{E_0 i}{r_0 \pi} e^{-ikr} \left\{ \frac{\cos\left(\frac{\theta+\theta_{0H}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_P+\theta_{0H}}{2}\right)}{\cos(\theta+\theta_{0H}) + \cos(\theta_P+\theta_{P0H})} \times \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \exp\left[ik\left[x \sin\theta \cos\varphi + \frac{a_p}{2} \sin\varphi (\sin\theta + \sin\theta_P)\right]\right] dx + \frac{\cos\left(\frac{\theta-\theta_{0H}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_P-\theta_{P0H}}{2}\right)}{\cos(\theta-\theta_{0H}) + \cos(\theta_P-\theta_{P0H})} \times \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \exp\left[-ik\left[\frac{a_p}{2} \sin\varphi (\sin\theta + \sin\theta_P) - x \sin\theta \cos\varphi\right]\right] dx \right\} dx. \quad (11)$$

Визначимо поле, розсіяне горизонтальними краями.

Для горизонтальних кромки, у разі заданого падіння плоскої хвилі, вектор  $\vec{H}$  паралельний кромкам (5), причому кути падіння на край дорівнюють:

$$\theta_{1\Pi} = \theta_{0E}, \quad \theta_{2\Pi} = 2\pi - \theta_{0E}, \quad (12)$$

де  $\theta_{0E}$  – кут розкриття рупора в площині E;  $\theta_{1G}$ ,  $\theta_{2G}$  – кути спостереження:  $\theta_{1G} = \theta_{0E}$ ,  $\theta_{2G} = 2\pi - \theta_{0E}$  за прямого падіння хвилі.

Кромки збуджуються полем з лінійною зміною фази вздовж країв, аналогічно до (9), проте вже вздовж осі y:

$$\varphi_{pV} = -ky \sin\theta_P.$$

Відстань від кромки до точки спостереження дорівнює

$$\left. \begin{aligned} r_{1G} &= r - y \sin\theta \sin\varphi + \frac{b_p}{2} \sin\theta \cos\varphi \\ r_{2G} &= r - y \sin\theta \sin\varphi - \frac{b_p}{2} \sin\theta \cos\varphi \end{aligned} \right\}. \quad (13)$$

Поле, створене елементами кромки, визначимо з виразу (3):

$$H_{krpy}^{\parallel} \approx \frac{iE_0}{\pi z_0} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\theta_{1G}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{1GP}}{2}\right) e^{-ikr_{1G}}}{\cos\theta_{1G} + \cos\theta_{1GP}} \frac{dy}{r_{1G}} + \frac{\sin\left(\frac{\theta_{2G}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{2GP}}{2}\right) e^{-ikr_{2G}}}{\cos\theta_{2G} + \cos\theta_{2GP}} \frac{dy}{r_{2G}} \right\} \exp(-iky \sin\theta_{\Pi}). \quad (14)$$

Підставляючи в (14) значення кутів і вирази для відстані від кромки, після інтегрування за  $\frac{a_p}{2}$  отримуємо:

$$H_{krpy}^{\parallel} \approx \frac{iE_0 e^{-ikr}}{\pi z_0 r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\theta_{0E}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\cos\theta_{0E} + \cos\theta} \times \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \exp\left(ik\left[\frac{b_p}{2} \sin\theta \cos\varphi + y \sin\theta \cos\varphi - y \sin\theta_{\Pi}\right]\right) dy + \frac{\sin\left(\frac{\theta_{0E}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\cos\theta_{0E} + \cos\theta} \times \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \exp\left(ik\left[y \sin\theta \cos\varphi + y \sin\theta_P - \frac{b_p}{2} \sin\theta \cos\varphi\right]\right) dy \right\}. \quad (15)$$

Із урахуванням того, що електрична і магнітна складові пов'язані між собою співвідношенням  $E_x = -H_y z_0$ , можна знайти поле, розсіяне від кромки рупорної антени у разі падіння на них електромагнітної хвилі, площина поляризації якої нормальна до площини падіння хвилі.

У конкретному випадку, а саме в площині падіння хвилі  $\varphi = 3\pi/2$ ,  $\vec{E}^{\perp}$  набуде такого вигляду:

$$E_{rkp|\varphi=3\pi/2}^{\perp} \approx \frac{iE_0 e^{-ikr}}{r\pi} \left\{ b_p \frac{\cos\left(\frac{\theta+\theta_{0H}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_P+\theta_{0H}}{2}\right)}{\cos(\theta+\theta_{0H}) + \cos(\theta_P+\theta_{0H})} \times \exp\left[-ki\frac{a_p}{2} (\sin\theta + \sin\theta_P)\right] + \frac{\cos\left(\frac{\theta-\theta_{0H}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_P-\theta_{0H}}{2}\right)}{\cos(\theta-\theta_{0H}) + \cos(\theta_P-\theta_{0H})} \times \exp\left[ki\frac{a_p}{2} (\sin\theta + \sin\theta_{\Pi})\right] - a_p \frac{\sin^2\left[\frac{\theta_{0E}}{2}\right]}{\cos\theta_{0E}} \frac{\sin\left(\frac{ka_p}{2} (\sin\theta + \sin\theta_{\Pi})\right)}{\frac{ka_p}{2} (\sin\theta + \sin\theta_{\Pi})} \right\}, \quad (16)$$

де  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_{0E}$ ,  $|\theta| \neq \pi - \theta_P$ .

У площині, нормальній до площини падіння,  $\varphi = \pi$ :  $\theta_1 = \theta_{0E} - \theta$ ;  $\theta_2 = -\theta_{0E} - \theta + 2\pi$ .

Тоді розсіяне поле дорівнюватиме

$$E_{rkp|\varphi=\pi}^\perp \approx \frac{iE_0 e^{-ikr}}{r\pi} \left\{ \frac{b_p \sin\left(\frac{kb_p}{2} \sin\theta\right)}{\frac{kb_p}{2} \sin\theta} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\theta+\theta_{0H}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_P+\theta_{0H}}{2}\right)}{\cos(\theta+\theta_{0H})+\cos(\theta_P+\theta_{0H})} + \frac{\cos\left(\frac{\theta-\theta_{0H}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_\Pi-\theta_{0H}}{2}\right)}{\cos(\theta-\theta_{0H})+\cos(\theta_\Pi-\theta_{0H})} \right] - \frac{a_p \sin\left(\frac{ka_p}{2} \sin\theta\right)}{\frac{ka_p}{2} \sin\theta} e^{ik\frac{b_p}{2} \sin\theta_{0E}} \times \left( \frac{\sin\left(\frac{\theta_{0E}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{0E}-\theta}{2}\right)}{\cos\theta_{0E}+\cos(\theta_{0E}-\theta)} + \frac{\sin\left(\frac{\theta_{0E}}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi-\theta-\theta_{0E}}{2}\right)}{\cos\theta_{0E}+\cos(\theta_{0E}+\theta)} \right) \right\}. \quad (17)$$

Отримані вирази (16), (17) визначають розсіяне від кромки рупорного опромінювача поле для випадку падіння на них плоскої електромагнітної хвилі, нормально поляризованої до площини падіння у двох головних площинах.

Переходимо до **другої задачі**.

Визначимо розсіяне поле від кромки для випадку, коли площина падіння хвилі збігається з площиною її поляризації (Рис. 2) у двох головних площинах.

Кути падіння для горизонтальних кромки будуть дорівнювати

$$\theta_{1G} = 2\pi - \theta_{0E} - \theta, \quad \theta_{2G} = \theta - \theta_{0E},$$

$$\theta_{1GP} = 2\pi - \theta_{0E} - \theta_P, \quad \theta_{2GP} = \theta_\Pi - \theta_{0E}.$$

Відстань від горизонтальних кромки до точки спостереження становить

$$r_{1G} = r + \frac{b_p}{2} \sin\theta; \quad r_{2G} = r - \frac{b_p}{2} \sin\theta.$$

Кожна кромка має синфазне збудження з різницею фаз між ними

$$\varphi_p = k(r_{1G} - r_{2G}) = kb_p \sin\theta_P.$$

Поле, розсіяне горизонтальними кромками, із (3) набуде такого вигляду:

$$E_{xrkp} \approx \frac{E_0 i e^{-ikr}}{r\pi} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\theta_{1G}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{1GP}}{2}\right)}{\cos\theta_{1G} + \cos\theta_{1GP}} \times \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \exp\left[ki\left(y \sin\theta \sin\varphi - \frac{b_p}{2} \sin\varphi (\sin\theta + \sin\theta_P)\right)\right] dy + \frac{\sin\left(\frac{\theta_{2G}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{2GP}}{2}\right)}{\cos\theta_{2G} + \cos\theta_{2GP}} \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \exp\left[ki\left(y \sin\theta \sin\varphi + \frac{b_p}{2} (\sin\theta + \sin\theta_P)\right)\right] dy \right\}. \quad (18)$$

Підставивши у (18) значення кутів падіння і взявши інтеграли, отримаємо:

$$E_{xrkp} \approx \frac{iE_0 a_p e^{-ikr}}{r\pi} \frac{\sin\left(\frac{ka_p}{2} \sin\theta \sin\varphi\right)}{\frac{ka_p}{2} \sin\theta \sin\varphi} e^{-ik\frac{b_p}{2} (\sin\theta + \sin\theta_P)} \times \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\theta_{1G}}{2}\right) \sin\left(\pi - \frac{\theta_P + \theta_{0E}}{2}\right)}{\cos(\theta_P + \theta_{0E}) + \cos\theta_{1G}} + \frac{\sin\left(\frac{\theta_{2G}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{2GP}}{2}\right)}{\cos(\theta_P - \theta_{0E}) + \cos\theta_{2G}} e^{ik\frac{b_p}{2} (\sin\theta + \sin\theta_\Pi)} \right\}. \quad (19)$$

Розглянемо розсіяне поле від вертикальних кромки з виразу (2) [11]:

$$E_{xrbkp} \approx \frac{iE_0}{\pi} \left\{ \frac{\cos\left(\frac{\theta_{1V}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{1VP}}{2}\right)}{\cos\theta_{1V} + \cos\theta_{1VP}} \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \frac{e^{-ikr_{1V}}}{r_{1V}} dx + \frac{\cos\left(\frac{\theta_{2V}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{2VP}}{2}\right)}{\cos\theta_{2V} + \cos\theta_{2VP}} \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \frac{e^{-ikr_{2V}}}{r_{2V}} dx \right\}, \quad (20)$$

де

$$\begin{aligned} r_{1V} &= r - x \sin\theta \cos\varphi + \frac{a_p}{2} \sin\theta \cos\varphi, \\ r_{2V} &= r - x \sin\theta \cos\varphi - \frac{a_p}{2} \sin\theta \cos\varphi, \\ \theta_{1PV} &= \theta_{0H}, \quad \theta_{2PV} = 2\pi - \theta_{0H}. \end{aligned} \quad (21)$$

Після взяття інтегралів із виразів (19), (20) отримаємо

$$E_{xrkp}^{\parallel} \approx \frac{iE_0 e^{-ikr}}{r\pi} \left\{ a_p \frac{\sin\left(\frac{kb_p}{2} \sin\theta \sin\varphi\right)}{\frac{kb_p}{2} \sin\theta \sin\varphi} e^{-ik\frac{b_p}{2}(\sin\theta \sin\theta_P)} \times \right. \\ \times \left( \frac{\sin\left(\frac{\theta_{1G}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{1GP}}{2}\right)}{\cos\theta_{1G} + \cos\theta_{1GP}} + \frac{\sin\left(\frac{\theta_{2G}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_{2GP}}{2}\right)}{\cos\theta_{2G} + \cos\theta_{2GP}} e^{ikb_p(\sin\theta \sin\theta_P)} \right) + \\ \left. + b_p \frac{\sin\left(\frac{kb_p}{2} \sin\theta \cos\theta\right)}{\frac{kb_p}{2} \sin\theta \cos\varphi} e^{-ik\frac{a_p}{2}(\sin\theta \sin\varphi)} \times \left( \frac{\cos\left(\frac{\theta_{1V}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_{1VP}}{2}\right)}{\cos\theta_{1B} + \cos\theta_{1BP}} + \frac{\cos\left(\frac{\theta_{2V}}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_{2VP}}{2}\right)}{\cos\theta_{2B} + \cos\theta_{2BP}} e^{ikb_p(\sin\theta \sin\theta_P)} \right) \right\}. \quad (22)$$

Аналогічно до першої задачі лишається знайти поле у двох головних площинах падіння для  $\varphi = \pi$  та  $\varphi = 3\pi/2$ .

Поле із виразу (22) для  $\varphi = \pi$  набуде такого вигляду:

$$E_{xrkp|\varphi=\pi}^{\parallel} \approx \frac{iE_0 e^{-ikr}}{r\pi} \left\{ a_p e^{-ik\frac{b_p}{2}(\sin\theta + \sin\theta_P)} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\theta_P + \theta_E}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta + \theta_{0E}}{2}\right)}{\cos(\theta_P + \theta_E) + \cos(\theta + \theta_{0E})} + \right. \right. \\ \left. \left. + e^{ikb_p(\sin\theta + \sin\theta_P)} \frac{\sin\left(\frac{\theta_P - \theta_{0E}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta - \theta_{0E}}{2}\right)}{\cos(\theta_P + \theta_E) + \cos(\theta - \theta_{0E})} \right] + b_p \frac{\sin\left(\frac{kb_p}{2} \sin\theta\right)}{\frac{kb_p}{2} \sin\theta} + \frac{\cos^2\left(\frac{\theta_{0H}}{2}\right)}{\cos\theta_{0H}} \right\}. \quad (23)$$

У площині, нормальній до площини падіння, електромагнітне поле із виразу (22) для  $\varphi = 3\pi/2$  набуде такого вигляду:

$$E_{xrkp|\varphi=3\pi/2}^{\parallel} \approx \frac{iE_0 e^{-ikr}}{r\pi} \left\{ a_p e^{-ik\frac{b_p}{2}(\sin\theta + \sin\theta_P)} \frac{\sin\left(\frac{kb_p}{2} \sin\theta\right)}{\frac{kb_p}{2} \sin\theta} \left[ e^{ikb_p(\sin\theta + \sin\theta_P)} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{\sin\left(\frac{\theta - \theta_{0E}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_P - \theta_{0E}}{2}\right)}{\cos(\theta - \theta_{0E}) + \cos(\theta_P - \theta_{0E})} + \frac{\sin\left(\frac{\theta + \theta_{0E}}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_P + \theta_{0E}}{2}\right)}{\cos(\theta + \theta_{0E}) + \cos(\theta_P + \theta_{0E})} \right] + b_p e^{ik\frac{a_p}{2} \sin\theta} \frac{\cos^2\left(\frac{\theta_{0H}}{2}\right)}{2 \cos\theta_{0H}} (e^{-ika_p \sin\theta} + 1) \right\}. \quad (24)$$

Отже, виведено формули для розрахунку електричної складової електромагнітного, розсіяного від кромки рупорного опромінювача з прямокутною формою розкриву для двох випадків падіння плоскої електромагнітної хвилі.

Для перевірки отриманих виразів необхідно провести експеримент.

**Задача 3.** Натурний експеримент, що належить до розв'язку практичних задач радіолокації на військових об'єктах, передбачає знаходження їх ЕПР. Важливим завданням є визначення ЕПР рупорного опромінювача, з урахуванням кромки.

Для цього скористаємось таким виразом [11]:

$$\dot{E}_{pa} = \frac{e^{-ikr}}{r} \left( \left| \dot{E}_{rp} \right| e^{i\varphi_{rp}} + \left| \dot{E}_{rkp} \right| e^{i\varphi_{rkp}} \right), \quad (25)$$

де  $\vec{E}_{rp}$  – поле, розсіяне розкритом рупора;  $\vec{E}_{rkp}$  – поле, розсіяне краями розкриву.

Вираз для ЕПР можна записати у такий спосіб [11]:

$$\sigma_{pa} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{\left| \vec{E}_{pa} \right|^2}{\left| \vec{E}_{\Pi} \right|^2}, \quad (26)$$

де  $R$  – відстань від місця прийому сигналу до об'єкта зондування, що містить антену;  $\vec{E}_{\Pi}$  – напруженість хвилі, що падає.

Підставляючи у (26) вирази визначення полів, що розсіюються розкритом  $\dot{E}_{rp}$  [10] та кромками  $\dot{E}_{rkp}$  (16), (17), (23), (24), отримаємо

$$\sigma_{pa} = 4\pi \lim_{R \rightarrow \infty} R^2 \frac{\left( \left| \dot{E}_{rp} \right| e^{i\varphi_{rp}} + \left| \dot{E}_{rkp} \right| e^{i\varphi_{rkp}} \right)^2}{\left| \vec{E}_{\Pi} \right|^2}. \quad (27)$$

Вимірювання ЕПР антени здійснювалося за її підключення до узгодженого навантаження, закороченого виходу і розімкненого фідера. Експериментальні результати наведено в Таблиці 1.

Табл. 1 Виміряні значення ЕПР

Розміри рупора (4.59a · 3b) λ, м <sup>2</sup>	ЕПР, м <sup>2</sup>		
	Розімкнений фідер	Узгоджене навантаження	Закорочений вихід
λ = 0,02	0,288	0,304	0,315
λ = 0,03	0,401	0,423	0,436

Відносно невеликі розбіжності ЕПР антени (Табл. 1) за розімкненого фідера, закороченого виходу та узгодженого навантаження свідчать про значний внесок відбитого сигналу від апертури антени та кромки у її сумарну (інтегральну) ЕПР. Це підтверджує попередній аналіз причин розсіювання на прикладі апертурних антен та дослідження інших вчених [12–14], зокрема проведених з використанням пакетів сучасних програм Ref\_2Z та ФЕКО.

Далі проведено експеримент щодо знаходження однопозиційної ЕПР (кут падіння хвилі збігається з кутом спостереження:  $\theta = \theta_{\Pi}$ ,  $\varphi = \varphi_{\Pi}$ ) для двох випадків падіння плоскої хвилі на розкриттій рупорі.

Щодо отриманих виразів, то їх моделювання проведено у Mathcad. Для порівняння теорії з експериментом на Рис. 4 наведено нормовані діаграми ЕПР рупора з урахуванням впливу країв та без такого за кутів розкриття рупора  $\theta_H = 20,74^\circ$ ,  $\theta_E = 14,26^\circ$ .

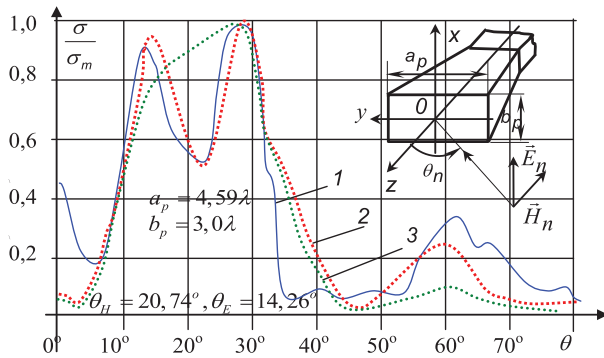


Рис. 4. Діаграма ЕПР рупорної антени з узгодженим навантаженням за нормальної поляризації падаючої хвилі: 1 – експеримент; 2 – теорія з урахуванням впливу країв; 3 – теорія без урахування впливу країв

Діаграму 2 побудовано за теоретичними даними, а саме для виразу (23)  $E_{xrkp}^{\parallel}$  при  $\varphi = \pi$ , що промодельовано у Mathcad. Діаграму 3 побудовано за теоретичними даними [11]. Експеримент проводився на установці з використанням ефекту Доплера.

Для інших варіантів падіння хвилі можна побудувати аналогічні графіки.

Як видно з Рис. 4, теоретичні й експериментальні результати задовільно збігаються не тільки якісно, але й кількісно. Розходження за малих кутів падіння в діаграмах на Рис. 4 пояснюється тим, що в реальній антені краї розкриття мали невеликий згин, що і збільшило ЕПР за малих кутів. Провал в експериментальній діаграмі поблизу  $23^\circ$  можна пояснити неточністю вимірювання розмірів рупора і відхиленням реальної конструкції від теоретично розрахованої. Проте добре виражено вплив країв (кромки) на загальну ЕПР, тобто другий графік (теорія з урахуванням впливу країв) більш близь-

кий до першого (до експерименту), порівняно з третім (теорія без урахування відбиття від кромки).

## Висновки

Розглянуто окремо різні причини розсіювання на елементах конструкції апертурних антен. З'ясовано, що одна з них зумовлена впливом гострих кромки (країв) рупорного опромінювача.

Отримано вирази для розрахунку електричної складової електромагнітного поля (магнітну складову визначають з (5)), розсіяного від кромки рупорного опромінювача з прямокутною формою розкриття, за двох випадків падіння плоскої електромагнітної хвилі. Тобто знайдено математичні асимптотичні вирази для  $E^{\perp}$  і  $E^{\parallel}$  у площині падіння хвилі  $\varphi = \pi$  та  $\varphi = 3\pi/2$ .

Теоретичні та експериментальні результати задовільно збігаються не тільки якісно, але й кількісно.

Результати даної статті дозволяють розробляти рекомендації щодо прискорення й уточнення чисельних розрахунків під час розв'язку різних практичних задач щодо розсіювання електромагнітного поля на гострих кромках апертурних антен.

З метою проектування нових антен для усунення відбиття (розсіювання) від кромки доцільно застосовувати практичні методи зменшення відбиття від країв [14]. Зазвичай для цього здійснюють покриття кромки поглинальними матеріалами, гофрування кромки рупорних або інших розкриттів антен, або застосовують резистивні конусні навантаження.

## Перелік посилань

- Jiang W. Research on the Scattering Characteristics and the RCS Reduction of Circularly Polarized Microstrip Antenna / Jiang W., Hong T., and Gong S. X. // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation. – 2013. – Article ID 735847. – 9 p. <http://dx.doi.org/10.1155/2013/735847>.
- Yusuf Ziya Umul. Diffraction of plane electromagnetic waves by a resistive half-screen for skew incidence / Yusuf Ziya Umul // Journal of the Optical Society of America A. – 2020. – Vol. 37, Issue 1. – P. 63–69. <https://doi.org/10.1364/JOSAA.37.000063>.
- Atefeh Sedaghat. Size reduction of a conical horn antenna loaded by multi-layer metamaterial lens / Atefeh Sedaghat, Farzad Mohajeri // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2022. – P. 91–403. <https://doi.org/10.1049/mia2.12255>.
- Lee J. Shield pattern and scattering reduction scheme using impedance surfaces / Jiyeon Lee, Sanghoon Kim, Aobo Li, Dan Sievenpiper // Journal of Physics D: Applied Physics. – 2021. – Vol. 54, N 47. <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1361-6463/ac2173>.
- Весник М. В. Физическая интерпретация численного решения задачи дифракции электромагнитной волны на плоском идеально проводящем рассеивателе / М. В.



- Весник // Журнал радиоэлектроники. – 2017. – № 4. <http://jre.cplire.ru/jre/apr17/7/text.pdf>.
6. Husnu Deniz Basdemir. Gaussian source beam diffraction by a perfect electromagnetic half-plane / Husnu Deniz Basdemir // Journal of the Optical Society of America A. – 2020. – Vol. 37, Iss. 6. – P. 930–939. <https://doi.org/10.1364/JOSAA.389239>.
  7. Aydin, E. A. An approximate solution for the plane wave diffraction by an impedance strip: H-polarization / E. A. Aydin, T. İkiz // Technical Journal. – 2016. – Vol. 10, Iss. 3-4. – P. 79-97. <https://hrcak.srce.hr/file/253502>.
  8. Якимов А. Н. Оценка влияния краевых эффектов на излучение микроволновой антенны / А. Н. Якимов // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». – 2020. – Т. 1. Ст.31–33.
  9. Chen H.-Y. Tapered impedance loading for suppression of edge scattering / Chen H.-Y., Deng L.-J., Zhou P.-H., Xie J.-L. // IET Microwaves Antennas Propag. – 2011. – Vol. 5, Iss. 14. – P. 1744–1749. <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-map.2010.0623>.
  10. Сидорчук О. Л. Дифракція плоскої електромагнітної хвилі на рупорній антені / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. Житомир. – 2010. – № 2 (53). – С. 167–174. <http://vtn.ztu.edu.ua/article/view/71004>.
  11. Сидорчук О. Л. Розрахунок ефективності поверхні розсіювання рупорної антени при падінні на неї хвилі довільної форми з застосуванням леми Лоренца / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. Житомир. – 2011. – № 2 (57). – С.102–113. <http://vtn.ztu.edu.ua/article/view/69781>.
  12. Манойлов В. П. Дослідження електродинамічних характеристик антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу із частковим діелектричним заповненням та штирем збудження / В. П. Манойлов, В. В. Чухов, Н. М. Карашук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – 2019. – № 1(83). – С. 219–227. <http://vtn.ztu.edu.ua/article/view/171775>.
  13. Артюшин Л. М. Удосконалена методика розрахунку антени у вигляді відкритого кінця прямокутного хвилеводу з частковим діелектричним заповненням та штирем збудження / Л. М. Артюшин, Ю. О. Колос, Н. М. Карашук, Р. О. Авсієвич, Д. В. Коваль // Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування. – 2020. – №. 82. – P. 5–13. DOI: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2020.82.5-13>.
  14. Choi W. Radar absorbing serrated edge for broadband radar cross-section reduction / W. Choi, B. Kwak, Y. Nam // Microw Opt Technol Lett. – 2020. – Vol. 62, Iss. 3. – P. 1112-1116. <https://doi.org/10.1002/mop.32152>.
  - [3] Atefeh Sedaghat, Farzad Mohajeri. (2022). Size reduction of a conical horn antenna loaded by multi-layer metamaterial lens. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, pp. 91–403. doi: 10.1049/mia2.12255.
  - [4] Jiyeon Lee, Sanghoon Kim, Aobo Li, Dan Sievenpiper. (2021). Shield pattern and scattering reduction scheme using impedance surfaces. *IOP Publishing Ltd Journal of Physics D: Applied Physics*, Vol. 54, Iss. 47.
  - [5] Vesnik M. V. (2017). Physical interpretation of the numerical solution of the problem of diffraction of an electromagnetic wave on a flat perfectly conducting scatterer [Fizicheskaya interpretatsiya chislennogo resheniya zadachi difraktsii elektromagnitnoy volny na ploskome idealno provodyashchem rasseivatele]. *Journal of radio electronics [Zhurnal radioelektroniki]*, Vol. 4, 31 p. [In Russian].
  - [6] Husnu Deniz Basdemir. (2020). Gaussian source beam diffraction by a perfect electromagnetic half-plane. *Journal of the Optical Society of America A*, Vol. 37, Iss.6, pp. 930–939. doi: 10.1364/JOSAA.389239.
  - [7] Aydin, E. A., İkiz, T. (2016). An approximate solution for the plane wave diffraction by an impedance strip: H-polarization case. *Technical Journal [Tekhnicki glasnik]*, Vol. 10, Iss.3-4, pp. 79-97.
  - [8] Yakimov A. N. (2020). Evaluation of the influence of edge effects on microwave antenna radiation [Otsenka vliyaniya kravevykh effektov na izlucheniye mikrovolnoyoy anteny]. *Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality" [Trudy mezhdunarodnogo simpoziuma «Nadezhnost i kachestvo»]*, Vol. 1, pp. 31–33. [In Russian].
  - [9] Chen H.-Y., Deng L.-J., Zhou P.-H., Xie J.-L. (2011). Tapered impedance loading for suppression of edge scattering. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 5, Iss. 14, p. 1744–1749. DOI: 10.1049/iet-map.2010.0623.
  - [10] Sidorchuk O. L. (2010). Plane electromagnetic wave diffraction on horn antenna. *"The Journal of Zhytomyr State Technological University" / Engineering*, Vol. 1, Iss. 2(53). DOI: 10.26642/tn-2010-2(53)%20T.1-%25p. [In Ukrainian].
  - [11] Sidorchuk O. L. (2011). Calculation of effective surface of dispersion of megaphone aerial at falling on it of wave of free-form with the use of lemma of Lorenca. *"The Journal of Zhytomyr State Technological University" / Engineering*, No. 2(57), pp. 103–113. doi: 10.26642/tn-2011-2(57)-103-113. [In Ukrainian].
  - [12] Manoylov V. P., Chukhov V. V. & Karashchuk N. M. (2019). Research of electrodynamics characteristics of antennas in the form of an open end of a rectangular waveguide with partial dielectric filling and excitation pin. *"The Journal of Zhytomyr State Technological University" / Engineering*, No. 1(83), pp. 219–227. doi: 10.26642/tn-2019-1(83)-219-227. [In Ukrainian].
  - [13] Artiushyn L. M., Kolos Yu. O., Karashchuk N. M., Avsiyevych R. O., Koval D. V. (2020). Improved Calculation Method of Antenna in a Form of Open End of a Rectangular Waveguide with Partial Dielectric Filling and an Excitation Pin. *Visnyk NTUU KPI Seriya-Radiotekhnika Radioaparatobuduannia*, Vol. 82, pp. 5-13. doi: 10.20535/RADAP.2020.82.5-13. [In Ukrainian].
  - [14] Choi W., Kwak B., Nam Y. (2020). Radar absorbing serrated edge for broadband radar cross-section reduction. *Microw Opt Technol Lett.*, Vol. 62, Iss. 3, pp. 1112-1116. doi: 10.1002/mop.32152.

## References

## Investigation of Electromagnetic Wave Diffraction at the Edges of the Pyramidal Horn Irradiator of the Antenna, as One of the Causes of Scattering

*Sydorchuk O. L., Zalevskiy V. Y.*

The solution to modern practical radio engineering problems involves studying the diffraction of a plane electromagnetic wave at military facilities of complex shapes. Usually, such objects include antenna systems. If an electromagnetic wave falls on them, the primary waves can occur (dissipate), refract, and some of the energy can be absorbed. Consequently, the wave structure changes. Problems of this type are quite complex, and even modern calculation methods based on new computer technologies in combination with current numerical methods do not provide sufficient efficiency in the calculation.

To solve such problems, the causes of scattering are analyzed using the example of aperture antennas. One of these reasons is due to the impact of sharp edges, or the edges of the Horn irradiator. It turned out that it can be complicated to understand the influence of individual edges since an expression describing the shape of an edge can depend on several coordinates. Getting new rigorous analytical solutions is also very difficult, especially for three-dimensional bodies. Numerical solutions do not have analytical expressions, so it is impossible to select formulas components describing the influence of individual parameters or parts of the scatter plot. In this regard, developing new heuristic methods based on knowledge of the physical laws of the diffraction phenomenon is of great importance.

Derivation of a formula for calculating the electric (magnetic) components of an electromagnetic field scattered from the edges of the Horn irradiator with a rectangular opening shape in two main causes of a plane electromagnetic wave incident.

Since antennas are a significant source of secondary radiation and contribute significantly to the scattering of military objects, the Radar cross-section (RCS) of the Horn irradiator is considered, taking into account the edges.

To test the obtained expressions, an experiment was performed to measure a single-position RCS, that is if the angle of incidence of the wave coincides with the observation angle for two cases of the incident of a plane wave on the opened Horn. The RCS measurement of the antenna was performed when it was connected to a matched load, a short-circuited output, and an open feeder, provided that the electromagnetic wave is vertically polarized. Theoretical and experimental results satisfactorily coincide not only qualitatively, but also quantitatively.

The results of the article allow us to develop recommendations for accelerating and clarifying numerical calculations when solving various practical problems, to reduce losses in the antenna by reducing the reflection coefficient.

From the point of view of designing new antennas, it is advisable to use methods to suppress reflection from the edges to eliminate edge scattering. It is recommended to use resistive cone loads, coating the edges with absorbing materials, or corrugating the edges of the horn or other antenna openings.

*Keywords:* diffraction of a plane electromagnetic wave; scattering at the edges; pyramidal horn irradiator; effective scattering surface