

УДК 621.396

В.П. Манойлов, д.т.н., проф.*Житомирський державний технологічний університет***О.Л. Сидорчук, н.с.***Житомирський військовий інститут ім. С.П. Корольова
Національного авіаційного університету*

МАЛОГАБАРИТНА РУПОРНА АНТЕНА КРУГОВОЇ ПОЛЯРИЗАЦІЇ ЗІ ЗМЕНШЕНОЮ ЕПР

У даній роботі розглянуті конструкція й принципи роботи рупорної антени зі зменшеною ЕПР, здатної приймати і випромінювати електромагнітні поля як з лінійної, так і з круговими поляризаціями в діапазоні робочих частот. Показано, що для зменшення довжин щілин застосовані гантелі й отриманий вираз для визначення їх резонансної частоти.

Постановка завдання. Ефективна поверхня розсіювання антен ЕПР є однієї з основних характеристик, що застосовуються в радіотехніці [1, 2]. Від її величини залежить працездатність різних радіосистем, тому що в ЕПР об'єкта істотний внесок вносить антенна система. Тому зменшення властивостей розсіювання антен становить великий інтерес для радіолокації й інших радіотехнічних задач, тому що проектування й оцінка ефективності сучасних радіосистем неможливі без знання характеристик розсіювання ефектів, що спостерігаються, однією з необхідних складових частин яких є антени.

Широке застосування знаходять антени в якості об'єктів перевідбиття й тому знання їх ЕПР є необхідним [3, 4].

Необхідність розташування декількох антен в одному місці приводить до того, що перевідбиття від них впливає на перешкодозахищеність і виникає задача не тільки визначити цей вплив, але й суттєво його зменшити.

Виходячи з вищевикладеного перед розробниками антенних систем виникають наступні завдання:

- вміти розраховувати розсіювальні властивості антен;
- знати шляхи зменшення ЕПР антен.

Для розв'язку цих завдань необхідно визначити розсіяне поле від антенних систем і з'ясувати основні фактори, що впливають на це поле, і на підставі цього розробляти шляхи зниження ЕПР і конструкції антен, у яких розсіяне поле буде значно зменшене.

Через різноманіття застосовуваних антен у цій роботі розглянута конструкція рупорної антени, що розглядалась в роботах [5, 6]. Вони знаходять застосування як у якості самостійних антен, так і складених елементів більш складних антен – антенних решіток і т. д.

Ціль досліджень. Розробка й розгляд принципу роботи рупорної антени кругової поляризації зі зменшеною ЕПР. Конструкція антени наведена на рис. 1. Антена містить відрізок квадратного хвилеводу 1, дві поздовжні діелектричні пластини 2 і 3 навантаження, що поглинає, 4. По кутах квадратного хвилеводу прорізано дві довгі вузькі щілини 5 і 6, навантажені коаксіальними лініями 7 і 8. До квадратного хвилеводу приєднано пірамідальний рупор 9. Для зменшення довжин щілин у них прорізані на кінцях круглі отвори – гантелі 10. У квадратному хвилеводі збуджуються два типи магнітних хвиль H_{10} і H_{01} , причому на щілинній лінії 5 вони перебувають у фазі, а на другій щілинній лінії 6 вони будуть у протифазі.

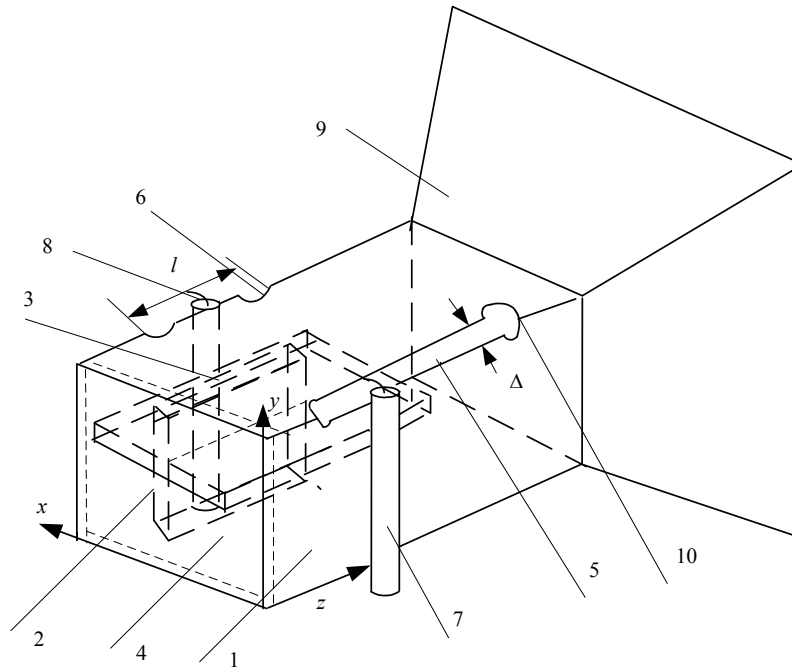


Рис. 1. Рупорна антена кругової поляризації зі зменшеною ЕПР

Нехай на розкриттій рупорній антені падає плоска хвиля, й тому що вектори напруженості електричного й магнітного полів взаємозалежні, то обмежимося розглядом одного вектора \vec{E} . Припустимо, що ця плоска хвиля створюється двома взаємно перпендикулярними вібраторами, розташованими в центрі рупора 9. У цьому випадку вектор \vec{E} має дві складові $\vec{E}_x(\vec{H}_{01})$ і $\vec{E}_y(\vec{H}_{10})$, які змінюються або синфазно, або з деяким фазовим зміщенням, залежно від співвідношення між фазами струмів вібраторів. У загальному випадку вираз вектора \vec{E} плоскої хвилі можна записати в наступному вигляді [7]:

$$\vec{E} = \vec{e}_x \vec{E}_{xm} \cos(\omega t - kz + \varphi_1) + \vec{e}_y \vec{E}_{ym} \cos(\omega t - kz + \varphi_2), \quad (1)$$

де \vec{e}_x , \vec{e}_y – одиничні орти декартової системи координат; E_{xm} , E_{ym} – амплітуди складових напруженості електричного поля; ω – кругова частота; k – постійна поширення хвилі; φ_1 і φ_2 – початкові фази векторів \vec{E}_x і \vec{E}_y .

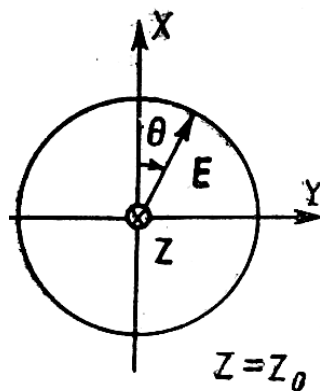


Рис. 2. Суперпозиція двох лінійно поляризованих хвиль

Цю плоску хвилю (1) необхідно розглядати як суперпозицію двох плоских лінійно поляризованих хвиль із взаємно перпендикулярною орієнтацією векторів \vec{E} , що поширюються в напрямку осі Z . Характер зміни вектора \vec{E} електромагнітної хвилі (1) із часом у фіксованій точці простору залежить від співвідношення між початковими фазами φ_1 і φ_2 і від амплітуд E_{xm} і E_{ym} .

Кут θ (рис. 2) між віссю x і вектором \vec{E} в фіксованій точці простору (Z) визначається співвідношенням

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{E_y}{E_x} = \frac{E_{ym} \cos(\omega t + kz + \varphi_2)}{E_{xm} \cos(\omega t + kz + \varphi_1)}. \quad (2)$$

Як випливає з цього рівняння, кут θ залежить від відношення φ_1/φ_2 і E_{ym}/E_{xm} . В загальному випадку кут θ може змінюватися з часом. При рівності фаз ($\varphi_1 = \varphi_2$) одержуємо те, що хвиля є лінійно поляризованою. Очевидно, що поворотом вісей x та y щодо осі Z у цьому випадку можна одержати те, що вектор \vec{E} у новій системі координат мав би тільки одну складову E_x і E_y .

Нехай амплітуди складових E_x або E_y рівні, а їх початкові фази відрізняються на $\pi/2$ ($E_{xm} = E_{ym} = E_0$; $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi/2$). Складові E_x і E_y у цьому випадку визначаються виразом:

$$\left. \begin{aligned} E_x &= E_0 \cos(\omega t - kz + \varphi_1) \\ E_y &= E_0 \cos(\omega t - kz + \varphi_2) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Підставляючи вирази (3) в (2), одержуємо

$$\operatorname{tg}\theta = \operatorname{tg}(\omega t - kz + \varphi_1), \quad (4)$$

звідки випливає, що

$$\theta = \omega t - kz + \varphi_1 + m\pi, \quad (5)$$

де m – ціле число.

Рівняння (5) означає, що кут θ у фіксованій точці простору (Z) збільшується пропорційно t , причому величина вектора \vec{E} при цьому залишається незмінною й рівною E_0 . Таким чином, у фіксованій крапці простору вектор \vec{E} , залишаючись незмінним по величині, обертається з кутовою частотою ω навколо осі Z . Кінець вектора \vec{E} при цьому описує окружність (рис. 3). Хвилі такого типу називають хвилями із круговою поляризацією [8].

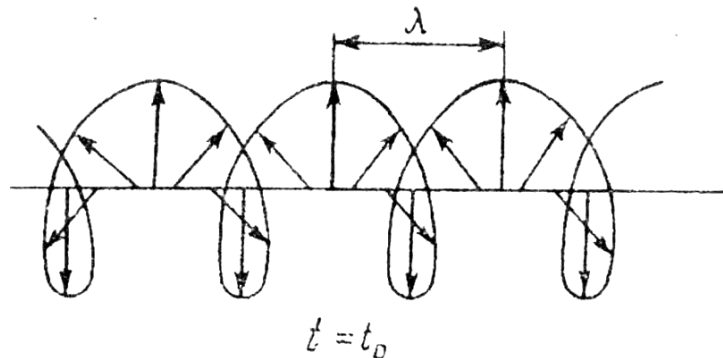


Рис. 3. Хвиля із круговою поляризацією

Неважко переконатися в тому, що при $E_{xm} = E_{ym} = E_0$ хвиля має кругову поляризацію, якщо

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \pm \frac{\pi}{2} (2n + 1), \text{ де } n = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

Залежно від напрямку обертання вектора \vec{E} , розрізняють хвилі із правою й лівою круговою поляризацією. У випадку правої поляризації вектор \vec{E} обертається за годинниковою стрілкою (у напрямку осі Z), а у випадку лівої кругової поляризації – проти годинникової стрілки.

При ($E_{xm} = E_{ym} = E_0$; $\varphi_1 = \varphi_2 = \pi/2$) хвиля має праву кругову поляризацію.

При виконанні умов

$$E_{xm} = E_{ym}; \varphi_1 - \varphi_2 = \pm \frac{\pi}{2} (1 \pm 4n), \text{ де } n = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

хвиля буде мати або праву, або ліву кругову поляризацію.

Таким чином, вектор \vec{E} обертається в напрямку від випереджаючої по фазі складової вектора \vec{E} , що відбивається. На рис. 3 показана орієнтація вектора \vec{E} , відповідна до різних значень координати Z у фіксований момент часу, для випадку плоскої хвилі із круговою поляризацією, що поширюється в

середовищі без втрат. Лінія, що з'єднує кінці векторів, є гвинтовою лінією із кроком, рівним довжині хвилі. Її проекція на площині xOy утворює окружність (рис. 4). Із плином часу гвинтова лінія (рис. 3), що визначає орієнтацію вектора \vec{E} залежно від координати Z , переміщається з фазовою швидкістю v_ϕ уздовж осі Z .

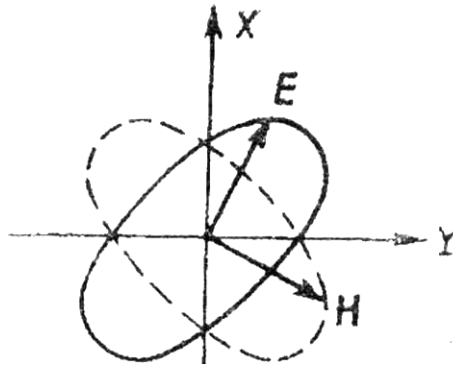


Рис. 4. Проекція хвилі із круговою поляризацією на площину xu

Будь-яка хвиля кругової поляризації є суперпозицією двох лінійно поляризованих хвиль.

Покажемо також, що будь-яку лінійно поляризовану хвилю можна представити у вигляді суми двох хвиль із круговою поляризацією,

Нехай вектор \vec{E} лінійно поляризованої хвилі коливається в площині xOz , і тоді він $\dot{\vec{E}}_m$ у цьому випадку має вигляд [8]:

$$\dot{\vec{E}}_m = \vec{e}_x E_0 e^{-ikz}; \tag{8}$$

Додамо й віднімемо в правій частині виразу (8) вектор $\frac{i}{2} \vec{e}_y E_0 e^{-ikz}$, у результаті одержимо

$$\dot{\vec{E}}_m = (\vec{e}_x + i\vec{e}_y) \frac{E_0}{2} e^{-ikz} + (\vec{e}_x - i\vec{e}_y) \frac{E_0}{2} e^{-ikz}. \tag{9}$$

Перший і другий доданки в отриманій рівності описують хвилі з лівої й правої круговими поляризаціями.

У загальному випадку при довільних співвідношеннях між фазами φ_1 і φ_2 амплітудами E_{xm} і E_{ym} вектор \vec{E} , обумовлений формулою (1) у фіксованій точці простору, змінюється й по величині й по напрямку, і кінець вектора \vec{E} описує еліпс [8] (рис. 4). Хвилі такого типу прийнято називати еліптично поляризованими. Лінійно поляризована хвиля й хвиля із круговою поляризацією є окремими випадками еліптично поляризованої хвилі.

При визначенні поляризації хвиль дотепер розглядався тільки вектор \vec{E} . У загальному випадку кінець вектора \vec{E} в фіксованій точці простору із часом також описує еліпс, подібний еліпса вектора \vec{E} і повернений щодо нього на кут $\frac{\pi}{2}$.

Для зменшення довжин щілин 5 і 6 на їхніх кінцях прорізани круглі отвори – гантелі, діаметр яких більший ширини щілини Δ . У цьому випадку заміняємо плоску щілину круглим вібратором, а потім знаходимо поле для прирівнювання граничних полів у площині щілини [9–10]. Поширення електромагнітної хвилі уздовж щілини визначається енергією електромагнітного поля в повному обсязі й тому, що основна енергія сконцентрована поблизу щілини, а не в площині розподілу двох областей, то отримані результати добре збігаються з експериментальними, незважаючи на зроблені наближення. Хвилі поширюються уздовж щілини в протилежних напрямках, зі швидкістю світла в середовищі, що оточує щілину й тому в поперечній площині виходить електростатичний розподіл потенціалу. Розглянемо граничні умови на краях щілини. Контурний інтеграл від електричного поля по краю отвору гантелі дорівнює нулю, тому що дотична складова електричного поля на поверхні металу дорівнює нулю. На щілині в місці приєднання її до гантелі напруга рівна $U(l)$. Тому інтеграл по замкненому контуру навколо гантелі від електричного поля буде рівний $U(l)$. Скориставшись теоремою Стокса (10) і вираженням магнітного поля (10) через потенціали, одержимо

$$U(l) = \oint (\vec{E} dl) = \int (rot \vec{E} ds) = -i\omega\mu \int (\vec{H} ds) = -i\omega\mu \int (-\text{кута}\varphi - i\omega\mu \vec{F} ds), \tag{10}$$

де \vec{F} – векторний магнітний потенціал; l – довжина щілинної лінії; S – поверхня щілинної лінії; φ – скалярний електростатичний потенціал; Δ – ширина щілини.

Оскільки вектор \vec{E} лежить у площині щілини паралельно магнітному поверхневому струму, який, виходячи із граничних умов, перебуває в площині щілини, то скалярний добуток $(\vec{F}ds) = 0$ і одержуємо:

$$U(l) = ik\sqrt{\mu/\varepsilon} \int_S (\text{grad}\varphi, ds). \quad (11)$$

Для електричного потенціалу φ має місце рівність (10):

$$-\varepsilon \int_S (\text{grad}\varphi, ds) = 8\varepsilon r_0 \varphi, \quad (12)$$

де r_0 – радіус пластинки; $8\varepsilon r_0$ – ємність пластинки.

За аналогією з електричним полем можна написати для магнітного поля вираз, подібний виразу (3):

$$-\mu \int_S (\text{grad}\varphi, ds) = 4\varepsilon r_0 \varphi. \quad (13)$$

Коефіцієнт зменшений удвічі, тому що у виразі бере участь тільки одна поверхня, у той час як для ємності брався до уваги потік вектора електричної індуктивності по обидва боки пластинки. Внаслідок безперервності φ , останнє однакове на кінці щілини й у гантелі. Використовуючи вирази (11) і (13), одержимо залежність

$$U(l) = -i\omega 4\mu r_0 \varphi(l). \quad (14)$$

Якщо скористатися умовою (14), то можна знайти резонансну частоту гантельної щілини, вирішуючи однорідні телеграфні рівняння [11]:

$$\frac{dU}{d\xi} = -\frac{ik}{g} \varphi, \quad \frac{d\varphi}{d\xi} = -ikgU, \quad (15)$$

де ξ – вісь уздовж щілини.

З розв'язку рівнянь (15) випливає:

$$\left. \begin{aligned} U &= U_1 \cdot e^{-ik\xi} + U_2 \cdot e^{-ik\xi} \\ \varphi &= g(U_1 \cdot e^{-ik\xi} - U_2 \cdot e^{-ik\xi}) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

де U_1 і U_2 – довільні постійні інтегрування.

Для визначення довільних постійних інтегрування застосуємо граничні умови на кінцях щілини, які закінчуються гантелями.

При $\xi = l$ $U_1 \cdot e^{-ikl} + U_2 \cdot e^{-ikl} = i\omega 4\mu r_0 g [U_1 \cdot e^{-ikl} - U_2 \cdot e^{-ikl}]$ цю умову можна переписати в наступному виді;

$$\left[1 + i4kr_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} g \right] e^{-ikl} U_1 + \left[1 - i4kr_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} g \right] e^{-ikl} U_2 = 0.$$

При $\xi = 0$, $U_1 + U_2 = i\omega \psi \mu r_0 g (U_1 - U_2)$ або

$$\left[1 + i4kr_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} g \right] e^{-ikl} U_1 + \left[1 - i4kr_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} g \right] e^{-ikl} U_2 = 0.$$

Визначник цієї системи повинен дорівнювати нулю, що дає рівняння для визначення власної частоти коливань щілини. Позначимо одним символом безрозмірний параметр, що характеризує дію щілини й гантелі:

$$4kr_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} g = 4kr_0 2N(\Delta/4) = \theta. \quad (17)$$

Дорівнюючи визначник з коефіцієнтів нулю, одержимо рівняння для резонансної частоти гантельної щілини:

$$\text{tg}kl = \frac{2\theta}{1 - \theta^2}.$$

Останнє рівняння дає можливість знайти значення хвильового числа, що залежить від частоти. Дане рівняння показує, що довжина щілини зменшується при введенні гантелей. При цьому kl прямує до π , а $l - \pi/2$.

Висновки. Розглянута конструкція й принцип роботи малогабаритної антени кругової поляризації зі зменшеною ЕПР. Кругова поляризація забезпечується застосуванням у якості збудників рупора двох щілинних ліній, розташованих на сусідніх ребрах квадратного хвилеводу. Для зменшення довжин щілин

на їхніх кінцях прорізані круглі отвори, діаметр яких більший ширини щілини А. Така антена може застосовуватися в якості збудника дзеркальної антени. На основі цієї антени також можна створити аплікатори для медичних цілей, що випромінюють поле з еліптичною поляризацією.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
2. Пчёлкин В.Ф. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. – М.: Связь, 1991. – 164 с.
3. Фролов О.П. Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.
4. Гладышев А.И., Иванкин Е.Ф., Паньшиев Е.С. Влияние характеристик рассеяния антенн на показатели качества функционирования РЭС // Измерительная техника. – 1995. – № 2. – С. 48–50.
5. Астахов В.Н., Степанов В.А. Антенна вращающейся поляризации: А. с. СССР № 1233228, 10.07.1986 г.
6. Манойлов В.Ф., Павлюк В.В., Сидорчук О.Л. Рупорная антенна круговой поляризации с уменьшенной ЭПР // 19-й международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009): Материалы конференции. – Севастополь, 2009. – Т. 2. – С. 450–451.
7. Драбкин А.Л., Зуенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. – М.: Сов. радио, 1974. – 425 с.
8. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: Сов. радио, 1986. – 390 с.
9. Фрадин А.З. Антенны сверхвысоких частот. – М.: Сов. радио, 1970. – 510 с.
10. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 2003. – 480 с.
11. Юров Ю.Я. Электродинамика: Курс лекций. – Л.: ЛГУ, 1975. – 125 с.

МАНОЙЛОВ В'ячеслав Пилипович – доктор технічних наук, професор, завідувачий кафедрою радіотехніки і телекомунікацій Житомирського державного технологічного університету.

Наукові інтереси:

- електродинаміка;
- антени;
- медична апаратура.

СИДОРЧУК Ольга Леонідівна – науковий співробітник Житомирського військового інституту ім. С.П. Корольова Національного авіаційного університету.

Наукові інтереси:

- теорія радіокілі;
- радіолокація;
- антени.

Подано 10.09.2009

Манойлов В.П., Сидорчук О.Л. Малогабаритна рупорна антена кругової поляризації зі зменшеною ЕПР
Манойлов В.Ф., Сидорчук О.Л. Малогабаритная рупорная антенна круговой поляризации с уменьшенной ЭПР

Манойлов В.Ф., Сидорчук О.Л. Megaphone small-sized antenna of circular polarization with diminished ESD (Effective surface of dispersion)

УДК 621.396

Megaphone small-sized antenna of circular polarization with diminished ESD (Effective surface of dispersion) / Манойлов В.Ф., Сидорчук О.Л.

In article the construction and principles of operation of a funnel-shaped antenna with reduced ESD (Effective surface of dispersion), capable to accept and radiate electromagnetic fields both with linear, and with circular polaryzation over the range operating frequencies are observed. It is shown, that dumbbells are applied to diminution of lengths of slots and expression for definition of their resonant frequency is gained.

УДК 621.396

Малогабаритная рупорная антенна круговой поляризации с уменьшенной ЭПР / В.Ф. Манойлов, О.Л. Сидорчук

В данной работе рассмотрены конструкция и принципы работы рупорной антенны с уменьшенной ЭПР, способной принимать и излучать электромагнитные поля как с линейной, так и с круговыми поляризациями в диапазоне рабочих частот. Показано, что для уменьшения длин щелей применены гантели и получено выражение для определения их резонансной частоты