

Ю.О. Колос, к.т.н., доц.
В.П. Манойлов, д.т.н., проф.
В.В. Павлюк, ад'юнкт

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

ЕФЕКТИВНА ПЛОЩА РОЗСІЮВАННЯ РУПОРНОЇ АНТЕНИ

Запропонована методика визначення розсіяного рупорною антеною поля та розрахунку ефективної площі розсіювання рупорної антени. Від існуючих дана методика відрізняється врахуванням розсіювання електромагнітного поля кромками рупора. Шляхом теоретичних викладок отримано вирази для випадку довільного напрямку падіння електромагнітної хвилі та однакових поляризацій падаючої та відбитої хвилі.

Вступ. Сучасні пересувні сухопутні та морські зразки озброєння та військової техніки, залежно від призначення, мають у своєму складі різноманітні антени, призначені для прийому та передачі інформаційних радіосигналів, оцінки просторових координат та ін.

Актуальність досліджень. У теперішній час, поряд із покращенням характеристик антен та фазованих антенних решіток, ведуться роботи, спрямовані на покращення їх розсіювальних властивостей [1, 2]. Як показано в роботі [2], внесок антени у сумарну ефективну площу розсіювання складає до 90 % при деяких ракурсах опромінення та спостереження. Даний фактор суттєво погіршує радіопомітність об'єктів ОБТ, що особливо актуально для станцій пасивної локації. Аналіз результатів теоретичних та експериментальних досліджень щодо розсіювання електромагнітних хвиль (ЕМХ) антенами [3] показує, що найбільші значення ЕПР мають апертурні антени та ФАР. Наслідком високих рівнів ЕПР антен та ФАР є великі енергетичні втрати сигналу при роботі на прийом, оскільки значна частина ЕМХ відбивається та розсіюється у навколишній простір.

Застосування інших типів антен у НВЧ діапазоні викликає серйозні труднощі, натомість більш доцільним є покращення розсіювальних характеристик апертурних антен. Таким чином, дослідження в галузі оцінки впливу характеристик розсіювання антен з метою їх покращення є актуальним науковим завданням. Дослідження впливу антен на загальну ЕПР зразків ОБТ показують, що без оцінки характеристик розсіювання антен проблема зменшення помітності більшості об'єктів ОБТ не може бути вирішена [5–6].

Аналіз попередніх досліджень. Детальний огляд процесів розсіювання ЕМХ антенами та ФАР представлений в [1], де проаналізовано та узагальнено більшість закордонних та вітчизняних публікацій.

Одним із найбільш перспективних типів антен, що широко застосовуються у зразках ОБТ, є рупорні. Основні їх переваги – діапазонність, простота конструкції, надійність в експлуатації.

На теперішній час завдання визначення поля, розсіяного рупорною антеною, при довільному напрямку падіння на неї ЕМХ не вирішене. Це, в свою чергу, пригальмовує розробку антен зі зменшеною ЕПР.

Мета досліджень – визначення поля, розсіяного рупорною антеною, при довільному напрямку падіння на неї ЕМХ та ефективної площі розсіювання рупорної антени.

Задачу визначення поля, розсіяного рупорною антеною, будемо розглядати у наступній постановці. Нехай на розкрит рупорної антени, виготовленої з ідеального провідника, падає ЕМХ зі складовими \vec{E}_n та \vec{H}_n , створена зовнішніми джерелами електричного \vec{J}_e та магнітного \vec{J}_m струмів в об'ємі V_0 , розташованому за межами антени (рис. 1).

Постановка задачі. Необхідно визначити поле, розсіяне даною антеною. Поставлена задача не може бути розв'язана строго за допомогою відомих математичних методів [6, 7], тому будемо розв'язувати її наближеними методами. Зміст наближення полягає у тому, що розсіяне поле представимо у вигляді суми полів, розсіяних апертурою рупора та його кромками [8].

Основна частина. В режимі прийому повне електромагнітне поле \vec{E} та \vec{H} перед рупором складається з падаючого поля \vec{E}_n та \vec{H}_n та поля, розсіяного рупором \vec{E}_p та \vec{H}_p :

$$\vec{E} = \vec{E}_n + \vec{E}_p, \quad \vec{H} = \vec{H}_n + \vec{H}_p, \quad (1)$$

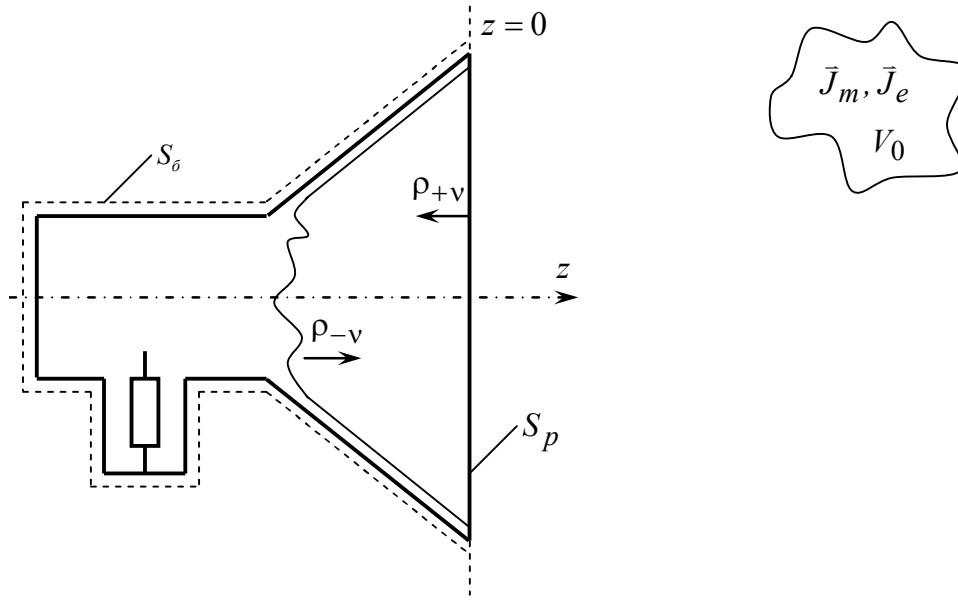


Рис. 1

Розсіяне рупором поле \vec{E}_p та \vec{H}_p представимо у наступному вигляді:

$$\vec{E}_p = \vec{E}_{pa} + \vec{E}_{pk}, \quad \vec{H}_p = \vec{H}_{pa} + \vec{H}_{pk}, \tag{2}$$

де \vec{E}_{pa} та \vec{H}_{pa} – поле, розсіяне апертурою; \vec{E}_{pk} та \vec{H}_{pk} – поле, розсіяне кромками рупора.

В режимі передачі незалежне джерело струму знаходиться всередині антени та створює електромагнітне поле, котре, як всередині, так і ззовні антени, позначимо як \vec{E}_e та \vec{H}_e . Всередині антени дане поле можна представити у вигляді власних функцій номера v з одиничною амплітудою: прямих та зворотних, відбитих від розкриву з коефіцієнтом відбиття ρ_{+v} :

$$\vec{E}_e = (\vec{E}_{-v} + \rho_{+v}\vec{E}_{+v}), \quad \vec{H}_e = (\vec{H}_{-v} + \rho_{+v}\vec{H}_{+v}). \tag{3}$$

Тут і далі знак (-) відповідає поширенню хвиль у напрямку осі z , (+) – у протилежному напрямку.

Суперпозиція власних хвиль прямого та зворотного напрямків з амплітудними коефіцієнтами $C_{\pm v}$ описує загальне поле всередині рупорного розкриву:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \sum_{v=1}^{\infty} C_v (\vec{E}_{+v} + \rho_{-v}\vec{E}_{-v}), \\ \vec{H} &= \sum_{v=1}^{\infty} C_v (\vec{H}_{+v} + \rho_{-v}\vec{H}_{-v}), \end{aligned} \tag{4}$$

де ρ_{-v} – коефіцієнт відбиття від неоднорідностей всередині рупорного розкриву.

Застосуємо лему Лоренца для ЕМХ \vec{E}, \vec{H} та \vec{E}_e, \vec{H}_e для об'єму, обмеженого безкінечно віддаленої від антени поверхні S_{∞} та замкнутою поверхнею S , утвореною ідеально провідною поверхнею зовнішніх стінок рупора S_0 та поверхнею розкриву S_p :

$$\begin{aligned} \int_V \{(\vec{J}_e, \vec{E}_e) - (\vec{J}_m, \vec{H}_e)\} dv &= \int_S \{[\vec{E}, \vec{H}_e] - [\vec{E}_e, \vec{H}]\} ds; \\ S &= S_0 + S_p. \end{aligned} \tag{5}$$

Підставляючи до (5) вирази для полів (3), (4) та використовуючи умови ортогональності власних функцій, отримаємо:

$$C_{+v} = \frac{\int_V \{(\vec{J}_e, \vec{E}_e) - (\vec{J}_m, \vec{H}_e)\} dv}{N_v (1 - \rho_{-v} \rho_{+v})}, \tag{6}$$

де N_v – норма власної функції, що дорівнює:

$$N_v = \int_S \{[\vec{E}_{+v}, \vec{H}_{-v}] - [\vec{E}_{-v}, \vec{H}_{+v}]\} ds. \tag{7}$$

Застосування леми Лоренца для ЕМП падаючої хвилі \vec{E}_n, \vec{H}_n та полів, що випромінюються рупорною антеною в режимі передачі \vec{E}_e та \vec{H}_e , для об'єму V призводить до отримання наступного виразу:

$$\int_V \left\{ (\vec{J}_e, \vec{E}_e) - (\vec{J}_m, \vec{H}_e) \right\} dV = \int_{S_p} \left\{ [\vec{E}_n, \vec{H}_e] - [\vec{E}_e, \vec{H}_n] \right\} d\vec{s} + \int_{S_0} \left\{ [\vec{E}_n, \vec{H}_e] - [\vec{E}_e, \vec{H}_n] \right\} d\vec{s}. \quad (8)$$

Підставляючи (8) до (6), отримуємо рівняння для амплітуди власної функції:

$$C_{+v} = \frac{\int_{S_p} \left\{ [\vec{E}_n, \vec{H}_e] - [\vec{E}_e, \vec{H}_n] \right\} d\vec{s}}{N_v (1 - \rho_{-v} \rho_{+v})} + \frac{\int_{S_0} \left\{ [\vec{E}_n, \vec{H}_e] - [\vec{E}_e, \vec{H}_n] \right\} d\vec{s}}{N_v (1 - \rho_{-v} \rho_{+v})}. \quad (9)$$

Якщо вважати поле \vec{H}_e малим на поверхні S_0 , тобто вважати малими струми, що затікають на зовнішню поверхню антени, то другим додатком у (9) можна знехтувати. Таким чином, амплітуди власних хвиль, збуджених падаючою хвилею, будуть визначатись за наступним виразом:

$$C_{+v} \cong \frac{\int_{S_p} \left\{ [\vec{E}_n, \vec{H}_e] - [\vec{E}_e, \vec{H}_n] \right\} d\vec{s}}{N_v (1 - \rho_{-v} \rho_{+v})}, \quad (10)$$

або з урахуванням (3):

$$C_{+v} \cong \frac{\int_{S_p} \left\{ [\vec{E}_n, \vec{H}_e] (1 + \rho_{+v}) - [\vec{E}_e, \vec{H}_n] (1 + \rho_{+v}) \right\} d\vec{s}}{N_v (1 - \rho_{-v} \rho_{+v})}. \quad (11)$$

Таким чином, отримано вираз для визначення амплітуд хвиль, збуджених у розкритті рупорної антени при падінні на неї довільної ЕМХ. При цьому струми, що затікають за розкриття, вважаються малими.

Для визначення розсіяного поля розкритом рупорної антени слід врахувати граничні умови: безперервність тангенціальних складових повного поля \vec{E}, \vec{H} на поверхні розкриття антени S_p . Розмістимо початок координат у центрі розкриття антени ($z = 0$). Для такого випадку маємо:

$$\left. \begin{aligned} (\vec{E}_n + \vec{E}_p)_\tau &= (\vec{E})_{\tau(z=0)} \\ (\vec{H}_n + \vec{H}_p)_\tau &= (\vec{H})_{\tau(z=0)} \end{aligned} \right\}. \quad (12)$$

Тут \vec{E}_n та \vec{H}_n – напруженість електричного та магнітного полів падаючої на розкриття хвилі.

Розсіяне поле \vec{E}_p у всьому просторі можна представити у вигляді розкладу у безперервний спектр плоских хвиль [9] наступним чином:

$$\vec{E}_p = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{\pm\infty} \vec{A}(k_x, k_y) \exp\{-j(k_x x + k_y y)\} dk_x dk_y, \quad (13)$$

де $\vec{A}(k_x, k_y)$ – спектральна функція комплексних амплітуд плоских хвиль, k_x, k_y, k_z – проекції хвильового вектора на відповідні координатні осі прямокутної системи координат. Пов'язані співвідношення $k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$.

Підставляючи до виразу (12) значення полів з (11) та (13), отримаємо:

$$(\vec{E}_p)_\tau + \frac{1}{4\pi^2} \iint_{\pm\infty} \vec{A}_\tau(k_x, k_y) \exp\{-j(k_x x + k_y y)\} dk_x dk_y = \sum_{v=1}^{\infty} C_{+v} (1 + \rho_{-v}) (E_{+v})_\tau. \quad (14)$$

Аналогічний вираз можна отримати для магнітної складової.

Помножимо праву та ліву частини виразу (14) на $\exp\{j(k_x x + k_y y)\}$ та проінтегруємо по поверхні розкриття антени S_p . Потім доповнимо інтегрування у безмежних границях при умові $(\vec{E})_{\tau(z=0)} = 0$ за межами S_p , використовуючи співвідношення:

$$\vec{A}_\tau(k_x, k_y) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{\pm\infty} \left\{ \iint_{\pm\infty} \vec{A}_\tau(k_x, k_y) \exp\{-j(k_x x + k_y y)\} dk_x dk_y \exp\{j(k_x x + k_y y)\} \right\} dx dy, \quad (15)$$

та отримаємо:

$$A_{\tau}(k_x, k_y) = -\iint_{S_p} (E_n)_{\tau} \exp\{j(k_x x + k_y y)\} dx dy |_{z=0} + \iint_{S_p} \sum_{v=1}^{\infty} C_{+v} (1 + \rho_{-v}) (E_{+v})_{\tau} \exp\{j(k_x x + k_y y)\} dx dy. \quad (16)$$

Підставляючи $A_{\tau}(k_x, k_y)$ із (16) до (13), маємо:

$$\bar{E}_{pr} \equiv \frac{\bar{z}^0}{4\pi^2} \iint_{\pm\infty} \left\{ \iint_{S_p} \sum_{v=1}^{\infty} [C_{+v} (1 + \rho_{-v}) (E_{+v})_{\tau} \exp\{j(k_x x + k_y y)\} - (E_{+v})_{\tau} \exp\{j(k_x x + k_y y)\}] dx dy \right\} dk_x dk_y. \quad (17)$$

Магнітна складова розсіяного поля знаходиться за допомогою рівняння Максвелла:

$$\bar{H}_a = \frac{1}{j\omega\mu} \text{rot} \bar{E}_a. \quad (18)$$

Для визначення розсіяного рупорною антеною поля згідно (17) та (18) необхідно знати власні функції ЕМП у розкритті та коефіцієнти відбиття від внутрішніх неоднорідностей та площини розкриття. На теперішній час власні функції пірамідального рупорного розкриття не визначені. У такому випадку пірамідальний розкриття представляється у вигляді відрізка нерегулярного хвилеводу з поперечним перетином, що плавно змінюється вздовж осі z [13].

Власні функції, в такому випадку, будуть відповідати власним функціям прямокутного хвилеводу.

Поле, розсіяне кромками антени, визначимо у наступному вигляді [14]:

$$\bar{E}_{pk} = \left| \bar{E}_{pk} \right| \exp\{j\varphi_k\} \frac{\exp\{-jkr\}}{r}, \quad (19)$$

де φ_k – кут між лінією кромки та напрямком падіння хвилі.

У такому ж вигляді представимо поле, розсіяне розкритвом антени (17):

$$\bar{E}_{pa} = \left| \bar{E}_{pa} \right| \exp\{j\varphi_a\} \frac{\exp\{-jkr\}}{r}, \quad (20)$$

де φ_a – кут між площинами падіння хвилі та розкриття.

Повне ЕМП відповідно до (2) визначимо, додавши (19) та (20):

$$\bar{E}_p = \left(\left| \bar{E}_{pa} \right| \exp\{j\varphi_a\} + \left| \bar{E}_{pk} \right| \exp\{j\varphi_k\} \right) \frac{\exp\{-jkr\}}{r}. \quad (21)$$

Характеристикою розсіюючих властивостей об'єкта в радіолокації є ефективна площа розсіювання (ЕПР) [10]. У випадку співпадання поляризації приймального та перевипромінюваного полів вираз для визначення ЕПР матиме наступний вигляд [10]:

$$\sigma_a = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|\bar{E}_p|^2}{|E_n|^2}, \quad (22)$$

де r – відстань від місця прийому до точки розташування об'єкта, що розсіює ЕМП. Використовуючи вирази для полів із (21), маємо:

$$\sigma_a = 4\pi \lim_{r \rightarrow \infty} r^2 \frac{\left[\left| \bar{E}_{pk} \right| \exp\{j\varphi_k\} + \left| \bar{E}_{pa} \right| \exp\{j\varphi_a\} \right]^2}{|E_n|^2}. \quad (23)$$

Представимо чисельник (23) у наступному вигляді:

$$\left[\left| \bar{E}_{pk} \right| \exp\{j\varphi_{pkr}\} + \left| \bar{E}_{pa} \right| \exp\{j\varphi_{pa}\} \right]^2 = \left[\left| \bar{E}_{pk} \right|^2 + \left| \bar{E}_{pa} \right|^2 + 2 \left| \bar{E}_{pk} \right| \left| \bar{E}_{pa} \right| \cos(\varphi_{pkr} - \varphi_{pa}) \right]. \quad (24)$$

Введемо позначення:

$$\sigma_{pa} = 4\pi \lim_{r \rightarrow \infty} r^2 \frac{|\bar{E}_{pa}|^2}{|E_n|^2}, \quad (25)$$

$$\sigma_{pk} = 4\pi \lim_{r \rightarrow \infty} r^2 \frac{|\bar{E}_{pk}|^2}{|E_n|^2}, \quad (26)$$

що відповідають ЕПР апертури та кромки відповідно.

Вираз для ЕПР рупорної антени (23) з врахуванням (24–26) матиме наступний вигляд:

$$\sigma_{pA} = \sigma_a + \sigma_k + 2\sqrt{\sigma_a \sigma_k} \cos(\varphi_a - \varphi_k), \quad (27)$$

або

$$\sigma_{PA} = \sigma_a \left\{ 1 + 2 \sqrt{\frac{\sigma_k}{\sigma_a}} \cos(\varphi_a - \varphi_k) + \frac{\sigma_k}{\sigma_a} \right\}, \quad (28)$$

Таким чином, визначення розсіювальних властивостей рупорної антени здійснюється шляхом виконання наступної послідовності операцій:

1. Визначається поле, розсіяне апертурою антени (17) та (18), для чого знаходяться величини, що входять до даних виразів.

1.1. Визначаються власні функції рупорного розкриву (для прямокутного розкриву з малими кутами можуть використовуватись власні функції прямокутного хвилеводу).

1.2. Відомими методами [13] визначаються коефіцієнти відбиття для власних хвиль від неоднорідностей та розкриву.

1.3. Знаходяться амплітудні коефіцієнти власних хвиль (11).

2. Визначається поле, розсіяне кромками антени (19).

3. Знаходиться загальне поле, розсіяне антеною (21).

4. В загальному випадку ЕПР знаходиться за (22) на основі отриманих виразів для падаючого та розсіяного полів.

Висновки. Отримані вирази не є кінцевими та виведені для загального випадку, визначеного на рис. 1. Розрахункові формули отримуються для обраної геометрії рупорної антени, а також для конкретного випадку її опромінення (сферична, циліндрична, або плоска хвиля).

В результаті теоретичних викладок запропонована методика визначення ЕМП, розсіяного рупорною антеною для падаючої хвилі довільного напрямку. Дана методика відрізняється від існуючих врахуванням розсіювання від кромки антени. Вважається, що поляризації падаючої та відбитої хвиль однакові.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Бененсон Л.С. Фельд Я.Н. Рассеяние электромагнитных волн антеннами // Радиотехника и электроника. – 1988. – Вып. XXXIII. – № 2. – С. 225–245.
2. Михайлов Г.Д., Сергеев В.И. Направления и перспективы создания малозаметных антенных систем // Тез. докл. НТК «Направления развития систем и средств связи». – Воронеж: ВНИИС, 1993. – С. 58–64.
3. Гладышев А.И., Иванкин Е.Ф., Паньчев С.Н. Влияние характеристик рассеяния антенн на показатели качества функционирования РЭС // Измерительная техника. – 1995. – № 2. – С. 48–50.
4. Еремин В.Б., Паньчев С.Н. Характеристики рассеяния антенн и фазированных антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. – 1997. – № 2. – С. 61–70.
5. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. – М.: Сов. радио, 1975. – 257 с.
6. Гладышев А.И., Иванкин Е.Ф., Паньчев С.Н. Экспериментально-расчетная модель оценки характеристик рассеяния апертурных антенн // Метрология. – 1993. – № 11–12. – С. 24–28.
7. Астахов В.Н. Дифракция плоской электромагнитной волны на рупорной антенне // Изв. ЛЭТИ, 1981. – Вып. 297. – С. 23–28.
8. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. – М.: Радио и связь, 1983. – 270 с.
9. Дубровка Ф.Ф., Глуценко В.Н., Ена Г.Н., Степаненко П.А., Терещенко В.М. Сверхширокополосные рупорные антенны со значительным различием ширин диаграмм направленностей в Е- и Н-плоскостях // Известия ВУЗов. – М.: Радиоэлектроника, 2997. – № 1. – С. 73–80.
10. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
11. Красюк В.Н. Антенны СВЧ с диэлектрическими покрытиями. – Л.: Судостроение, 1986. – 162 с.
12. Марков Г.Г., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
13. Каценеленбаум Б.З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. – М.: Изд АН СССР, 1961. – 216 с.
14. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. Т. 1. – М.: Связь, 1977. – 381 с.

КОЛОС Юрій Олександрович – кандидат технічних наук, доцент, заступник начальника Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова з наукової та навчальної роботи.

Наукові інтереси:

– складні багатфункціональні радіотехнічні системи;

– антенні системи НВЧ діапазону.

МАНОЙЛОВ В'ячеслав Пилипович – доктор технічних наук, професор, головний науковий співробітник науково-дослідного центру Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

- електродинаміка;
- широкосмугові антенні системи НВЧ діапазону.

ПАВЛЮК Володимир Володимирович – ад'юнкт Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

- електродинаміка;
- широкосмугові рупорні антени.

Подано 29.03.2007