

МАТЕМАТИЧНИЙ АПАРАТ ДОСЛІДЖЕННЯ АМПЛІТУД ПОЛЯ, ЗБУДЖЕНОГО АНТЕННОЮ СИСТЕМОЮ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ 1РЛ133 “КРЕДО”

У статті запропоновано вдосконалений математичний апарат для дослідження амплітуд електромагнітного поля, що збуджується антенною системою з рупорним опромінювачем пірамідальної форми. Такий апарат надасть змогу отримати кінцевий вираз для розрахунку електромагнітного поля, перевипроміненого рупорним опромінювачем антенної системи станції 1РЛ133 при нормальній поляризації падаючої плоскої хвилі до площини її падіння. Проведені дослідження дозволять змодельовати новий малогабаритний опромінювач колової поляризації зі зменшеною ефективною поверхнею розсіювання для підвищення ефективності застосування станції ПСНР-5 “Кредо” (1РЛ133) шляхом покращення характеристик її антенної системи.

Ключові слова: зменшення радіолокаційної помітності, малогабаритний рупорний опромінювач, антенна система, дифракція електромагнітної хвилі.

Постановка проблеми в загальному вигляді. Сучасні зразки озброєння та військової техніки (ОВТ) постійно потребують удосконалення щодо підвищення ефективності їх застосування [1–2].

Дослідження у цьому напрямку мають на меті покращення основних тактико-технічних характеристик зразків ОВТ, що досягається шляхом удосконалення їх окремих важливих елементів: частин, вузлів, модулів тощо [1–3].

Основним складовим елементом (модулем), який визначає функціонування практично усіх радіотехнічних систем за призначенням, є антенна система. Саме вона є домінуючим джерелом вторинного випромінювання або перевипромінювання електромагнітної хвилі [4, 5], що призводить до негативного впливу на електромагнітну сумісність і радіолокаційну помітність радіотехнічних систем радіоелектронних засобів (РЕЗ) ОВТ [4, 5].

Значний внесок у радіолокаційну помітність зразків ОВТ здійснюють: дзеркальні або лінзові гостронаправлені антени, у тому числі бортові радіолокаційні станції (РЛС) радіолокаційного прицілу та візиру [3], зокрема 1РЛ133; антени великої апертури, наприклад, РЛС П–18 [6]; багатоелементні фазовані антенні решітки [3–5] тощо.

При деяких ракурсах спостереження внесок антенної системи в сумарну ефективну поверхню розсіювання (ЕПР) об'єкта ОВТ може становити близько 98% [6] від його загальної ЕПР. Для прикладу окремі дані наведено в табл. 1 [3, 5–8].

Таблиця 1

Зразок ОВТ	Внесок антенної системи в сумарну ЕПР зразка ОВТ при найбільш небезпечних кутах зондування
РЛС П-18	до 98%
РЛС 1РЛ133	до 98%
Тактичний винищувач	30–50%
Ракета самонаведення	до 90%

У більшості зразків ОВТ за опромінювачі антенних систем правлять резонансні рупорні антени. Найбільш проблемним завданням є зменшення перевипроміненого електромагнітного поля дзеркальними антенами з рупорним опромінювачем, який знаходиться у фокусі антенної системи та істотно впливає на її загальну ЕПР. Це стосується багатьох антенних систем і є актуальним для існуючих і перспективних РЛС. Для цього зупинимось на дослідженні розсіювальних властивостей опромінювача антенної системи когерентно-імпульсної РЛС ПСНР-5 “Кредо”.

Станція ПСНР-5 “Кредо” є однією з модифікацій РЛС 1РЛ133 [8] з антенною системою, параметри якої практично не змінилися в нових зразках, проте потребують удосконалення у зв’язку з розширенням кола військових завдань сьогодення.

РЛС 1РЛ133 (рис. 1, 2) призначена для пошуку, виявлення, супроводження і вимірювання координат рухомих наземних цілей (людини, автомобіля, їх групи тощо) [8]. Її можна використовувати як самостійно (рис. 1), так й у складі зразків ОВТ (рис. 2). Крім того, 1РЛ133 можна застосовувати і для розпізнавання малогабаритних повітряних цілей, наприклад, для зондування безпілотних літальних апаратів мультироторного типу [9] тощо.



Рис. 1. РЛС “Аустенок” на базі 1РЛ133



Рис. 2. Станція 1РЛ133 “Кредо” для ведення радіолокаційної розвідки в складі броньованих машин

Основною складовою станції 1РЛ133 є її антенна система. Вона має дзеркальний параболюїд (рис. 1 (поз. 1)), що опромінюється рупорним опромінювачем (рис. 1 (поз. 2)) пірамідальної форми. Така антена випромінює та приймає електромагнітну хвилю лінійної поляризації у 2-сантиметровому діапазоні хвиль.

Для підвищення ефективності застосування станції необхідно визначити розсіювальні властивості її антенної системи шляхом дослідження електромагнітного поля, перевипроміненого системою при падінні на її рупорний опромінювач плоскої електромагнітної хвилі.

Такі дослідження необхідні для проектування нової антени з покращеними поляризаційними характеристиками задля зменшення внеску вторинного випромінювання в загальну ЕПР самої станції та забезпечення кращої радіолокаційної сумісності з іншими РЕЗ.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Питання дифракції електромагнітної хвилі на рупорних антенах у тій чи іншій мірі розглянуті в низці наукових праць [10–14].

У роботі [10] розроблено методику визначення перевипроміненого поля від рупорної антени при падінні на неї плоскої електромагнітної хвилі від довільно заданих джерел, що знаходяться поза антеною. Такий підхід, що ґрунтується на застосуванні обмежувальних поверхонь, дає можливість визначати амплітуди в розкритті рупора або будь-якого іншого струмопровідного тіла з отвором незалежно від його форми. Розв'язання цієї задачі дозволяє визначити перевипромінене поле від рупорної антени, що знаходиться у вільному просторі як самостійно, так і в складі багатьох антенних систем: дзеркальних, лінзових або антенних решіток [12–14]. З цією метою можна застосовувати як секторальні рупори, у яких розширення прямокутного хвилеводу відбувається лише в одній площині, так і пірамідальні, коли хвилевід розширюється одночасно в обох площинах. Крім того, застосовуються різноманітні комбінації таких антен (рис. 3).

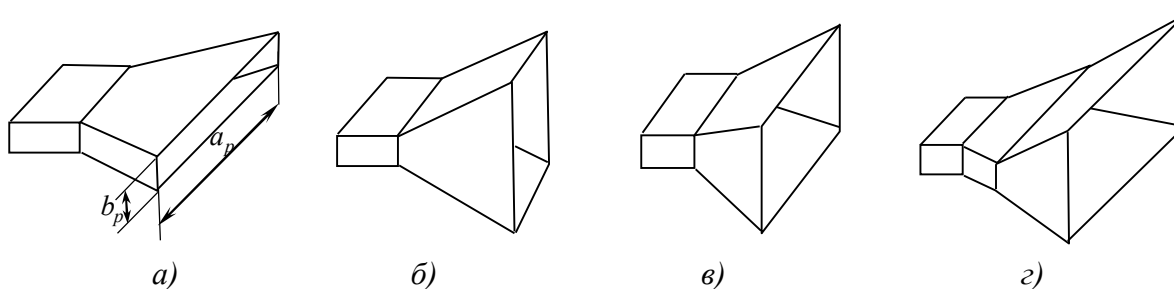


Рис. 3. Основні типи електромагнітних рупорів:

- а) H-площинний секторальний рупор; б) E-площинний секторальний рупор;
в) пірамідальний рупор; з) комбінований*

Із усіх наведених вище типів рупорів найбільш поширеним є пірамідальний. За певних умов (коли кути розкриття в E або H дорівнюють нулю) цей рупор стає E - або H -площинним, а коли обидва кути розкриття дорівнюють нулю, він набуває форми прямокутного хвилеводу. Тому спільним рішенням питання дифракції електромагнітних хвиль на рупорі буде розгляд пірамідального рупора. Однак теорія розподілення хвиль у пірамідальному рупорі та його власні функції мало досліджені. Це пояснюється тим, що обмежувальні поверхні пірамідального рупора не є координатними поверхнями відомих ортогональних систем координат [13].

У роботі [10] розглянуто модель пірамідального рупора, у якій змінено форму його двох протилежних стінок. Опишемо останній у вигляді сектора біконічного рупора, обмеженого двома додатковими стінками. Для такого зміненого зразка отримано власні функції. Однак при розрахунку перевипромінювання хвиль пірамідальним рупором застосування цієї теорії викликає труднощі:

розкриття рупора має плоску форму, що не збігається зі сферичними поверхнями його власних хвиль;

складність визначення коефіцієнта відбиття хвиль, збуджених у розкритті, від розрізів, які для цих хвиль будуть позамежними.

Тому значно простішим є зображення пірамідального рупора (рис. 3а) у вигляді частини хвилеводу прямокутної форми з розрізом, який повільно змінюється (рис. 3б) уздовж поздовжньої осі [11–13].

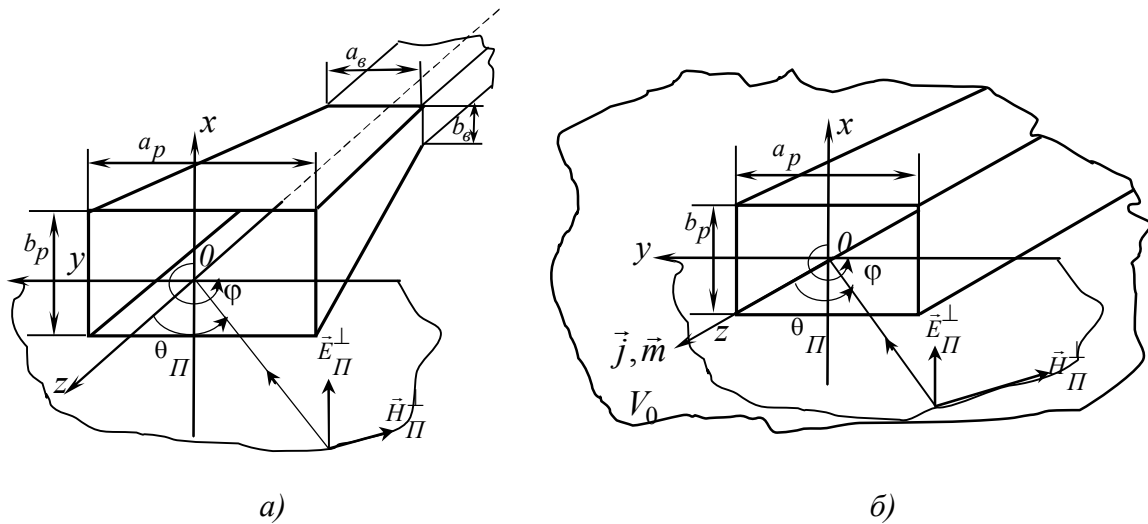


Рис. 4. Падіння плоскої хвилі на розкриттє рупорної антени при нормальній поляризації хвилі до площини падіння

Такий вигляд рупора має свої переваги:

розроблено теорію хвилеводів з розрізом, який повільно змінюється вздовж поздовжньої осі, що дозволяє визначати коефіцієнти відбиття від поза межних розрізів і місць з'єднання рупора з хвилеводом, а також розглядати рупори з різними радіусами розкриття [11, 12];

отримані вирази мають простий вигляд і фізично добре зрозумілі [10–13].

Недоліками такого зображення є необхідність врахування паразитних хвиль, що виникають через нерегулярність хвилеводу вздовж поздовжньої осі, внутрішніх неоднорідностей рупора й обмеженість застосування теорії [13] малими кутами розкриття. Проте останні дослідження в цій сфері дозволяють усунути такі недоліки [12, 14]. Розв'язання цієї задачі дозволить з'ясувати закономірності такого явища.

Формулювання завдання дослідження. Нехай на розкриттє рупорної антени пірамідальної форми під довільним кутом падає плоска електромагнітна хвиля (рис. 4). Необхідно визначити поле, розсіяне антеною.

Випадок довільного падіння плоскої хвилі можна розглядати як суперпозицію двох окремих випадків [13]: хвиля поляризована нормально до площини падіння, тобто площина поляризації хвилі та площина падіння взаємно перпендикулярні; хвиля поляризована в площині падіння (площина падіння і площина поляризації збігаються).

Виклад основного матеріалу дослідження. Розв'язання поставленої задачі для першого випадку, коли хвиля нормально поляризована до площини падіння, зокрема щодо визначення амплітуд поля, було знайдено в [14] для лінійної антенної решітки. Необхідно переконатися в можливості використання співвідношень [14] для одиночного опромінювача. Таким чином, удосконалення математичного апарату буде полягати в адаптації отриманих у [14] співвідношень до опромінювача дзеркальної антенної системи станції ПСНР-5 (1РЛ133).

Розв'язок. Класичний вираз, що відповідає випадку, наведеному на рис. 4, коли площина поляризації хвилі та площина падіння взаємно перпендикулярні, має такий вигляд [10–12]:

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}_{\Pi}^{\perp} &= \vec{e}_x E_0 \exp\{ik(z \cos \theta_{\Pi} - y \sin \theta_{\Pi})\} \\ \vec{H}_{\Pi}^{\perp} &= -(\vec{e}_y \cos \theta_{\Pi} + \vec{e}_z \sin \theta_{\Pi}) \frac{E_0}{Z_0} \exp\{ik(z \cos \theta_{\Pi} - x \sin \theta_{\Pi})\} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

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

$\vec{e}_y, \vec{e}_x, \vec{e}_z$ – одиничні вектори;

E_0 – амплітуда електричної складової електромагнітної хвилі;

θ_{Π} – кут падіння плоскої хвилі, відрахований від осі Z ;

Z_0 – хвильовий опір вільного простору;

k – хвильове число;

$\exp(-i\omega t)$ – залежність від часу.

Амплітуди хвиль, збуджені в розкриві рупора, для випадку, зображеному на рис. 4, набудуть такого вигляду [11, 12]:

$$C_{+mn}^{E,H} = \frac{\int \int \left(\left(\left[\vec{E}_{\Pi}, \vec{H}_{-mn}^{E,H} \right] (1 - \rho_{+mn}^{E,H}) - \left[\vec{E}_{-mn}^{E,H}, \vec{H}_{\Pi} \right] (1 + \rho_{+mn}^{E,H}) \right) d\vec{S} \right)}{N_{mn}^{E,H} (1 - \rho_{+mn}^{E,H} \rho_{-mn}^{E,H})}, \quad (2)$$

де $\rho_{+mn}^{E,H}, \rho_{-mn}^{E,H}$ – коефіцієнти відбиття власних функцій від внутрішніх неоднорідностей усередині рупора;

$N_{mn}^{E,H}$ – норма власних хвиль електричного та магнітного типів, наведена в [11, 12].

Для визначення амплітуд хвиль із виразу (2) необхідно знайти значення власних хвиль рупора і коефіцієнти відбиття від його розкриву.

Зобразимо пірамідальний рупор у вигляді відрізка прямокутного хвилеводу з розрізом, який повільно змінюється вздовж поздовжньої осі. У цьому випадку для визначення амплітуд хвиль у розкриві необхідно знайти вираз для власних хвиль прямокутного хвилеводу з розмірами розкриву рупора, коефіцієнти відбиття від розкриву та внутрішніх неоднорідностей рупора, а також його поза межних розрізів. Скористуємося виразами для власних хвиль, отриманих у [13].

Коефіцієнти відбиття від розкриву рупора визначимо за умови узгодження двох ліній передач із хвильовим опором $Z_0 = 120\pi$ Ом (вільний простір розкриву рупора), як це зроблено в [13].

Хвильовий опір розкриву рупора визначимо як співвідношення тангенційних складових електричного і магнітного полів хвилеводу з розмірами розкриву. У такому випадку визначення хвильового опору справедливе не тільки для основного, але й для довільного типу хвилі.

Коефіцієнти відбиття від розкриву для хвиль магнітного ρ_{+mn}^H та електричного ρ_{+mn}^E типів набудуть такого вигляду:

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

де λ – довжина хвилі збудженого в рупорі поля;

m, n – кількість стоячих півхвиль, які вкладаються по сторонах a і b поперечного розрізу;

a_p, b_p – розміри розкриву за осями x та y відповідно.

Підставляючи у (2) вирази для власних функцій полів E і H типів та для падаючого поля (1) і коефіцієнти відбиття від розкриву (3), отримаємо вираз для амплітуд хвиль магнітного поля, збуджених у розкритті рупора при падінні на нього плоскої електромагнітної хвилі, нормально поляризованої до площини падіння:

$$C_{+mn}^{H_{\perp}} = 2E_0 \frac{n\pi}{a_p} \frac{(1 + \cos \theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{N_{mn}^H \cdot Z_0 (1 - \rho_{-mn}^H \rho_{+mn}^H) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \aleph, \quad (4)$$

а для амплітуд хвиль електричного типу маємо

$$C_{+mn}^{E_{\perp}} = -2E_0 \frac{m\pi}{b_p} \frac{(1 + \cos \theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{N_{mn}^E \cdot (1 - \rho_{-mn}^E \rho_{+mn}^E) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right)} \aleph, \quad (5)$$

$$\text{де } \aleph = \int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_p}\left(y + \frac{a_p}{2}\right)\right) \exp(-iky \sin \theta_{II}) dy \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{b_p}\left(x + \frac{b_p}{2}\right)\right) dx; \quad (6)$$

N_{mn}^H, N_{mn}^E – норми хвиль магнітного та електричного типу, які визначають за виразом [13]:

$$N_v = \int_{S_p} \left(\left\{ [\vec{E}_{+v}, \vec{H}_{-v}] - [\vec{E}_{-v}, \vec{H}_{+v}] \right\} d\vec{S} \right). \quad (7)$$

Для випадку падіння хвилі (рис. 4) N_{mn}^H , що входить до виразу (4), буде дорівнювати

$$N_{mn}^H = -\frac{a_p b}{2z_c} \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} \cdot \left(\frac{m\pi}{b_p}\right)^2 \left(1 - \frac{\sin 2m\pi}{2m\pi}\right) \times \left(1 + \frac{\sin 2n\pi}{2n\pi} + \left(\frac{n\pi}{a_p}\right)^2 \left(1 + \frac{\sin 2m\pi}{2m\pi}\right) \left(1 - \frac{\sin 2m\pi}{2m\pi}\right)\right). \quad (8)$$

Для випадку падіння хвилі (рис. 4) N_{mn}^E , що входить до виразу (5), буде дорівнювати

$$N_{mn}^E = \frac{a_p b_p}{2} Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2} \left(\left(\frac{m\lambda}{b_p}\right)^2 + \left(\frac{n\lambda}{a_p}\right)^2 \right). \quad (9)$$

Візьмемо інтеграл з виразу (6):

$$\int_{-\frac{a_p}{2}}^{\frac{a_p}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{a_p}\left(y + \frac{a_p}{2}\right)\right) \exp(-iky \sin \theta_{II}) dy \int_{-\frac{b_p}{2}}^{\frac{b_p}{2}} \cos\left(\frac{m\pi}{b_p}\left(x + \frac{b_p}{2}\right)\right) dx = \frac{2b_p \sin m\pi}{(m\pi)m\pi} \cdot \frac{a_p f_{+n}(\theta)}{1 - \left(\frac{ka_p \sin \theta}{n\pi}\right)^2}, \quad (10)$$

$$\text{де } f_{+n}(\theta_{II}) = \sin^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{ka_p}{2} \sin \theta_{II}\right) i \cos^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{ka_p}{2} \sin \theta_{II}\right).$$

Підставивши у (4)–(5) вирази (8)–(10), отримаємо:

$$C_{+mn}^{H\perp} = -4E_0 b_p f_{+n}(\theta_{II}) \frac{\sin(m\pi)}{m\pi} \times \frac{(1 + \cos \theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{N_{mn}^E \cdot Z_0 (1 - \rho_{-mn}^H \rho_{+mn}^H) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right) \left(1 - \left(\frac{ka_p \sin \theta_{II}}{n\pi}\right)^2\right)}, \quad (11)$$

$$C_{+mn}^{E\perp} = \frac{-4E_0 a_p \sin(m\pi) (1 + \cos \theta_{II}) f_{+n}(\theta_{II}) \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}}{n\pi N_{mn}^E \cdot (1 - \rho_{-mn}^E \rho_{+mn}^E) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2b_p}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a_p}\right)^2}\right) \left(1 - \left(\frac{ka_p \sin \theta_{II}}{n\pi}\right)^2\right)}. \quad (12)$$

У формулі (12) множник $\sin(m\pi)$ дорівнює 0, тому що m – ціле число. В (11) маємо множник $\sin(m\pi)/m\pi$, який не дорівнює 0 тільки при $m = 0$.

Звідси випливає, що хвилі електричного типу при розгляді падіння плоскої хвилі за нормальної поляризації падаючої хвилі до площини падіння (рис. 3) згідно з (12) збуджуватися не будуть. А вираз (11) вказує на те, що амплітуди хвиль магнітного типу не будуть рівні нулю тільки при $m = 0$.

Таким чином, отримано лише одне рівняння для визначення амплітуд, що збуджуються в розкриві опромінювача, для випадку нормальної поляризації хвилі до площини падіння:

$$C_{+0n}^H = \frac{-4E_0 a_p (1 + \cos \theta_{II}) f_{+n}(\theta_{II})}{(n\pi)(1 - \rho_{-0n}^E \rho_{+0n}^E) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2b_p} \right)^2} - \left(\frac{2a_p}{n\pi} \right)^2 \right)}. \quad (13)$$

Для перевірки отриманих числових результатів було зібрано установку для вимірювання ЕПР з використанням ефекту Доплера. Для виділення відбитого від об'єкта сигналу на фоні завад – відбиттів від предметів, що знаходяться поруч, – використовувався ефект зміни частоти через рух джерела електромагнітного випромінювача. Результати вимірювань наведено на рис. 5.

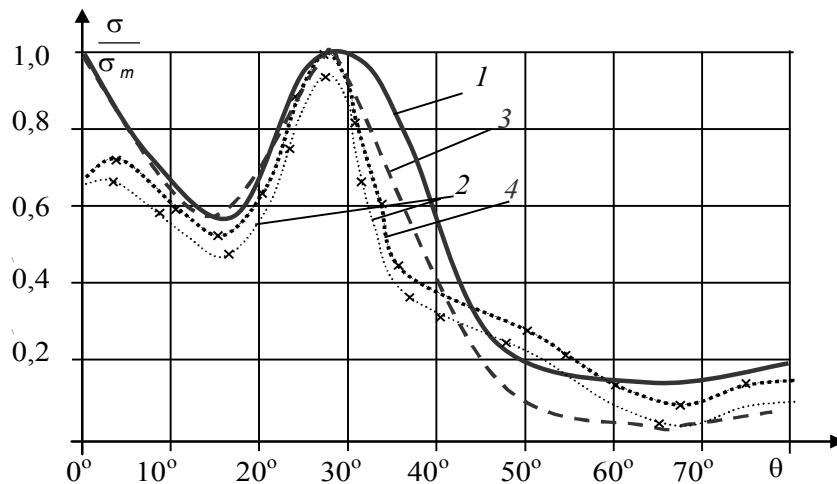


Рис. 5. Діаграма ЕПР короткозамкнутого відрізка хвилеводу з розмірами розкриву рупора $(a_p \times b_p \times l) = (2,51 \times 1,4 \times 1,97)$ при нормальній поляризації падаючої хвилі:

1 – експеримент; 2 – теоретичні дослідження [12]; 3 – експеримент для опромінювача станції 1РЛ133; 4 – теоретичні дослідження [10–12]

Крива 1 – це діаграма ЕПР короткозамкнутого відрізка хвилеводу з розмірами $(a_p \times b_p \times l) = (2,51 \times 1,4 \times 1,97)$ при нормальній поляризації падаючої хвилі. Теоретичні дослідження (крива 2) отримано в [12]. Порівнюючи криві 1 та 2, можна відзначити збіжність теорії та практики.

На рис. 5 також наведено експериментально виміряну та нормовану (крива 3) діаграму ЕПР для опромінювача антенної системи РЛС ПСРН-5 “Кредо” (1РЛ133). Криву 4 побудовано за кінцевими виразами визначення перевипроміненого електромагнітного поля, отриманими в [10–12].

На відміну від інших досліджень у виразі для визначення сумарного відбитого електромагнітного поля враховано: поле, відбите кромками рупора; місця з'єднання з хвилеводом; вплив неоднорідностей усередині опромінювача; амплітуди поля, що збуджуються в його розкритті (13). Для цього в кінцеві вирази [10–12] було підставлено амплітуди поля, що збуджується в розкритті рупорного опромінювача, для випадку нормальної поляризації падаючої хвилі до площини падіння (13).

Другий експеримент свідчить про схожість вимірних значень нормованої ЕПР до відповідних теоретичних результатів. Проте збіжність кривих 3 та 4 майже вдвічі краща, ніж у першому експерименті (криві 1 і 2).

Таким чином, на прикладі антенної системи станції 1РЛ133 доведено, що наведений удосконалений математичний апарат доцільно застосовувати для досліджень штатних опромінювачів подібних антенних систем. Незначні розходження кривих можна пояснити неточностями виготовлення макетів та штатного опромінювача антенної системи РЛС ПСРН-5 “Кредо” (1РЛ133), а також тим, що удосконалений метод розрахунку, хоча і точніший, ніж попередні, проте все одно є наближеним.

Висновок. Таким чином, при нормальній поляризації хвилі до площини падіння на розкритті рупора збуджуються тільки хвилі магнітного типу, амплітуди яких визначають за виразом (13), що дозволяє розрахувати дифракцію електромагнітної хвилі на рупорному опромінювачі пірамідальної форми антенної системи станції ПСРН-5 “Кредо” (1РЛ133) при довільному падінні плоскої електромагнітної хвилі.

Подальші дослідження полягатимуть в отриманні кінцевих виразів для розрахунку електромагнітного поля, перевипроміненого рупорним опромінювачем відповідно до наведеного випадку падіння електромагнітної хвилі, та в разі, якщо хвиля поляризована в площині падіння (площина падіння і площина поляризації збігаються). Таке поєднання дозволить отримати суперпозицію обох випадків, що відповідатиме довільному падінню хвилі.

Удосконалений математичний апарат дозволить спроектувати малогабаритний опромінювач зі зменшеною ЕПР для антенної системи РЛС ПСРН-5 “Кредо” (1РЛ133), що сприятиме підвищенню ефективності її застосування.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Куприянов А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы : учеб. пособ. / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М. : Вузовская книга, 2007. – 356 с.
2. Цветнов В. В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В. В. Цветнов, В. П. Демин, А. И. Куприянов. – М. : Изд-во МАИ, 1998. – 248 с.
3. Лагарьков А. Н. Фундаментальные и прикладные проблемы стелс-технологий / А. Н. Лагарьков, М. А. Погосян // Вестник Российской академии наук. – 2003. – Т. 73, № 9. – 848 с.
4. Направления и перспективы создания малозаметных антенных систем / Г. Д. Михайлов, В. И. Сергеев, Э. А. Соломин, В. А. Воронов // Тез. докл. научн.-техн. конф. [«Направления развития систем и средств радиосвязи»]. – Воронеж : ВНИИС, 1993. – С. 58–64.

5. Гладышев А. К. Влияние характеристик рассеяния на показатели качества функционирования РСС / А. К. Гладышев, Е. Ф. Иванкин, С. Н. Панычев // Измерительная техника. – 1995. – № 2. – С. 48–50.
6. Белевищук Я. О. Метод розрахунку ефективної поверхні розсіювання наземної техніки, оснащеної багатоелементними антенами / Я. О. Белевищук, В. О. Василець, С. В. Нечитайло // Авиационно-космическая техника и технологии. – Х. : ХУПС, 2009. – № 8 (65). – С. 169–174.
7. Сидорчук О. Л. Аналіз методів і способів зменшення ефективної поверхні розсіювання антенних систем / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир : ЖДТУ, 2012. – № 2 (61). – С. 94–106.
8. Изделие 1РЛ133. Техническое описание. БД 1.400.009 ТО. – 1974. – 232 с.
9. Распознавание БПЛА мультироторного типа с использованием фазовых портретов / Р. Э. Пащенко, В. И. Кортунов, Д. О. Цюпак, О. А. Барданова // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х. : ХУПС, 2013. – Вип. 4 (13). – С. 68–72.
10. Сидорчук О. Л. Дифракція плоскої електромагнітної хвилі на рупорній антені / О. Л. Сидорчук // Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир : ЖДТУ, 2010. – № 2 (53). – С. 167–175.
11. Астахов В. Н. К расчёту полного поля рассеивания приёмной рупорной антенны / В. Н. Астахов, В. А. Степанов // Известия Ленинград. электротехнич. ин-та. Научн. труды. – 1987. – Вып. 388. – С. 92–97.
12. Сидорчук О. Л. Розрахунок ефективності поверхні розсіювання рупорної антени при падінні на неї хвилі довільної форми із застосуванням леми Лоренца / О. Л. Сидорчук. – Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – Житомир : ЖДТУ, 2011. – № 2 (57). – С. 102–113.
13. Канценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами / Б. З. Канценеленбаум. – М. : Изд. АН СССР, 1961. – 216 с.
14. Сидорчук О. Л. Дослідження амплітуд електромагнітного поля, збудженого лінійною решіткою рупорних опромінювачів / О. Л. Сидорчук // Вісник Нац. технічн. ун-ту України «КПІ». Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». – К. : НТУУ, 2016. – № 64. – С. 49–58.

Подано 06.09.2016

О. Л. Сидорчук

МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ ИССЛЕДОВАНИЯ АМПЛИТУД ПОЛЯ, ВОЗБУЖДЕННОГО АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ 1РЛ133 “КРЕДО”

В статье предложен усовершенствованный математический аппарат для исследования амплитуд электромагнитного поля, возбуждённого антенной системой с рупорным облучателем пирамидальной формы. Такой аппарат позволит получить окончательную формулу для расчета электромагнитного поля, переизлученного рупорным облучателем антенной системы радиолокационной станции 1РЛ133 при нормальной поляризации падающей плоской волны к плоскости падения. Проведенные исследования позволят смоделировать новый малогабаритный облучатель круговой поляризации с уменьшенной эффективной поверхностью рассеивания для повышения эффективности использования

станции ПСРН-5 "Кредо" (1РЛ133) путем улучшения характеристик её антенной системы.

Ключевые слова: *уменьшение радиолокационной заметности, малогабаритный рупорный облучатель, антенная система, дифракция электромагнитной волны.*

O. L. Sydorчук

MATHEMATICAL APPARATUS FOR RESEARCH OF AMPLITUDE OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD EXCITED BY AN ANTENNA FEED RADAR SYSTEM 1RL133 "CREDO"

The article provides an improved mathematical apparatus for studying the electromagnetic field amplitudes excited by the antenna system with the feed horn of pyramidal shape. This apparatus will provide the final formula for the calculation of the re-feed electromagnetic field by the horn antenna system 1RL133 radar under normal polarization of the incident plane wave to the plane of incidence, as one of the cases of arbitrary falling. At normal polarization of waves to the plane of fall on the horn will excite just wave of magnetic type. The expression for the amplitudes of these waves will calculate re-feed field irradiators for antenna system 1RL133 when considering arbitrary falling plane electromagnetic wave. Further research will be to study wave polarized in the plane of incidence (plane of incidence and the plane of polarization coincide). This combination of planes will meet an arbitrary falling electromagnetic wave. The studies will allow to model new compact irradiator of circular polarization with a reduced range cross section for more efficient use of radar PSRN-5 "Credo" (1RL133) by improving the characteristics of its antenna system.

Keywords: *reduction of radiolocating visibility, small-size horn feed, antenna system, electromagnetic wave diffraction.*