

РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.396.67:001.57

С'ЯНОВ О.М., д.т.н., професор
КОСУХІНА О.С., к.т.н., доцент
МИРОШНІЧЕНКО Ю.С., магістр

Дніпродзержинський державний технічний університет

ЧИСЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПОВЕРХНЕВОГО ПОТОЧНОГО РОЗПОДІЛУ СТРУМУ ТА ВИПРОМІНЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ У ВІЛЬНИЙ ПРОСТІР

Вступ. Проблема випромінювання електромагнітних хвиль антенами, розташованими в різних природних й штучних неоднорідних середовищах, а також створення адекватних теоретичних моделей розрахунку характеристик таких антен, як і раніше, залишається сьогодні однією з актуальних задач радіофізики. У зв'язку з постійно зростаючими вимогами до розробок радіоприймачів, радіопередавачів та інших радіоелектронних систем необхідно увесь час ускладнювати теоретичні моделі й методи розрахунку технічних характеристик створюваних пристроїв. Важливим елементом таких систем є антена, розробці якої приділяється особлива увага. Це визначається тим, що навколишнє середовище (включаючи границі розподілу середовищ) значно впливає на її характеристики випромінювання. Крім того, виникає цілий ряд комплексних питань, пов'язаних, наприклад, з вибором робочого діапазону частот або фіксованої частоти, з особливостями випромінювання, поширення й розсіювання радіохвиль і т.п., від розв'язання яких залежить практична реалізація всього пристрою із заданими характеристиками.

Постановка задачі. Задачею є розробка та створення математичної моделі, проведення на її основі досліджень діаграм направленості антен і визначення оптимальних значень опору антен.

Результати роботи. Розглянемо інтегральне рівняння електричного поля, що описує щільність поверхневого струму на поверхні S пластини або на інших досконало електропровідних структурах [1,2]:

$$J_k = \sum_{m=1}^M I_m f_m, \quad (1)$$

де J_k – щільність поверхневого потоку струму на поверхні S ; I_m – коефіцієнти розширення, що формують вектор струму I ; f_m – базисні функції, що покладаються на краї m елементів. Якщо поверхня S є відкритою, то J представляє собою векторну суму поверхневих потоків на протилежних сторонах S .

Метод моментів, що використовується в даній роботі, опирається на RWG граничні елементи [3]. Поверхня металу антени, що досліджується, складається з окремих трикутників, як показано на рис.1, а.

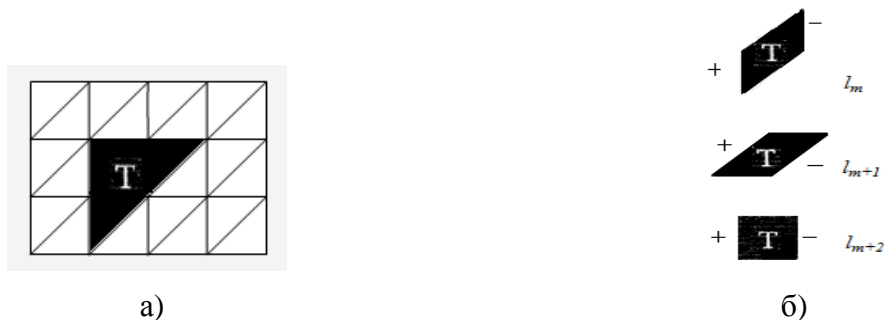


Рисунок 1 – Граничні RWG елементи

Кожна пара трикутників, що мають спільне ребро, представляє відповідні граничні RWG елементи (рис.1, б), один із яких має знак плюс, а другий – мінус. Будь-який трикутник на рис.1, а) може бути поділений на дев'ять рівних маленьких підтрикутників за допомогою правила «однієї третини». Припустимо, що підінтегральна функція Гріна для області трикутника g постійна в межах кожного маленького трикутника, тоді інтеграл від функції g по первинному трикутнику T_m дорівнює:

$$\int_{T_m} g(r) dS = \frac{A_m}{9} \sum_{k=1}^9 g(r_k), \quad (2)$$

де точки $r_k, k=1 \dots 9$ – середини підтрикутників, A_m – площа m -го трикутника.

Вектор-функції або базисні функції [3], що спираються на граничні елементи мають наступний вигляд:

$$f_m = \begin{cases} \frac{l_m}{2A_m^+} \cdot p_m^+(r), & r \text{ в } T_m^+, \\ \frac{l_m}{2A_m^-} \cdot p_m^-(r), & r \text{ в } T_m^-, \\ 0, & \text{поза областю } T_m^+ \text{ та } T_m^-, \end{cases} \quad (3)$$

де l_m – довжина m -го ребра; A^+ – площа трикутника T^+ ; A^- – площа трикутника T^- ; вектор p_m^+ представляє собою вектор, що з'єднує вільну вершину v^+ трикутника T^+ з точкою спостереження r ; $p_m^+ = r_m^+ - v_m^+$; вектор p_m^- – вектор, що з'єднує точку спостереження з вільною вершиною v^- трикутника T^- , $p_m^- = -r_m^- + v_m^-$ (рис.2).

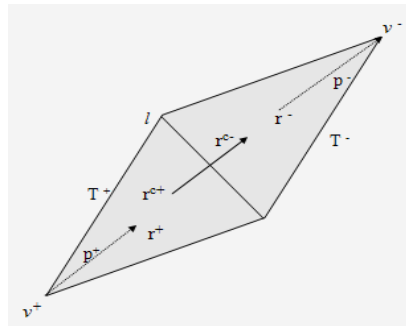


Рисунок 2 – Схема граничних елементів RWG

Оскільки коефіцієнти розширення I_m формують вектор I , то вони можуть бути знайдені з рівняння повного опору або рівняння моменту:

$$Z \cdot I = V, \quad (4)$$

де Z – квадратна матриця опору, що визначає електромагнітну взаємодію між різними граничними елементами. Розмір матриці опору вважаємо рівним числу граничних елементів. Елемент матриці Z з індексом mn визначається значенням дотичної складової електричного поля в m -й точці на антені, що обумовлена n -ю базисною функцією струму, який розподілений по всій області антени. Матрицю опору Z можна обчислити шляхом використання інтегрального рівняння електричного поля (1):

$$Z_{mn} = l_m \left[j\omega \left(\frac{A_{mn}^+ \cdot p_m^+}{2} + \frac{A_{mn}^- \cdot p_m^-}{2} \right) + \Phi_{mn}^- - \Phi_{mn}^+ \right], \quad (5)$$

де ω – частота зміни хвилі; A – магнітний векторний потенціал; Φ – скалярний потенціал. Вирази для магнітного векторного потенціалу A і скалярного потенціалу Φ мають вигляд [2]:

$$A_{mn}^{\pm} = \frac{\mu}{4\pi} \left[\frac{l_n}{2A_n^+ T_n^+} \int p_n^+(r') g_m^{\pm}(r') dS' + \frac{l_n}{2A_n^- T_n^-} \int p_n^-(r') g_m^{\pm}(r') dS' \right],$$

$$\Phi_{mn}^{\pm} = \frac{1}{4\pi j \omega \epsilon} \left[\frac{l_n}{A_n^+ T_n^+} \int g_{mn}^{\pm}(r') dS' - \frac{l_n}{A_n^- T_n^-} \int g_{mn}^{\pm}(r') dS' \right], \quad g_{mn}^{\pm}(r') = \frac{e^{-jk, r_m^{\pm} - r'}}{|r_m^{\pm} - r'|}, \quad (6)$$

де μ – коефіцієнт магнітної провідності; ϵ – коефіцієнт електричної провідності. Кожен з інтегралів в формулах (6) обчислюється з використанням формул (2).

Вектор V є вектором збудження напруги. Він представляється у вигляді:

$$V_m = l_m \left(\frac{E_m^+ \cdot p_m^+}{2} + \frac{E_m^- \cdot p_m^-}{2} \right), \quad m = \overline{1, M}, \quad (7)$$

де $E_m^{\pm} = E$ – складова електричного поля. Вважаємо, що система рівнянь (4) буде розв'язана після того, як буде визначено вектор напруги.

Напруга антени, в свою чергу, створює поверхневу щільність струму, що протікає по поверхні антени. Ця щільність струму випромінює електромагнітний сигнал у вільний простір. В цілому це пов'язано із знаходженням електричного і магнітного полів в будь-якій точці простору. Вирази для електричного і магнітного полів запишемо у вигляді:

$$H(r) = \frac{jk}{4\pi} (m \times r) C \cdot e^{-jkr}, \quad C = \frac{1}{r^2} \left| 1 + \frac{1}{jkr} \right|,$$

$$E(r) = \frac{\eta}{4\pi} \left((M - m) \left[\frac{jk}{r} + C \right] + 2MC \right) e^{-jk}, \quad M = \frac{(r \cdot m)r}{r^2}, \quad (8)$$

де $r = |r|$; $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \approx 377 \Omega$ – опір у вільному просторі; k – хвильове число; $j \cdot k$ – комплексне хвильове число.

Загальні електричне і магнітне поля в точці r запишемо у вигляді суми за всіма граничними елементами:

$$E(r) = \sum_{m=1}^M E_m \left(r - \frac{1}{2} (r_m^+ + r_m^-) \right), \quad H(r) = \sum_{m=1}^M H_m \left(r - \frac{1}{2} (r_m^+ + r_m^-) \right). \quad (9)$$

Отримані рівняння можуть бути дещо спрощеними в дальньому полі [3] при великих радіальних відстанях r від антени або розсіювача. З глобальної точки зору поле фронтів в цій зоні має сферичну форму. Оскільки система координат сформована векторами E -поля та H -поля і напрямком розповсюдження хвилі, то маємо

$$E(r) = \eta \cdot H(r) \times \frac{r}{r}, \quad H(r) = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{r}{r} \times E(r). \quad (10)$$

Точне значення поля в дальній зоні визначається відстанню в дальньому полі у вигляді:

$$R_f = 2D^2/\lambda, \quad (11)$$

де D – максимальний розмір антени; λ – довжина хвилі.

Якщо в середині будь-якої області немає втрат енергії і електромагнітна енергія залишається незмінною, то потужність, що розвивається сторонніми силами в середині цієї області, неодмінно витрачається за її межі і є потужністю випромінювання Π (вектор Пойнтінга):

$$\Pi = [E \times H]. \quad (12)$$

Якщо взяти векторний добуток $[E \times H^*]$, де H^* – спряжене до H , і поділити на 2, то отримаємо вектор Π в точці r , який дає середню потужність випромінювання на одиницю площі і записується у вигляді

$$\Pi(r) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[E(r) \times H^*(r)]. \quad (13)$$

В дальньому полі потужність випромінювання має тільки один радіальний компонент, що позначено як W і записується у вигляді:

$$W(r) = W \frac{r}{r}. \quad (14)$$

Оскільки щільність випромінювання зменшується на $1/r^2$ із збільшенням радіуса точки нагляду r , то зручно ввести інтенсивність випромінювання U , що має вигляд:

$$U = r^2 \cdot W. \quad (15)$$

Повну потужність випромінювання P_{rad} запишемо як суму добутків щільності випромінювання в центрі сфери і в області трикутника.

Діаграма спрямованості лінійно поляризованих антен вказується з точки зору їх E -площини і H -площини розсіювання. Ці площини містять в собі напрямок максимального випромінювання та вектори електричного і магнітного полів.

Направленість антени є нормалізованою інтенсивністю випромінювання, обчисленою в 0 Дб:

$$D = 10 \cdot \log_{10} \frac{U}{U_0}, \quad (16)$$

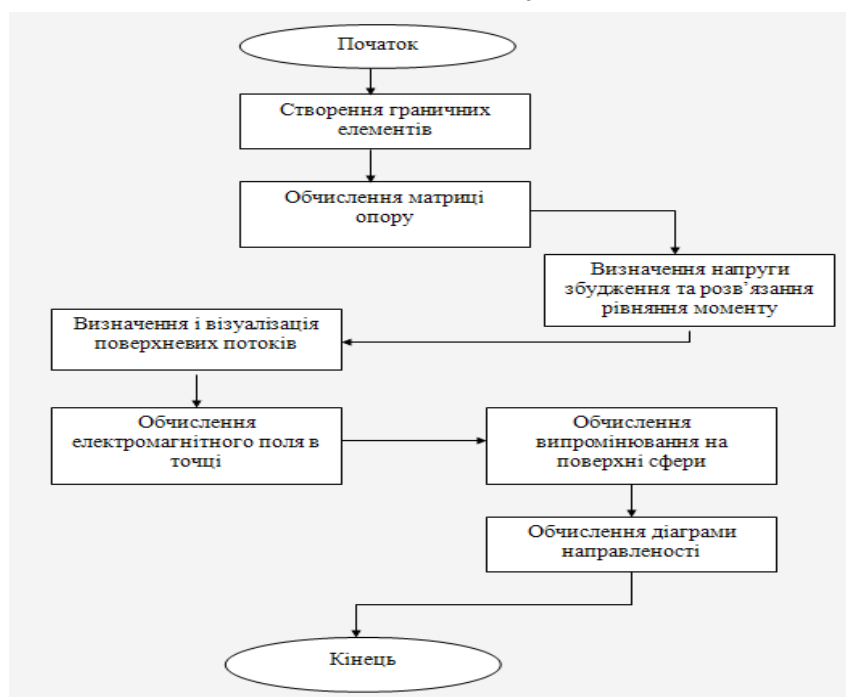
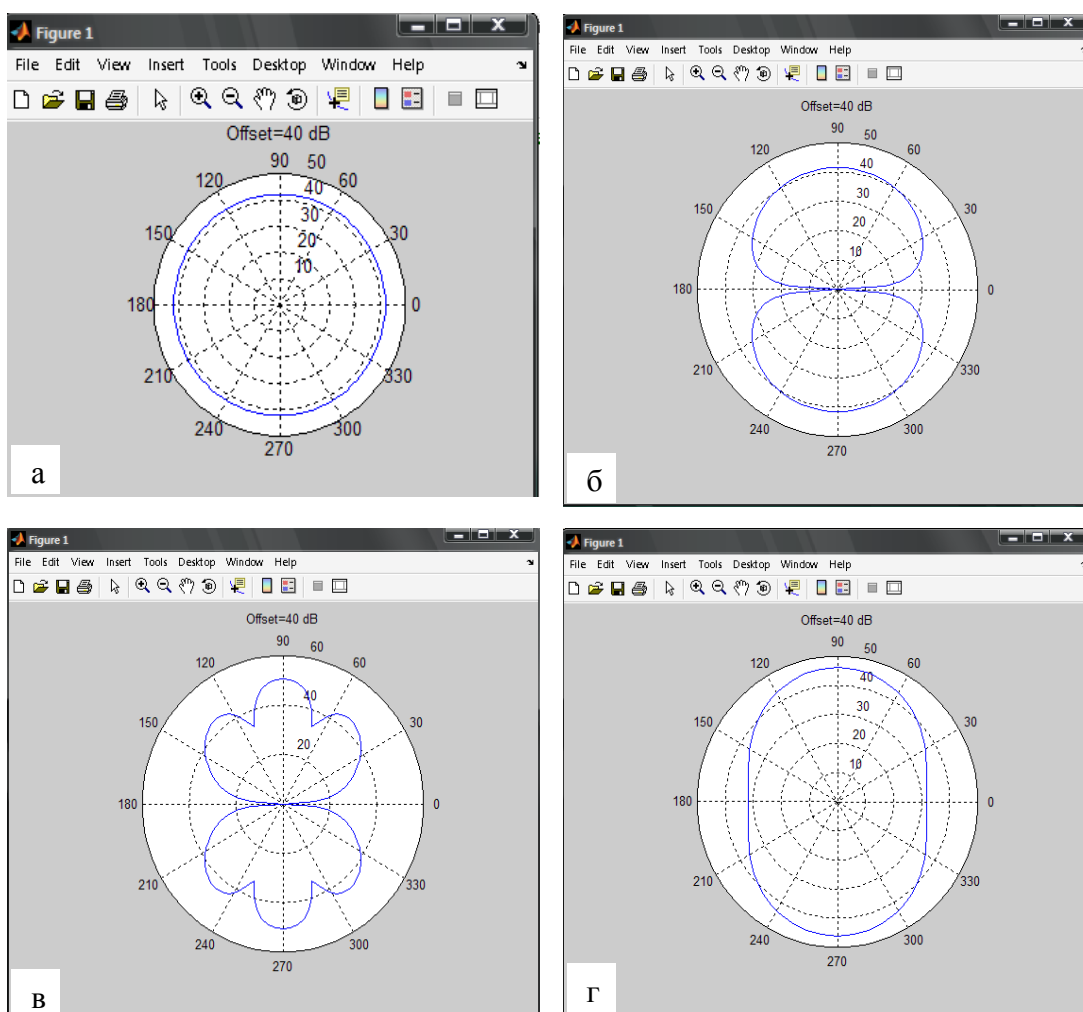


Рисунок 3 – Узагальнена блок-схема розв'язання задачі

де $U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi}$ – показник нормалізації. Показник нормалізації можна пояснити на розгляді ізотропної антени, яка, в свою чергу, випромінює рівну суму потужності в усі напрямки. В подальшому будемо вважати, що $U/U_0 = 1$ і $D=0$ Дб в будь-якому напрямку. Будь-яка інша спрямована антена повинна відповідно мати спрямованість вище 0 Дб в напрямку максимального випромінювання і нижче 0 Дб в напрямку мінімального випромінювання.

Антенні різної конфігурації повинні ефективно працювати в широкому діапазоні частот. Це залежить від пропускну здатності, яка обчислюється двома способами. По-значимо через f_U та f_L верхні і нижні частоти відповідно, а центр частоти – через f_C . Тоді має місце формула:

$$\frac{f_U - f_L}{f_C} \cdot 100\% . \quad (17)$$



- а) дипольна антена розміром 2 м і шириною 0,05 м, площина XOZ;
- б) антена-метелик розміром 0,2 м з шириною ший 0,012 м, частота випромінювання 1ГГц, площина YOZ;
- в) антена-метелик розміром 0,2 м з шириною ший 0,012 м, частота випромінювання 3ГГц, площина YOZ;
- г) щілинна антена довжиною 2 м, шириною 0,06 м з довжиною моста з'єднання 0,06 м, розмір пластини – 3х3 м, площина XOZ

Рисунок 4 – Діаграми спрямованості

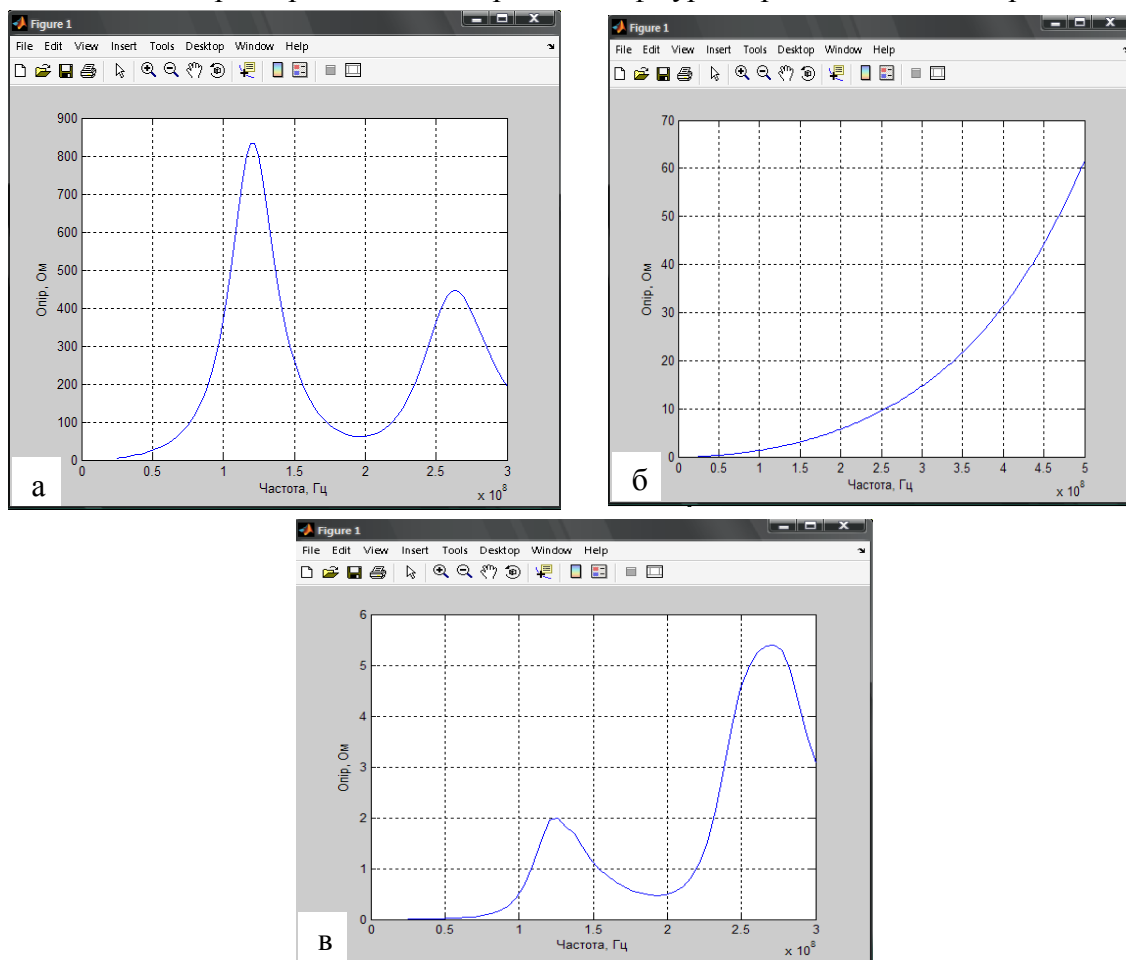
Це визначення справедливе для вузько смугастих антен (дипольна антена, щілинна антена).

Для широко смугастих антен пропускна здатність визначається відношенням:

$$f_c : f_u. \quad (18)$$

В роботі проведено дослідження трьох конфігурацій антен. Узагальнена блок-схема розв'язання задачі та деякі результати розрахунків представлені на рис.3-5.

Частотні характеристики антен різної конфігурації розглядаються на рис.5.



а) дипольна антена; б) антена-метелик; в) щілинна антена

Рисунок 5 – Реальний опір в залежності від частоти

Висновки. В даній роботі розглянуто математичну модель поверхневого поточного розподілу струму та випромінювання електромагнітного сигналу у вільний простір. Проведено дослідження трьох основних видів антен, що найбільш частіше зустрічаються, а саме, антену-диполь, антену-метелик та щілинну антену. Результати досліджень дали змогу визначити діаграму направленості антен від частоти випромінювання та знайти оптимальні значення опору антен.

ЛІТЕРАТУРА

1. Мітр Р. Обчислювальні методи в електродинаміці / Мітр Р. – М.: Мир, 1997. – 485с.
2. Баскаков І. Електродинаміка і розповсюдження радіохвиль / Баскаков І. – К.: «Вища школа», 1992. – 371с.
3. Sergey N. Makarov. Antenna and em modeling with matlab/ Sergey N. Makarov. –by John Wiley and Sons, Inc., New York, 2002. –273 p.