

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ІІ РЕ ФРЕТ

(повне найменування інституту, назва факультету)

Радіотехніки та телекомунікацій

(повна назва кафедри)

Пояснювальна записка

до магістерської роботи

магістр

(рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень))

на тему

Дослідження металоматеріалів в
співставленні розсіювання

Виконав: студент 6 курсу, групи РТ-213м
спеціальності (напряму підготовки)

142 Телекомунікації та
(код і назва напряму підготовки, спеціальності)

радіотехніки

Молодченко Т.Д.

(прізвище та ініціали)

Керівник Димченко В.П.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Руденко І.Ф.

(прізвище та ініціали)

м. Запоріжжя
20 18 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет
 (повне найменування вищого навчального закладу)

Інститут, факультет ІІРЕ, ФРЕТ
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень) магістр
 Спеціальність 172 Теплокомунікації та радіотехніка
 (код і назва)
 Напрямок підготовки Радіотехніка
 (код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

“ ” 20 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Молошко Тарас Дмитрович
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження металоматеріалів зі спінаними розсіювачами

керівник роботи Дмитренко Віктор Панкратович, к.т.н., доцент
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “31” листопада 2018 року № 305

2. Строк подання студентом роботи 10.12.2018

3. Вихідні дані до роботи дослідження розсіювачів висхідної маду металоматеріалу на основі об'ємних та масивних спінаних розсіювачів

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Огляд металоматеріалів

2. Аналіз процесів антен у масивному вигляді

3. Застосування методів обчислювальної електродинаміки

4. Результати моделювання

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

Презентація в об'єкті 2D майже

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	Прийняв виконане завдання
1-4	Осипенко В. П., доцент	05.09.18	10.12.18
5	Остапенко В. В., доцент		
6	Коробко О. В., ст. викладач		
керівник	Мороз Г. В., асистент		

7. Дата видачі завдання 05. вересня 2018

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Остед мета матеріалів	05.09.2018 15.09.2018	1 розділ
2.	Остед методів аналізу даних атмос у класичному варіанті	16.09.2018 30.09.2018	2 розділ
3.	Остед обчислювальних методів аналізу даних	01.10.2018 08.10.2018	3 розділ
4.	Збирання результатів експерименту порівняння	09.10.2018 31.10.2018	4 розділ
5.	Технічна - економічне обґрунтування	01.11.18 - 14.11.18	5 розділ
6.	Охорона праці та безпека у наг- з вищих шкільних ситуаціях	15.11.2018 05.12.2018	6 розділ

Студент

(підпис)

Мороз Г. В.
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Осипенко В. П.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 113 с., 48 рис., 6 табл., 2 додатки, 8 джерел.

Актуальність теми полягає у дослідженні нового класу метаматеріалів на основі спіральних розсіювачів і їх комбінацій, адже сучасним станом розглядаються лише метаматеріали, які складаються із стрижнів та кільцевих резонаторів з розривами. Також було виявлено ряд ефектів, які не спостерігаються у раніше досліджених типах метасередовищ.

Метою даної роботи є дослідження характеристик розсіювальних властивостей метаматеріалів із елементами спірального типу.

Об'єктом дослідження є моделі шару метаматеріалів із об'ємними та спіральними розсіювачами та їх комбінаціями.

Методом дослідження було обрано моделювання шару метаматеріалу у програмному комплексі WinWire.

МЕТАМАТЕРІАЛИ, СПІРАЛЬНІ РОЗСІЮВАЧІ, ДІАГРАМИ РОЗСІЮВАННЯ, ПОВНЕ ПРОХОДЖЕННЯ, ПОВНЕ ВІДХИЛЕННЯ, ПОВНЕ ВІДБИТТЯ

ЗМІСТ

Вступ.....	8
1 Огляд метаматеріалів.....	10
1.1 Поняття лівосторонніх середовищ.....	10
1.2 Поширення хвиль в лівосторонніх середовищах.....	12
1.3 Проходження плоскої хвилі через шар метаматеріалу.....	14
1.4 Постановка задачі дослідження	19
2 Аналіз дротяних антен в класичному варіанті	20
2.1 Переставна двоїстість рівнянь Максвелла	20
2.2 Елементарні випромінювачі ЕМХ	22
2.2.1 Елементарний електричний випромінювач	22
2.2.2 Елементарний магнітний випромінювач.....	25
2.2.3 Елементарна електрична рамка	27
2.3 Циліндрична спіральна антена.....	30
2.3.1 Будова і принцип роботи.....	30
2.3.2 ДС циліндричної спіральної антени	35
3 Застосування методів обчислювальної електродинаміки.....	40
3.1 Розрахунок полів	42
3.2 Вхідний опір.....	46
3.3 Методи вирішення інтегральних рівнянь.....	47
3.4 Розрахунок полів для тонких провідників	48
3.5 Розрахунок матриці імпедансів.....	58
3.6 Розрахунок струмів в пасивних випромінювачах.....	62
3.7 Опис методу чисельного розрахунку	63

	6
3.7.2 Ввід інформації про збудження спіралей	66
3.7.3 Виведення розрахованих даних	69
4 Результати моделювання	72
4.1 Плоскі спіралі з однаковими напрямками навивання, рознесені у просторі	73
4.2 Об'ємні спіралі з протилежними напрямками навивання, рознесені у просторі	75
4.3 Плоскі спіралі з протилежними напрямками навивання, рознесені у просторі	77
4.4 Плоскі спіралі з протилежними напрямками навивання, об'єднані у подвійну структуру	79
5 Техніко-економічне обґрунтування	82
5.1 Планування дослідження метаматеріалів зі спіральними розсіювачами	82
5.2 Визначення витрат на дослідження моделей шару метаматеріалу	84
5.2.1 Розрахунок основної заробітної плати	85
5.2.2 Розрахунок додаткової заробітної плати	85
5.2.3 Єдиний соціальний внесок	86
5.2.4 Визначення витрат на матеріали	86
5.2.5 Витрати на спеціальне обладнання	87
5.2.6 Інші прямі витрати	91
5.2.7 Розрахунок накладних витрат	91
5.3 Розрахунок економічної ефективності НДР, що мають теоретичний характер	92
6 Охорона праці та безпека у надзвичайних ситуаціях	95
6.1 Аналіз потенційних небезпек	95

6.2 Заходи щодо забезпечення безпеки	96
6.3 Заходи щодо виробничої санітарії та гігієни праці.....	101
6.4 Заходи з пожежної безпеки	104
6.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях.....	105
Висновки.....	110
Перелік посилань.....	111
Додаток А Таблиця отриманих даних.....	112
Додаток Б Наукові публікації.....	113

ВСТУП

Метаматеріали викликають все більшу цікавість через їх унікальні властивості, які не зустрічаються в природних речовинах. До таких властивостей відносяться, наприклад, «обернені» ефект Доплера, закони Снелліуса і т.і. В літературі такі матеріали інколи називають «лівосторонніми». Крім того, параметри ϵ_r і μ_r лівосторонніх середовищ складним чином залежать від частоти, що пояснює інтерес до дослідження їх дисперсійних властивостей.

Більшість зарубіжних робіт присвячено дослідженню достатньо простих структур, які складаються із стрижнів та кільцевих резонаторів з розривами (SRR-структури "Split Ring Resonators"). У відомих сучасним станом періодичних виданнях розглядаються властивості метаматеріалів на основі поодиноких вібраторів і кілець. Тут досягаються від'ємні значення відносної або діелектричної, або магнітної проникностей [1], досліджуються специфічні ефекти типу обернення ефекту Доплера та ін. Доведено, що зміною розмірів, форми і розташування фрагментів можна в досить широких межах змінювати електрофізичні параметри таких середовищ.

Практично відсутні дослідження метаматеріалів зі спіральними розсіювальними елементами. Як показали попередні дослідження [2, 3], при застосуванні в метаматеріалах поодиноких та складених спіральних розсіювачів з'являються можливості отримання специфічних ефектів, які відсутні в уже досліджених структурах і в більш широких межах варіювати їх властивостями, що сприяє розширенню спектру застосування таких метаматеріалів.

Треба відзначити, що проведені дослідження стосувалися метаматеріалів з поодинокими спіральними розсіювачами. Наші дослідження [4] показали, що набагато більшим потенціалом (в плані електрофізичних та розсіювальних властивостей) володіють метаматеріали зі складеними спіральними розсіювачами.

Складений спіральний розсіювач являє собою сукупність двох поодиноких спіралей з протилежними напрямками навівки спіралей. У такій

структурі з'являються додаткові можливості, які пов'язані не лише з геометричним розташуванням поодиноких спіралей, але і з їх структурою (об'ємні та плоскі спіралі).

Прикладом використання метаматеріалів є поглинальні, відбивні та ін. покриття з особливими властивостями. Параметри таких покриттів зазвичай визначаються шляхом аналізу співвідношень для коефіцієнтів відбиття і проходження електромагнітної хвилі через шар речовини. Властивості метаматеріалів з'ясовуються шляхом дослідження їх діаграм розсіювання.

1 ОГЛЯД МЕТАМАТЕРІАЛІВ

1.1 Поняття лівосторонніх середовищ

Діелектрична проникність ϵ і магнітна проникність μ є фундаментальними характеристичними величинами, які визначають поширення електромагнітних хвиль у речовині. Це пов'язано з тим, що вони є єдиними параметрами речовини, які з'являються в рівнянні дисперсії (1.1):

$$\left| \frac{\omega^2}{c^2} - \epsilon_{ij} \mu_{ji} - k^2 \delta_{ij} + k_i k_j \right| = 0, \quad (1.1)$$

що встановлює зв'язок між частотою ω монохроматичної хвилі та її хвильовим вектором k . Тут ϵ_{ij} та μ_{ij} – абсолютні діелектрична та магнітна проникності. У випадку ізотропної речовини, рівняння (1.1) приймає більш просту форму (1.2):

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2, \quad (1.2)$$

де n – це квадрат рефракційного індексу речовини і задається як (1.3):

$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r}. \quad (1.3)$$

Якщо знехтувати втратами і припустити, що n , ϵ та μ – дійсні числа, то з (1.2) і (1.3) видно, що зміна знаку ϵ і μ не впливає на кінцевий результат.

Для підкореневого виразу $(\epsilon_r \mu_r)$ можливі чотири комбінації пар знаків $(++)$, $(--)$, $(+-)$ і $(-+)$, які показано на рис. 1.1 у вигляді діаграми в координатах, де відображені властивості електромагнітних хвиль в середовищах з різними значеннями ϵ_r та μ_r .

Властивості електромагнітних хвиль для перших трьох комбінацій знаків

добре відомі в природі і досить повно вивчені. Цим комбінаціям відповідають I, II і IV квадранти на рис. 1.1.

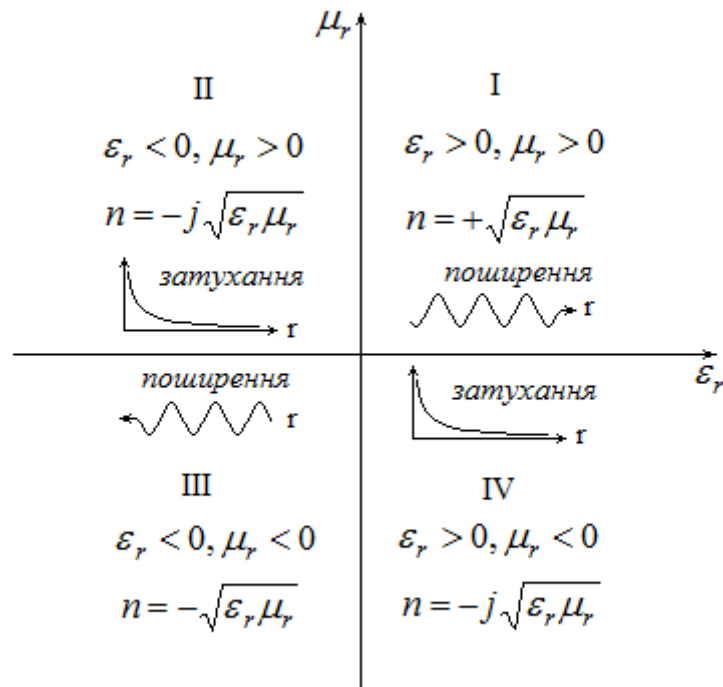


Рисунок 1.1 – Поведінка електромагнітних хвиль в різних середовищах

Квадранту I відповідає більшість ізотропних діелектриків, у яких ϵ_r і μ_r позитивні. Квадранту II ($\epsilon_r < 0, \mu_r > 0$) відповідає плазма, як газоподібна, так і плазма твердих тіл, а також більшість металів.

Неважко бачити, що за малих частот ($\omega < \omega_0$) величина ϵ_r виявляється менше нуля. При цьому ($\epsilon_r < 0, \mu_r > 0$) величина n відповідно до (1.3) виявляється чисто уявною і від'ємною, що і призводить до відбиття хвиль від такого середовища. Цей факт добре підтверджується експериментом, наприклад, в іоносфері.

Остання (четверта) комбінація знаків (—) у виразі $\epsilon_r \mu_r$ в (1.3) з одночасно негативними і відповідає новому класу, так званих лівосторонніх матеріалів, які потрапляють в III квадрант на рис. 1.1. Такі матеріали відсутні в природі, вони є штучними.

Можна стверджувати, що речовини з негативними ϵ та μ мають деякі

властивості, відмінні від властивостей речовин з додатніми ϵ та μ [1]. Розглянемо деякі з цих властивостей.

1.2 Поширення хвиль в лівосторонніх середовищах

Для того, щоб виявити електродинамічні закономірності, пов'язані зі знаком ϵ_r і μ_r , слід використовувати співвідношення, в яких ϵ_r і μ_r виступають окремо, а не у вигляді єдиного виразу, як у (1.3). Такими співвідношеннями є, перш за все, рівняння Максвелла і матеріальні рівняння

$$\left. \begin{aligned} \text{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{rot} \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{aligned} \right\}, \quad (1.8)$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{B} &= \mu_a \vec{H} \\ \vec{D} &= \epsilon_a \vec{E} \end{aligned} \right\}. \quad (1.9)$$

Виходячи з міркувань В.Г. Веселаго [1], у випадку плоскої монохроматичної хвилі, коли просторово-часова залежність електромагнітного поля описується уявною експонентою $e^{j(kz - \omega t)}$, диференційні рівняння (1.8) з урахуванням (1.9) перетворюються в алгебраїчні вирази (1.10):

$$[\vec{k}, \vec{E}] = \omega \mu_a \vec{H}, \quad [\vec{k}, \vec{H}] = -\omega \epsilon_a \vec{E}. \quad (1.10)$$

З цих виразів видно, що якщо $\epsilon_a > 0$ і $\mu_a > 0$, то $\vec{E}$, $\vec{H}$ і $\vec{k}$ утворюють праву трійку векторів, а якщо $\epsilon_a < 0$ і $\mu_a < 0$ – ліву. Це означає, що поворот від першого вектора до другого, якщо дивитися з боку третього вектора, здійснюється проти годинникової стрілки для правостороннього середовища і за годинниковою стрілкою – для лівостороннього середовища. Якщо ввести

для векторів $\vec{E}$, $\vec{H}$ і $\vec{k}$ напрямні косинуси і позначити їх через $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$, $i = 1, 2, 3, \dots$ відповідно, то хвиля, яка розповсюджується в даному середовищі, буде характеризуватися матрицею

$$G = \begin{vmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \gamma_3 \end{vmatrix}. \quad (1.11)$$

Визначник цієї матриці дорівнює $+1$, якщо трійка векторів $\vec{E}$, $\vec{H}$ і $\vec{k}$ права, і дорівнює -1 , якщо ця трійка ліва. Позначивши цей визначник через p , можна сказати, що p характеризує "правизну" даного середовища. Середовище є "правостороннім", якщо $p = +1$ і "лівостороннім", якщо $p = -1$. Елементи матриці (1.11) задовольняють співвідношенню (1.12):

$$G_{ik} = p A_{ik}, \quad (1.12)$$

де A_{ik} – алгебраїчне доповнення для елемента G_{ik} .

Крім того, елементи G ортонормовані.

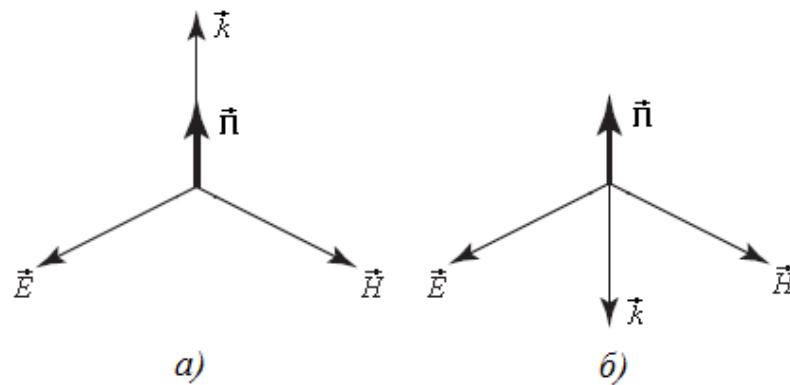
Потік енергії, яку переносить хвиля, визначається вектором Пойнтінга, який визначається за (1.13):

$$\vec{\Pi} = [\vec{E}, \vec{H}]. \quad (1.13)$$

Відповідно до (1.13) вектор $\vec{\Pi}$ завжди утворює з векторами $\vec{E}$ і $\vec{H}$ праву трійку. Звідси випливає, що для правих речовин вектори $\vec{\Pi}$ і $\vec{k}$ спрямовані в одну сторону, а для лівих – в різні (рис. 1.2).

Враховуючи, що $\vec{k}$ вектор збігається за напрямком з фазовою швидкістю, то ліві речовини є речовинами з так званою негативної груповою швидкістю, звідси термін "лівостороння речовина", для стислості, еквівалентний терміну

"речовина з негативною груповою швидкістю".



а) правостороннє середовище, б) лівостороннє середовище

Рисунок 1.2 – Вектори і в різних середовищах

1.3 Проходження плоскої хвилі через шар метаматеріалу

Процес взаємодії плоскої електромагнітної хвилі з шаром речовини (метаматеріалу) товщиною d , розташованим у вільному просторі, може бути описано коефіцієнтами відбиття і проходження

$$R = \frac{\Gamma(1 - e^{-2\gamma d})}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma d}}, \quad (1.26)$$

$$T = \frac{(1 - \Gamma^2)e^{-\gamma d}}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma d}} \quad (1.27)$$

де $\gamma = \alpha + j\beta$ – комплексна стала поширення в шарі речовини;

$\Gamma = (Z_2 - Z_1)/(Z_2 + Z_1)$ – коефіцієнт відбиття від межі шару;

$Z_i = \sqrt{\mu_i / \epsilon_i}$, $i = 1, 2$ – характеристичний опір i -го середовища;

μ_i , ϵ_i – магнітна і діелектрична проникності i -го середовища.

Зі співвідношень (1.26) і (1.27) випливає, що електромагнітна хвиля буде повністю відбиватися від шару, якщо $Z_2 \rightarrow 0$, або $Z_2 \rightarrow \infty$ (при цьому має виконуватися $T \rightarrow 0, \Gamma \rightarrow \pm 1, R \rightarrow \pm 1$), що можливо за умови, коли μ_2 прагне до нуля або має невеликі значення, а ε_2 має великі значення ($\Gamma = -1$), або коли $\mu_2 \rightarrow \infty$ має кінцеве значення, і при цьому ε_2 має кінцеве значення або прагне до нуля ($\Gamma = +1$).

Якщо $R \rightarrow 0$, то електромагнітна хвиля без відбиття пройде через шар. Це можливо, як випливає з (1.26), або при $\Gamma = 0$ або при $1 - e^{-2\gamma d} = 0$. У першому випадку необхідно, щоб $Z_2 = Z_1$. У другому випадку Z_2 може приймати будь-яке дійсне значення, але при цьому довжина хвилі λ_2 в шарі буде пов'язана з товщиною шару співвідношенням $d = n\lambda_2 / 2$, де n – ціле, непарне число.

Для парціальних ТЕ і ТМ гармонік при нормальному падінні на межу розділу середовищ коефіцієнти відбиття визначаються відомими виразами (1.28):

$$\Gamma^{TE} = \frac{k_{z2}/\mu_2 - k_{z1}/\mu_1}{k_{z2}/\mu_2 + k_{z1}/\mu_1}, \quad \Gamma^{TM} = \frac{k_{z2}/\varepsilon_2 - k_{z1}/\varepsilon_1}{k_{z2}/\varepsilon_2 + k_{z1}/\varepsilon_1} \quad (1.28)$$

Процес проходження згасаючих уздовж осі z хвиль в структурі на рис. 1.3 описується сумарними коефіцієнтами передачі і відбиття. В рамках теорії довгих ліній модель структури, очевидно, складається з трьох каскадно з'єднаних елементів: двох стрибків параметрів, які характеризують кордону розділу, і відрізка лінії передачі довжиною d , який моделює шар метаматеріалу, як показано на рис. 1.4.

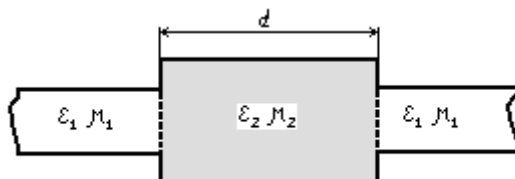


Рисунок 1.3 – Модель шару метаматеріалу

Аналіз такої каскадної структури може бути виконаний з використанням апарату ABCD матриць, проте більшою спільністю і універсальністю має підхід на основі матриць розсіювання (S – матриць). У спектральній області межі розділу середовищ відповідає матриця розсіювання, яка має вигляд (1.29):

$$S_1 = \begin{vmatrix} \Gamma & 1 - \Gamma \\ 1 + \Gamma & -\Gamma \end{vmatrix} \quad (1.29)$$

де $\Gamma = \Gamma^{TE}$, або $\Gamma = \Gamma^{TM}$.

Матриця розсіювання відрізка лінії передачі, довжиною d , визначається виразом (1.30):

$$S_2 = \begin{vmatrix} 0 & e^{-jk_z d} \\ e^{-jk_z d} & 0 \end{vmatrix} \quad (1.30)$$

де k_z – постійна поширення уздовж осі z .

Кожній матриці розсіювання може бути поставлений у відповідність орієнтований граф [6], в результаті орієнтований граф всієї структури матиме вигляд, представлений на рис. 1.4.

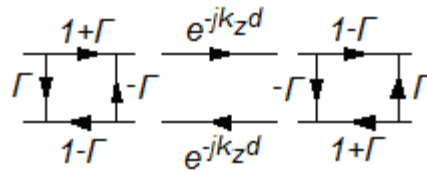


Рисунок 1.4 – Орієнтований граф структури

Безпосередньо по графу структури знаходиться сумарний коефіцієнт передачі (1.31):

$$T_{\Sigma} = S_{\Sigma 21} = \frac{(1+\Gamma)(1-\Gamma) \cdot e^{-jk_z d}}{1-\Gamma^2 e^{-j2k_z d}}, \quad (1.31)$$

і сумарний коефіцієнт відбиття (1.32):

$$R_{\Sigma} = S_{\Sigma 11} = \frac{\Gamma(1-e^{-j2k_z d})}{1-\Gamma^2 e^{-j2k_z d}} \quad (1.32)$$

Позначивши для спрощення $K = \frac{k_{z2}/\varepsilon_2}{k_{z1}/\varepsilon_1}$, і розглядаючи лише ТМ хвилі з урахуванням того, що $\varepsilon_2 < 0$, отримаємо (1.33):

$$\Gamma = \Gamma^{TM} = \frac{k_{z2}/\varepsilon_2 - k_{z1}/\varepsilon_1}{k_{z2}/\varepsilon_2 + k_{z1}/\varepsilon_1} = \frac{k_{z1}/\varepsilon_1 + k_{z2}/\varepsilon_2}{k_{z1}/\varepsilon_1 - k_{z2}/\varepsilon_2} = \frac{1+K}{1-K} \quad (1.33)$$

При аналізі ТЕ хвиль необхідно використовувати Γ^{TE} і враховувати $\mu_2 < 0$.

Підставляючи (1.33) в (1.32) і (1.31) і з огляду на те, що $k_{z2} = -jq_2$, знаходимо (1.34).

З (1.34) видно, що за $K \rightarrow 1$ значення T_{Σ} зростає експоненційно і, залежно від товщини шару, може приймати як завгодно великі значення.

$$T_{\Sigma} = \frac{\left[1 - \left(\frac{1-K}{1+K}\right)^2\right] \cdot e^{+q_2 d}}{1 - \left(\frac{1-K}{1+K}\right)^2 \cdot e^{+2q_2 d}} \quad (1.34)$$

$$R_{\Sigma} = \frac{\frac{1-K}{1+K} \cdot (1 - e^{+2q_2 d})}{1 - \left(\frac{1-K}{1+K}\right)^2 \cdot e^{+2q_2 d}} \quad (1.35)$$

Звідси випливає, що якщо в структурі відсутні втрати, то амплітуди полів стають нескінченно великими. У реальних структурах з втратами амплітуди полів залишаються кінцевими.

Більш детальний аналіз показує, що в структурі буде спостерігатися резонанс, коли знаменник в (1.34) і (1.35) обертається в нуль. При цьому, очевидно, можливі два значення K (1.36):

$$K_1 = \frac{1 + e^{-q_2 d}}{1 - e^{-q_2 d}}, \quad K_2 = \frac{1 - e^{-q_2 d}}{1 + e^{-q_2 d}}. \quad (1.36)$$

Наявність двох значень K в (1.36) відповідає розщепленню резонансу в шарі метаматеріалу і пов'язане з наявністю симетричної і антисиметричної поверхневих мод (поверхневих плазмонів) на кордонах розділу. При великій товщині шару $e^{-q_2 d} \ll 1$ розщеплення мале і значення $K_1 \approx K_2 \approx 1$. При малій товщині шару $1 + e^{-q_2 d} \gg 1 - e^{-q_2 d}$ і розщеплення резонансних мод стає великим, при цьому $K_1 \gg K_2$.

З (2) з урахуванням (13) для товстого шару метаматеріалу ($e^{-q_2 d} \ll 1$) можна отримати вираз для хвильового числа поверхневого плазмона

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{q_1 \cdot \varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \varepsilon_2 \mu_2}, \quad (1.37)$$

де q_1 – хвильове число падаючої загасаючої хвилі, c – швидкість світла у вакуумі.

З (1.37) витікає, що хвильове число плазмона може значно перевищувати хвильове число падаючої хвилі (при великих $\varepsilon_2/\varepsilon_1$) і, отже, довжина хвилі плазмона може бути значно коротше довжини падаючої хвилі.

Наведені викладки показують, що при падінні загасаючої хвилі на плоский шар метаматеріалу відбувається збільшення амплітуди хвилі, обумовлене збудженням на кордонах розділу резонансних мод, званих поверхневими плазмонами.

1.4 Постановка задачі дослідження

Метою магістерської дисертації є дослідження властивостей тих метаматеріалів, відомості про яких відсутні в доступній науковій літературі.

В рамках вирішення цих задач треба перш за все обрати той метод обчислювальної електродинаміки, який дозволить досліджувати спіральні структури з досить довільними геометричними параметрами.

По-друге, треба розробити методику електродинамічного дослідження властивостей метаматеріалів.

По-третє, провести чисельне дослідження властивостей метаматеріалів зі складеними спіральними розсіювачами.

2 АНАЛІЗ ДРОТЯНИХ АНТЕН В КЛАСИЧНОМУ ВАРІАНТІ

Дротова антена являє собою відрізок «тонкого» (в порівнянні з довжиною хвилі) дроту, який утворює деяку просторову криву $f(r)$. Якщо ця функція досить складна, то розподіл струму $I(r)$ в дроті найчастіше невідомий і для визначення $I(r)$ необхідно вирішувати самостійну електродинамічну задачу; для її полегшення зазвичай вводять різні спрощувальні припущення. Наприклад, спіральну антену можна уявити сукупністю випромінюючих елементів, виконаних з дротяних кілець кінцевих розмірів, по яким протікає деякий струм. Аналіз таких структур проводиться на основі використання методу суперпозиції елементарних випромінювачів електричного і магнітного типів. При цьому для спрощення процедури аналізу зазвичай використовуються властивості переставної двоїстості електричного і магнітного полів, які витікають з властивості інваріантності рівнянь Максвелла (РМ).

2.1 Переставна двоїстість рівнянь Максвелла

Вся теорія випромінювання і, зокрема, теорія антен ґрунтується на рівняннях Максвелла, які для комплексних амплітуд полів у випадку ізотропного середовища мають вигляд (2.1 – 2.2):

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{\delta}_{cm}^e + j\omega \varepsilon_a \bar{E}, \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -j\omega \mu_a \cdot \bar{H}, \quad (2.2)$$

де $\bar{H}$ – комплексна амплітуда вектору напруженості магнітного поля;

$\bar{E}$ – комплексна амплітуда вектору напруженості електричного поля;

$\varepsilon_a = \varepsilon_0 \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right)$ – абсолютна комплексна діелектрична проникність

середовища;

μ_a – абсолютна магнітна проникність середовища;

δ_{cm}^e – комплексна амплітуда вектору об'ємної густини збуджувального електричного струму (в літературі його звать «стороннім», сторонній струм вважається заданим і не залежним від породжуваного ним поля).

σ – питома провідність середовища;

ω – кутова частота.

Джерелами електромагнітного поля є електричні струми і заряди. Однак в деяких випадках рішення електродинамічних задач спрощується введенням в рівнянні Максвелла стороннього магнітного струму. Це поняття є формальним, бо в природі не існує магнітних зарядів і, отже, не існує магнітного струму[7].

Система рівнянь Максвелла при відсутності стороннього електричного струму і при наявності стороннього магнітного струму має вигляд (2.3 – 2.4):

$$\text{rot} \bar{H} = j\omega \epsilon_a \bar{E}, \quad (2.3)$$

$$\text{rot} \bar{E} = -\bar{\delta}_{cm}^M + j\omega \mu_a \bar{H}, \quad (2.4)$$

де δ_{cm}^M – комплексна амплітуда вектору щільності об'ємного магнітного струму.

За сутністю, системи рівнянь (2.1 – 2.2) і (2.3 – 2.4) відрізняються один від одного тільки місцезрештуванням векторів $\bar{E}$ та $\bar{H}$. Очевидно, що перехід від системи рівнянь (2.1– 2.2) до системи рівнянь (2.3 – 2.4) і назад може бути здійснено шляхом заміни $\bar{E}$ на $\bar{H}$, $\bar{H}$ на $-\bar{E}$, ϵ_a на μ_a , μ_a на ϵ_a , $\bar{\delta}_{cm}^e$ на $\bar{\delta}_{cm}^M$, та $\bar{\delta}_{cm}^M$ на $-\bar{\delta}_{cm}^e$.

Ідентичність систем рівнянь (2.1 – 2.2) і (2.3 – 2.4) дозволяє знайти (в необмеженому середовищі) вектори $\bar{E}$ та $\bar{H}$, які збуджуються сторонніми магнітними струмами, якщо відомі аналогічні вектори, які збуджуються відповідними сторонніми електричними струмами, і навпаки. У цьому полягає переставна двоїстість рівнянь Максвелла.

2.2 Елементарні випромінювачі ЕМХ

Основні типи елементарних випромінювачів це: елементарний електричний (диполь Герця) і магнітний диполі, електрична рамка. Вони називаються елементарними, тому що самі є найпростішими антенами, а також тому що будь-яка антена може бути представлена як сукупність елементарних випромінювачів.

2.2.1 Елементарний електричний випромінювач

Диполь Герця – це випромінювач у вигляді відрізка нескінченно тонкого ідеально провідного короткого порівняно з довжиною хвилі прямолінійного проводу, амплітуда і фаза змінного струму в кожній точці якого однакові (рис. 2.1, а).

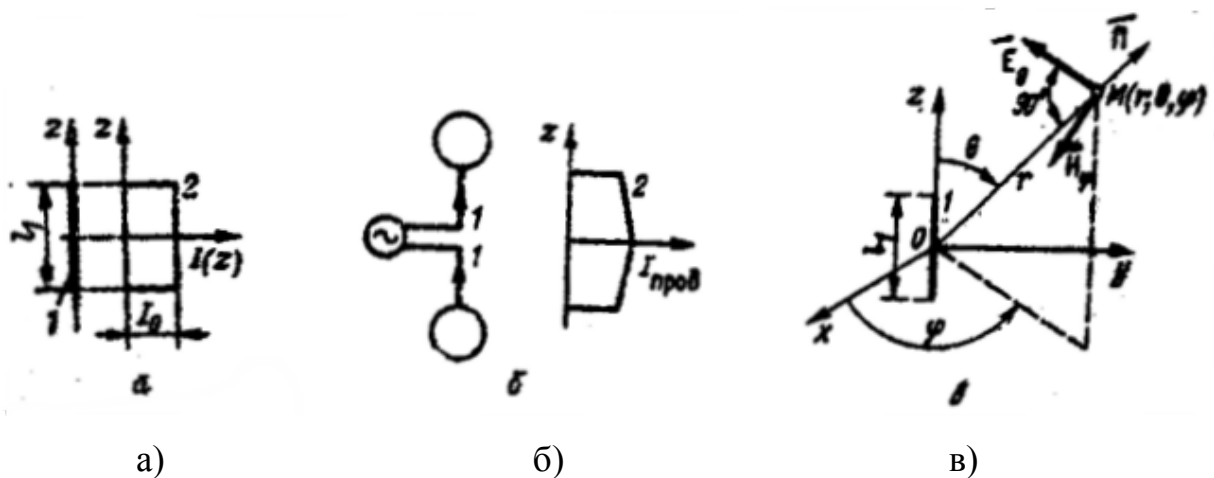


Рисунок 2.1 – Елементарний електричний вібратор (диполь Герця)

а – провідник з струмом; б – графік розподілу амплітуди струму; в – поле вібратора в дальній зоні.

Якщо миттєве значення електричного струму в кожній точці відрізка дроту записати у вигляді (2.5).

$$i(z, t) = I(z)e^{j\omega t}, \quad (2.5)$$

то для диполя Герця повинні виконуватися умови:

$$I(z) \equiv I_0 \cdot l_1 \ll \lambda, \quad (2.6)$$

де l_1 – довжина диполя;

λ – довжина хвилі в навколишньому просторі, відповідна частоті ω гармонійних коливань струму.

Напрямок струму в усіх точках диполя збігається з його віссю.

Реалізувати диполь Герця в чистому вигляді, зображеному на рис. 2.1а, практично неможливо, бо в природі не існує можливості для отримання рівномірного розподілу амплітуд струмів, бо струм на кінці дроту повинен мати нульове значення. Розподіл, близький до рівномірного, можна реалізувати в системі, зображеній на рис. 2.1 б. Металеві диски або кулі на кінцях дроту створюють ємність, що допомагає вирівняти розподіл струму вздовж дроту.

Електромагнітне поле диполя Герця, збудженого струмом частоти ω , визначається в сферичній системі координат, полярна вісь якої збігається з віссю диполя (рис 2.1, в). У цій системі координат всі компоненти поля не залежать від координати ϕ зважаючи на симетрію системи відносно z .

Випромінюване диполем Герця електричне поле має складові $\overline{E}_\theta$ і $\overline{E}_r$, а магнітне поле – складову $\overline{H}_\phi$. На великих відстанях від диполя (в «дальній зоні»), коли $r \gg \lambda$, радіальна складова електричного поля настільки мала, що її можна не брати до уваги.

Вираз для комплексних амплітуд електричного і магнітного полів в далекій зоні мають вигляд (1.7 – 1.8):

$$\overline{E} = \overline{E}_0 = j \frac{k^2 I_0 l_1}{4\pi\omega\epsilon_a} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \sin(\theta), \quad (2.7)$$

$$\overline{H} = \overline{H}_\phi = j \frac{k \cdot I_0 \cdot l_1}{4\pi} \cdot \frac{e^{-ijr}}{r} \cdot \sin(\theta), \quad (2.8)$$

де I_0 – амплітуда струму збудження, фаза якого прийнята рівною нулю;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число для навколишнього середовища;

ϵ_a – абсолютна діелектрична проникність середовища.

Як видно з виразів (2.7 – 2.8), на однакових відстанях від диполя при будь-яких значеннях θ та ϕ фаза компонент поля однакова, а амплітуда поля зменшується обернено пропорційно відстані, отже, диполь Герця випромінює сферичні хвилі.

Електричний та магнітний вектори поля взаємно перпендикулярні і перпендикулярні напрямку розповсюдження, причому електричний вектор лежить в площині, яка проходить через вісь диполя і спрямована в точку спостереження (поляризація поля – лінійна, меридіональна). Ці вектори синфазні і зв'язані співвідношенням (2.9)

$$\frac{\overline{E}_0}{\overline{H}_0} = \frac{k}{\omega\epsilon_a} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} = W_c \quad (2.9)$$

де μ_a – абсолютна магнітна проникність навколишнього середовища;

W_c – характеристичний опір середовища (для вільного простору $W_c = W_0$).

З (2.7 – 2.8) виходять наступні формули для комплексних амплітуд електричного і магнітного векторів поля у вільному просторі (2.10 – 2.11):

$$\overline{E}_0 = i30kI_0l_1 \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} \cdot \sin(\theta), \quad (2.10)$$

$$\overline{H_\varphi} = i \frac{k \cdot I_0 \cdot l_1}{4\pi} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} \cdot \sin(\theta), \quad (2.11)$$

Вирази для модулів електричного і магнітного векторів поля у вільному просторі (2.12 – 2.13) виходять з формул (2.10 – 2.11):

$$\overline{E_0} = \frac{j \cdot 30k \cdot I_0 l_1}{r} \cdot \sin(\theta), \quad (2.12)$$

$$\overline{H_\varphi} = \frac{F \cdot k \cdot I_0 \cdot l_1}{4\pi \cdot r} \cdot \sin(\theta), \quad (2.13)$$

Незважаючи на малі розміри диполя в порівнянні з довжиною хвилі, його випромінювання має помітну спрямованість. На рис. 2.2 зображено діаграму спрямованості за модулем електричного вектору; в просторовому вигляді (рис. 2.2, а) і в перетинах площинами $\varphi = \text{const}$ (рис. 2.2 б) і $\theta = 90^\circ$ (рис. 2.2, в). Важливо відзначити, що диполь Герця не випромінює вздовж осі, тобто в напрямках $\theta = 0^\circ$ і $\theta = 180^\circ$.

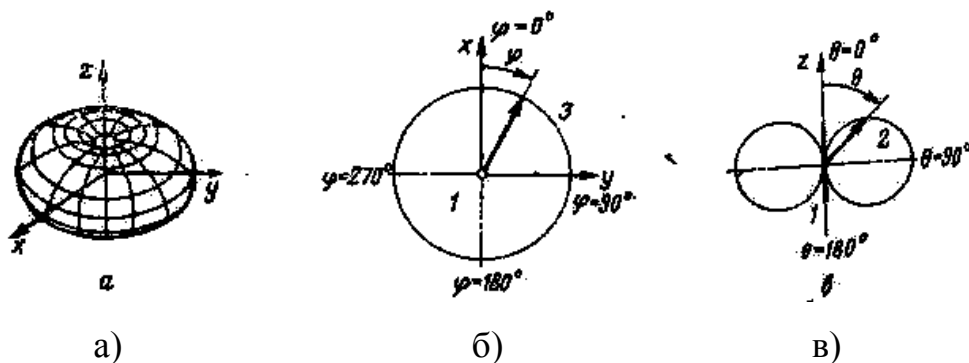


Рисунок 2.2 – Діаграми спрямованості диполя Герця

2.2.2 Елементарний магнітний випромінювач

Досить малий відносно довжини хвилі елемент лінійного магнітного струму називається елементарним магнітним вібратором, якщо в будь-якій

точці елемента магнітний струм однаковий за амплітудою і за фазою.

На підставі інваріантності рівнянь Максвелла можна стверджувати, що елементарний магнітний вібратор відрізняється за структурою поля від елементарного електричного вібратора тільки місцями ліній векторів $\vec{E}$ і $\vec{H}$.

Вирази для складових поля елементарного магнітного вібратора в дальній зоні, які можуть бути отримані з виразів за допомогою заміни, які були наведені у розділі 2.1, мають вигляд:

$$\vec{E}_\varphi = -\frac{I^M}{2 \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \cdot e^{-kr}, \quad (2.14)$$

$$\vec{H}_\varphi = j \frac{I^M}{2 \cdot W_C \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \cdot e^{-kr}, \quad (2.15)$$

Де I^M – амплітуда поточного по вібратора магнітного струму.

Таким чином, поле елементарного магнітного вібратора в зоні випромінювання складається з двох складових (E_φ і H_θ). Лінії вектору $\vec{E}$ ортогональні з віссю вібратора і лежать в азимутальних площинах, тобто у площинах, які проходять через вісь вібратора (рис. 2.3).

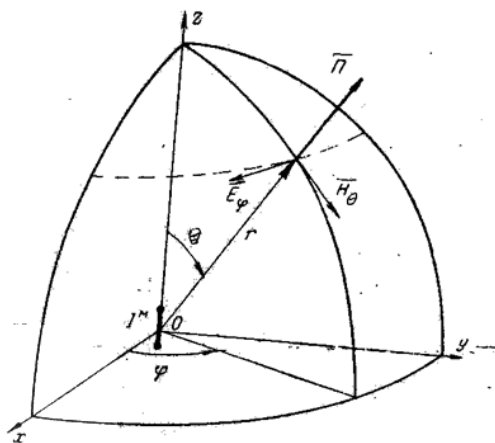


Рисунок 2.3 – Елементарний магнітний вібратор в сферичній системі координат

Характеристики спрямованості елементарного магнітного і

елементарного електричного вібраторів абсолютно однакові. Діаграма спрямованості магнітного вібратора в площині вектору $\vec{H}$ (площина xoz на рис. 2.3) відповідає діаграмі спрямованості електричного вібратора в площині вектору $\vec{E}$. (рис. 2.2, в); діаграма спрямованості магнітного вібратора в площині вектору $\vec{E}$ (площина xoy на рис. 2.3) відповідає діаграмі спрямованості електричного вібратора в площині магнітного вектору (рис. 2.2, б).

2.2.3 Елементарна електрична рамка

Розглянемо виток дроту, по якому тече змінний електричний струм (рис.2.4).

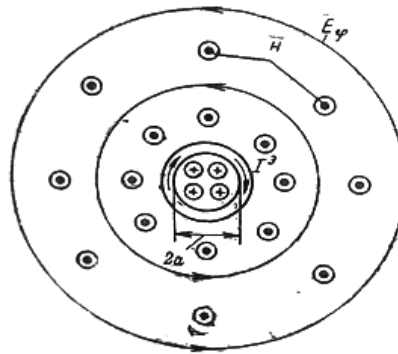


Рисунок 2.4 – Структура поля елементарної рамки у вільному просторі

Розміри витка дуже малі в порівнянні з довжиною хвилі, так що виконуються умови:

$$k \cdot a \ll 1; a \ll \lambda; S \ll \lambda^2, \quad (2.16)$$

де $k = 2\pi/\lambda$,

a – радіус витка,

S – площа витка.

Вважатимемо, що амплітуда і фаза струму в усіх точках витка однакові.

Такий виток називається елементарною електричною рамкою. Навколо рамки створюється електромагнітне поле. При цьому лінії магнітного поля охоплюють струм, який протікає по витку; вони перпендикулярні площині витка. Електричне поле має соленоїдальний (вихровий) характер. На рис. 2.4 показана структура поля елементарної рамки у вільному просторі. Як показує порівняння цього малюнка з рис. 2.5, на якому дана структура поля елементарного магнітного вібратора, поля елементарної електричної рамки і елементарного магнітного вібратора, вісь якого перпендикулярна до площині рамки і проходить через її центр, абсолютно ідентичні.

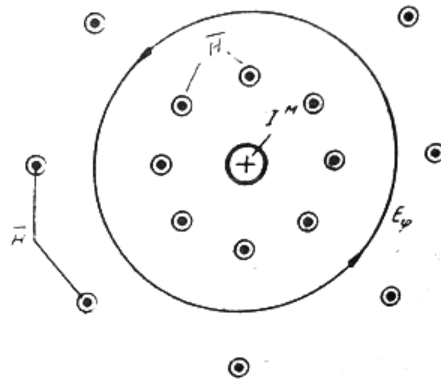


Рисунок 2.5 – Структура поля елементарних магнітного вібратора

Точніше, поля обох випромінювачів стають однаковими, якщо радіуси прагнуть до нуля. Зі сказаного випливає важливий висновок: спрямовані властивості елементарної рамки і еквівалентного їй елементарного магнітного вібратора однакові. Тому діаграма рамки в площині, перпендикулярній до площині рамки і проходить через її центр площину $хоу$ на рис. 2.6, така ж, як діаграма спрямованості елементарного магнітного вібратора в її меридіональній площині, тобто він є правильною «вісімкою» (рис. 2.7, а).

У площині, яка збігається з площиною рамки ($хоу$), рамка не володіє спрямованими властивостями; її діаграма спрямованості – окружність (рис. 2.7, б). Дана площина відповідає екваторіальній площині магнітного вібратора. Рамка не випромінює в напрямку, перпендикулярному її площині;

випромінювання є максимальним в площині рамки.

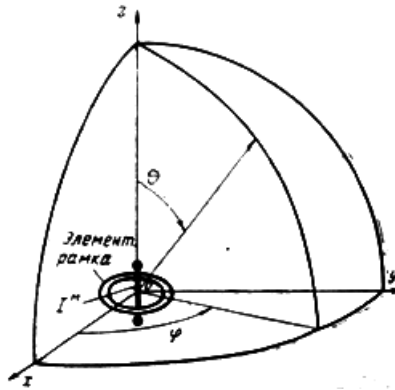


Рисунок 2.6 – Діаграма спрямованості елементарної рамки

Таким чином, виходячи з аналогії з елементарним магнітним вібратором, можна без математичного аналізу встановити спрямовані властивості більш складного випромінювача-рамки.

Все сказане відноситься до рамки будь-якої форми, і в разі дуже малих розмірів рамки ($S \ll \lambda^2$) форма витка не впливає на структуру поля за межами області, яку охоплює рамка.

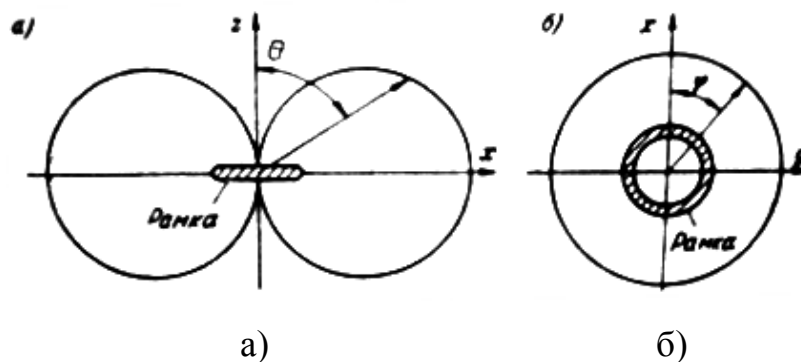


Рисунок 2.7 – Діаграма спрямованості елементарної рамки

В результаті аналізу [8] витікає наступна формула, яка зв'язує момент еквівалентного рамці магнітного вібратора зі струмом, який протікає по рамці та розміри рамки:

$$I^M \cdot l = I \cdot \mu_a \cdot \omega \cdot S \cdot I_p = jkW_c \cdot S \cdot I_p, \quad (2.17)$$

де l – довжина магнітного вібратора;

I_p – струм рамки;

S – площа, яку охоплено рамкою.

2.3 Циліндрична спіральна антена

2.3.1 Будова і принцип роботи

Устрій циліндричної спіральної антени наведено на рис. 2.8. Антена являє собою намотану з дроту циліндричну спіраль l , один кінець якої вільний, а інший приєднано до внутрішньої жили коаксіального кабеля живлення 2. Зовнішня оболонка фідера приєднана до металевого диска (екрану) 3 для ослаблення задніх пелюсток антени і усунення струмів на поверхні фідера.

Принцип дії спіральної антени полягає в наступному. Під дією прикладеної між спіраллю і екраном напруги в спіралі протікає струм. Точний розв'язок електродинамічної задачі для спіралі показує [8], що в ній може поширюватися система хвиль, відносні амплітуди і фазові швидкості яких залежать від кута підйому спіралі α (рис.2.8) і електричної довжини k_a , де a – радіус витка спіралі. Зазначені хвилі позначають символами T_n , де n дорівнює кількості довжин хвиль струму, які укладаються на одному витку. Розглянемо хвилі T_0 і T_1 .

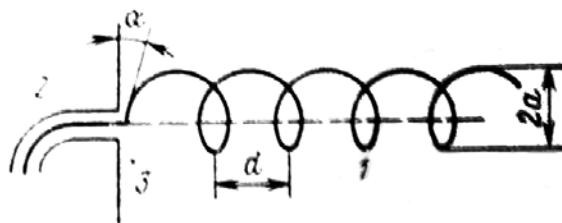


Рисунок 2.8 – Циліндрична спіральна антена

Хвиля T_0 поширюється уздовж дроту спіралі з фазової швидкістю, близькою до швидкості світла. Ця хвиля існує при малих значеннях довжини витка і припиняє поширюватися, якщо $k_a > k_{a, \min}$, де

$$k_{a, \min} = \cos(\alpha) / (1 - \sin(\alpha)) \quad (2.18)$$

Розглянемо випромінювання одного витка спіралі з хвилею T_0 . Для простоти будемо вважати виток плоским, а його довжину багато меншою λ . Нехай в деякий момент часу струм по витку тече за годинниковою стрілкою (рис. 2.9).

Елементи 1 і 2 являють собою два протифазних випромінювача. Максимум випромінювання цієї пари орієнтований в площині витка, а нуль – в напрямку, перпендикулярному площині витка. Аналогічний висновок можна зробити щодо будь-якої пари діаметрально протилежно розташованих елементів дроту. Отже, в режимі хвилі T_0 спіральна антена уздовж своєї осі не випромінює, а ДС антени приймає вид, зображений на рис. 2.10, а.

За видом ДС цей режим роботи називають режимом бічного випромінювання. На практиці він застосовується рідко.

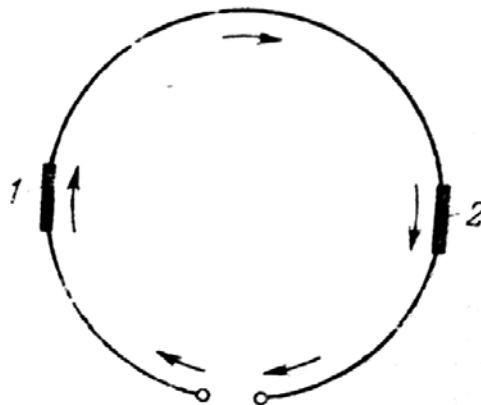


Рисунок 2.9 – Орієнтація струму уздовж витка, що обтікається хвилею T_0

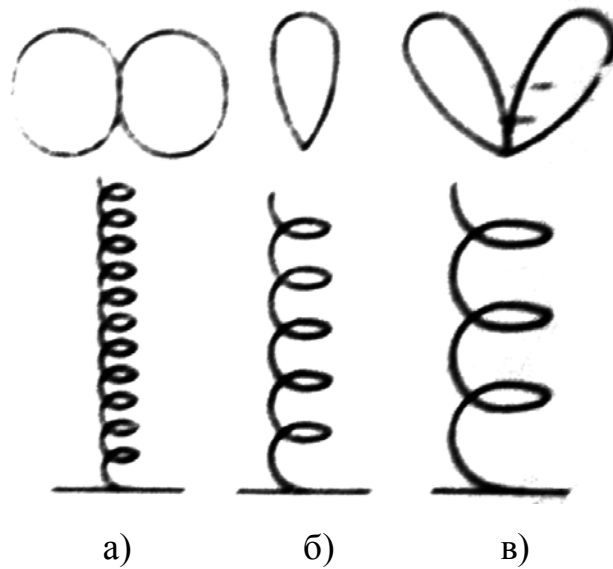


Рисунок 2.10 – Типовий вид антени ДС циліндричної спіральної антени в режимах бокового (б) і конічної (в) випромінювання

Одночасно з хвилею T_0 за $k_a < k_{a \text{ мін}}$ існує і хвиля T_1 , однак за $k_a > k_{a \text{ мін}}$ в деякому інтервалі частот існує тільки хвиля T_1 . Фазова швидкість хвилі T_1 уздовж дроту спіралі зростає зі збільшенням величини k_a , і прагне до значення, яке дорівнює швидкості світла. Приблизний характер залежності v_{ϕ}/c від величини k_a для хвиль T_0 і T_1 ілюструється рис. 2.11.

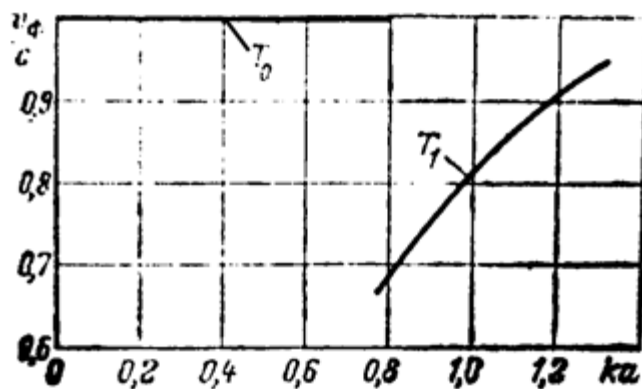


Рисунок 2.11 – Приблизний характер залежності v_{ϕ}/c від величини k_a для циліндричної спіралі.

На рис. 2.12, а показано експериментальну криву розподілу амплітуд струму уздовж дроту спіралі з хвилею T_1 .

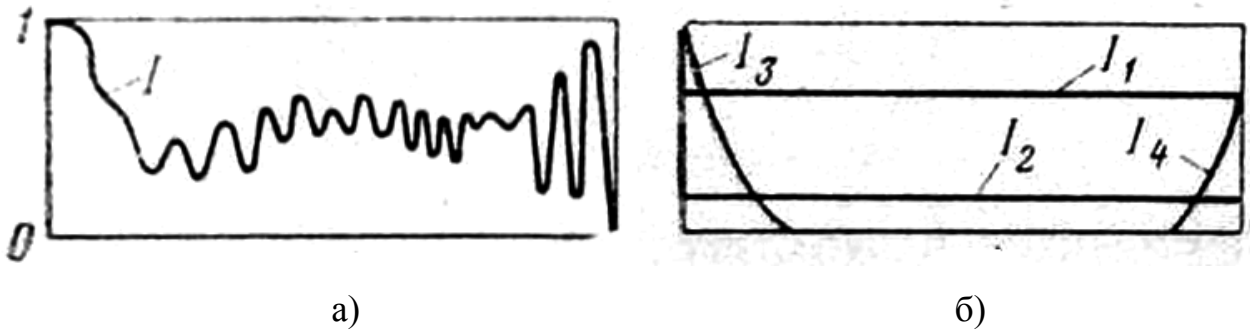


Рисунок 2.12 – Розподіл струму уздовж дроту ЦСА

Такий характер розподілу струму можна пояснити наступним чином. Від початку спіралі до її кінця поширюється падаюча хвиля струму $\bar{I}_1$ (рис. 2.12, б). За рахунок відбиття від вільного кінця спіралі в зворотному напрямку поширюється відбита хвиля $\bar{I}_2$, причому $\bar{I}_2$ значно менше $\bar{I}_1$. Крім того, струми $\bar{I}_3$ і $\bar{I}_4$, які відповідають згасаючим хвилям вищих порядків, протікають поблизу початку і кінця спіралі. Наближено можна вважати, що на більшій частині спіралі поширюється хвиля, яка біжить від початку до кінця спіралі з фазовою швидкістю v_ϕ уздовж відрізка дроту.

Розглянемо випромінювання одного витка спіралі з хвилею T_1 . Будемо вважати виток плоским, а його довжину рівною довжині хвилі вздовж дроти спіралі λ_{cn} . Нехай в момент $t = 0$ струм розподілений по витку так, як показано суцільною лінією на рис. 2.13, в (виток зображений в розгорнутому вигляді).

Враховуючи, що струми поблизу точок 1, 3, 5 малі, то наближено можна замінити виток двома вигнутими вертикальними синфазними випромінювачами (рис. 2.13, а). Напрямок струмів у випромінювачі показано стрілками. Після випромінювання вектор поля E є вертикально поляризованим і максимум ДС орієнтовано уздовж вісі витка.

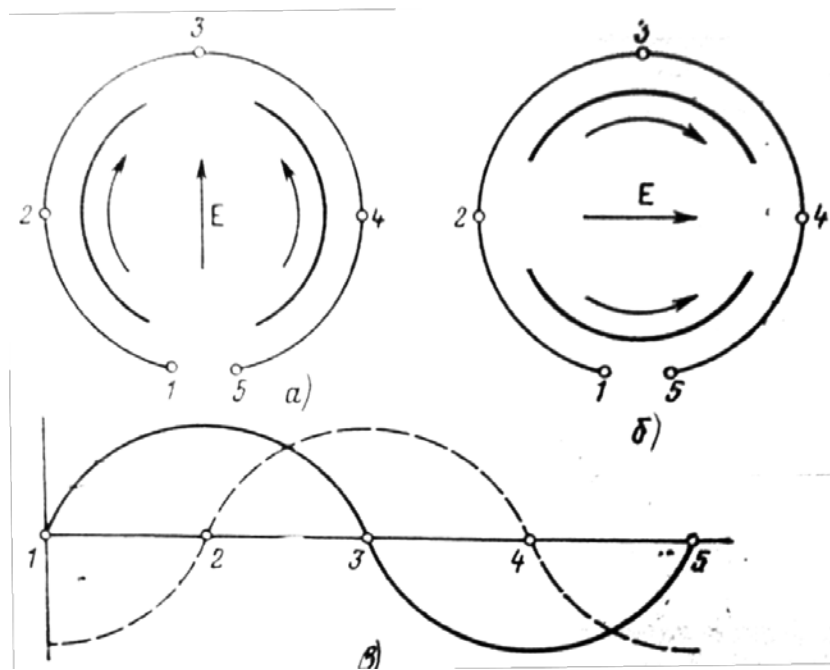


Рисунок 2.13 – До розгляду випромінювання витка спіралі

Через чверть періоду, тобто в момент $t = T/4$, картина розподілу струму зміститься на $\lambda_{сп}/4$ в напрямку руху біжної хвилі струму (пунктир на рис. 2.13, в). Тепер виток можна наближено замінити двома горизонтальними випромінювачами, а поле випромінювання буде горизонтально поляризоване (рис. 2.13, б).

Неважко бачити, що за один період вектор E повернеться на 360° . Отже, в режимі хвилі T_1 спіральна антена випромінює поле обертової поляризації.

Зазвичай розміри спіралі вибирають так, щоб поля випромінювання всіх векторів склалися в осьовому напрямку. По виду ДС (рис. 2.10, б) цей режим роботи називають режимом вісєвого випромінювання. Він широко застосовується на практиці.

Якщо збільшувати значення k_a , то можна створити умови існування хвилі T_2 . При цьому матиме місце режим кінцевого випромінювання (див. Рис. 2.10, в), який, однак, застосовується рідко.

2.3.2 ДС циліндричної спіральної антени

Спрямовані властивості спіральної антени осевого випромінювання можна наближено визначити, розглядаючи спіраль як прямолінійну решітку, яка складається із сукупності випромінювачів-витків, обтічних біжною хвилею струму (діаметр витка $D = 2a$, довжина πD) і лінійних електричних вібраторів довжиною d (рис. 2.14).

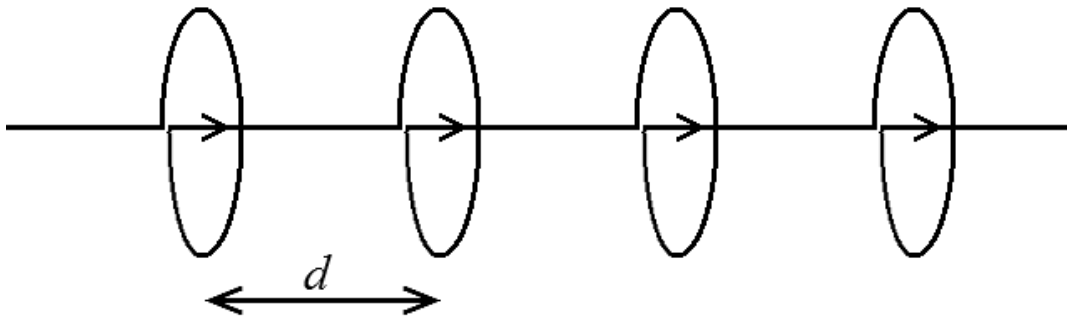


Рисунок 2.14 – Еквівалентна схема спіралі

Лінійні вібратори не випромінюють уздовж своєї осі (і осі антени); їх випромінюванням в інших напрямках в першому наближенні можна знехтувати. Тоді, відповідно до теореми множення, ДС [9, 10] можна записати у вигляді (2.19):

$$f_{\varphi}(\theta) = f_{0\varphi}(\theta) \cdot f_c(\theta) \quad (2.19)$$

Множники $f_{0\varphi}(\theta)$ і $f_{0\theta}(\theta)$ є ДС одного витка відповідно для азимутальної і меридіональної складових поля (рис. 2.15); вони визначаються виразами (2.20), (2.21) з заміною відповідних кутів при орієнтації спіралі, як на рис. 2.15.

$$F_{\varphi}(\varphi) = 2 \cdot \cot(\varphi) \cdot J_1 \cdot \sin(\varphi), \quad (2.20)$$

$$F_{\theta}(\varphi) = J_0 \cdot \sin(\varphi) - J_2 \cdot \sin(\varphi), \quad (2.21)$$

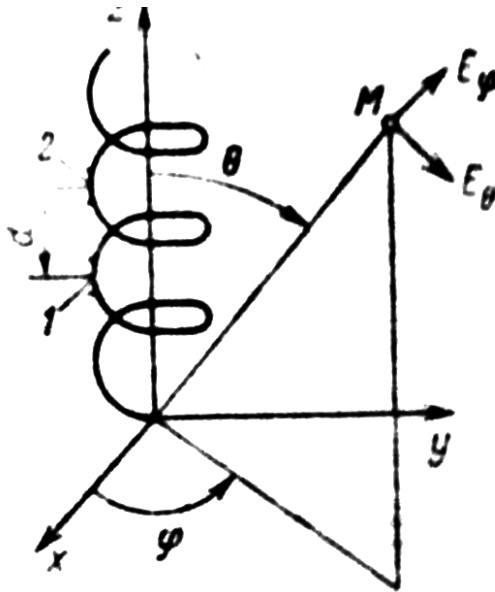


Рисунок 2.15 – Орієнтація складових поля E_0 і E_φ відносно спіралі

Функція $f_c(\theta)$ є множником системи, який визначається виразом (2.22) [8 – 11]:

$$f_c(\theta) = \frac{\sin(0.5N(kd \cdot \cos(\theta - \psi)))}{\sin(0.5N(kd \cdot \cos(\theta - \psi)))}, \quad (2.22)$$

де N – число витків,

d – крок спіралі (рис. 2.15),

ψ – зсув струмів у двох сусідніх витках по фазі, який визначається за (2.23):

$$\psi = \left(\frac{2\pi}{\lambda_{cn}} \right) L = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \xi L, \quad (2.23)$$

де $\xi = \frac{\lambda}{\lambda_{СП}} = \frac{c}{v_\phi} \lambda$ – коефіцієнт сповільнення хвилі вздовж дроту спіральної антени.

Довжина витка L , крок d і кут підйому спіралі α пов'язані відношенням (2.24):

$$d = L \cdot \sin(\alpha). \quad (2.24)$$

Якщо підставити (2.23) та (2.24) у (2.22), ми отримуємо (2.25):

$$f_c(\theta) = \frac{\sin(0.5NkL(\xi - \sin \alpha \cos \theta))}{\sin(0.5kL(\xi - \sin \alpha \cos \theta))} \quad (2.25)$$

Уточнимо питання про вибір довжини витка L . Раніше було показано, що плоский виток довжиною $L = \lambda_{cn}$ випромінює в напрямку осі поле кругової поляризації. Насправді виток не є плоским: його кінець зміщено відносно початку на довжину кроку d (рис. 2.15). Однак поляризація випроміненого поля залишиться круговою, якщо поле випромінювання елемента 2 в напрямку осі спіралі буде відставати від поля випромінювання елемента 1 на 2π . Через те, що струм в елементі 2 відстає від струму в елементі 1 на кут $\psi_1 = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)d$, то умову кругової поляризації можна записати у вигляді $\psi_1 - \psi_2 = 2\pi$, або у вигляді (2.26):

$$\left(\frac{2\pi}{\lambda_{cn}}\right)L - \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)d = 2\pi, \quad (2.26)$$

звідки

$$L = \lambda_{cn} \left(1 + \frac{d}{\lambda}\right), \quad (2.27)$$

або

$$L = \frac{(\lambda + d)}{\xi} \quad (2.28)$$

З деяким наближенням можна вважати, що $\frac{(\lambda + d)}{\xi} \approx \lambda$. Тому умова кругової поляризації поля наближено полягає в рівності довжини витка довжині хвилі ($L \approx \lambda$).

Особливість спіральної антени полягає в тому, що зі зменшенням λ (збільшенням k_a) величина $1/\xi$ зростає (див. рис. 2.11). Завдяки цьому умова (2.28) виконується в широкому діапазоні частот.

Зазвичай застосовують антени з кутом підйому спіралі $12^\circ - 16^\circ$. Для них коефіцієнт перекриття діапазону частот близький до 1.7. Збільшення числа витків призводить до звуження ДС. Ширину ДС можна приблизно визначити за формулою:

$$2\theta_{0.5} = \frac{52}{L/\lambda \sqrt{Nd/\lambda}} \quad (2.29)$$

Зазвичай кількість витків антени не перевищує 7-8. Досяжна при цьому мінімальна ширина ДС має величину $30^\circ - 40^\circ$. Для отримання більш вузьких ДС застосовують синфазну ґратку спіральних випромінювачів.

Через те, що спіральна антена є прямолінійною системою осевого випромінювання, то [8-11] найбільше значення КСД антена має в тому випадку, коли в осьовому напрямку фаза поля випромінювання останнього витка відстає на π від фази поля випромінювання першого витка. Отже, фаза поля кожного наступного витка повинна відставати від фази поля попереднього витка на величину π/N додатково до відставання на 2π за рахунок проходження хвилі струму по витку.

Тоді замість умови (2.26) отримаємо:

$$\frac{2\pi}{\lambda_{cn}} L - \frac{2\pi}{\lambda} d = 2\pi + \frac{\pi}{N}, \quad (2.30)$$

звідки

$$L = \frac{\lambda + \frac{\lambda}{2N} d}{\xi} \quad (2.31)$$

Умова (2.31) дещо відрізняється від умови (2.30). Через це в спіральній антені вимоги чисто кругової поляризації і максимального КСД дещо несумісні.

3 ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ

Дуже важливими в антенній техніці є «тонкодротові» випромінювачі, структури та складені з них антенні ґратки [2]. Це пов'язано з широким їх розповсюдженням в усьому освоєному діапазоні радіочастот і наявними можливостями їх моделювання, в тому числі з урахуванням місця їх встановлення, що особливо важливо для радіосистем рухомих об'єктів.

Дослідження електродинамічних характеристик і побудова антен по заданим вимогам, тобто аналіз і синтез антен, є основними етапами проектування. Цю проблему можна умовно розділити на дві частини – теоретичну (математичну) і практичну (конструкторську).

Математична теорія аналізу і синтезу антенних систем зазвичай розглядає два окремих завдання: вирішення зовнішньої задачі – визначення характеристик випромінювання по заданим струмам (полям) або визначення струмів (полів) за заданими характеристиками спрямованості; вирішення внутрішньої задачі – визначення параметрів елементів конструкції антени, пристроїв збудження, розподільних систем і т.і. [3].

Ці дві задачі в більшості випадків розглядаються незалежно. Сучасним станом найбільш повно вирішена перша задача. При цьому безпосереднє застосування відомих універсальних методів і доступних систем автоматизованого проектування (САПР) в більшості випадків дозволяє провести аналіз лише обмеженої кількості структур. У той же час оптимізація характеристик «тонкодротових» антен вимагає аналізу великої кількості різних варіантів випромінювальних структур, в тому числі для забезпечення прийнятної точності конструктивних параметрів і електродинамічних характеристик [5].

Подібні структури дозволяють сформулювати задану спрямованість поля випромінювання з обертовою поляризацією в широкій смузі частот, а також мають ряд інших переваг.

Строгий розрахунок характеристик спіральних випромінювачів пов'язано з певними математичними труднощами, що зумовлено відсутністю відповідної системи координат, в якій поверхня провідника спіралі точно збігалася б з координатними поверхнями, і при цьому розділилися б змінні в рівняннях Максвелла. У зв'язку з цим запропоновано велику кількість різних наближених методів.

Найбільш поширеним останнім часом методом теоретичного дослідження спіральних антен є метод векторного потенціалу, застосовуваний з використанням відомої (попередньо обчисленої або заданої) функції розподілу струму уздовж випромінювальних провідників. Для обчислення функції розподілу струму застосовують чисельні методи вирішення інтегрального (інтегро-диференційного) рівняння. Їх засновано на методі моментів, який дозволяє звести інтегральне рівняння до системи лінійних алгебраїчних рівнянь відносно шуканих коефіцієнтів.

Основною задачею при аналізі антен є визначення електромагнітного поля, створюваного випромінювачем як в далекій зоні антени, що характеризує спрямовані, поляризаційні та енергетичні характеристики антени, так і в ближній зоні антени, яке дозволяє обчислити вхідний опір антени.

Точність вирішення даного завдання, а також її трудомісткість, багато в чому залежить від використовуваної методики, яка характеризується як електродинамічною строгістю в постановці задачі, так і різноманітням враховуваних умов. У зв'язку з цим важливим є вибір методу, який з прийнятною для практики точністю дозволив би проводити аналіз характеристик дротових антен, а також, хоча б частково, вирішувати завдання конструктивного синтезу випромінювача. Він повинен також враховувати особливості конструкції антени, особливості амплітудно-фазового розподілу збуджувальних впливів, наявність пасивних випромінювачів і не випромінюючих елементів (наприклад, зосереджених навантажень).

Одним з таких методів є метод векторного потенціалу, який дозволяє перетворити загальні рівняння Максвелла до виду інтегральних або інтегро-

диференціальних рівнянь відносно функції амплітудно-фазового розподілу струму на випромінюючих провідниках антени. Головною перевагою такого формулювання задачі є те, що умова випромінювання і граничні умови природним чином входять в інтегральні рівняння. Це дозволяє вирішувати задачу випромінювання (обчислення поля, яке збуджується заданими джерелами) і збудження антен (обчислення амплітудно-фазового розподілу струму, вхідного опору).

3.1 Розрахунок полів

Рішення задач антенної техніки нерозривно пов'язано з використанням основних рівнянь електромагнітного поля – рівнянь Максвелла, які характеризують просторово-часове взаємодія складових електромагнітного поля: вектору напруженості електричного поля і вектору напруженості магнітного поля. Джерелами електромагнітного поля є струми і заряди, які характеризуються вектором об'ємної щільності електричного струму і об'ємною щільністю електричних зарядів. Ці величини для ізотропних середовищ пов'язано між собою системою рівнянь Максвелла:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \operatorname{div}(\mu \vec{H}) &= 0 \\ \operatorname{div}(\vec{E}) &= \rho / \varepsilon \end{aligned} \right\}, \quad (3.1)$$

Гармонічний закон зміни електродинамічного процесу в часі дає можливість перейти до комплексної форми запису векторів електромагнітного поля і рівнянь, які їх пов'язують. Тоді рівняння (3.1) перетворюються на (3.2):

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E} \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{div}(\mu\vec{H}) &= 0 \\ \operatorname{div}(\vec{E}) &= \rho/\epsilon \end{aligned} \right\}$$

Для подальшого перетворення (3.2) необхідно знайти складові поля $\vec{E}$ і (або) $\vec{H}$, висловивши їх через заданий розподіл об'ємної щільності електричного струму і (або) зарядів.

Один з напрямків вирішення поставленої задачі полягає в перетворенні (3.1), або (3.2), на інтегральні або інтегро-диференційні рівняння відносно довільної, в загальному випадку, функції розподілу струму, наприклад, шляхом введення допоміжних функцій $\vec{A}$ векторного і скалярного U потенціалів електромагнітного поля, які задовольняють наступним хвильовим рівнянням:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \vec{A} + k^2 \vec{A} &= -\mu\vec{J} \\ \nabla^2 U + k^2 U &= -\rho/\epsilon \end{aligned} \quad (3.3)$$

Рішення рівнянь (3.3) мають вигляд:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{v_0} \vec{J} G(R) dv \quad (3.4)$$

$$U = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_{v_0} \rho G(R) dv \quad (3.5)$$

$G(R) = e^{(-jkR)}/R$ – функція Гріна для вільного простору;

k – хвильове число вільного простору;

R – відстань між точками спостереження та інтегрування;

v_0 – об'єм, який займає випромінювач.

Таким чином для електричного поля можна отримати наступне наступне співвідношення:

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \text{grad } U. \quad (3.6)$$

Подальше перетворення (3.5) відбувається за рахунок зменшення кількості невідомих, використовуючи умову калібрування Лоренца (3.7), як рівняння зв'язку між функціями:

$$\text{div } \vec{A} = -jk\sqrt{\epsilon\mu} U. \quad (3.7)$$

Підставивши (3.7) у (3.6) після ряду перетворень отримуємо:

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \text{rot rot } \vec{A} = -j\omega\vec{A} - j\frac{1}{\omega\epsilon} \text{grad div } \vec{A}. \quad (3.8)$$

Рівняння (3.8) описує електромагнітне поле, яке створюється об'ємною густиною електричного струму $\vec{J}$ у оточуючому просторі навколо цього об'єму, так само як і на його поверхні. Вектор Пойнтінга для цього електромагнітного поля $\vec{E}$ направлений назовні випромінювального об'єму. Він дорівнює за величиною та протилежний за напрямком до вектору $\vec{E}_{\text{ст}}$, що створюється збудником.

Таким чином, за будь-якого способу збудження антени виконується гранична умова (3.9):

$$\vec{E} \vec{s}_0 = -\vec{E}_{\text{ст}} \vec{s}_0, \quad (3.9)$$

де $\vec{E}_{\text{ст}} \vec{s}_0$ та $\vec{E} \vec{s}_0$ – тангенційні складові поля.

Згідно (3.9) тангенційна складова поля близько поверхні антени дорівнює

нулю, бо складається з двох рівних та протилежно спрямованих векторів.

Розглянемо випромінювач довільної конфігурації, розташований в однорідному ізотропному просторі і збуджуваний стороннім джерелом поля. Будемо вважати, що провідність провідника прямує до нескінченності. Ця умова фізично означає, що струм існує в нескінченно тонкому шарі на поверхні провідника. Тоді від інтеграла за об'ємом v_0 у формулі (3.5) можна перейти до інтегралу за поверхнею і, відповідно, вектор об'ємної густини струму $\vec{J}$ можна замінити вектором поверхневої густини струму. Наступне припущення, так зване «тонкодротове» наближення, згідно з яким циліндричний провідник, по якому тече струм, має малу довжину (в порівнянні з довжиною хвилі і загальною довжиною провідника) і постійним уздовж осі поперечним перерізом. Це означає, що азимутальна варіація поверхневої густини струму відсутня. Тоді поле поверхневого струму, який протікає по боковій поверхні кругового циліндра, еквівалентно полю лінійного струму $I(s)$, який протікає по осі провідника.

В результаті вираз (3.9) перетвориться до виду:

$$\int_s I(s') \left[k^2 G(R) (\vec{s}_0 \vec{s}'_0) - \frac{\partial^2 G(R)}{\partial s \partial s'} \right] ds' = -j \frac{4\pi k}{\sqrt{\mu/\epsilon}} E_{ct}, \quad (3.10)$$

або

$$\int_s \left[I(s') k^2 G(R) (\vec{s}_0 \vec{s}'_0) + \frac{\partial I(s')}{\partial s'} \frac{\partial G(R)}{\partial s} \right] ds' = -j \frac{4\pi k}{\sqrt{\mu/\epsilon}} E_{ct}, \quad (3.11)$$

де, $\vec{s}_0$, $\vec{s}'_0$ поодинокі орти в напрямку осі провідника, відповідні точкам спостереження і інтегрування.

Вирази (3.10) і (3.11) є відомими в літературі і називаються, відповідно, рівнянням Поклінгтона і рівнянням Харрінгтона, узагальненими на випадок криволінійного дротового випромінювача.

Крім рівнянь (3.10) і (3.11) для розрахунку д्रो́тяних антен використовується також інтегральне рівняння Халена, в якому моделю джерела збудження є δ -функція.

$$\int_s I(s') \left\{ G(R)(\vec{s}_0 \vec{s}'_0) - \int_s \left[\frac{\partial G(R)}{\partial s''} (\vec{s}''_0 \vec{s}'_0) + G(R) \left(\frac{\partial \vec{s}''_0}{\partial s''} \vec{s}''_0 \right) + \frac{\partial G(R)}{\partial s''} \right] \times \right. \\ \left. \times \cos(k(s - s'')) ds'' \right\} ds' = C \cos(ks - j \frac{U_0}{2\sqrt{\mu/\epsilon}}) \sin(k|s|) \quad (3.12)$$

де U_0 – напруга, прикладена до зазору антени, що збуджує;

C – комплексна постійна.

Необхідно відзначити, що представлені вище інтегральні рівняння є еквівалентними, однак відмінність у формі їх подання призводить до різних обчислювальних алгоритмів, і як наслідок, до різної точності отримуваних результатів. Так, найменші помилки виникають при використанні (3.10) і (3.11).

3.2 Вхідний опір

Аналіз вхідного опору довільних дровових антен за допомогою вирішення інтегральних рівнянь є складною задачею. Необхідно відзначити, що використання інтегральних рівнянь може дати хороші результати тільки в разі застосування реальної математичної моделі, яка описує не тільки випромінювач, а й ланцюг її збудження. У всіх інших випадках основним джерелом помилок визначення вхідного опору антени, а особливо його реактивної складової, є «тонкодровове» наближення. Разом з тим, необхідно підкреслити, що для оцінки зміни вхідного опору антени в залежності від геометрії випромінювальної структури, або від умов збудження антени, першорядне значення має навіть не абсолютне значення вхідного опору, а характер його зміни. Тому можна обмежитися деякими отриманим вирішенням, відмовившись від «точного» значення вхідного опору антени. В даному

випадку під «точним» значенням необхідно розуміти вхідний опір, отриманий з задовільною точністю, бо дійсно точного значення, зі строго математичної точки зору, жодне з розглянутих інтегральних рівнянь дати не може.

3.3 Методи вирішення інтегральних рівнянь

За винятком окремих випадків, описані вище інтегральні рівняння не можуть бути вирішені в аналітичному вигляді. Зазвичай вирішення знаходиться тим чи інший чисельним методом шляхом зведення інтегрального рівняння до системи лінійних алгебраїчних рівнянь. Існує кілька способів зведення інтегрального рівняння до матричного. Ряд з них можна об'єднати в одну групу під назвою «метод моментів», суть якого полягає в наступному. Інтегральне рівняння можна записати в узагальненому вигляді як:

$$Lf = g \quad (3.13)$$

де L – невідомий оператор, який діє на функцію f ,
 g – відома функція впливу,
 f – невідома функція.

Це рівняння можна звести до матричного шляхом розкладання невідомої функції f в ряд за базисними функціями ϕ_n , наприклад:

$$f = \sum_{n=1}^N C_n \phi_n, \quad (3.14)$$

де C_n – невідомі коефіцієнти розкладання.

Тоді матричне рівняння в методі моментів можна представити в наступному загальному вигляді:

$$\sum_{n=1}^N C_m \langle \chi_m, L\phi_n \rangle = \langle g, \chi_m \rangle, \quad (3.15)$$

де $\langle \dots \rangle$ – відповідним чином визначений скалярний добуток;

χ_m – так звані пробні або вагові функції.

Порівняльні переваги і недоліки вибору χ_m і ϕ_n визначаються ступенем складності попередніх викладок, порядком матриці і характером матричних елементів, які відповідають різним базисним функціям. Вирішення матричних рівнянь на ЕОМ зазвичай проводиться або оберненням матриці, або методом Гаусса, або методом LU-розкладання (відомого також як метод Краута), а іноді методом ітерацій. Однак метод ітерацій доцільно застосовувати лише при досить великих порядках матриць. Сучасним станом існують стандартні програми як для обернення матриць, так і для вирішення систем лінійних алгебраїчних рівнянь методом Гаусса або Краута.

У даній роботі використовується модуль електричного розрахунку для системи автоматизованого моделювання дровових антен, окремим випадком яких є спіральні антени. Модуль призначено для розрахунку діаграми спрямованості антени в різних використовуваних на практиці системах координат, розподілів струмів в дровяних сегментах моделі, а також вхідного опору антени. В основі методики розрахунку лежить заміна суцільної поверхні випромінювання антени ґратчастою моделлю. При цьому для обчислення розподілу струмів в дровяних сегментах ґратчастої моделі використовується зазначене вище інтегральне рівняння Поклінгтона (3.10) для тонких вібраторів.

3.4 Розрахунок полів для тонких провідників

У загальному випадку для областей, які містять електричні і магнітні джерела, рівняння Максвелла мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= -i\omega\mu\vec{H} - \vec{K} \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= i\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J} \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

Вектори електромагнітного поля E та H виражаються через векторні і скалярні потенціали наступним чином:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= -i\omega\vec{A} - \operatorname{grad} V - \frac{1}{\varepsilon} \operatorname{rot} \vec{F} \\ \vec{H} &= -i\omega\vec{F} - \operatorname{grad} U - \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \vec{A} \end{aligned} \quad (3.17)$$

де $\vec{A} = \mu \iiint \frac{\vec{J} e^{-ikr}}{4\pi r} dv'$ – електричний векторний потенціал;

$\vec{F} = \varepsilon \iiint \frac{\vec{K} e^{-ikr}}{4\pi r} dv'$ – магнітний векторний потенціал;

$V = \iiint \frac{\rho e^{-ikr}}{4\pi\varepsilon r} dv'$ – електричний скалярний потенціал;

$U = \iiint \frac{m e^{-ikr}}{4\pi\mu r} dv'$ – магнітний скалярний потенціал;

$$r = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2};$$

ρ, m – об'ємні густини електричного і магнітного заряду;

(x, y, z) – координати точки спостереження;

(x', y', z') – координати точки розташування джерела.

Щільності заряду і струму пов'язані один з одним, оскільки повний струм, що впливає із заданого обсягу, має дорівнювати швидкості убування заряду в цьому обсязі. В результаті скалярні потенціали V і U виявляються пов'язаними з векторними потенціалами A і F співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \vec{A} &= -i\omega\mu\varepsilon V \\ \operatorname{div} \vec{F} &= -i\omega\mu\varepsilon U \end{aligned} \quad (3.18)$$

де прийнята умова калібрування Лоренца.

Будемо далі розглядати середовище, в якому виконується умова:

$$\mu = \mu_0. \quad (3.19)$$

Тоді, якщо магнітні струми відсутні, а електричні струми паралельні осі z , то електричний векторний потенціал A , який співпадає за напрямом зі струмом, також має лише z -складову. Магнітний векторний потенціал F в цьому випадку, очевидно, дорівнює нулю, а вираз для вектору електричного поля відповідно до (3.17) набуває вигляду:

$$\vec{E} = -i\omega\vec{A} - \text{grad}V \quad (3.20)$$

Розпишемо умову калібрування Лоренца з (3.7) для електричного векторного потенціалу в декартовій системі координат.

$$\frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z} = -i\omega\mu\epsilon V \quad (3.21)$$

Диференціювання останнього виразу по x дає нам:

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial z} = -i\omega\mu\epsilon \frac{\partial V}{\partial x}, \quad (3.22)$$

звідки:

$$\frac{\partial V}{\partial x} = -\frac{1}{i\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial z} \right) \quad (3.23)$$

Аналогічно, диференціюючи (3.21) за y та z , можна отримати

наступні співвідношення:

$$\frac{\partial V}{\partial y} = -\frac{1}{i\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y \partial z} \right) \quad (3.24)$$

$$\frac{\partial V}{\partial z} = -\frac{1}{i\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial y \partial z} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} \right) \quad (3.25)$$

З урахуванням того, що в декартовій системі координат:

$$\text{grad}V = \frac{\partial V}{\partial x} \vec{x} + \frac{\partial V}{\partial y} \vec{y} + \frac{\partial V}{\partial z} \vec{z}, \quad (3.26)$$

де $\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}$ – напрямні орти осей, вираз для вектору електричного поля приймає наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \vec{E} = \frac{1}{i\omega\mu\epsilon} & \left[\vec{x} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial z} \right) + k^2 A_x + \right. \\ & + \vec{y} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y \partial z} \right) + k^2 A_y + \\ & \left. + \vec{z} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial y \partial z} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} \right) + k^2 A_z \right]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Розпишемо тепер вирази для компонент векторного електричного потенціалу в декартовій системі координат.

$$\begin{aligned} A_x &= \mu \iiint G(r) J_x dv; \\ A_y &= \mu \iiint G(r) J_y dv; \\ A_z &= \mu \iiint G(r) J_z dv, \end{aligned} \quad (3.28)$$

де $G(r)$ – функція Гріна.

Щоб отримати складові електричного поля, підставимо вирази (3.28) для векторного потенціалу в вираз (3.27) для вектору електричного поля та отримаємо:

$$\begin{aligned} E_x &= \frac{1}{i\omega\epsilon} \iiint \left[\frac{\partial^2 G(r)}{\partial x^2} J_x + \frac{\partial^2 G(r)}{\partial x \partial y} J_y + \frac{\partial^2 G(r)}{\partial x \partial z} J_z + k^2 G(r) J_x \right] dv, \\ E_y &= \frac{1}{i\omega\epsilon} \iiint \left[\frac{\partial^2 G(r)}{\partial x \partial y} J_x + \frac{\partial^2 G(r)}{\partial y^2} J_y + \frac{\partial^2 G(r)}{\partial y \partial z} J_z + k^2 G(r) J_y \right] dv, \quad (3.29) \\ E_z &= \frac{1}{i\omega\epsilon} \iiint \left[\frac{\partial^2 G(r)}{\partial x \partial z} J_x + \frac{\partial^2 G(r)}{\partial y \partial z} J_y + \frac{\partial^2 G(r)}{\partial z^2} J_z + k^2 G(r) J_z \right] dv, \end{aligned}$$

де $r = \sqrt{(z - z')^2 + \rho^2 + b^2} = \sqrt{(z - z')^2 + a^2};$
 $a^2 = \rho^2 + b^2$

В результаті, для тонкого провідника в циліндричній системі координат для ρ -складової і z -складової електричного поля отримаємо наступні вирази:

$$E_\rho = \frac{I}{i\omega\epsilon} \int_{-L/2}^{L/2} \frac{\partial^2 G(r)}{\partial \rho \partial z} dz = \frac{I}{i\omega\epsilon} \cdot \frac{\partial G(r)}{\partial \rho} \Big|_{z=-L/2}^{z=L/2}; \quad (3.30)$$

$$E_z = \frac{I}{i\omega\epsilon} \int_{-L/2}^{L/2} \left[\frac{\partial^2 G(r)}{\partial z^2} + k^2 G(r) \right] dz, \quad (3.31)$$

де L – довжина диполя.

Отримані вирази визначають величину поля, яке збуджується в точці спостереження струмом з об'ємною густиною J , паралельною до осі z . Якщо точка спостереження збігається з центром пасивного випромінювача, то отримані вирази будуть визначати поле випромінювання. Перетворимо отримані

вирази для випадку, коли $G(r)$ – функція Гріна для вільного простору, яка має вигляд:

$$G(z, z') = \frac{e^{-ikr}}{4\pi r}. \quad (3.32)$$

Перетворимо вираз (3.31) для z – складової поля. Послідовно диференціюючи, матимемо:

– перша похідна

$$\frac{\partial r}{\partial z} = \frac{1}{2r} (2z - 2z') = \frac{z - z'}{r}; \quad (3.33)$$

$$\frac{\partial e^{-ikr}}{\partial z} = e^{-ikr} \left(-ik \frac{z - z'}{r} \right) = -ik \frac{z - z'}{r} e^{-ikr}; \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial G(z, z')}{\partial z} &= \left(-ik \frac{z - z'}{r} \cdot 4\pi r - 4\pi \frac{z - z'}{r} \right) \frac{e^{-ikr}}{16\pi^2 r^2} = \\ &= \left(-ik - \frac{1}{r} \right) \cdot \frac{4\pi(z - z') \cdot e^{-ikr}}{16\pi^2 r^2} = (-ikr - 1) \cdot \frac{z - z'}{r} \cdot \frac{e^{-ikr}}{4\pi r^2} = \\ &= -\frac{z - z'}{4\pi r^3} e^{-ikr} - \frac{ik(z - z')}{4\pi r^2} e^{-ikr} = -I_1 - I_2, \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\text{де } I_1 = \frac{z - z'}{4\pi r^3} e^{-ikr} \quad I_2 = \frac{ik(z - z')}{4\pi r^2} e^{-ikr}.$$

– друга похідна:

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_1}{\partial z} &= \left(e^{-ikr} + (z - z') \cdot (-ik) \cdot \frac{z - z'}{r} e^{-ikr} \right) \cdot \frac{4\pi r^3}{16\pi^2 r^4} - \\ &\quad - \frac{4\pi \cdot 3r^2 (z - z')^2}{r} \cdot \frac{e^{-ikr}}{16\pi^2 r^6} = \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned}
&= \left(1 - ik \frac{(z - z')^2}{r} \right) \cdot \frac{r^3 e^{-ikr}}{4\pi r^6} - \frac{3r^2 (z - z')^2}{r} \cdot \frac{e^{-ikr}}{4\pi r^6} = \\
&= \frac{r^3 - ikr^2 (z - z')^2 - 3r(z - z')^2}{4\pi r^6} e^{-ikr} = \\
&= \left[r^2 - ikr(z - z') - 3(z - z')^2 \right] \frac{e^{-ikr}}{4\pi r^5},
\end{aligned} \tag{3.36}$$

Для зручності позначимо $L_2 = \frac{I_2}{ik}$.

Тоді:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial L_2}{\partial z} &= \left[e^{-ikr} + (z - z') \cdot (-ik) \cdot \frac{z - z'}{r} e^{-ikr} \right] \cdot \frac{4\pi r^2}{16\pi^2 r^4} - \frac{4\pi \cdot 2r(z - z')}{r} \cdot \frac{e^{-ikr}}{16\pi^2 r^4} = \\
&= \left[1 - ik \frac{(z - z')^2}{r} \right] \cdot \frac{r^2 e^{-ikr}}{4\pi r^4} - 2(z - z')^2 \cdot \frac{e^{-ikr}}{4\pi r^4} = \\
&= \frac{r^2 - ikr(z - z')^2 - 2(z - z')^2}{4\pi r^4} e^{-ikr};
\end{aligned} \tag{3.37}$$

$$\frac{\partial I_1}{\partial z} = K_1 \cdot \frac{e^{-ikr}}{4\pi r^5}; \tag{3.38}$$

$$K_1 = r^2 - ikr(z - z')^2 - 3(z - z')^2; \tag{3.39}$$

$$\frac{\partial I_2}{\partial z} = ik \frac{\partial L_2}{\partial z} = K_2 \cdot \frac{e^{-ikr}}{4\pi r^5}; \tag{3.40}$$

$$K_2 = r^3 - ikr^2(z - z')^2 - 2r(z - z')^2; \tag{3.41}$$

$$k^2 G(z, z') = K_3 \cdot \frac{e^{-ikr}}{r^5}; K_3 = k^2 r^4; \quad (3.42)$$

$$K_1 = r^2 - ikr^3 + ika^2 - 3r^2 + 3a^2; \quad (3.43)$$

$$K_2 = ikr^3 + k^2 r^4 - k^2 r^2 a^2 - 2ikr^3 + 2ikra^2; \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} -(K_1 + K_2) + K_3 &= -r^2 + ikr^3 - ikr a^2 + 3r^2 - 3a^2 - \\ &- ikr^3 - k^2 r^4 + k^2 r^2 a^2 + 2ikr^3 - 2ikra^2 + k^2 r^4 = \\ &= 2r^2 + r^2 k^2 a^2 + 2ikr^3 - 3ikra^2 - 3a^2 = \\ &= 2r^2(1 + ikr) - 3a^2(1 + ikr) + r^2 k^2 a^2 = \\ &= (1 + ikr)(2r^2 - 3a^2) + r^2 k^2 a^2. \end{aligned} \quad (3.45)$$

Збираючи усе разом, отримуємо формулу для розрахунку позовжньої складової електричного поля тонкого провідника:

$$E_z^s = \frac{I}{4\pi i k} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \int_{-L/2}^{L/2} \left[(1 + ikr)(2r^2 - 3a^2) + k^2 a^2 r^2 \right] \frac{e^{-ikr}}{r^5} dz' \quad (3.46)$$

Перетворимо тепер вираз (3.30) для ρ – складової поля. Маємо (3.47):

$$\frac{\partial G(r)}{\partial \rho} = -\rho(1 + ikr) \cdot \frac{e^{-ikr}}{4\pi r^3}. \quad (3.47)$$

Тоді:

$$E_\rho = -\frac{\rho I}{4\pi i k} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} (1 + ikr) \frac{e^{-ikr}}{r^3} \Big|_{z=-L/2}^{z=L/2} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\rho I}{4\pi i k} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} (1 + ikr) \frac{e^{-ikr}}{r^3} \Big|_{z=L/2}^{z=-L/2} = \\
&= \frac{\rho I}{4\pi i k} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} (1 + ikr) \frac{e^{-ikr}}{r^3} \Big|_{r_1}^{r_2},
\end{aligned} \tag{3.48}$$

$$\text{де } r_1 = \sqrt{\left(z + \frac{L}{2}\right)^2 + a^2}, \quad r_2 = \sqrt{\left(z - \frac{L}{2}\right)^2 + a^2}.$$

Отримані вирази (3.46) та (3.48) можуть бути використані для безпосереднього обчислення компонент поля. Як видно, амплітуди полів є комплексними, тому спершу ці формули необхідно перетворити до вигляду, придатного для реалізації на ЕОМ, виділивши в них реальні і уявні частини.

Перетворимо підінтегральний вираз в (3.46) для поздовжньої складової поля. Маємо:

$$\begin{aligned}
&\frac{1}{i} \left[(1 + ikr)(2r^2 - 3a^2) + k^2 a^2 r^2 \right] \frac{e^{-ikr}}{r^5} = - \left[(1 + ikr)(2r^2 - 3a^2) + k^2 a^2 r^2 \right] \cdot \frac{\sin kr + i \cos kr}{r^5} = \\
&= - \frac{1}{r^5} \left[\sin kr \cdot (2r^2 - 3a^2 + k^2 r^2 a^2) - \cos kr \cdot kr(2r^2 - 3a^2) \right] - \\
&\quad - \frac{i}{r^5} \left[\cos kr \cdot (2r^2 - 3a^2 + k^2 r^2 a^2) + \sin kr \cdot kr(2r^2 - 3a^2) \right] = \\
&= - \left[\frac{\sin kr}{r^3} \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) + \frac{\sin kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 - \frac{\cos kr \cdot kr}{r^3} \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) \right] - \\
&\quad - i \left[\frac{\cos kr}{r^3} \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) + \frac{\cos kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 + \frac{\sin kr \cdot kr}{r^3} \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) \right] = \\
&= - \left[\left(\frac{\sin kr}{r^3} - \frac{\cos kr \cdot kr}{r^3} \right) \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) + \frac{\sin kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 \right] - \\
&\quad - i \left[\left(\frac{\cos kr}{r^3} + \frac{\sin kr \cdot kr}{r^3} \right) \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) + \frac{\cos kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 \right] =
\end{aligned} \tag{3.49}$$

$$\begin{aligned}
&= \left[\left(\frac{\cos kr \cdot kr}{r^3} - \frac{\sin kr}{r^3} \right) \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) - \frac{\sin kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 \right] - \\
&- i \left[\left(\frac{\cos kr}{r^3} + \frac{\sin kr \cdot kr}{r^3} \right) \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) + \frac{\cos kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 \right];
\end{aligned} \tag{3.49}$$

У результаті цей вираз набуває наступного вигляду:

$$\begin{aligned}
E_z^s &= \frac{I}{4\pi k} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \int_{-L/2}^{L/2} \left[\left(\frac{\cos kr \cdot kr}{r^3} - \frac{\sin kr}{r^3} \right) \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) - \frac{\sin kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 \right] dz' - \\
&- i \frac{I}{4\pi k} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \int_{-L/2}^{L/2} \left[\left(\frac{\cos kr}{r^3} + \frac{\sin kr \cdot kr}{r^3} \right) \left(2 - \frac{3a^2}{r^2} \right) + \frac{\cos kr}{r^3} \cdot k^2 a^2 \right] dz'.
\end{aligned} \tag{3.50}$$

Перетворимо вираз (3.48) для ρ -складової поля. Маємо:

$$\begin{aligned}
&\frac{1}{i}(1 + ikr) \frac{e^{-ikr}}{r^3} = -\frac{1}{r^3}(1 + ikr)(\sin kr + i \cos kr) = \\
&= -\left[\frac{\sin kr}{r^3} - \frac{\cos kr \cdot kr}{r^3} \right] - i \left[\frac{\cos kr}{r^3} + \frac{\sin kr \cdot kr}{r^3} \right] = \\
&= \left[\frac{\cos kr \cdot kr}{r^3} - \frac{\sin kr}{r^3} \right] - i \left[\frac{\cos kr}{r^3} + \frac{\sin kr \cdot kr}{r^3} \right]
\end{aligned} \tag{3.51}$$

У результаті воно перетворюється до наступного вигляду:

$$E_\rho^s = \frac{I\rho}{4\pi k} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left[\left(\frac{\cos kr \cdot kr}{r^3} - \frac{\sin kr}{r^3} \right) - i \left(\frac{\cos kr}{r^3} + \frac{\sin kr \cdot kr}{r^3} \right) \right] \Big|_{r_1}^{r_2} \tag{3.52}$$

Формула (3.52) в явному вигляді визначає величину радіальної складової електричного поля тонкого провідника, в той час як поздовжня (z – складова) у натуральному вираженні (3.50) повинна обчислюватися шляхом чисельного інтегрування.

3.5 Розрахунок матриці імпедансів

В рамках методу моментів вихідне інтегральне рівняння, що зв'язує невідомі струми в сегментах ґратчастої моделі з полями збуджуючих джерел, може бути зведене до матричних рівняння. Це матричне рівняння щодо струмів в пасивних випромінювачів (сегментах), використовуваних для розрахунку діаграми спрямованості антени, можна записати у вигляді системи лінійних рівнянь:

$$[Z](I) = (E), \quad (3.53)$$

де $[Z]$ – матриця імпедансів,

(I) – вектор невідомих струмів у пасивних випромінювачах.

(E) – вектор значень полів, наведених у сегментах заданими джерелами.

З (3.53) бачимо, що задача знаходження струмів зводиться до задачі визначення елементів матриці імпедансів, обчислення вектору полів та подальшого вирішення отриманої системи рівнянь.

Елемент Z_{ij} матриці імпедансів фізично являє собою дотичну складову електричного поля, наведену в центрі деякого сегмента i струмом, який протікає в сегменті j . Обчислення цих матричних елементів можна робити за допомогою формул, отриманих вище. Однак, перш ніж використовувати ці формули, потрібно обчислити циліндричні координати центру сегмента i в системі координат з початком в центрі сегмента j та віссю z циліндричної системи координат, паралельної осі сегмента j .

Нехай в декартовій системі координати центральних точок сегментів i та j дорівнюють відповідно (x_i, y_i, z_i) і (x_j, y_j, z_j) , як показано на рисунку 3.1.

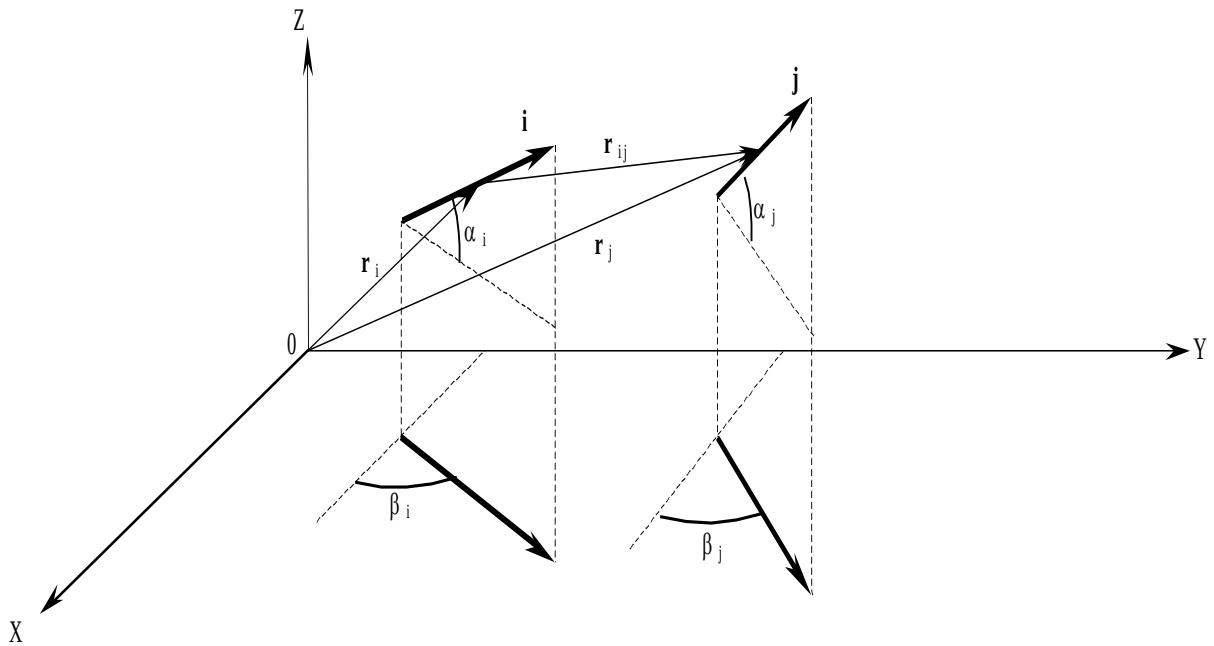


Рисунок 3.1 – Просторове розташування сегментів

Відстань між цими точками визначається за (3.54):

$$r_{ij} = \sqrt{x_{ij}^2 + y_{ij}^2 + z_{ij}^2} \quad (3.54)$$

де $x_{ij} = x_i - x_j$, $y_{ij} = y_i - y_j$, $z_{ij} = z_i - z_j$.

Радіус-вектор з точки i в точку j визначається за (3.55):

$$\vec{r}_{ij} = \vec{x}x_{ij} + \vec{y}y_{ij} + \vec{z}z_{ij}. \quad (3.55)$$

де $\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}$ – напрямні орти декартової системи координат.

Нехай $\vec{i}$ і $\vec{j}$ – одиничні вектори, паралельні осям сегментів i і j відповідно. Одиничний вектор $\vec{i}$ визначається кутом α_i , який він складає з площиною xu , і кутом β_i між віссю x і проекцією $\vec{i}$ на площину xu . Аналогічними кутами α_j і β_j визначається вектор j . Тоді неважко отримати співвідношення:

$$\vec{i} = \vec{x} \cos \alpha_i \cos \beta_i + \vec{y} \cos \alpha_i \sin \beta_i + \vec{z} \sin \alpha_i; \quad (3.56)$$

$$\vec{j} = \vec{x} \cos \alpha_j \cos \beta_j + \vec{y} \cos \alpha_j \sin \beta_j + \vec{z} \sin \alpha_j. \quad (3.57)$$

Якщо тепер ввести обертову циліндричну систему координат (ρ', φ', z') з початком відліку в точці (x_j, y_j, z_j) та з віссю z' , яка збігається з віссю сегмента j , то координати центру сегмента i в цій системі будуть дорівнювати:

$$z' = x_{ij} \cos \alpha_j \cos \beta_j + y_{ij} \cos \alpha_j \sin \beta_j \sin \alpha_j, \quad (3.58)$$

$$\rho' = \sqrt{r_{ij}^2 - z'^2}. \quad (3.59)$$

І тоді повне поле, яке збуджується сегментом j в точці спостереження, яка знаходиться в центрі сегмента i , можна записати у вигляді:

$$\vec{E}_{ij} = \vec{\rho} E'_\rho + \vec{j} E'_z, \quad (3.60)$$

де $\vec{\rho} = \frac{\vec{r}_{ij} - z' \vec{j}}{\rho'}$ – одиничний вектор напрямку.

Величини E'_ρ і E'_z в (3.60) визначаються отриманими вище виразами (3.50), (3.52) для E'_ρ і E'_z , в яких ρ і z замінені на ρ' і z' .

Елемент матриці імпедансів Z_{ij} збігається з складовою вектору, дотичною до сегменту i :

$$Z_{ij} = \vec{E}_{ij} \vec{i} = \vec{i} (\vec{\rho} E'_\rho + \vec{j} E'_z) = \vec{i} \vec{\rho} E'_\rho + \vec{i} \vec{j} E'_z \quad (3.61)$$

Використовуючи вище записані співвідношення (3.55) – (3.61), отримаємо формулу для розрахунку елементів матриці імпедансів:

$$\begin{aligned}
Z_{ij} &= \frac{E'_\rho}{\rho'} (A - z'B) + BE'_z = B \left(E'_z - \frac{E'_\rho z'}{\rho'} \right) + \frac{E'_\rho}{\rho'} A = \\
&= \left(E'_z - \frac{E'_\rho z'}{\rho'} \right) (\cos \alpha_i \cos \beta_i \cos \alpha_j \cos \beta_j + \\
&\quad + (\cos \alpha_i \sin \beta_i \cos \alpha_j \sin \beta_j + \sin \alpha_i \sin \alpha_j) + \\
&\quad + \frac{E'_\rho}{\rho'} (x_{ij} \cos \alpha_i \cos \beta_i + y_{ij} \cos \alpha_i \sin \beta_i + z_{ij} \sin \alpha_i)
\end{aligned} \tag{3.62}$$

З (3.62) видно, що для розрахунку елементів матриці імпедансів необхідно обчислювати компоненти електричного поля E'_ρ і E'_z за формулами (3.46) і (3.48) відповідно. При цьому для обчислення компоненти E_z необхідно чисельне інтегрування, яке можна здійснити різними способами, наприклад, методом прямокутників, трапецій або методом Сімпсона за частково-параболічної інтерполяції функції за заданими вузлами.

Однак чисельні експерименти показали, що найкращі результати отримуються за використання адаптивної квадратурної процедури за формулами Ньютона-Котеса 8-го порядку. При цьому автоматично визначаються величини підінтервалів інтегрування так, щоб обчислений результат задовольняв заданій точності. Причому в різних частинах інтервалу використовуються сітки різних розмірів, досить грубі там, де інтегрована функція змінюється повільно, і досить дрібні в областях, де функція змінюється швидко.

В даному випадку формула, яка використовується, виходить інтегруванням полінома восьмого ступеня, але так само, як і в випадку формул прямокутників і Сімпсона, при цьому набувається додаткова точність. Крім того, вибір формули 8-го порядку пов'язано з тим, що довжина кожного елементарного відрізка витікає з довжини основного інтервалу інтегрування діленням на ступінь двійки.

3.6 Розрахунок струмів в пасивних випромінювачах

Струми в пасивних випромінювачах, необхідні для розрахунку діаграми спрямованості антени, можна отримати, вирішивши тим чи іншим методом систему лінійних рівнянь (3.53). Однак, перш ніж вирішувати систему, необхідно обчислити компоненти вектору (E). Це можна зробити, якщо скористатися заданими значеннями струмів в активних випромінювачах.

Нехай N – кількість пасивних випромінювачів, M – число активних випромінювачів. Тоді елементи вектора (E) обчислюються наступним чином:

$$E_i = \sum_{j=1}^M Z_{ij} I_j, \quad (3.63)$$

де I_j – струм в j -му активному випромінювачі.

Таким чином, для отримання величини наведеного в пасивному випромінювачі поля, проводиться підсумовування парціальних впливів кожного з джерел з урахуванням їх взаємної орієнтації.

Тепер, коли вектор (E) відомий, можна вирішувати систему рівнянь (3.53), наприклад, шляхом обернення матриці імпедансів, і тоді рішення запишеться у вигляді:

$$(I) = [Z]^{-1}(E) \quad (3.64)$$

Однак спосіб вирішення системи шляхом обернення матриці не є найкращим з відомих методів вирішення. Перш за все, це пов'язано з тим, що при його використанні необхідно виконати близько N^4 операцій множення і ділення, де N – порядок матриці. При великих розмірностях системи час вирішення стає неприпустимо великим. Інший недолік цього методу полягає в зростанні помилки обчислення за рахунок помилок округлення чисел в процесі обернення матриці. Кращі результати (як за часом вирішення, так і за

помилками) дають методи Гауса і LU – розкладання (метод Краута). В цих методах час вирішення системи пропорційний N^3 і витрачається головним чином на приведення матриць до трикутного вигляду. У нашому випадку з цих методів найкращим є метод LU – розкладання, тому що в ньому процес розкладання вихідної матриці системи на дві трикутні матриці L і U ніяк не пов'язано (на відміну від методу Гаусса) з перетворенням компонент вектору правої частини. Тому, якщо LU – перетворення виконано, то потім при будь-якій зміні вектору правої частини можна швидко отримати нове вирішення, не виконуючи тривалий процес LU – розкладання знову. У нашій задачі розрахунку діаграми розсіювання можлива зміна положення збуджувальних елементів без зміни геометрії антени, і, отже, найбільше підходить саме метод LU – розкладання.

У матричному поданні алгоритм LU – розкладання виглядає наступним чином. Вихідна система рівнянь (3.53) після LU – розкладання матриці $[Z]$ перетвориться в дві системи, еквівалентні початковій:

$$[L](Y) = (E); \quad (3.65)$$

$$[U](I) = (Y), \quad (3.66)$$

де $[L]$ – нижня трикутна матриця, $[U]$ – верхня трикутна матриця.

Таким чином, вирішення початкової системи (3.53) розпадається на два етапи. На першому етапі вирішення системи (3.65) дає проміжний вектор (Y) , який використовується на другому етапі при вирішенні системи (3.66) в якості її правої частини. Оскільки обидві матриці $[L]$ і $[U]$ є трикутними, вирішення систем (3.65) та (3.66) зворотним ходом виконується дуже швидко.

3.7 Опис методу чисельного розрахунку

Розрахунок поля випромінювання криволінійних антен та їх сукупностей,

аналіз спрямованих і поляризаційних властивостей, вхідного опору і т.і. в частотній області проводиться за допомогою програмного комплексу WinWire, розробленого в ЗНТУ. Тут використовується чисельне вирішення рівняння Поклінгтона відносно невідомої функції розподілу струму з застосуванням функції Гріна для вільного простору.

Геометричні параметри, які є вхідними даними для такого розрахунку, розраховуються за наближеними співвідношеннями з подальшою їх корекцією в процедурі пошуку оптимальних розмірів.

Програма WinWire має досить зручний і «дружній» інтерфейс. Відзначимо, що аналіз поляризаційних властивостей можна проводити із застосуванням елементів анімації, яка сприяє застосуванню WinWire для будь-яких задач дослідження структури поля випромінювання антен.

3.7.1 Короткий опис програми чисельного розрахунку

Для проведення розрахунків необхідно задати для програми геометричні параметри елементів досліджуваної структури (рис. 3.2).

У якості прикладу розглянемо, як задавати вихідні дані для випадку, коли досліджувана структура являє собою подвоєну різноспрямовану спіраль.

Для побудови спіралі необхідно задати:

- R – радіус великої напіввісі (см)
- r – радіус малої напіввісі (см)
- α – кут підйому спіралі (кроковий кут)(град)
- β – кут обертання спіралі (задає кількість витків як $\beta/360$)(град)
- N – кількість елементів для апроксимації спіралі

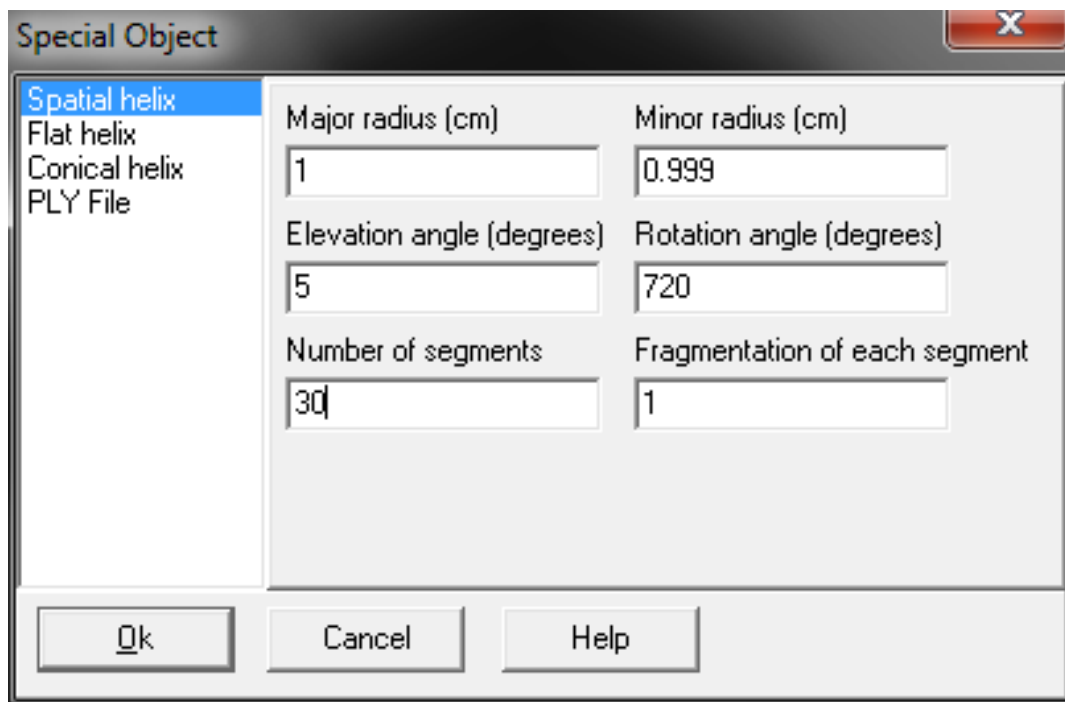


Рисунок 3.2 – Приклад введення вихідних даних про геометрію спіралі

Координати усіх точок спіралі (X_i , Y_i , Z_i) програма розраховує на основі вихідних даних і заносить в файл вихідних даних для цієї спіралі.

При цьому програма виведе на екран спіраль 1, яку зображено на рис.3.3.

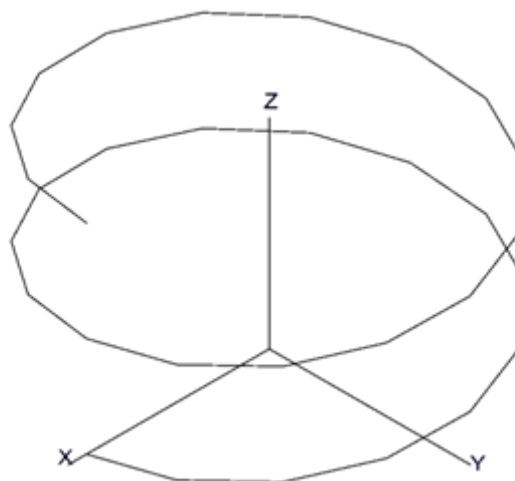


Рисунок 3.3 – Приклад виведення на екран ескізу спіралі

Для побудови другої спіралі з протилежним напрямом навивання усередині вже існуючої, можна або створити нову спіраль і потім її віддзеркалити, або клонувати існуючу і, змінивши її радіус аби 2 спіралі не перетинались, так само віддзеркалити.

Для копіювання спіралі та її подальшого редагування необхідно виділити усі елементи спіралі та натиснути «Групові операції». Перейшовши до розділу «Копіювати» задати числове значення масштабування, а враховуючи, що нам потрібно змінити напрямок навивання – задати від’ємний коефіцієнт масштабування за віссю Y. Тоді на екран буде виведено подвійну спіральну структуру (спіраль 1 та спіраль 2), як на малюнку 3.4.

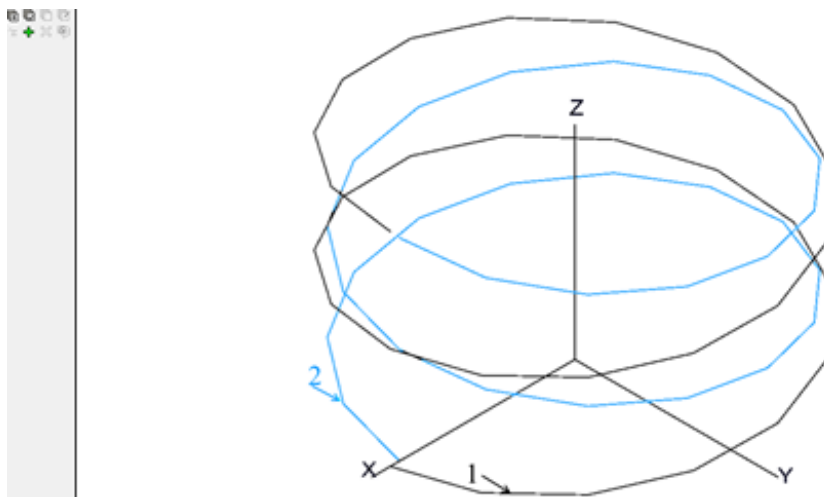


Рисунок 3.4 – Варіант взаємного розташування двох спіралей

3.7.2 Ввід інформації про збудження спіралей

WinWire дозволяє використовувати джерела напруги, джерела струму та плоскі хвилі як джерела збудження досліджуваних структур (рис. 3.5).

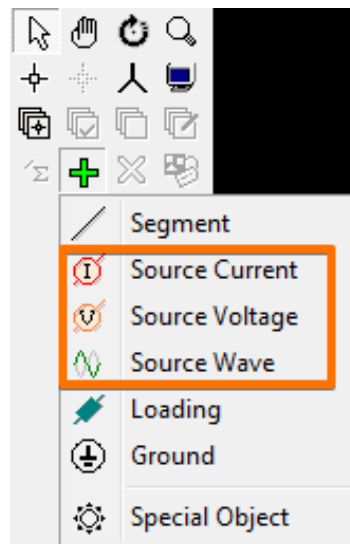


Рисунок 3.5 – Доступні джерела збудження

Джерело струму задається за чотирма параметрами (рис. 3.6):

- $X1$, $Y1$, $Z1$ – Координати початкової точки джерела (см)
- $X2$, $Y2$, $Z2$ – Координати кінцевої точки джерела (см)
- $\text{Re}(I)$ – Дійсна частина струму живлення джерела (А)
- $\text{Im}(I)$ – Уявна частина струму живлення джерела (А)

Значення модулю струму повинно бути ненульовим.

$X1$	0
$Y1$	0
$Z1$	0
$X2$	0
$Y2$	0
$Z2$	2
(cm)	
$\text{Re}(I)$ (A)	
	0.1
$\text{Im}(I)$ (A)	
	0

Рисунок 3.6 – Приклад введення параметрів для джерела струму

Джерело напруги задається за чотирма параметрами (рис. 3.7):

- $X1, Y1, Z1$ – Координати початкової точки джерела (см)
- $X2, Y2, Z2$ – Координати кінцевої точки джерела (см)
- $\text{Re}(U)$ – Дійсна частина напруги живлення джерела (В)
- $\text{Im}(U)$ – Уявна частина напруги живлення джерела (В)

X1	0
Y1	0
Z1	0
X2	0
Y2	0
Z2	2
(cm)	
Re(U) V	
0.1	
Im(U) V	
0	

Рисунок 3.7 – Приклад задання параметрів для джерела напруги

Значення модулю напруги повинно бути ненульовим.

Плоска хвиля задається за п'ятьма параметрами у сферичній системі координат (рис. 3.8):

- Вид поляризації – Лінійна, Еліптична (Право- чи Лівостороння)
- θ – кут відхилення вектору від осі Z (0 – направлений вздовж осі Z , 90 – лежить у площині XOY) (град)
- η – кут відхилення відносно нормалі сітки простору (град)
- φ – кут відхилення вектору від осі X (0 – направлений вздовж осі X , 90 – вздовж осі Y) (град)
- N – відношення розмірів великої і малої напіввісей у еліптично-поляризованій хвилі (1 – кругова поляризація, 0 – лінійна).

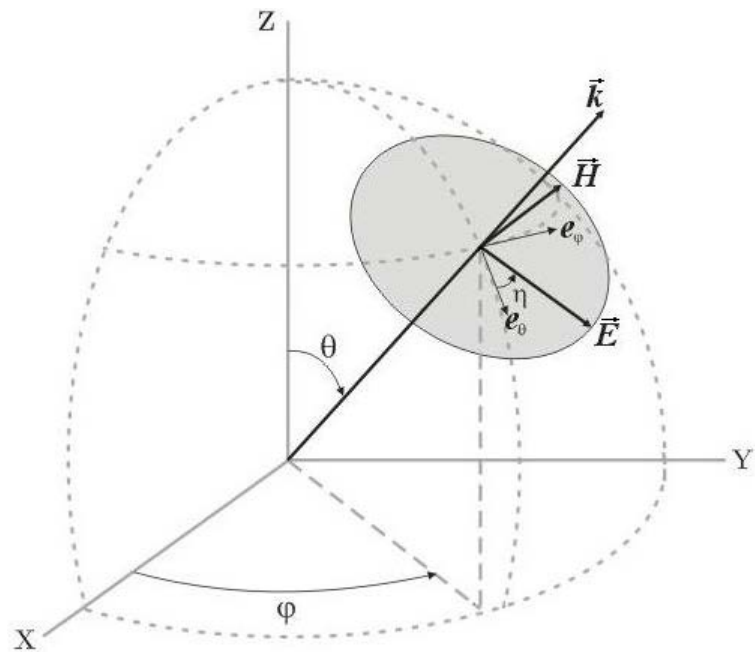


Рисунок 3.8 – Пояснення до введення параметрів плоскої хвилі

Для нашого дослідження спіральні елементи будуть збуджуватись плоскою лінійно поляризованою хвилею, яка розповсюджується у площині Y0Z з електричним полем, поляризованим уздовж осі Z (рис. 3.9).

Polarization
Linear
θ (degrees)
90
ϕ (degrees)
90
η (degrees)
0
Ratio
0.000001

Рисунок 3.9 – Приклад введення параметрів для плоскої хвилі

3.7.3 Виведення розрахованих даних

Програмний комплекс WinWire дозволяє виводити розраховані дані в декількох формах, вид яких задає користувач системи. Наприклад, для

випромінювальної структури з двох спіралей їх ДС випромінювання наведена в об'ємному вигляді на рис. 3.10, а (горизонтальна складова) і рис. 3.10, б (вертикальна складова).

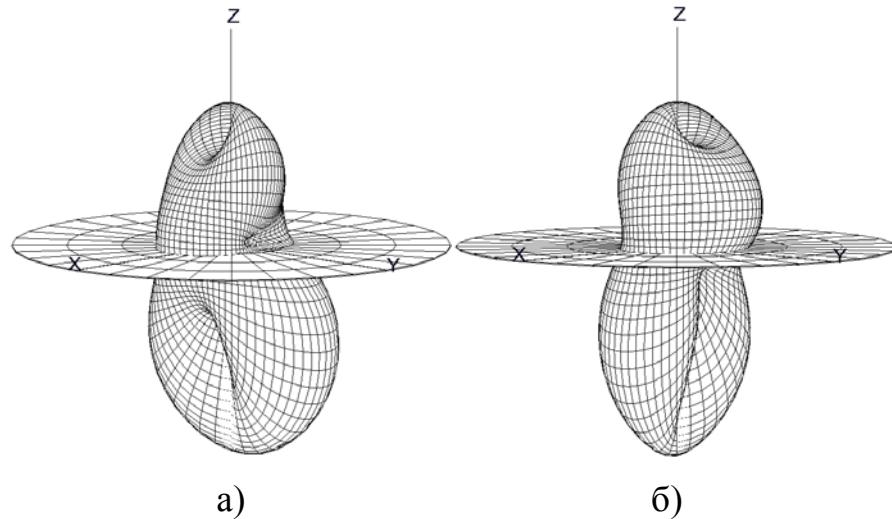


Рисунок 3.10 – ДС випромінювання двох спіралей

На рис.3.11 приведена ця ж ДС в полярному вигляді (в двох головних площинах), а на рис.3.12 – функція розподілу модуля комплексного струму по випроміннює структурі.

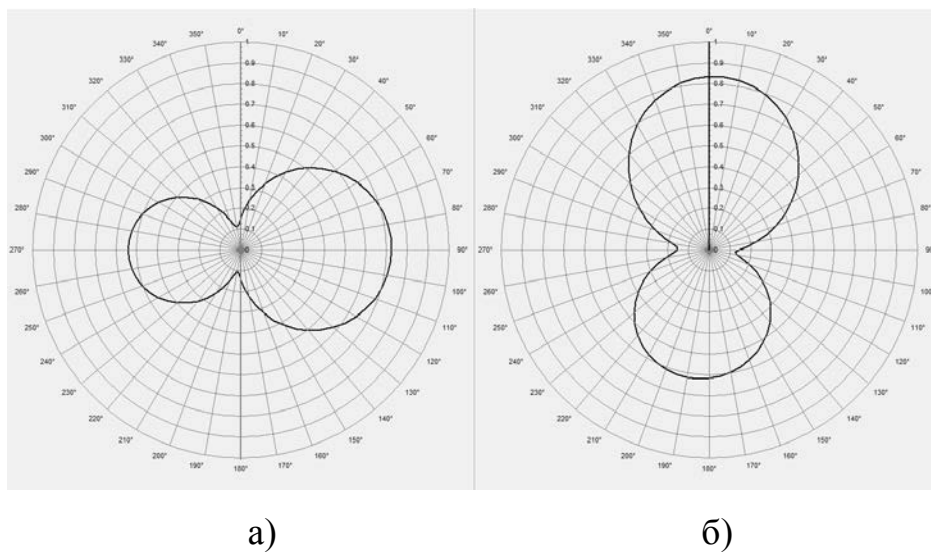


Рисунок 3.11 – Приклад виведення ДС в полярному вигляді

Виведення результатів в таких варіантах зображення вельми інформативне. Додатково можна вивести результати розрахунків і у вигляді таблиць для модулів і фаз, або для дійсних і уявних компонент комплексних чисел.

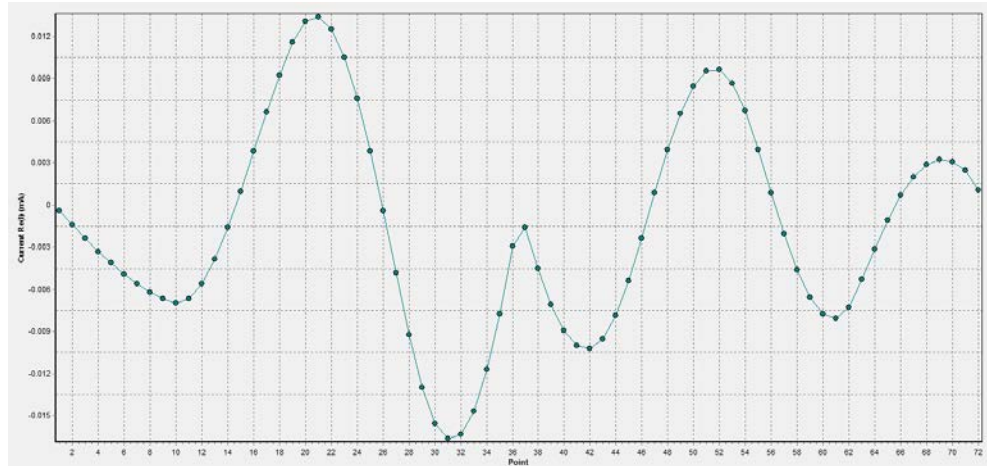


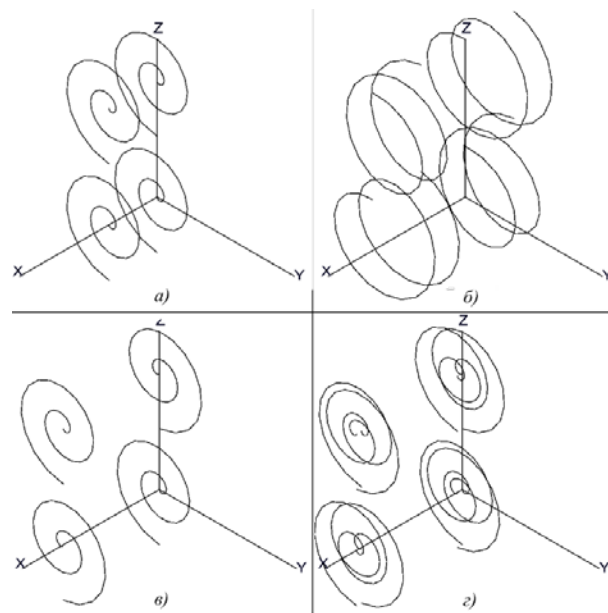
Рисунок 3.12 – Розподіл модуля струму уздовж моделі спіралі

4 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ

Моделювання взаємодії плоскої хвилі із шаром метаматеріалу проводилося на прикладі структури, яка складається з дротяних елементів у вигляді спіралей, періодично розташованих у вільному просторі.

Шар метаматеріалу розташовувався в площині XOZ і збуджувався хвилею, яка розповсюджується у площині YOZ з електричним полем, поляризованим уздовж осі Z .

Кожен розсіювач являє собою об'ємну або плоску спіраль радіусом 0.5 см. Приклади розсіювачів, які було застосовано для моделювання, наведено на рис. 4.1.



- а) – плоскі спіралі з однаковими напрямками навівання, рознесені у просторі; б) – об'ємні спіралі з протилежними напрямками навівання, рознесені у просторі; в) – плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання, рознесені у просторі; г) – плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання, об'єднані у подвійну структуру

Рисунок 4.1 – Різновиди застосованих розсіювальних елементів

Додаткові параметри моделей та чисельні результати моделювання наведено у додатку А.

Попередні дослідження [2, 3] показали, що за непарної кількості витків в розсіювачах в шарі метаматеріалу було виявлено ряд ефектів, які відсутні в метаматеріалах з електричними або магнітними розсіювачами та їх комбінаціями. Зокрема, було виявлено ефекти повного проходження, повного відбиття та майже повного відхилення хвилі.

4.1 Плоскі спіралі з однаковими напрямками навівання, рознесені у просторі

На рис. 4.2 наведено модель шару метаматеріалу з розсіювачами на основі плоских спіралей з однаковими напрямками навівання, рознесених у просторі, який було змодельовано в інтерфейсі WinWire.

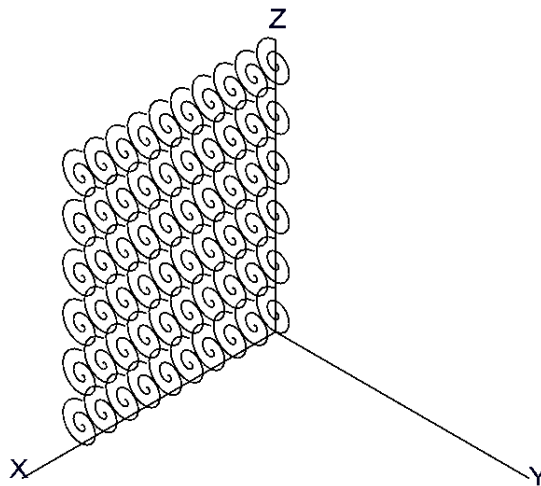


Рисунок 4.2 – Шар метаматеріалу з розсіювачами на основі плоских спіралей з однаковими напрямками навівання, рознесених у просторі

На рис. 4.3 наведено тривимірні діаграми розсіювання шару метаматеріалу з розсіювачами у вигляді плоских спіралей з однаковими напрямками навівання, рознесених у просторі при прояві ефекту повного

проходження і повного відбиття. Для цієї структури виявлені ефекти проявляються на частотах $f_{\text{проходження}} = 5,6$ ГГц і $f_{\text{відбиття}} = 3,85$ ГГц.

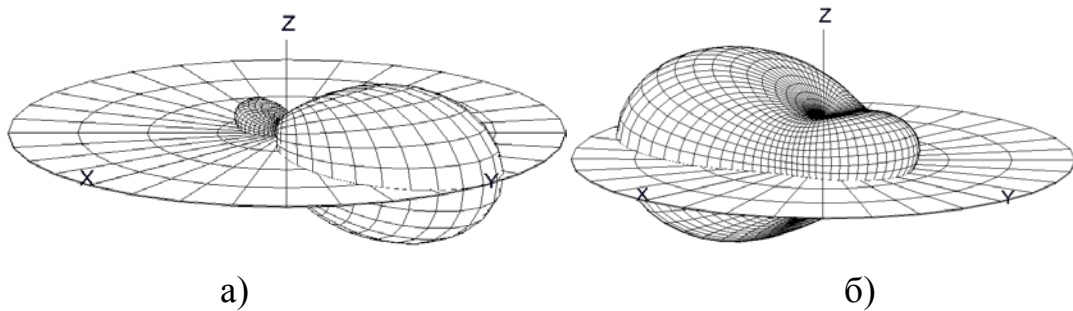


Рисунок 4.3 – Тривимірні діаграми розсіювання досліджуваного шару метаматеріалу, які показують ефекти повного проходження (а) і повного відбиття (б)

Важливо зазначити, що у даному випадку не було виявлено ефекту відхилення хвилі.

Ці діаграми (рис. 4.3 а, б) дають лише якісне уявлення про просторовий розподіл енергії хвилі. Кількісну оцінку можна отримати з ДР в полярній системі координат, які наведено на рис. 4.4.

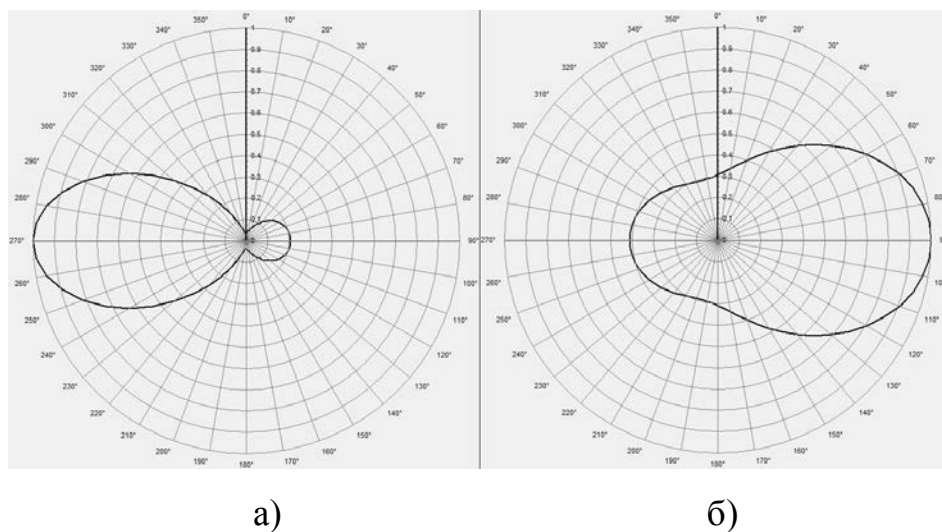


Рисунок 4.4 – Діаграми розсіювання у полярній системі координат, за проявів ефектів повного проходження (а) і повного відбиття (б)

4.2 Об'ємні спіралі з протилежними напрямками навивання, рознесені у просторі

Модель шару метаматеріалу із розсіювальними елементами на основі рознесених у просторі об'ємних спіральних розсіювачів наведено на рис. 4.5.

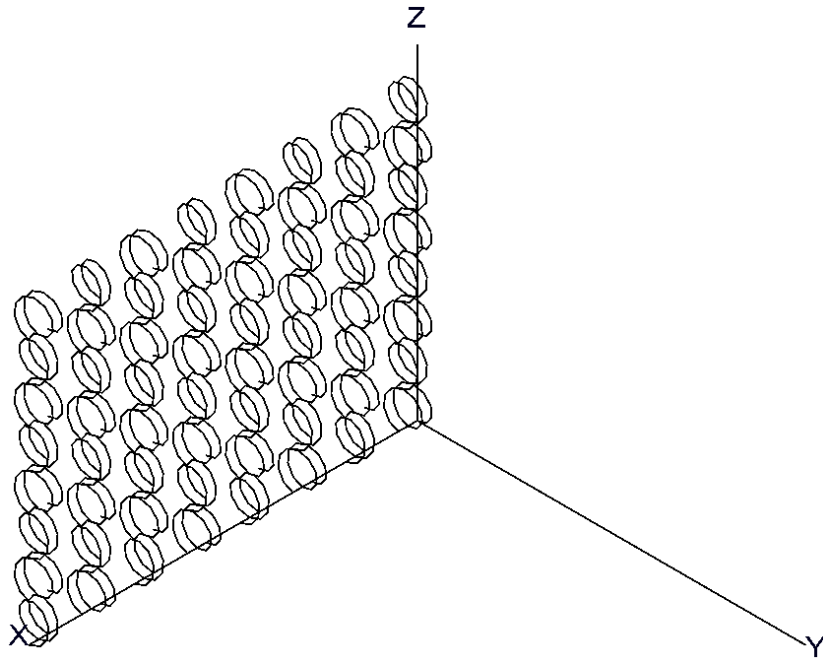


Рисунок 4.5 – Модель шару метаматеріалу з об'ємними спіралями з протилежними напрямками навивання, рознесеними у просторі

На рис. 4.6 наведені тривимірні діаграми розсіювання шару метаматеріалу з розсіювачами у вигляді плоских спіралей з однаковими напрямками навивання, рознесених у просторі для випадку проявів ефектів повного проходження і повного відбиття. Для структури з об'ємними спіральними розсіювачами ефекти проявляються на частотах $f_{\text{проходження}} = 2,7$ ГГц і $f_{\text{відбиття}} = 1,9$ ГГц.

Ці частоти помітно нижчі за ті, які було отримано у попередньому підрозділі.

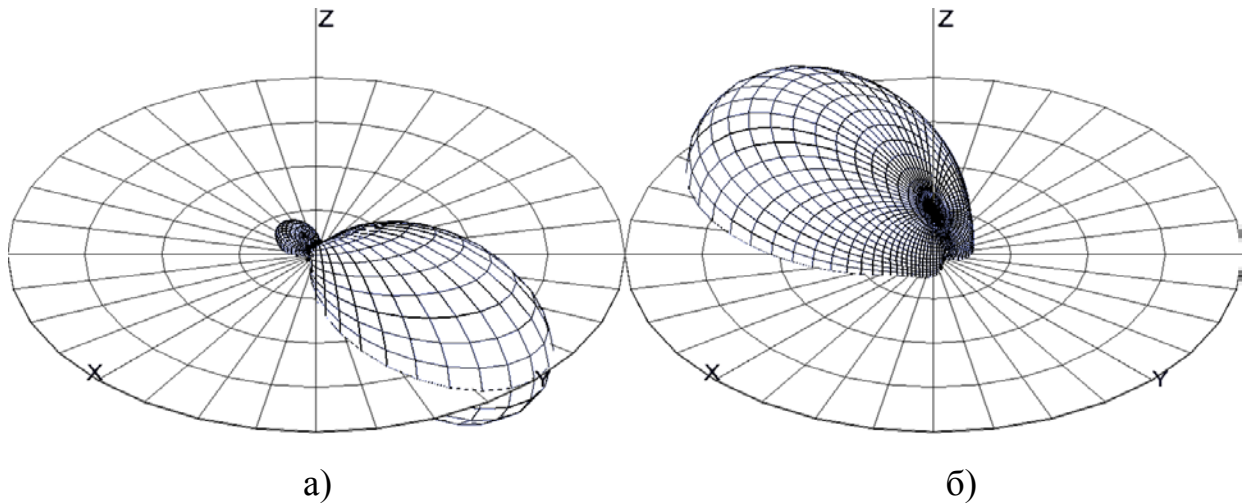


Рисунок 4.6 – Тривимірні діаграми розсіювання шару метаматеріалу з об'ємними різнонаправленими розсіювачами, які демонструють ефекти повного проходження (а) і повного відбиття (б)

Діаграми розсіювання у полярній системі координат наведено на рис. 4.7.

Також у цій структурі спостерігався ефект відхилення хвилі (рис. 4.8) на $f_{\text{відхилення}} = 2.22$ ГГц.

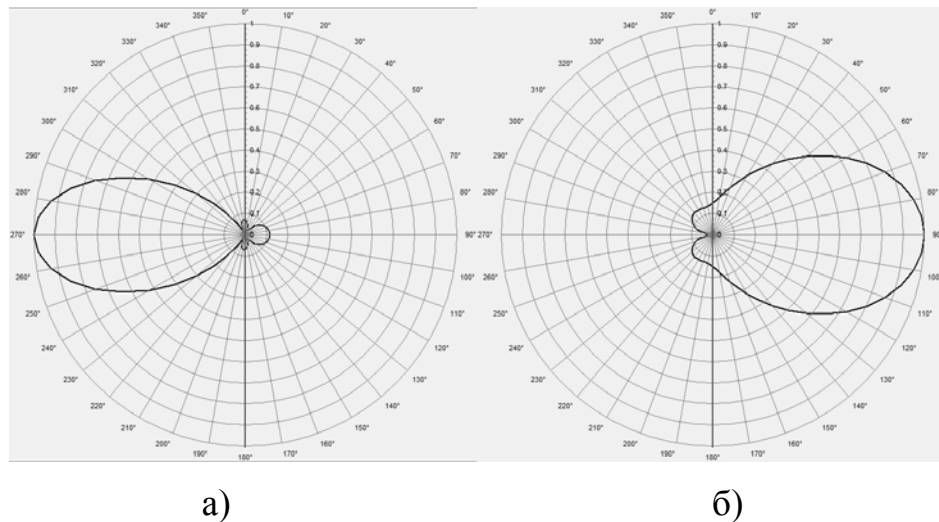


Рисунок 4.7 – Діаграми розсіювання виявлених ефектів проходження (а) і відбиття (б) падаючої хвилі шаром метаматеріалу з об'ємними різнонаправленими розсіювачами

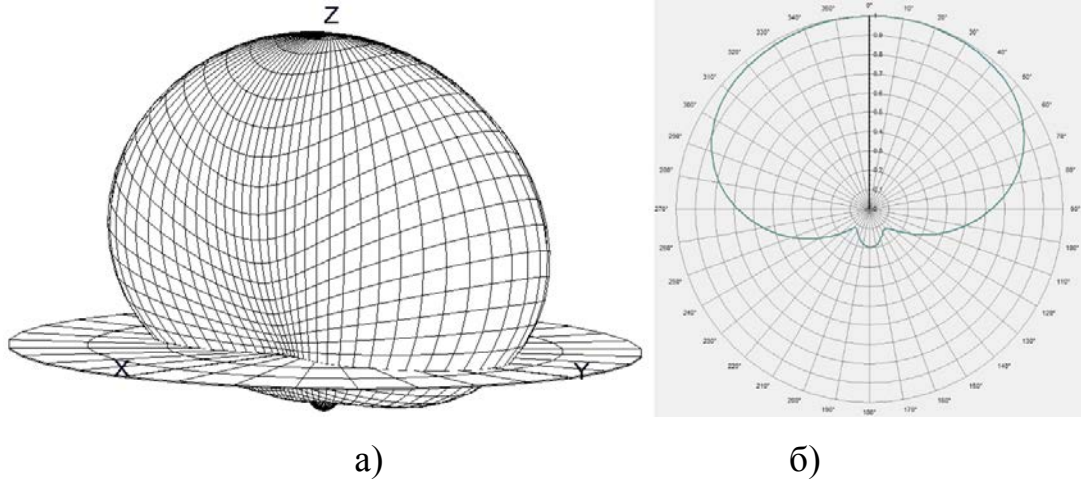


Рисунок 4.8 – Тривимірна (а) і полярна (б) діаграми розсіювання ефекту відхилення падаючої хвилі у шарі метаматеріалу

4.3 Плоскі спіралі з протилежними напрямками навивання, рознесені у просторі

Досліджувана модель, побудована у WinWire, зображена на рис. 4.9.

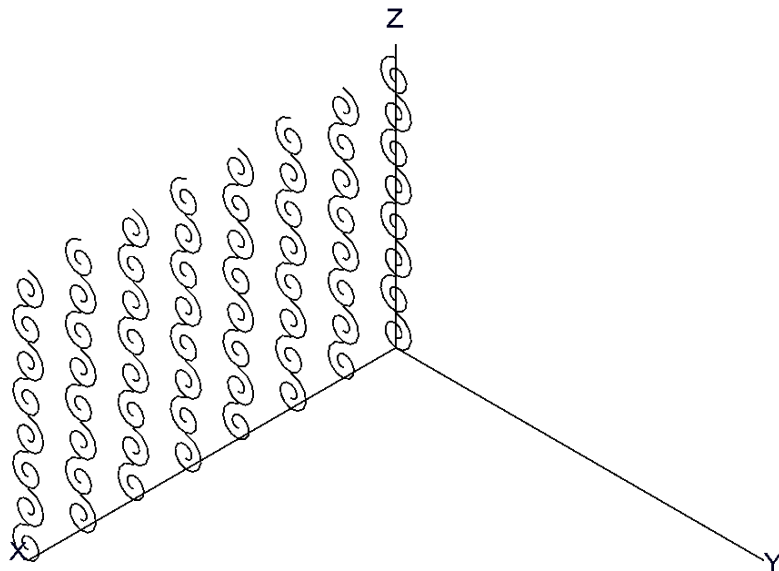


Рисунок 4.9 – Модель шару метаматеріалу з плоскими спіралями з протилежними напрямками навивання, рознесеними у просторі

Враховуючи, що процес виробництва метаматеріалів з об'ємними спіралями вимагатиме відносно високих витрат сировини, з метою підвищення технологічної ефективності було запропоновано вивчити можливість заміни об'ємних спіралей плоскими.

На рис. 4.10 наведено діаграми розсіювання для шару метаматеріалу на основі розсіювачів у вигляді просторових плоских спіралей.

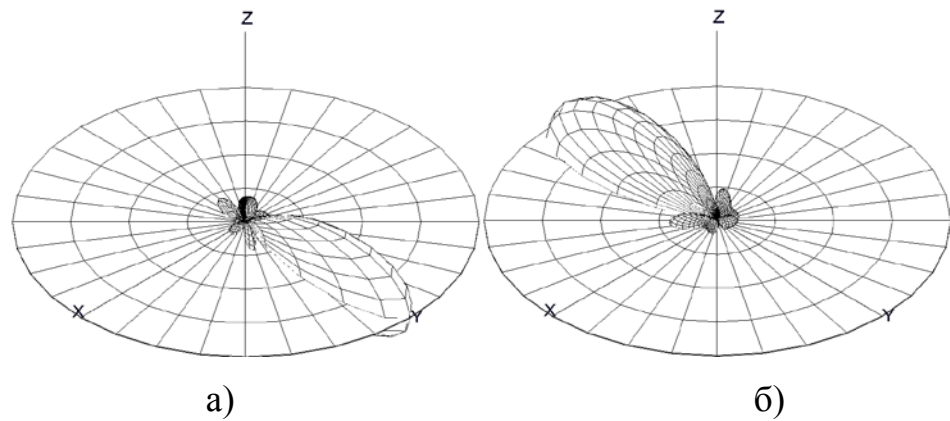


Рисунок 4.10 – Тривимірні діаграми розсіювання ефектів проходження (а) і відбиття (б) хвилі шаром метаматеріалу з плоскими розсіювачами

Для наочної кількісної оцінки розглянутих діаграм, на рис. 4.11 наведено діаграми розсіювання ефектів проходження (рис. 4.11, а) і відбиття (рис. 4.11, б) у полярних координатах.

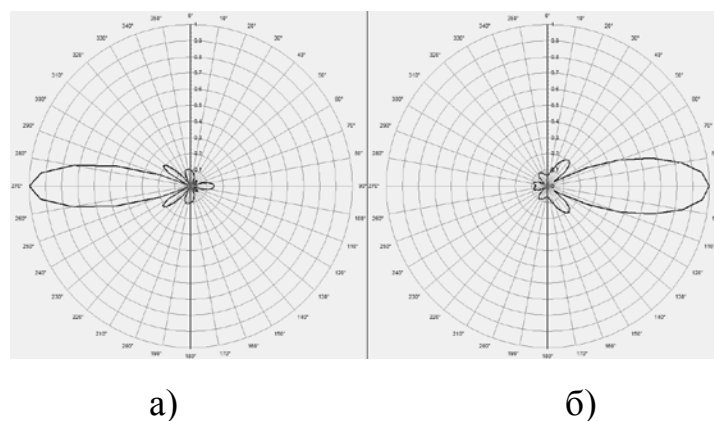


Рисунок 4.11 – Полярні діаграми розсіювання вище зазначених ефектів

Ефекти повного проходження і повного відбиття було виявлено на частотах $f_{\text{проходження}} = 6.2$ ГГц, $f_{\text{відбиття}} = 4.55$ ГГц, що значно вище, ніж у раніше досліджених структурах.

При зміні частоти в діапазоні від 4.55 ГГц до 6 ГГц діаграма розсіювання деформується і на частоті 5.1 ГГц і має форму, показану на рис. 4.12, який ілюструє ефект відхилення електромагнітної хвилі.

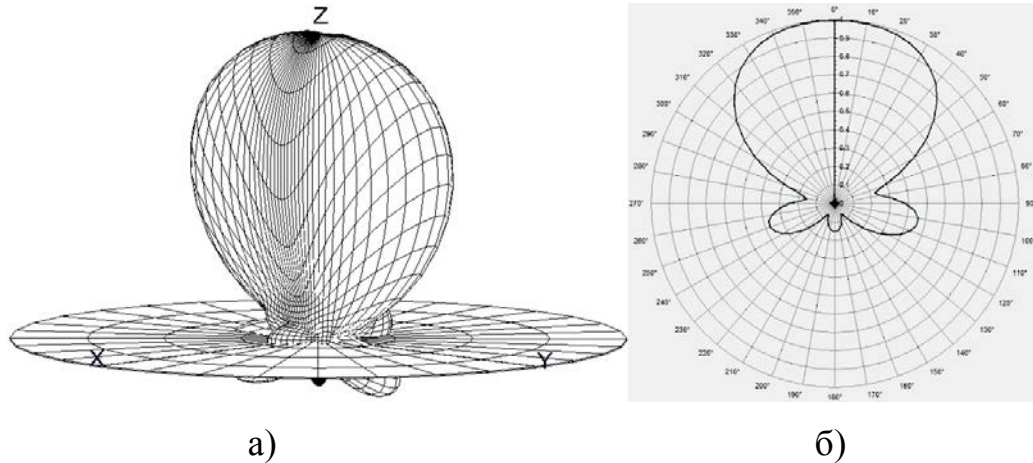


Рисунок 4.12 – Тривимірна (а) і полярна (б) діаграми розсіювання ефекту відхилення падаючої хвилі шаром метаматеріалу з плоскими розсіювачами

4.4 Плоскі спіралі з протилежними напрямками навивання, об'єднані у подвійну структуру

Для подальшого дослідження властивостей розсіювання шаром метаматеріалу на основі плоских спіральних розсіювачів було запропоновано зробити більш складну структуру, об'єднавши дві спіралі з протилежними напрямками обмотки в одну структуру, де вони будуть розділені тонким шаром радіопрозорого матеріалу (рис.4.1, г).

На рисунках 4.13 – 4.14 показано діаграми розсіювання такої структури у випадку проявлення раніше досліджених ефектів.

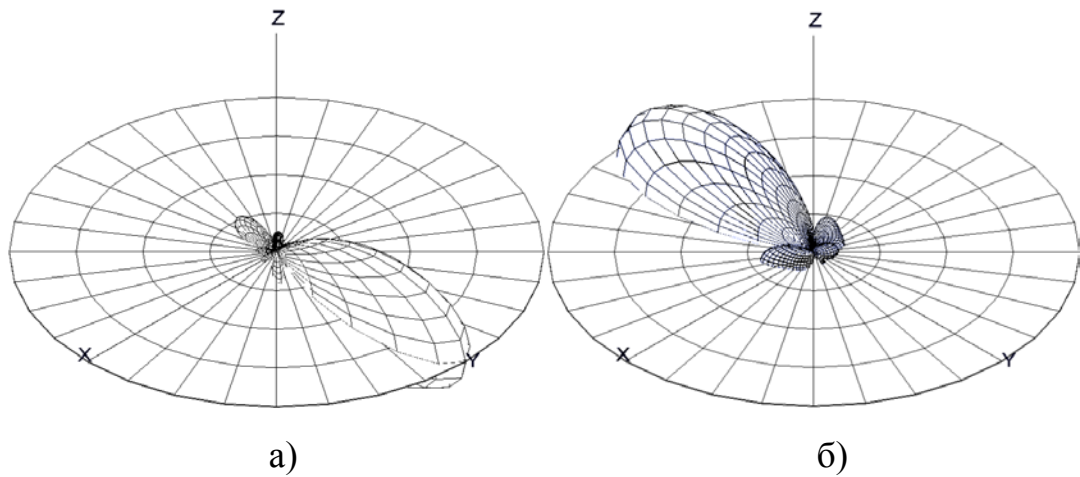


Рисунок 4.13 – Тривимірні діаграми проходження (а) і відбиття (б) падаючої хвилі шаром метаматеріалу на складених розсіювачах

Частотний проміжок між ефектами зменшився, а також частоти виявлених ефектів були меншими, ніж у структурах з поодинокими спіральними розсіювачами, $f_{\text{проходження}} = 5.2$ ГГц, $f_{\text{відбиття}} = 4$ ГГц.

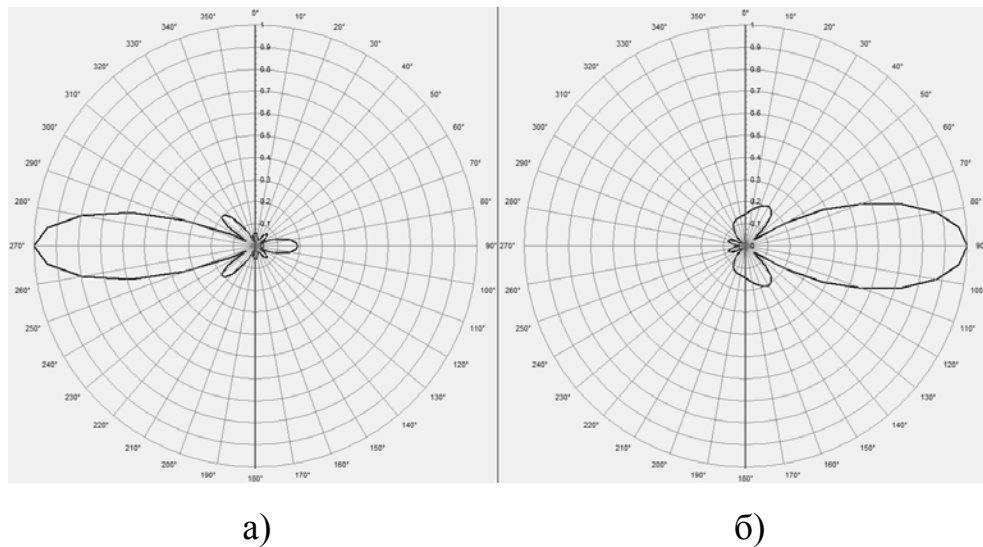


Рисунок 4.14 – Полярні діаграми розсіювання вище зазначених ефектів проходження (а) і відбиття (б)

Ефект відхилення падаючої хвилі також спостерігається в даній структурі, його проілюстровано на рис. 4.15.

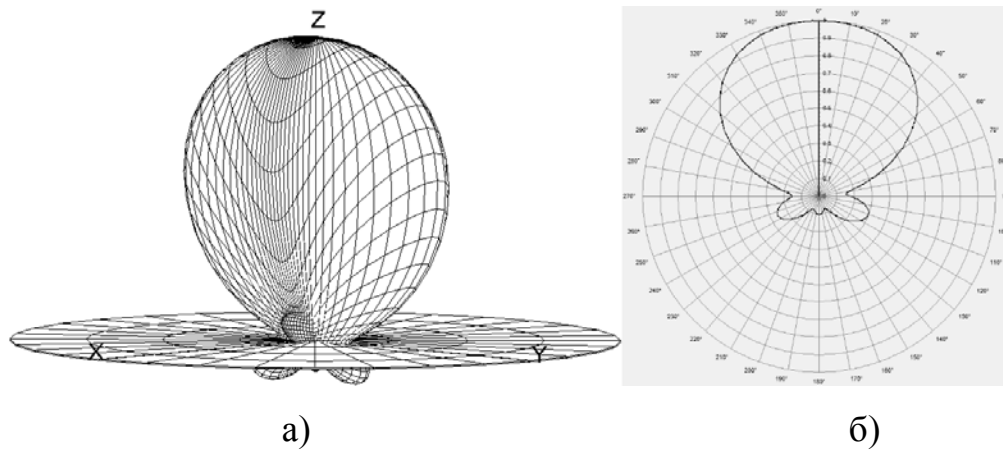


Рисунок 4.15 – Тривимірна (а) і полярна (б) діаграми розсіювання ефекту відхилення падаючої хвилі шаром метаматеріалу зі складеними плоскими розсіювачами

Розглянуті приклади свідчать за те, що з використанням спіральних розсіювачів з'являється дуже багато варіантів отримання метаматеріалів з заданими властивостями. На основі цього фактору можна зробити припущення про широкий діапазон можливостей практичного використання таких метаматеріалів.

5 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ

В даному проекті моделюється шар метаматеріалу, що відноситься до антенної техніки і може бути використаний для подолання дисперсійної межі чи у якості радіомаскувального покриття. Технічний результат полягає у поглинанні, відхиленні чи відбитті падаючої хвилі, що може використовуватись як і військових цілях, так і у якості заміни існуючих на даний момент приладів зміни напрямку розповсюдження хвилі у хвилеводних каналах.

5.1 Планування дослідження метаматеріалів зі спіральними розсіювачами.

Весь комплекс дослідження метаматеріалів зі спіральними розсіювачами ділиться на декілька етапів. Для кожного етапу вказуються трудомісткість, кількість виконавців і тривалість робіт.

У розробці беруть участь інженер-дослідник протягом трьох місяців і консультант протягом пів місяця. Дослідження починається першого серпня 2018 року і повинно бути виконане до тридцять першого жовтня 2018 року. Тривалість робіт визначають за формулою 5.1.

$$T_{\text{ц}} = \frac{Q}{R} \quad (5.1)$$

де $T_{\text{ц}}$ – тривалість циклу, днів;
 Q – трудомісткість, людино-днів;
 R – кількість виконавців, чол.

Отримана інформація зведена в таблицю 5.1.

Таблиця 5.1 – Завдання та обов'язки по дослідженню метаматеріалів зі спіральними розсіювачами

Назва роботи	Трудомісткість		Виконавці	Тривалість, днів
	люд.-дні	%до підсумку		
1. Аналіз предметної області	5	7.14	Дослідник Консультант	5
2.Визначення вимог до моделей	5	7.14	Дослідник Консультант	5
3. Проектування структури моделей	21	30.00	Дослідник	24
4. Дослідження функціонування моделей	15	21.43	Дослідник	10
5. Моделювання, тестування та налагодження в комп'ютерному середовищі	12	17.14	Дослідник	10
6. Складання дослідницької документації	12	17.14	Дослідник	10
Всього:	70	100		60

За даними таблиці 5.1 складається зведений стрічковий графік планування дослідження мультимастотної цифрової антенної решітки, який представляє собою таблицю, в першому стовпці якої розміщені в порядку збільшення термінів початку виконання всі види роботи, а навпаки – календарний період їх виконання. Даний графік наведено в рис. 5.1.

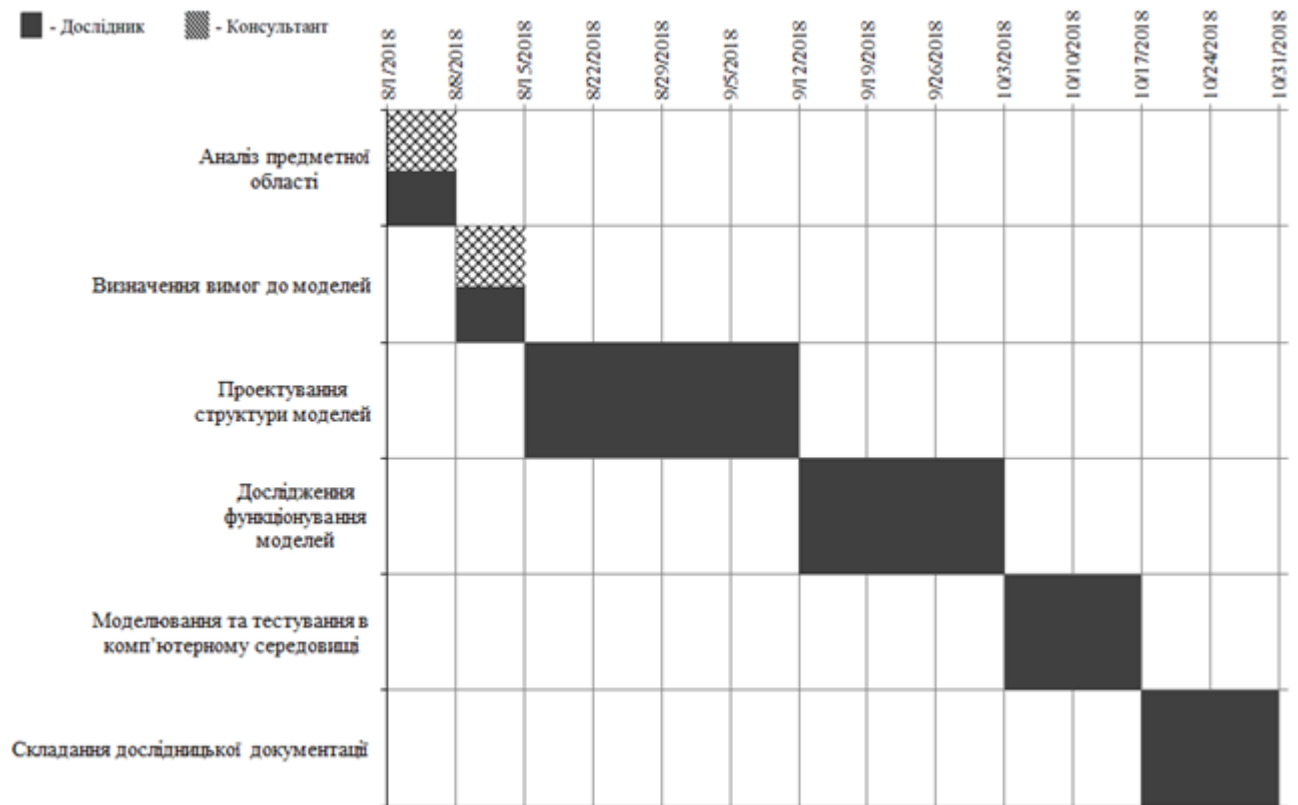


Рисунок 5.1 – Зведений стрічковий графік планування дослідження метаматеріалів зі спіральними розсіювачами

5.2 Визначення витрат на дослідження моделей шару метаматеріалу

Для визначення витрат на розробку класифікатора складається калькуляція кошторисної вартості робіт, яка включає наступні статті:

- основна заробітна плата;

- додаткова заробітна плата;
- єдиний соціальний внесок;
- витрати на спеціальне обладнання;
- матеріали і комплектуючі вироби;
- накладні витрати;
- податки.

5.2.1 Розрахунок основної заробітної плати

Витрати за цією статтею складаються з планового фонду зарплати всіх категорій працівників, зайнятих в розробці програми. Розрахунок зарплати ведеться на підставі даних про трудомісткості, представлених в таблиці 3.

Таблиця 5.3 – Розрахунок основної заробітної плати

Посада виконавця	Чисельність, чол.	Місячний оклад, грн.	Кількість місяців роботи.	Сума ЗП, грн.
Спеціаліст	1	5000	3	15000
Консультант	1	7000	0,5	3500
Всього:	2			18500

5.2.2 Розрахунок додаткової заробітної плати

Додаткову заробітну плату приймають рівною 10% від основної заробітної плати працівників і розраховують за формулою 5.2:

$$ЗП_{дод} = ЗП_{осн} \cdot 0.1, \quad (5.2)$$

де $ЗП_{дод}$ – додаткова заробітна плата;

$ЗП_{осн}$ – основна заробітна плата.

Підставивши величину основної заробітної плати в дану формулу, отримуємо:

$$ЗП_{\text{доп}} = 18500 \cdot 0.1 = 1850 \text{ грн.}$$

5.2.3 Єдиний соціальний внесок

Єдиний соціальний внесок становить 22% і розраховується за формулою 5.3:

$$ЄСВ = (ЗП_{\text{осн}} + ЗП_{\text{доп}}) \cdot 0.22, \quad (5.3)$$

де ЄСВ – єдиний соціальний внесок.

Підставивши значення отримаємо:

$$ЄСВ = 4477 \text{ грн.}$$

5.2.4 Визначення витрат на матеріали

Використовується 3 найменування матеріалів: диск CD-R – 10 грн.; картридж – 199 грн. і папір 89 грн. (1 упаковка).

Витрати на матеріали розраховують за формулою 5.4:

$$M = \sum_{i=1}^n (Ц_i \cdot N_i \cdot (1 + K_{\text{т.з.}}) - Ц_{i0} \cdot N_{i0}), \quad (5.4)$$

де М – витрати на матеріали, покупні напівфабрикати і комплектуючі вироби, грн.;

$K_{\text{т.з.}}$ – коефіцієнт, що враховує транспортно-заготівельні витрати;

$Ц_i$ – ціна і-го найменування матеріалу, напівфабрикату і

комплектуючого, грн.;

N_i – потреба в i -му матеріалі, напівфабрикаті і комплектуючому;

C_{i0} – вартість зворотних відходів i -го найменування матеріалу, грн;

N_{i0} – кількість зворотних відходів i -го найменування;

n – кількість найменувань матеріалів, напівфабрикатів і комплектуючих.

$$C_{i0} = 0; N_{i0} = 0; K_{m.з.} = 0.05$$

$$M = (1 + 0.05) \cdot (10 + 199 + 89) = 312,9 \text{ грн}$$

Разом, витрати на матеріали становлять 312,9 грн.

5.2.5 Витрати на спеціальне обладнання

У цю статтю входять витрати на придбання, транспортування, монтаж і налагодження нестандартного обладнання.

Практично, в даному випадку, в цій статті враховуються витрати на оплату машинного часу ЕОМ для моделювання, тестування та налагодження винаходу. Для чого необхідно скласти кошторис «витрат на утримання та експлуатацію обладнання», за допомоги якого визначається вартість однієї машино-години роботи ПК, після множення якої на машинний час пішло на моделювання, тестування та налагодження винаходу отримаємо витрати на оплату машинного часу.

Амортизаційні відрахування визначають за формулою 5.5:

$$A = \Phi_6 \cdot \frac{H_a}{100}, \quad (5.5)$$

де Φ_6 – балансова вартість обчислювальної техніки, грн.;

H_a – норма амортизаційних відрахувань на повне відновлення обчислювальної техніки, %.

Балансова вартість обчислювальної техніки становить 12500 грн.

Отримуємо:

$$A=12500 \cdot 0,25=3125 \text{ грн.}$$

Статтю «Експлуатація обладнання» розраховують підсумовуванням витрат на електроенергію і допоміжні матеріали.

$$C_e = N_n \cdot \Phi_{ef} \cdot K_{зч} \cdot K_{зп} \cdot C_e, \quad (5.6)$$

де N_n – номінальна потужність ЕОМ, кВт;

Φ_{ef} – річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ, машино-год;

$K_{зч}$ – середній коефіцієнт завантаження за часом;

$K_{зп}$ – коефіцієнт завантаження по потужності;

C_e – ціна одного кВт·год електроенергії, грн./(кВт·год).

Номінальна потужність ЕОМ – 0,35 кВт. Річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ становить 1800 годин. Середні коефіцієнти навантаження за часом і за потужністю рівні відповідно 0,9 і 0,6. Ціна однієї кіловат-години електроенергії становить 2,11 грн.

Отримуємо:

$$C_e = 0,35 \cdot 0,9 \cdot 0,6 \cdot 1800 \cdot 2,11 = 717,22 \text{ грн.}$$

Зарплата обслуговуючого персоналу розраховується за формулою 5.7:

$$ЗП_{обсл} = \Phi ЗП_p \cdot (1 + K_{відр}), \quad (5.7)$$

де $\Phi ЗП_p$ – річний фонд заробітної плати (основної і додаткової) обслуговуючих робітників, грн.;

$K_{відр}$ – коефіцієнт, що враховує відрахування на єдиний соціальний внесок;

$t_{обсл}$ – час протягом року, необхідне на технічне обслуговування

ЕОМ, год/рік;

$\Phi_{\text{еф.обсл}}$ – річний ефективний фонд часу обслуговуючого персоналу, год/рік.

Місячна заробітна плата обслуговуючого персоналу становить 18500 грн., А річний фонд заробітної плати відповідно дорівнює 222000 грн. Річний ефективний фонд робочого часу обслуговуючого ПК працівника дорівнює 1750 год/рік. На обслуговування одного ПК витрачається по 1 годині на місяць, що в рік становить 12 годин.

Отримуємо:

$$ЗП_{\text{обсл}} = 222000 \cdot (1 + 0,22) \cdot 12 / 1750 = 1857,19 \text{ грн.}$$

Стаття «Поточний ремонт обладнання» приймається рівною 3% від балансової вартості обладнання і складає 375 грн.

Стаття «Інші витрати» приймається рівною п'яти відсоткам від суми всіх попередніх статей витрат на утримання і експлуатацію обладнання. Сума всіх попередніх статей складає 6012.31 грн., 5% від суми складають 300,62 грн.

Розраховані статті витрат на утримання і експлуатацію устаткування внесені в таблицю 5.4.

Витрати на оплату машинного часу ЕОМ для написання і налагодження програмних засобів визначаються за формулою 5.8:

$$C_{\text{мо}} = P_{\text{екс}} \cdot t_{\text{мо}}, \quad (5.8)$$

де $C_{\text{мо}}$ – витрати на оплату машинного часу, грн.;

$P_{\text{екс}}$ – експлуатаційні витрати на одну годину машинного часу цієї цифрової ЕОМ, грн./Машино-год .;

$t_{\text{мо}}$ – машинний час цифрової ЕОМ для написання і налагодження даного програмного продукту, машино-год.

Таблиця 5.4 – Кошторис витрат на утримання і експлуатацію устаткування

Найменування статей витрат	Сума, грн.
Амортизація обладнання	3125,00
Експлуатація обладнання (крім витрат на поточний ремонт)	717,22
Заробітна плата основна і додаткова обслуговуючих робітників з відрахуваннями на соціальні заходи	1857,19
Поточний ремонт обладнання	375,00
Інші витрати	300,62
Всього	6375,03

Експлуатаційні витрати на одну годину машинного часу використовуваної ЕОМ розраховують діленням суми витрат за кошторисом «Витрати на утримання та експлуатацію обладнання (ЕОМ)» (приклад 2 табл. 4) на річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ. Річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ дорівнює 1800 годин. В результаті експлуатаційні витрати на одну годину машинного часу рівні:

$$P_{екс} = \frac{6375,03}{1800} = 3,54 \text{ грн./машино-год.}$$

ЕОМ експлуатується 38 днів в одну зміну, що становить в сумі 304 години. Таким чином, витрати на оплату машинного часу складуть:

$$C_{мо} = 3,54 * 304 = 1076,16 \text{ грн.}$$

5.2.6 Інші прямі витрати

В інші прямі витрати включаються витрати, на яке використовується при дослідженні комерційне програмне забезпечення:

- ПЗ, що використовується постійно при роботі ПК (Windows 10 Home) – 3679 грн.;

$$S_{\text{дол.ПЗ}} = \frac{C_{\text{ПЗWin}} \cdot T_{\text{КТС}}}{\Phi_{\text{еф.КТС}} \cdot T_{\text{с.ПЗ}}}, \quad (5.9)$$

де $S_{\text{дол.ПЗ}}$ – витрати на дольове ПЗ при дослідженні винаходу, грн.;

$S_{\text{ціл.ПО}}$ – витрати на цільове ПЗ, що купується виключно для дослідження, грн.;

$C_{\text{ПЗ Win}}$ – ціна ПЗ Windows 10 Home, грн;

$T_{\text{КТС}}$ – машинний час КТС, необхідний користувачеві для розробки системи, машино-год/рік;

$\Phi_{\text{еф.КТС}}$ – річний ефективний фонд часу роботи КТС, машино-год/рік;

$T_{\text{с.ПЗ}}$ – термін служби дольового ПЗ, років.

$$S_{\text{дол.ПЗ}} = \frac{3679 \cdot 304}{1800 \cdot 5} = 124.27 \text{ грн.}$$

5.2.7 Розрахунок накладних витрат

До накладних витрат відносяться витрати на загальне управління і загальногосподарські потреби (заробітна плата апарату управління, канцелярські витрати і т.д.), утримання та експлуатацію будівель. Накладні витрати включаються до вартості дослідження непрямым шляхом – у відсотках до основної заробітної плати розробників. В даному випадку накладні витрати становлять 40% до основної заробітної плати розробників, що складає 7400 грн.

Результати визначення витрат на дослідження мультичастотної цифрової

антенної решітки у вигляді калькуляції кошторисної вартості робіт наведені в таблиці 5.

Таблиця 5.5 – Калькуляція кошторисної вартості робіт з розробки класифікатора

№	Найменування статей витрат	Сума, грн.	Питома вага до підсумку, %
1	Основна заробітна плата	18500,00	54,8%
2	Додаткова заробітна плата	1850,00	5,5%
3	Єдиний соціальний внесок	4477,00	13,3%
4	Матеріали і комплектуючі	312,90	0,9%
5	Витрати на спец. устаткування	1076,16	3,2%
6	Інші прямі витрати	124,27	0,4%
7	Накладні витрати	7400,00	21,9%
8	Разом ($S_{\text{рп}}$)	33740.33	100%
9	Разом з ПДВ(20%)	40488,396	

5.3 Розрахунок економічної ефективності НДР, що мають теоретичний характер

Ефективність прикладних НДР визначається, як зіставлення річного економічного ефекту від застосування результатів досліджень в умовах виробництва та використаних капіталовкладень для здійснення досліджень (по кошторису витрат на НДР) та втілення їх у виробництво.

$$E_{\text{фак}} = \frac{\text{Економ.ефект}}{\text{Капіталовкладення}} \quad (5.10)$$

Зіставляючи фактичну економічну ефективність ($E_{\text{фак}}$) із нормативною ($E_{\text{н}} = 0,10 \dots 0,15$), робиться висновок про доцільність досліджень. Якщо $E_{\text{фак}} \geq E_{\text{н}}$, то дослідження визнаються економічно ефективними. У зворотному випадку дослідження недоцільно виконувати, тому що економічний зиск від таких досліджень малий.

Економічну ефективність досліджень можливо оцінити по строку окупності витрат на їхнє проведення та втілення.

$$T_{\text{фак}} = \frac{\text{Капіталовкладення}}{\text{Економ.ефект}} \quad (5.11)$$

Фактичний строк окупності капіталовкладень зіставляється з нормативним строком окупності капіталовкладень, прийнятий для промисловості (приблизно 6 років), і на основі порівняння робиться висновок про доцільність досліджень. Природно, що фактичний строк окупності капіталовкладень повинен бути якомога коротший.

Для теоретичних досліджень у більшості випадків важко чи навіть неможливо розрахувати економічний ефект, тому доцільно визначити їхню техніко-економічну ефективність з урахуванням наступних показників:

- важливості дослідження для народного господарства;
- складності розробки;
- результативності й можливості використання.
- складності розробки;
- результативності й можливості використання.

Важливість теоретичного дослідження оцінюють по його призначенню:

- рішення проблемних питань;
- задоволення вимог спеціальної техніки;

– пошук принципово нових конструктивних і технологічних рішень і т.п.

Складність виконання роботи визначають порівнянням отриманих результатів даного дослідження з результатами відомих аналогічних досліджень з обліком грошових і трудових витрат на їхнє проведення.

Результативність НДР можна визначити по повноті рішень поставленого завдання: отриманий результат відповідає плановому, задовільний (часткове рішення) чи негативний.

Аналіз залежності між цими показниками й витратами на їхнє досягнення дає можливість кількісної оцінки техніко-економічної ефективності теоретичних НДР по формулі 5.11:

$$K_{\text{НДР}} = \frac{J^n \cdot R \cdot T}{B_{\text{НДР}} \cdot t_{\text{НДР}}} \quad (5.12)$$

де $K_{\text{НДР}}$ – рівень ефективності дослідження (коефіцієнт техніко економічної ефективності НДР);

J^n – важливість роботи;

R – результативність роботи;

T – технічна складність виконання НДР;

$B_{\text{НДР}}$ – витрати на проведення НДР, тис. грн;

$t_{\text{НДР}}$ – час витрачений на проведення НДР, років;

При значенні $K_{\text{НДР}} \geq 1$ дослідницька робота вважається ефективною.

$$K_{\text{НДР}} = \frac{3^2 \cdot 2 \cdot 1}{40,488 \cdot 0,23} = 1,93$$

Після розрахунку отримано рівень ефективності дослідження $K_{\text{НДР}} = 1,93$. Це більше 1, тому робимо висновок, що дослідницька робота є ефективною.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Оскільки тема магістерської роботи – «Дослідження метаматеріалів зі спіральними розсіювачами», передбачає проведення досліджень та розрахунків у приміщенні дослідницького центру обладнаному персональними комп'ютерами (далі ПК) з візуальними дисплейними терміналами (далі ВДТ), нижче розглянуто заходи по забезпеченню безпеки, виробничої санітарії, гігієни праці і пожежної безпеки для приміщення дослідницького центру (лабораторії, офісу, тощо) обладнаного ПК з ВДТ, а також заходи з цивільного захисту, у відповідності з методичними вказівками.

6.1 Аналіз потенційних небезпек

На основі аналізу роботи існуючого обладнання і дій персоналу у приміщенні дослідницького центру (лабораторії, офісу, тощо) обладнаному ПК з ВДТ, згідно ГОСТ 12.0.003-74 (1999) «ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация», виявлено наступні небезпечні та шкідливі виробничі фактори, здатні привести до травм або ушкодження здоров'я працівників:

- небезпека ураження електричним струмом, внаслідок недотримання правил електробезпеки або виходу з ладу електроприладів;
- порушення роботи кістково-м'язового апарату внаслідок тривалих статичних навантажень при роботі з ПК.
- нервово-психічні перевантаження внаслідок постійного контакту з клієнтами, колегами по роботі, керівництвом при вирішенні робочих питань, які можуть носити конфліктний характер і призвести до емоційного дискомфорту, внутрішнього роздратування, емоційної нестабільності та захворювань нервової системи;
- незадовільні ергономічні характеристики робочого місця внаслідок нераціонального планування робочого місця, що може призвести до механічних

травм, уражень електричним струмом та порушень кістковом'язового апарату;

- негативний вплив недостатнього освітлення робочої зони на зір та продуктивність роботи працюючого, внаслідок несправності освітлювальних приладів або неправильного проектування освітлювальної системи;

- негативний вплив незадовільних параметрів повітряного середовища робочої зони на здоров'я працюючого, внаслідок неправильного проектування системи вентиляції або несправності її несправності;

- негативний вплив підвищеного рівня шуму на психоемоційний стан працюючого, який пов'язаний з використанням застарілої периферійної техніки, кондиціонерів, копіювальної техніки, освітлювальних приладів;

- небезпека загоряння у зв'язку із несправністю електричного обладнання, недотримання, або порушення правил протипожежної безпеки обслуговуючим персоналом, що може призвести до пожежі.

- неправильні дії персоналу у надзвичайних ситуаціях.

6.2 Заходи щодо забезпечення безпеки

Приміщення офісу, в яких перебувають співробітники галузі управління персоналом, відносяться до приміщень без підвищеної небезпеки ураження електричним струмом.

Обладнання, що використовується в цих приміщеннях є споживачем електроенергії, що живиться від змінного струму 220 В від мережі з заземленою нейтраллю, та відноситься до електроустановок до 1000В закритого виконання. За способом захисту людини від ураження електричним струмом відповідає згідно з ГОСТ 12.2.007.0-75* (2001) «ССБТ. Изделия электротехнические. Общие требования безопасности» І (стаціонарні комп'ютери,) та ІІ (освітлювальні прилади, кондиціонери, опалювальні пристрої, ноутбуки, сканери) класу захисту.

Згідно «Правилам улаштування електроустановок» (далі «ПУЕ») виконано такі групи заходів з електробезпеки:

Конструктивні заходи забезпечують захист від випадкового дотику до струмопровідних частин за допомогою їх ізоляції та захисних оболонок.

Згідно з ГОСТ 12.1.009-76 (1999) «ССБТ. Электробезопасность. Термины и определения» у приладах II класу захисту використовується подвійна ізоляція – електрична ізоляція, що складається з робочої і додаткової ізоляції

Згідно з НПАОП 40.1-1.32-01 «Правила устройства электроустановок. Электрооборудование специальных установок» офісні приміщення у більшості своїй відносяться до класу пожежебезпечної зони П-Па (приміщення, в яких містяться тверді горючі речовини), тому передбачений ступінь захисту ізоляції обладнання IP44.

Схемно-конструктивні заходи.

Призначені для забезпечення захисту від ураження електричним струмом при дотику до металевих оболонок, які можуть опинитися під напругою в результаті аварій.

Згідно з ГОСТ 12.1.030-81 (2001) «ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление» у приміщеннях галузі управління персоналом влаштовується занулення.

Організаційні заходи.

Експлуатація електроустановок і електроустаткування проводиться відповідно до НПАОП 40.1-1.01-97 «Правила безопасной эксплуатации электроустановок» (далі «ПБЕЕ») та НПАОП 40.1-1.21-98 «Правила безопасной эксплуатации электроустановок потребителей» (далі «ПБЕЕС»).

Для запобігання статистичного навантаження при користуванні ПК рекомендовано використовувати перерви в роботі 10 хв. через кожні дві години. Синдром зап'ястного каналу, або тунельний синдром зап'ястя, який може бути наслідком хронічної травми, трапляється у людей внаслідок тривалої роботи з мишею: постійні напруга і здавлювання приводить до мікротравм, здавлювання нерва прилеглими оточуючими тканинами, через що виникає набряк.

Для уникнення тунельного синдрому, потрібно дотримуватися кількох правил організації робочого місця:

- оптимальна висота клавіатури від підлоги – 65-75 см;
- наявність ергономічних і зручних особисто для вас миші і клавіатури;
- можливість регулювання висоти і нахилу клавіатури (відстань від поверхні стола до середини клавіатури – не більше 30 мм, кут підйому клавіатури – від 2 град. до 15 град.);
- наявність у клавіатури підставки для рук;
- наявність килимка для миші з захистом від тунельного синдрому (спеціальний виступ забезпечує правильне положення кисті);
- наявність стільця або крісла з підлокітниками;

При роботі з мишкою і клавіатурою також слід дотримуватися певних правил. А саме, коли ви набираєте текст, рука повинна бути зігнута в лікті під прямим кутом (90°), а при роботі з мишкою стежте, щоб кисть була прямою і лежала на столі якнайдалі від краю. До речі, час роботи з комп'ютером слід обмежити до дійсно необхідного.

Щоб попередити тунельний синдром потрібно робити спеціальні вправи для кистей – чим частіше, тим краще. Ці вправи допоможуть поліпшити кровообігу в м'язах і розтягнути їх. Комплекс вправ потрібно повторювати приблизно кожні 45 хвилин, тривалість однієї вправи – 1-2 хв.

Нервові напруження впливає на серцево-судинну систему, збільшуючи артеріальний тиск і частоту пульсу, а також на терморегуляцію організму та емоційні стани працівника. Особливу роль у запобіганні втоми працівників відіграють професійний відбір, організація робочого місця, правильне робоче положення, ритм роботи, раціоналізація трудового процесу, використання емоційних стимулів, впровадження раціональних режимів праці і відпочинку тощо. Боротьба зі втомою, в першу чергу, зводиться до покращення санітарно-гігієнічних умов виробничого середовища (ліквідація забруднення повітря, шуму, вібрації, нормалізація мікроклімату, раціональне освітлення тощо).

Крім того, для профілактики втоми працівників застосовуються специфічні методи, до яких можна віднести засоби відновлення функціонального стану зорового та опорно-рухового апарату, зменшення

гіподинамії, підсилення мозкового кровообігу, оптимізацію розумової діяльності.

Загальні ергономічні вимоги встановлено ДСТУ ISO 9241-1:2003 «Ергономічні вимоги до роботи з відеотерміналами в офісі. Частина 1. Загальні положення». Організація робочого місця передбачає: правильне розміщення робочого місця у виробничому приміщенні; вибір ергономічно обґрунтованого робочого положення, виробничих меблів з урахуванням антропометричних характеристик людини; раціональне компонування обладнання на робочих місцях; врахування характеру та особливостей трудової діяльності.

В результаті технічного переоснащення, що базується на впровадженні інформаційних технологій у приміщенні, що знаходиться на другому поверсі виробничого корпусу заплановано встановити комп'ютери. Визначимо скільки комп'ютеризованих робочих місць, оснащених відеодисплейними терміналами (ВДТ) можна встановити у даному приміщенні і як їх розташувати відповідно до встановлених норм та правил з охорони праці. Розміри приміщення: довжина $a = 7,0$ м, ширина $b = 4,5$ м, висота $h = 3,2$ м.

Перш за все необхідно проаналізувати чи підходить дане приміщення для того, щоб розмістити в ньому комп'ютеризовані робочі місця.

Відповідно до НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин» є неприпустимим розташування приміщень, призначених для роботи з ВДТ у підвалах та цокольних поверхах. Також забороняється розташування вибухонебезпечних приміщень категорії А і Б (НАПБ Б.03.002-2007 «Нормы определения категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной безопасности») та виробництв з мокрими технологічними процесами поряд з приміщенням, де розташовуються ЕОМ (ПЕОМ), а також над такими приміщеннями, або під ними. Окрім того, виробничі приміщення для роботи з ВДТ не повинні межувати з приміщеннями, у яких рівень шуму і вібрації перевищує допустимі значення.

Вибране приміщення відповідає вищезазначеним вимогам, тому

переходимо до наступного етапу, а саме, до визначення кількості комп'ютеризованих робочих місць, що можна розмістити в даному приміщенні. Оскільки площа приміщення становить $S_{\text{пр}} = 31,5 \text{ м}^2$, а площа, на якій розташовується одне робоче місце з ВДТ, відповідно до вимог ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» повинна становити не менше $6,0 \text{ м}^2$, то в даному приміщенні можна розмістити щонайбільше п'ять комп'ютеризованих робочих місць. Такої кількості достатньо для технічного переоснащення виробництва.

Перевіримо, чи відповідає це число нормативу щодо мінімального об'єму приміщення на одне робоче місце з ВДТ, відповідно до вимог ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» ($VP.M.Min = 20 \text{ м}^3$). Об'єм приміщення становить $100,8 \text{ м}^3$, а об'єм, що припадає на одне комп'ютеризоване робоче місце – $VP.M. = 17,28 \text{ м}^3$. Таким чином, норматив щодо об'єму приміщення на одне робоче місце з ВДТ виконується. Тому розміщуємо в даному приміщенні п'ять комп'ютеризованих робочих місць.

Планування розміщення комп'ютеризованих робочих місць у приміщенні проводимо із врахуванням наступних вимог:

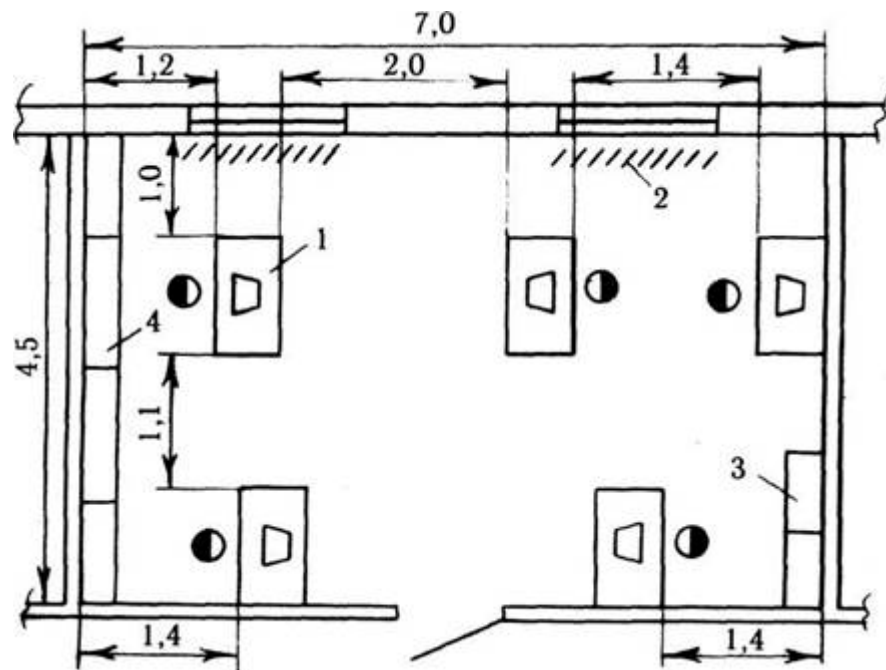
- робочі місця з ВДТ розміщуються на відстані не менше 1 м від стіни зі світловими прорізами;
- відстань між бічними поверхнями ВДТ має бути не менше за 1,2 м;
- відстань між тильною поверхнею одного ВДТ та екраном іншого не повинна бути меншою за 2,5 м;
- прохід між рядами робочих місць має бути не меншим 1 м.

Необхідно також врахувати розміри меблів на комп'ютеризованих робочих місцях, зокрема робочого столу. Відповідно до НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин» рекомендовані розміри столу для робочого місця з ВДТ становлять: висота – 725 мм, ширина – 600-1400 мм, глибина – 800-1000 мм. Приймаємо,

що робочий стіл має такі розміри: ширина – 1200 мм, глибина – 800 мм.

Найкраще розмістити комп'ютеризовані робочі місця рядами вздовж стіни з вікнами. Це дасть змогу унеможливити дзеркальне відбиття на екрані ВДТ джерел природного світла (вікон) та потрапляння останніх у поле зору операторів, що погіршує умови їх зорової роботи.

На рисунку 4.1 наведено план приміщення з комп'ютеризованими робочими місцями.



1 – комп'ютеризоване робоче місце з ВДТ; 2 – сонцезахисні жалюзі; 3 – шафи для зберігання дисків, дискет та програмного забезпечення; 4 – шафи для зберігання документації та фахової літератури.

Рисунок 6.1 – План приміщення з комп'ютеризованими робочими місцями:

6.3 Заходи щодо виробничої санітарії та гігієни праці

Згідно ДБН В.2.5-28-2006 «Інженерне обладнання будинків і споруд. Природне і штучне освітлення» в офісних приміщеннях використовується

природне та штучне освітлення. Природне освітлення здійснено через світлові прорізи, які забезпечують коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче 1,5%. Для захисту від прямих сонячних променів, які створюють прямі та відбиті відблиски на поверхні екранів і клавіатури, використовуються сонцезахисні пристрої, на вікнах встановлені жалюзі або штори. Штучне освітлення в приміщенні здійснено системою загального рівномірного освітлення. Значення освітленості на поверхні робочого столу в зоні розміщення документів становить 300-500 лк. При освітленні цього приміщення доцільно використати світлодіодні світильники накладні, квадратні 19 Вт(LED -SU-24-19-O-112-E).

Стельовий накладний світлодіодний світильник LED -SU-24-19-O-112-E з призматичним розсіювачем призначений для загального освітлення громадських приміщень, навчальних класів шкіл, аудиторій ВНЗ і інших навчальних закладів; приміщень дитячих садів, приміщень медичних установ, офісних приміщень, кімнат переговорів, промислових приміщень; конференц-залів.

Подібні світильники монтуються на стелі, які виконано з будь-якого будівельного матеріалу, в т.ч. і підвісні. Світильники призначено для стабільної роботи в мережі змінного струму з номінальною напругою 110-260 В, частотою 50-60 Гц.

Показники мікроклімату в офісних приміщеннях відповідають встановленим санітарно-гігієнічним вимогам ДСН 3.3.6-042-99 «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень», ГОСТ 12.1.005-88 (1991) «ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны» і ГН 2152-80 «Санітарно-гігієнічні норми допустимих рівнів іонізації повітря виробничих та громадських приміщень».

Роботи в офісних приміщеннях, належать до категорії Іб – легка робота, тому встановлено наступні оптимальні значення параметрів мікроклімату:

- у холодний період року: температура 21-23°C; відносна вологість: 40-60%; швидкість переміщення повітря: 0,1 м/с;

- у теплий період року: температура 22-24°C; відносна вологість: 40-60%; швидкість переміщення повітря: 0,2 м/с.

Оптимальні рівні позитивних (n+) і негативних (n-) іонів у повітрі приміщення з ПК нормовано згідно ГН 2152-80 «Санітарно-гігієнічні норми допустимих рівнів іонізації повітря виробничих та громадських приміщень» і становлять: $n+ = 1500-30000$ (шт. на 1 см^3); $n- = 3000-5000$ (шт. на 1 см^3). Підтримка оптимального рівня легких позитивних і негативних аероіонів у повітрі на робочих місцях забезпечено за допомогою біполярних коронних аеройонізаторів.

Дотримання вимог цих документів досягається оснащенням приміщень і транспортних засобів пристроями кондиціювання і вентиляції, дезодорації повітря, опалення згідно вимог ДБН В.2.5-67:2013 «Опалення, вентиляція та кондиціювання».

Рівні звукового тиску в октавних смугах частот, рівні звуку та еквівалентні рівні звуку на робочих місцях у приміщення нормуються згідно ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» та ДСН 3.3.6.037-99 «Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку».

Зниження рівня шуму в приміщенні здійснено за допомогою:

- використання більш сучасного обладнання;
- розташування принтерів та різноманітного устаткування колективного користування на значній відстані від більшості робочих місць працівників; – використання накопичувачів інформації типу SSD;
- використання блоків живлення ПК з пасивним охолодженням;
- використання процесорів з низьким енергоспоживанням та тепловиділенням, що дозволяє встановити на них пасивне охолодження.

6.4 Заходи з пожежної безпеки

Закон України «Про пожежну безпеку» визначає загальні правові, економічні та соціальні основи забезпечення пожежної безпеки на території України, регулює відносини державних органів, юридичних і фізичних осіб у цій галузі незалежно від виду їх діяльності та форм власності.

Пожежна безпека – стан об'єкта, при якому з регламентованою ймовірністю виключається можливість виникнення та розвиток пожежі і впливу на людей її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей.

Для забезпечення пожежної безпеки в установах проводять пожежну профілактику, яка включає в себе комплекс організаційних і технічних заходів, спрямованих на забезпечення безпеки людей, на запобігання пожежі, обмеження її поширення, а також на створення умов для успішного гасіння пожежі.

Для ліквідації пожежі у початковій стадії її розвитку силами персоналу об'єктів застосовуються первинні засоби пожежогасіння. До них відносяться: вогнегасники, пожежний інвентар (покривала з негорючого теплоізоляційного полотна, ящики з піском, пожежні відра, совкові лопати, ломы, сокири тощо), системи автоматичного пожежогасіння.

Первинні засоби пожежогасіння, в залежності від категорії приміщень, можуть розташовуватись як окремо, так і в складі пожежних щитів.

Залежно від агрегатного стану й особливостей горіння різних горючих речовин і матеріалів пожежі за ДБН В.1.1.7-2002 «Пожежна безпека об'єктів будівництва» поділяються на відповідні класи.

В офісному приміщенні знаходиться дерев'яна мебель, електронна апаратура, бумажні носії інформації.

Клас пожежі у офісному приміщенні (згідно із ДБН В.1.1.7-2002 «Захист від пожежі. Пожежна безпека об'єктів будівництва») – пожежі твердих речовин, переважно органічного походження, горіння яких супроводжується

тлінням (деревина, пластмаси, папір) визначається як клас А. Категорія приміщення (згідно із НАПБ Б.03.002-2007 «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою») – визначається як категорії Д.

Визначення типу та розрахунок кількості первинних засобів пожежегасіння (згідно із ДБН В.1.1.7-2002 «Захист від пожежі. Пожежна безпека об'єктів будівництва») – для адміністративного приміщення площею 20,91 м² слід застосовувати два порошкових вогнегасниками типу ВП–5 (НАПБ Б.03.002-2007 «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою». ДБН В.1.1.7-2002 «Пожежна безпека об'єктів будівництва»). Крім цього адміністративні приміщення повинні бути обладнані автоматичними пожежними сповіщувачами, що реагують на підвищення температури, дим, полум'я. Наприклад, сповіщувачі моделей ДТЛ, ІТМ.

6.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях

Практика показує, що завчасна підготовка людей і матеріально-технічних засобів до дій при виникненні надзвичайних ситуацій в значній мірі знижує ймовірність загибелі людей та втрати матеріальних засобів.

При раптовому обваленні будівель і споруд, або почувши вибух, або виявивши, що будівля втрачає свою стійкість, постарайтеся як можна швидше покинути його, взявши документи, гроші та предмети першої необхідності. Залишаючи приміщення, спускайтеся по сходах, а не на ліфті, бо він в будь-який момент може вийти з ладу. Припиніть паніку, тисняву в дверях при евакуації, зупиняйте тих, хто має намір стрибати з балконів і вікон з поверхів вище першого, а також через засклені вікна. Опинившись на вулиці, не стійте поблизу будівель, а перейдіть на відкритий простір. Якщо ви знаходитесь в приміщенні, і при цьому відсутня можливість покинути його, то займіть найбезпечніше місце: отвори капітальних внутрішніх стін, кутки, утворені

внутрішніми капітальними стінами, під балками каркасу. Якщо можливо, сховайтеся під стіл – він захистить вас від падаючих предметів і уламків. Якщо з вами діти, укрийте їх собою. Відкрийте двері з квартири, щоб забезпечити собі вихід в разі необхідності. Не піддавайтеся паніці і зберігайте спокій, підбадьорюйте присутніх. Тримайтеся подалі від вікон, електроприладів, негайно вимкніть воду, електрику і газ. Якщо виникла пожежа, відразу ж спробуйте загасити його. Використовуйте телефон тільки для виклику представників органів правопорядку, пожежних, лікарів, рятувальників. Не виходьте на балкон. Не користуйтеся сірниками, тому що може існувати небезпека витоку газу.

Якщо ви опинилися під завалом, дихайте глибоко, не піддавайтеся паніці і не падайте духом, зосередьтеся на найважливішому, намагайтеся вижити будь-якою ціною, вірте, що допомога прийде обов'язково. По можливості надайте собі першу медичну допомогу. Спробуйте пристосуватися до обстановки і озирнутися, пошукати можливий вихід. Постарайтеся визначити, де ви знаходитесь, чи немає поруч інших людей: прислухайтеся, подайте голос. Пам'ятайте, що ви людина здатна тримати спрагу і особливо голод протягом тривалого часу, якщо не буде марно витрачати енергію. Пошукайте в кишенях або поблизу предмети, які могли б допомогти подати світлові або звукові сигнали (наприклад, ліхтарик, дзеркальце, а також металеві предмети, якими можна постукати по трубі або стіні і тим самим привернути увагу). Якщо єдиним шляхом виходу є вузький лаз – протиснитесь через нього. Для цього необхідно розслабити м'язи і рухатися, притиснувши лікті до тіла.

При аварії на комунальних системах повідомте диспетчеру про аварію ремонтно-експлуатаційного управління (РЕУ) або житлово-експлуатаційної контори (Жек), попросіть викликати аварійну службу. При скачках напруги в електричній мережі квартири або його відключенні негайно обесточьте всі електропобутові прилади, витягніть вилки з розеток, щоб під час вашої відсутності при раптовому включення електрики не сталася пожежа. Для приготування їжі в приміщенні використовуйте тільки пристрої заводського

виготовлення: примус, кєрогаз, кєросинку, "Джміль" та ін. За їх відсутності скористайтесь розведеним на вулиці багаттям. Використовуючи для освітлення квартири господарські свічки і сухий спирт, дотримуйтеся граничну обережність.

При знаходженні на вулиці не наближайтеся ближче 5-8 м до обірваних дротів і не торкайтеся їх. Організуйте охорону місця пошкодження, попередьте оточуючих про небезпеку і негайно повідомте в територіальне управління по справах ЦОНС. Якщо провід, обірвавшись, впав поблизу від вас – виходьте із зони ураження струмом дрібними кроками або стрибками (тримаючи ступні ніг разом), щоб уникнути поразки кроковим напругою.

При зникненні у водопровідній системі води закрийте всі відкриті до цього крани. Для приготування їжі використовувати наявну у продажу питну воду, утримайтеся від вживання води з джерел та інших відкритих водойм до отримання висновку про її безпеки. Пам'ятайте, що кип'ятіння води руйнує більшість шкідливих біологічних домішок. Для очищення води використовуйте побутові фільтри, відстоюйте її протягом доби у відкритій ємності, поклавши на дно срібну ложку або монету. Ефективний спосіб очищення води "виморожуванням". Для "виморожування" поставте ємність з водою в морозильну камеру холодильника. При початку замерзання зніміть верхню скоринку льоду, після замерзання води наполовину – злийте залишки рідини, а воду, що утворилася при таненні отриманого льоду, використовуйте в їжу.

У разі відключення центрального парового опалення для обігріву приміщення використовувати електрообігрівачі не саморобного, а тільки заводського виготовлення. В іншому випадку висока ймовірність пожежі або виходу з ладу системи електропостачання. Пам'ятайте, що опалення квартири з допомогою газової або електричної плити може призвести до трагедії. Для збереження в приміщенні тепла закладіть щілини у вікнах і балконних дверях, завісьте їх коцями або килимами. Розмістіть всіх членів сім'ї в одній кімнаті, тимчасово закривши інші. Одягніться тепліше і прийміть профілактичні лікарські препарати від ГРЗ і грипу.

При виникненні пожежі і вибуху реагуйте швидко, використовуючи всі доступні засоби для гасіння вогню (пісок, воду, вогнегасники тощо).

Якщо загасити вогонь в найкоротший час неможливо, викличте пожежну охорону підприємства (при її наявності) або міста (по телефону 01).

При евакуації гарячі задимлені приміщення і місця проходите швидко, затримавши подих, захистивши ніс і рот вологою щільною тканиною. В сильно задимленому приміщенні пересуватися поповзом або пригнувшись – в прилеглому до підлоги просторі чисте повітря зберігається довше. Відшукуючи потерпілих, привітайте їх. Якщо на людині загорівся одяг, допоможіть скинути її або накиньте на палаючого будь покривало і щільно притисніть. Якщо доступ повітря обмежений, горіння швидко припиниться. Не давайте людині з палаючої одягом бігти.

Не підходьте до вибухонебезпечних предметів та не чіпайте їх. При загрозі вибуху лягаєте на живіт, захищаючи голову руками, далі від вікон, скляних дверей, проходів, сходів. Якщо стався вибух, прийміть заходи до недопущення пожежі і паніки, надайте першу медичну допомогу потерпілим.

При пошкодження будівлі пожежею або вибухом входите в нього обережно, переконавшись у відсутності значних ушкоджень перекриттів, стін, ліній електро-, газу – і водопостачання, витоків газу, вогнищ пожежі.

З метою недопущення або зниження негативного впливу надзвичайних ситуацій техногенного характеру органами державної влади всіх рівнів проводяться заходи у сфері природної та техногенної безпеки. До них відносяться:

- 1) перехід на нові принципи містобудування, що забезпечують реалізацію вимог комплексної безпеки на етапах проектування, будівництва та експлуатації будівель і споруд, а також виведення з території міст або зниження ступеня небезпеки вибухо-, хімічно-, пожежонебезпечних об'єктів і виробництв;

- 2) звільнення від забудови санітарно-захисних зон навколо небезпечних об'єктів, заборона і санкції проти їх подальшої забудови;

3) посилення порядку перевезення небезпечних вантажів всередині або поблизу населених пунктів;

4) облік при промислово-цивільному будівництві геологічних аномалій з ймовірними катастрофічними проявами.

Поряд з цим необхідно:

1) уживати заходів щодо скорочення застосування небезпечних речовин на об'єктах, що використовують їх у технологічному циклі;

2) здійснювати постійний радіаційно-екологічний моніторинг території регіонів і населених пунктів і радіаційне обстеження об'єктів, проведення радіаційно-аварійних робіт з дезактивації виявлених ділянок радіоактивного забруднення, збір, транспортування, переробку та кондиціонування радіоактивних відходів;

3) вести облік можливих аномальних природних явищ при розвитку комунально-енергетичних і транспортних структур, а також заборонити будівництво нових і розширення існуючих виробництв, що представляють потенційну небезпеку для міст;

4) здійснювати забезпечення функціонування загальної системи виклику екстрених оперативних служб, а також вдосконалення заходів з метою прогнозування і профілактики надзвичайних ситуацій природного і техногенного характеру.

Таким чином, щоб підвищити рівень безпеки населення, об'єктів і інфраструктури, необхідно створити умови, що забезпечують можливість гідного життя громадян, динамічного розвитку економічної, соціальної та духовної сфер життя суспільства; створити в регіонах і містах ефективну систему забезпечення комплексної безпеки, здатну відбити існуючі та прогнозовані загрози, мінімізувати збиток від впливу деструктивних і негативних факторів, що генерують різного роду небезпеки і загрози.

ВИСНОВКИ

Сучасним станом метаматеріалів із розсіювальними елементами на основі плоских та об'ємних спіралей присвячена невелика кількість дослідницьких робіт у періодичних виданнях.

Однією з переваг може вважатися велика кількість ступенів вільності, які впливають на отриманий результат – від типу спіралі та кількості витків, до відношення внутрішнього та зовнішнього радіуса та відстані між елементами шару. Змінюючи ці параметри можна маніпулювати властивостями середовища у досить великому діапазоні.

У ході роботи було виконано задачу дослідження шару метаматеріалу шляхом аналізу діаграми розсіювання. При цьому було розглянуто чотири основні моделі типів розсіювачів у метасередовищі.

За результатами магістерської роботи опублікована одна стаття та три тези наукових конференцій різного рангу, де автор виступав з доповідями. Ці дані наведено у додатку Б.

Подальшими напрямками роботи можуть бути питання, що стосуються практичного застосування вищеописаних ефектів. Наприклад, використання ефектів повного проходження та відхилення хвилі для створення радіомаскувального покриття.

Ефект повного відхилення падаючої хвилі може знайти застосування для створення конкретних елементів для хвилеводів. Проте попередні дослідження [2, 3, 4] моделювали шари метаматеріалу, які фактично необмежені у зовнішніх вимірах. З цієї причини буде необхідно дослідити вплив обмежень зовнішніх розмірів шару метаматеріалу на його властивості розсіювання.

Дослідження впливу нерівномірності розподілу амплітуди поля падаючої хвилі та більш детальне вивчення впливу зміни параметрів шару на деформацію діаграми розсіювання також є перспективним напрямом подальших досліджень.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. V.G. Veselago The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ // Sov. Phys. Usp. 1968. vol. 10, P. 509.
2. Романенко, С.Н. Взаимодействие плоской электромагнитной волны со слоем метаматериала. Численное моделирование [Текст] / С.Н. Романенко, В.П. Дмитренко, Р.Д. Пулов // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2012. №2 . – С. 30-34.
3. Romanenko, S.N., Karpukov, L.M., Borisenko, V.A. and Lvov, A.S., 2011. SURFACE WAVES AT THE INTERFACE OF METAMEDIUMS. MODELING OF SUPERRESOLUTION EFFECTS. Radio Electronics, Computer Science, Control, (2).
4. P. D. Molochko, S. M. Romanenko and V. P. Dmitrenko, "New type of metamaterials based on composite spiral scatterers," 2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2018, pp. 602-606.
5. J.B. Pendry Negative Refraction Makes a Perfect Lens // Phys. Rev. Lett. 2000. vol. 85. P. 3966.
6. М.А. Силаев, С.Ф. Брянцев Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств // М., «Советское радио» – 1970, 248 с.
7. Шокало, В.М. Електродинаміка та поширення радіохвиль. 4.2 Випромінювання та поширення радіохвиль [текст]: підручник для студентів ВНЗ / В.М. Шокало, В.І. Правда, В.А. Усін, В.С. Вунтесмері, Д.В. Грецьких; за аг. Ред.. В.М. Шокало та В.І. Правди. – Харків, ХНУРЕ: Колегіум, 2010. – 425с.
8. Пименов, Ю.В. Техническая электродинамика [текст]: учебное пособие для ВУЗов / Ю.В. Пименов, В.И. Вольман, А.Д. Муравцов: под ред. Ю.В. Пименова. – М.: Радиосвязь, 2000. – 536с.

ДОДАТОК А ТАБЛИЦЯ ОТРИМАНИХ ДАНИХ

Таблиця А.1 – Додаткові параметри моделей та чисельні результати моделювання

Назва моделі	Кут оберт ання, град	Кут під му, град	Кількіс ть витків	$\Delta(OX)$, см	Частотна смуга ефекту повного проходження (МГц)	Ширина частотн ої смуги (МГц)	Ширина діаграми спрямованості за рівнем половини потужності (повне проходження)	Рівень бічних пелюст ок	Рівень задньої пелюст ки	КЗД	КЗД (дБ)
Плоскі спіралі з однаковими напрямками навівання	720		2	0.5	5250 - 5600 - 6300	1050	72	-	0.207	4.836	13.690
Об'ємні спіралі з протилежними напрямками навівання	720	10	2	1	2580 - 2700 - 2930	350	64	-	0.116	8.630	18.720
Плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання	540		1.5	1.5	5950 - 6200 - 6450	500	26	0.216	0.105	9.528	19.580
Складені плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання	540		1.5	1.5	5050 - 5200 - 5500	450	30	0.200	0.190	5.263	14.425

Назва моделі	Кут оберт ання, град	Кут під му, град	Кількіс ть витків	$\Delta(OX)$, см	Частотна смуга ефекту повного відбиття (МГц)	Ширина частотн ої смуги (МГц)	Ширина діаграми спрямованості за рівнем половини потужності (повне відбиття)	Рівень бічних пелюст ок	Рівень задньої пелюст ки	КЗД	КЗД (дБ)
Плоскі спіралі з однаковими напрямками навівання	720		2	0.5	3200 - 3850 - 4250	1050	120	-	0.417	2.398	7.597
Об'ємні спіралі з протилежними напрямками навівання	720	10	2	1	1800- 1900 - 2000	200	90	0.135	0.02	7.405	17.390
Плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання	540		1.5	1.5	4350 - 4550 - 4600	250	40	0.086	-	11.574	21.270
Складені плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання	540		1.5	1.5	3900 - 4000 - 4100	200	44	0.207	0.082	12.195	21.724

Назва моделі	Кут оберт ання, град	Кут під му, град	Кількіс ть витків	$\Delta(OX)$, см	Частотна смуга ефекту повного заломлення (МГц)	Ширина частотн ої смуги (МГц)	Ширина діаграми спрямованості за рівнем половини потужності, град	Рівень бічних пелюст ок	Рівень задньої пелюст ки	КЗД	КЗД (дБ)
Плоскі спіралі з однаковими напрямками навівання	720		2	0.5	-	-	-	-	-	-	-
Об'ємні спіралі з протилежними напрямками навівання	720	10	2	1	2180 - 2200	20	200	-	0.197	5.076	14.111
Плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання	540		1.5	1.5	5060 - 5100 - 5110	50	120	0.461	0.154	6.494	16.250
Складені плоскі спіралі з протилежними напрямками навівання	540		1.5	1.5	4450 - 4500 - 4550	100	130	-	0.103	9.709	19.743

ДОДАТОК Б НАУКОВІ ПУБЛІКАЦІЇ

Статті

1. P. D. Molochko, S. M. Romanenko and V. P. Dmitrenko, "New type of metamaterials based on composite spiral scatterers," 2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2018, pp. 602-606.

Участь у конференціях

1. Молочко П.Д. Компактні спрямовані відгалужувачі шлейфного типу / Романенко С. М., Дмитренко В. П., Молочко П. Д// Радіотехніка Та Телекомунікації: Матеріали щорічної науково-практичної конференції серед студентів, викладачів, науковців, молодих учених і аспірантів «Тиждень науки» 13–17 квітня 2015 року. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2015.

2. Молочко П.Д. . Дослідження метаматеріалу зі спіральними розсіювачами / Дмитренко В. П., Молочко П. Д// Радіотехніка Та Телекомунікації: Матеріали щорічної науково-практичної конференції серед студентів, викладачів, науковців, молодих учених і аспірантів «Тиждень науки» 18–21 квітня 2017 року. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2017.

3. P. D. Molochko, S. M. Romanenko and V. P. Dmitrenko, "New type of metamaterials based on composite spiral scatterers," 2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2018, pp. 602-606

4. Молочко П.Д. Властивості метаматеріалів з обмеженими поперечними розмірами / Дмитренко В. П., Молочко П. Д// Радіотехніка Та Телекомунікації: Матеріали щорічної науково-практичної конференції серед студентів, викладачів, науковців, молодих учених і аспірантів «Тиждень науки» 16–20 квітня 2018 року. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2018.