

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ АЕРОНАВІГАЦІЇ, ЕЛЕКТРОНІКИ
ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
КАФЕДРА РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ ТА СИСТЕМ**

**МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ З ВИКОНАННЯ
ЛАБОРАТОРНИХ РОБІТ**

з дисципліни **«Антени та мікрохвильові пристрої та системи»**

з галузі знань: 17 «Електроніка і телекомунікації»
за спеціальністю: 171 «Електроніка»
за спеціалізацією: «Електронні прилади та пристрої»
«Електронні системи»

Укладач: к.т.н., доц. О.А. Щербина

Методичні рекомендації розглянутий та

схвалений на засіданні кафедри

радіоелектронних пристроїв та систем

Протокол № ____ від «__»____ 2017 р.

Завідувач кафедри _____ Л. Сібрук

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 1

ДОСЛІДЖЕННЯ ДИРЕКТОРНОЇ АНТЕНИ

Мета роботи

1. Вивчення принципів побудови директорних антен.
2. Математичне моделювання директорної антени.
3. Дослідження характеристик поля випромінювання директорної антени в ближній і дальній зонах.

Теоретичні відомості

Директорна антена (антена Уда-Ягі, антена типу хвильовий канал) (рис. 1.1) відноситься до неквадрантних нерівноамплітудних антенних решіток осьового випромінювання.



Рис. 1.1. Антена типу хвильовий канал.

Віссю антени є пряма, що з'єднує середини вібраторів. Осі вібраторів паралельні одна одній, перпендикулярні осі антени і знаходяться в одній площині. Із всієї сукупності вібраторів лише один є активним (живиться від генератора). Решта вібраторів пасивні і збуджуються полем активного вібратора.

З конструктивної схеми антени (рис. 1.2) видно, що активний вібратор 1 знаходиться між рефлексором 2 і директорами 3.

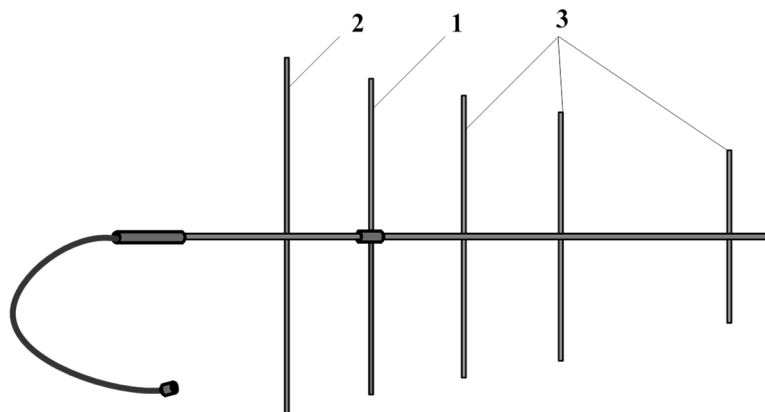


Рис. 1.2. Конструкція директорної антени

Фазові співвідношення полів перевипромінювання пасивних вібраторів вибираються таким чином, щоб результуюче поле всієї антени мало найбільшу інтенсивність в напрямі осі антени. При цьому максимальне випромінювання буде спрямоване в сторону директорів.

Рефлектор 2, як випливає з назви вібратора, зменшує випромінювання антени в півпростір, що знаходиться зліва від рефлектора. Оскільки за

рефлектором поле значно ослаблене, то досить одного вібратора, щоб створити однонаправлене випромінювання антени. Збільшення кількості вібраторів рефлекторів практично не вплине на формування ДС, тому що всі вібратори, розташовані лівіше від першого рефлектора майже не будуть збуджуватися.

Для ослаблення поля в лівому півпросторі необхідно, щоб хвилі, які випромінюються вібратором 2, були в протифазі з хвилями вібратора 1 при поширенні в лівий півпростір і були в фазі з хвилями вібратора 1 при поширенні в правий півпростір (в бік директорів). Ця умова задовольняється, якщо струм рефлектора буде по фазі випереджати струм активного вібратора. Досягти фазового випередження можна за рахунок індуктивного характеру повного опору рефлектора. Для цього необхідно взяти довжину рефлектора дещо більшою, чим половина довжини хвилі. Активний вібратор, як правило працює на власній довжині хвилі ($2l = 0,5\lambda$), тому довжину рефлектора беруть на (5...15)% більшою довжини активного вібратора. Відстань між рефлектором і активним вібратором знаходиться в межах $(0,1 \dots 0,25)\lambda$.

Директори розміщуються в напрямі поширення радіохвиль і, якщо правильно підбрані фазові співвідношення струмів в вібраторах, вони сприяють концентрації електромагнітної енергії. Директорів в антені встановлюють не більше десяти, тому що вплив кожного наступного директора найбільш віддаленого від активного вібратора на формування ДС зменшується.

Поле випромінювання директора, щоб забезпечити максимум інтенсивності в напрямі осі антени, мусить відставати по фазі від поля активного вібратора. Це досягається відставанням по фазі струмів в директорах. Для цього їх опір повинен мати ємнісний характер. Щоб отримати ємнісний характер опору директорів їх довжину вибирають на (5...15)% меншою довжини активного вібратора. Відстані між активним вібратором і першим директором, а також між директорами вибирають в межах від 0,1 до 0,35 довжини хвилі.

Зважаючи на те, що директори створюють своєрідний канал, в якому поширюється електромагнітна хвиля, директорну антену часто називають антеною типу хвильовий канал.

Розрахунок такої антени досить складний. Суть такого розрахунку полягає в тому, що для антени, в якій відомі положення вібраторів та їх відносні довжини, складається $n + 2$ контурних рівнянь Кірхгофа, де n – кількість директорів. Очевидно, що по довжинам вібраторів та по відстаням між ними знаходяться власні та взаємні опори. Значення напруги на затискачах активного вібратора вибирається довільно, а напруги на решті вібраторів прирівнюються нулю. В результаті розв'язки системи рівнянь отримують значення струмів, що дає можливість розрахувати множник системи.

$$f_c(\theta) = \frac{I_P}{I_A} e^{-ikd_{AP} \cos\theta} + 1 + \sum_{s=1}^n \frac{I_S}{I_A} e^{ikd_{AS} \cos\theta},$$

де I_p – струм рефлектора, I_s – струм директора, I_A – струм активного вібратора, d_{AP} – відстань між рефлектором і активним вібратором, d_{AS} – відстань між активним вібратором і s -м директором, θ – кут між віссю антени і напрямом в точку спостереження.

По відомим струмам у вібраторах розраховується вхідний опір активного вібратора як сума власного опору і $n + 1$ вношуваних опорів.

КСД антени визначається як:

$$D = \frac{D_1 R_{11} [f_c(\theta = 0)]^2}{R_{\text{вх}}}$$

де D_1 і R_{11} – КСД і активна складова опору випромінювання виокремленого активного вібратора ($D_1=1.64$ і $R_{11}=73.1$ Ом в випадку півхвильового вібратора), $R_{\text{вх}}$ – активна складова вхідного опору директорної антени.

Таким чином розв'язується задача аналізу директорної антени. Незрівнянно більш складною є задача синтезу такої системи.

Для орієнтовних розрахунків КСД і ширини ДС використовують вирази:

$$D = A \frac{L}{\lambda}, \quad 2\theta_{0.5} = B \sqrt{\frac{\lambda}{L}}$$

де A і B коефіцієнти, які залежать від відносної довжини антени (рис. 1.3); L – довжина антени.

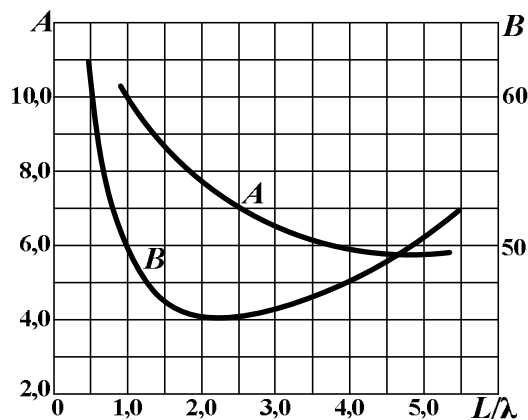


Рис. 1.3. Залежності коефіцієнтів A і B від відносної довжини антени

Вхідний опір директорної антени може бути досить низьким через те, що вношувані опори пасивних вібраторів від'ємні. Тому в випадку використання півхвильового симетричного вібратора як активного випромінювача опір складає значення порядку 20-30 Ом. Якщо активним випромінювачем є шлейф-вібратор, то вхідний опір становить (120...180) Ом.

Конструктивно антену виконують з металевого стержня, до якого без ізоляторів прикріплюють пасивні вібратори. Ізолятори не потрібні, оскільки посередині пасивних вібраторів установлюється вузол заряду, у зв'язку з чим у повздовжньому стержні не виникають струми (від вібратора до вібратора). Якщо активним вібратором є простий симетричний вібратор, то його потрібно закріплювати на стержні за допомогою ізолятора. При використанні активного вібратора у вигляді шлейф-вібратора виникає можливість

позбутися ізолятора і прикріпити шлейф-вібратор безпосередньо до стержня. Не потрібен ізолятор також у випадку застосування шунтового живлення активного вібратора.

Директорна антена має просту і міцну конструкцію. Недоліком її є вузькосмуговість та складність регулювання і настройки.

Хід роботи

1. Розрахувати розміри конструкції директорної антени для заданого діапазону частот, використовуючи принципи, які було описано в теоретичних відомостях.

2. За допомогою викладача побудувати у вибраному програмному середовищі конструкцію антени, задати робочий діапазон частот та параметри джерела живлення.

3. Зробити скріншоти наступних отриманих результатів моделювання антени:

- діаграма спрямованості (3D, 2D в полярній та декартовій системах координат у двох площинах E та H);

- залежність коефіцієнта підсилення антени в напрямку максимального випромінювання в залежності від частоти роботи;

- залежність активної та реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи;

- залежність коефіцієнта відбиття, коефіцієнта стоячої хвилі за напругою, зворотних втрат від частоти роботи.

4. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Опишіть принцип побудови директорної антени. Яким чином вибирається активний вібратор?

2. Що таке директор і рефлектор у складі директорної антени? Яким чином вибираються їх розміри і місце розташування?

3. Скільки директорів і рефлекторів може містити у своїй конструкції директорна антена? Чому?

4. Від чого залежить множник системи директорної антени? Надайте формулу і опишіть складові.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 2 ДОСЛІДЖЕННЯ НИЗЬКОПРОФІЛЬНОЇ ПЛАНАРНОЇ АНТЕНИ

Мета роботи

1. Вивчення принципів побудови планарної антени.
2. Математичне моделювання планарної антени.
3. Дослідження характеристик поля випромінювання планарної антени в ближній і дальній зонах.

Теоретичні відомості

Перспективним способом мініатюризації є використання друкованих технологій, тобто створення мікросмужкових або смужкових випромінювачів. Розвиток друкованих технологій та теоретичні досягнення в аналізі електродинамічних процесів у смужкових лініях передачі призвели до появи нових класів антен - мікросмужкових випромінюючих пристроїв. Це досить численні класи, антени яких умовно ділять таким чином:

- а) вібраторні з різними способами збудження;
- б) щілинні з різними способами збудження;
- в) плоскі двовимірні – резонансні, нерезонансні, з розподіленим збудженням;
- г) частотно-незалежні і багаточастотні антени;
- д) активні (з нелінійними елементами).

Розвитку антен у друкованому виготовленні сприяли такі їх переваги:

- технологічність;
- висока точність відтворення розмірів антен і електродинамічних характеристик;
- конструктивна простота, малі габарити, мала маса і низька вартість;
- можливість виготовлення антен, що не виступають або мало виступають над обшивками транспортних засобів;
- розвинена база друкованих елементів фідерних трактів: ліній передачі, узгоджувальних пристроїв, фазообертачів, перемикачів, подільників потужності і т. і.

Недоліками смужкових антен є незначна електрична міцність, що обумовлює низький рівень допустимих потужностей, вузькосмуговість, труднощі у конструюванні пристроїв з перестройкою і зміною параметрів друкованих елементів.

Використовують смужкові антени, в основному, на частотах від 100 МГц до 30 ГГц і вище.

Для пояснення принципу дії смужкової антени розглянемо модель прямокутного випромінювача (рис.2.1).

Випромінюючий елемент 2, довжина якого L , а ширина b , живиться смужковою лінією 1. Випромінюючий елемент і смужка виконані з металеві фольги і нанесені на шар діелектрика з товщиною d . Нижній бік шару діелектрика закритий металевим екраном 4. Можна вважати, що елемент 2 є відрізком регулярної смужкової лінії. Тому хвиля, яка надходить з фідера 1, поширюється вздовж лінії 2, зберігаючи свою структуру з рівномірним розподілом у поперечному перерізі (вздовж осі ox). При падінні на відкритий

кінець (правий бік елемента 2) хвиля відбивається і зміна напруженості поля спостерігається лише вздовж осі Oy .

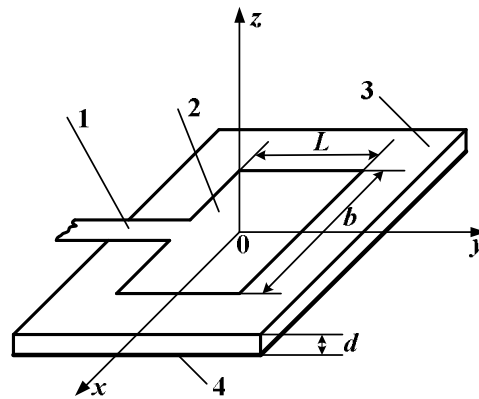


Рис.2.1. Модель прямокутного випромінювача

На рис. 2.2, а зображена конфігурація випромінюючого елемента, нанесеного на шар діелектрика.

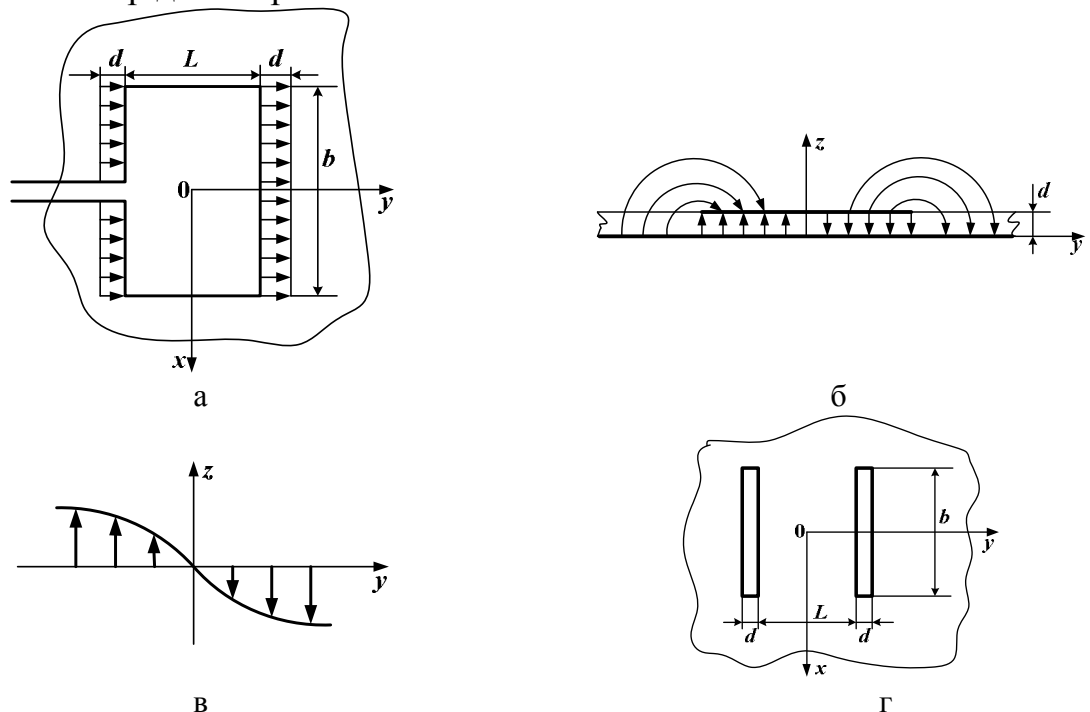


Рис. 2.2. Принцип роботи смужкової антени

Візьмемо довжину цього елемента рівну половині довжини хвилі в смужковій лінії шириною b . Як і у звичайній довгій лінії в просторі під елементом виникне стояча хвиля (рис.2.2, в). Картина силових ліній електричного поля матиме вигляд, зображений на рис.2,2 б. Яка впливає з цієї структури силових ліній нормальні складові вектора напруженості електричного поля, що знаходяться на лівій і правій границях випромінюючого елемента, знаходяться у протифазі, тому їх поля випромінювання у площині, перпендикулярній площині випромінювача, взаємно компенсуються. їх внесок у поле випромінювання взагалі незначний і їх можна не враховувати при визначенні поля у просторі.

Тангенціальні складові з двох боків елемента знаходяться у фазі і формують у напрямі осі Oz максимум інтенсивності випромінювання.

Оскільки товщина шару діелектрика значно менша довжини хвилі ($d \ll \lambda$), то впливом шару діелектрика на розподіл поля у просторі можна знехтувати. У результаті випромінюючий елемент можна представити у вигляді двох щілин з рівномірним розподілом тангенціальних складових напруженості електричного поля вздовж щілин (рис. 2.2, z). Ширину приймають рівну товщині шару діелектрика, довжина їх дорівнює ширині випромінюючого елемента b , а відстань між щілинами визначаємо як $L \approx \lambda/2$. Напруга між кромками щілин вважається рівною напрузі між торцевим краєм елемента 2 і заземленим екраном 4 (рис. 2.1).

Діаграма спрямованості такої антени в площині E визначається через добуток характеристики спрямованості поодинокі щілини на множник системи, що складається з двох елементів. Очевидно, що в площині H поле випромінювання розподіляється у просторі як поле випромінювання однієї щілини.

Прямокутний випромінювач за принципом дії відноситься до резонаторних антен, серед яких використовують досить багато резонаторів інших геометричних форм. В залежності від форми резонатора та способу його живлення можна отримати як лінійно поляризовані хвилі, так і електромагнітні хвилі з коловою та еліптичною поляризацією.

Поряд з резонаторними випромінювачами набули значного поширення і вібраторні смужкові антени. При побудові вібраторного смужкового випромінювача металевий екран може бути не суцільним або ж неповністю перекривати випромінювач, а діелектричний шар використовується як конструктивний елемент, що зменшує резонансну довжину антени.

Проектування паланарної антени слід починати з оцінки її розмірів, визначених заданим частотним діапазоном. Довжину антени можна оцінити за такою простою формулою

$$a[\text{мм}] \cong \frac{300}{2f_p[\text{ГГц}]\sqrt{\varepsilon}} \quad (2.1)$$

де f_p – задана резонансна частота; ε – відносна діелектрична проникність матеріалу підкладки.

Ця формула не бере до уваги впливу ширини підкладки антени і товщини підкладки на резонансну частоту, але цей вплив зазвичай незначний. Формула (2.1) відображає фізичну природу планарної антени як напівхвильового резонатора, який сформований в просторі між верхнім провідником і заземленою платою антени. Наприклад, на частоті $f_p = 1,9$ ГГц і $\varepsilon = 1$ (повітря) з (2.1) маємо $a = 80$ мм. Антена з такими розмірами занадто велика для використання в сучасних телефонних трубках стільникового зв'язку. Довжина антени може бути зменшена, принаймні, в два рази (при роботі на тій же частоті), якщо один її кінець заземлити. У цьому випадку вийдуть так звана інвертована F-антена (PIFA – Planar Inverted F-Antenna), яка представляє собою чвертьхвильовий резонатор, один кінець якого заземлений, а інший відкритий (холостий хід). PIFA збуджується

коаксіальним кабелем в точці, де вхідний опір антени близько до 50 Ом. Таким чином, довжина PIFA може бути приблизно оцінена як

$$a[\text{мм}] \cong \frac{300}{4f_p[\text{ГГц}]\sqrt{\varepsilon}}. \quad (2.2)$$

Для антени, яка налаштована на ту ж саму частоту $f_p = 1,9$ ГГц і $\varepsilon = 1$, як у вищезгаданому прикладі, ми отримуємо $a = 40$ мм, що є відповідним для телефонних трубок. Потрібно також зазначити, що фактичний розмір антени може бути навіть менше завдяки ефекту крайового ближнього поля, зосередженого у відкритого кінця резонатора. Ширина плоскої антени b – менш важливий параметр, ніж довжина, і може бути обрана з конструктивних або естетичних міркувань сумісності з розміром телефонної трубки.

Висоту h положення PIFA антени над земляною площиною рекомендується вибирати за формулою $h = 0,04 \lambda$.

Для розширення робочого діапазону частот доводиться йти на ускладнення конструкції, наприклад, використовувати багат шарові друковані структури. У цьому випадку, параметри антени (розміри провідників і відстань між ними по висоті) можуть бути оптимізовані за допомогою одного з програмних пакетів, що моделюють електромагнітні структури.

Зазначимо, що перевага малого розміру антени PIFA досягається за рахунок зменшення її випромінюючої здібності (випромінює тільки один край), до того ж зазвичай PIFA антени вузькосмугові. Для збереження ефективності випромінювання планарної антени при зменшенні її розмірів у мікросмужковому провіднику прорізається щілинна лінія. Ця лінія формує характеристики антени на власній частоті і змінює характеристики на суміжній частоті. Аналіз ближнього поля в такій антені показує, що в щілині відбувається концентрація електромагнітної енергії, а шлях струму, що протікає по провіднику, збільшується, що веде до зниження частоти в порівнянні з антеною без щілини. Наявність щілини відіграє велику роль у формуванні діаграми спрямованості та частотної характеристики антени. З відомим наближенням можна вважати цю щілину несиметричною щілинною лінією, яка концентрує поздовжній магнітний струм. Відомо, що уповільнення основної хвилі в щілинній лінії визначається формулою

$$\eta = \lambda / \lambda_{\text{щ}} = \sqrt{\mu(\varepsilon + 1)}(\mu + 1), \quad (2.3)$$

де λ – довжина хвилі у вільному просторі; μ , ε – відносна магнітна і діелектрична проникність середовища або частини середовища.

Ця формула дозволяє оцінити резонансну довжину щілини в загальному випадку магніто-діелектричної підкладки мікросмужкової антени з урахуванням уповільнення хвилі в еквівалентній щілинній лінії.

Виходячи з міркувань безпеки здоров'ю, необхідно зменшувати частку СВЧ енергії, що поглинається в тілі людини, яка користується стільниковим телефоном. Для цього необхідно перерозподілити ближнє поле антени так, щоб вивести голову і руку користувача з області його найбільшої

концентрації. Як показують розрахунки, поєднання друкованої антени з щільним лінією дозволяє вирішити це завдання. Таку комбінацію провідника і щілини можна трактувати як одну з реалізацій елемента Гюйгенса – комбінацію взаємно-перпендикулярних електричного і магнітного диполів, – яка створює випромінювання переважно в одну півсферу. Конкретно в телефонних трубках, випромінюючий елемент Гюйгенса може бути виконаний в планарній формі як випромінююча плата, в якій є щільний паз або апертура паза (еквівалентний магнітний диполь) і зрушення в провіднику плати (електричний диполь).

На практиці часто згадуються такі особливості планарних антен:

- планарні антени більш вузькосмугові порівняно зі спіральними;
- планарні антени легко реалізують кругову поляризацію, порівняно з переважно вертикальною поляризацією у спіральних антен;
- планарні антени можуть забезпечити менший SAR (питоме поглинання потужності) в голові, але забезпечують більший SAR в руці користувача;
- планарні антени мають більш спрямовану діаграму випромінювання в азимутальній площині, ніж спіральні й вібраторні, через свою несиметричність щодо осі z .

Частина цих особливостей мікросмужкових антен можна розглядати як недоліки, частина – як переваги. Наприклад, мікросмужкова антена, на відміну від спіральної, може реалізувати будь-який вид поляризації, причому ця поляризація може ефективно перемикатися. У кожному разі, ці особливості потрібно враховувати при проектуванні мікросмужкових антен.

Як вже зазначалося вище, друкована антена – в загальному випадку багат шарова структура, на поверхні кожного з шарів якої нанесені металеві провідники певної форми. Дана конструкція може мати одну або кілька точок збудження. У ці точки на антену подається збуджуюча напруга, яка наводить у структурі струми випромінювання.

Крім точок збудження, на друкованій антені можуть бути точки заземлення (приєднання до заземлюючої площини). Струми, наведені в цій складній конструкції, формують діаграму спрямованості і реалізують інші характеристики антени, необхідні для встановлення зв'язку з базовою станцією.

Оскільки в результаті електродинамічного розрахунку вдається визначити розподіл струмів в системі, то їх аналіз може послужити основою для модернізації антени.

В процесі проектування антени необхідно, перш за все, отримати вхідний опір, близький до 50 Ом, оскільки в цьому випадку можна буде з меншими втратами погодити антену з вхідним підсилювачем і підсилювачем потужності передавального тракту.

Наступна вимога – характеристики випромінювання, які визначають здатність антени випромінювати в різні напрямки. При проектуванні і розрахунку антени зазвичай цікавляться перерізами діаграми спрямованості в двох взаємно перпендикулярних площинах: горизонтальній і вертикальній. І

та і інша ДС важливі для стільникового телефону, але перша визначає всеспрямованість, і вона більш характерна для оцінки випромінювання в умовах експлуатації. Параметри спрямованості друкованої антени або її модифікацій, повинні бути не гірше, ніж в існуючих спіральних-штирьових антен.

Хід роботи

1. Розрахувати розміри конструкції планарної антени для заданого діапазону частот, використовуючи принципи, які було описано в теоретичних відомостях.

2. За допомогою викладача побудувати у вибраному програмному середовищі конструкцію планарної антени, задати робочий діапазон частот та параметри джерела живлення.

3. Зробити скріншоти наступних отриманих результатів моделювання антени:

- діаграма спрямованості (3D, 2D в полярній та декартовій системах координат у двох площинах E та H);

- залежність коефіцієнта підсилення антени в напрямку максимального випромінювання в залежності від частоти роботи;

- залежність активної та реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи;

- залежність коефіцієнта відбиття, коефіцієнта стоячої хвилі за напругою, зворотних втрат від частоти роботи.

4. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Опишіть принцип побудови планарної антени. Яким чином вибираються довжина і ширина патч-елементу?

2. За яким принципом обирається точка живлення патч-елементу у випадку живлення антени за допомогою мікросмужкової лінії та за допомогою коаксіального кабелю?

3. Як впливає матеріал підкладки антени на її розміри? Наведіть основні співвідношення.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАБОЛІЧНОЇ АНТЕНИ

Мета роботи

1. Вивчення особливостей конструкції і основних параметрів осесиметричних дзеркальних антен.
2. Оволодіння методикою вимірювання діаграми спрямованості гостроспрямованих антен.
3. Експериментальне дослідження розв'язки між інтенсивностями поля основної та паразитної поляризації в різних режимах роботи дзеркальної антени метеонавігаційного радіолокатора (МНРЛ).

Теоретичні відомості

У вітчизняних метеонавігаційних радіолокаторах (МНРЛ) використовуються дзеркальні антени, які в залежності від режиму роботи МНРЛ формують діаграму спрямованості (ДС) двох видів: вузьку симетричну типу "олівець" і типу "віяло".

Ширина ДС визначає такі важливі тактичні параметри радіолокатора, як роздільна здатність і точність по кутових координатах. Тому ширина ДС є технічним параметром МНРЛ. Форма ДС підлягає контролю на етапах виробництва і ремонту радіолокатора. При цьому слід враховувати вплив на результат вимірювання радіотехнічних параметрів обтічника.

Осесиметрична ДС типу "олівець" використовується в МНРЛ (режим "Метео") для визначення координат зон гідрометеоутворень в передній півсфері повітряного судна (ПС), які становлять небезпеку для польоту.

ДС типу «віяло» або косекансна (рис. 3.1) застосовується в режимі огляду земної поверхні (режим "Земля"), який необхідний для отримання радіолокаційної карти місцевості, що служить для орієнтації екіпажу і виявлення перешкод польоту у вигляді гірських масивів або окремих вершин. В даному режимі МНРЛ вимірюється похила або горизонтальна дальність до цілі і кут в горизонтальній (азимутальній) площині, що характеризує напрямок на ціль. Форма ДС пояснюється необхідністю рівномірного опромінення цілей, розташованих на різній похилій дальності R від літака.

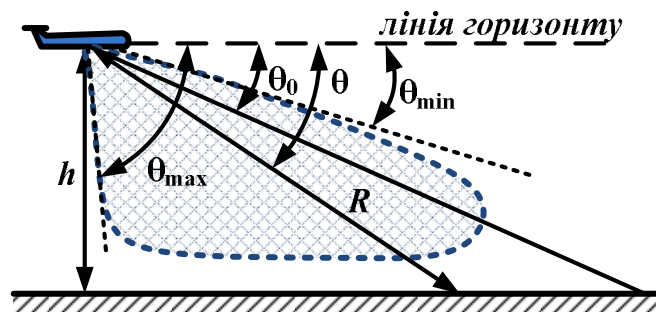


Рис. 3.1. Схематичне зображення косекансної ДС антени МНРЛ літака

Нехай літак рухається на висоті h , тоді напруженість електричного поля, що створюється випромінюючою антеною у цілі на поверхні землі, визначається як

$$E = \frac{C}{R} F(\theta) = \frac{C \sin \theta}{h} F(\theta),$$

де C – постійний коефіцієнт; $F(\theta)$ – ДС антени літака в вертикальній (меридіональній) площині.

Для рівномірного опромінення поверхні землі напруженість поля при незмінній висоті польоту не повинна залежати від кута θ . Це можливо при діаграмі спрямованості виду

$$F(\theta) = \frac{C_1}{\sin \theta} = C_1 \operatorname{cosec} \theta,$$

де $C_1 = 1/\operatorname{cosec} \theta_0$ – постійний нормувальний множник; θ_0 – напрямок максимального випромінювання.

Цю ж ДС за потужністю можна записати як

$$F_p(\theta) = \frac{\operatorname{cosec}^2 \theta}{\operatorname{cosec}^2 \theta_0}.$$

При зміні кута θ від 0 до 90° функція $\operatorname{cosec} \theta$ приймає значення від ∞ до 1 . Це означає, що напруженість поля на поверхні сфери постійного радіуса R повинна змінюватися від ∞ до якогось мінімального значення, відмінного від нуля. Практично неможливо забезпечити зміну напруженості в таких межах. Тому косекансну ДС можна отримати в деякому обмеженому секторі. Для антен, які найбільш часто використовуються, нижня границя θ_{\min} знаходиться в межах від 3° до 5° , а верхня границя θ_{\max} не перевищує $70 \div 80^\circ$.

ДС необхідної форми можна сформулювати за допомогою антенної решітки або дзеркальної антени. Розберемо останній спосіб. Дзеркальна антена складається з опромінювача, що формує слабоспрямовану ДС, і дзеркала, яке перетворює фронт хвилі, що випромінюється опромінювачем в плоский (для отримання "олівцевої" ДС) або заданої форми (для косекансної ДС).

Відповідно до положень геометричної оптики відображення електромагнітної хвилі буде дзеркальним, якщо розміри поверхні, що відбиває (дзеркала) і радіуси її кривизни в багато разів перевищують довжину хвилі, а нерівності поверхні у багато разів менше довжини хвилі. Для запобігання втрат електромагнітної енергії поверхню виконують металеву. У МНРЛ "Гроза" дзеркало являє собою армоване провідниками скловолокно.

Найбільш широко застосовується дзеркало у вигляді параболоїда обертаня (рис. 3.2).

Сполучимо початок прямокутної системи координат з вершиною параболоїда, вісь z з фокальної віссю параболоїда. Рівняння поверхні параболоїда обертаня має вигляд

$$x^2 + y^2 = 4fz,$$

де f – фокусна відстань.

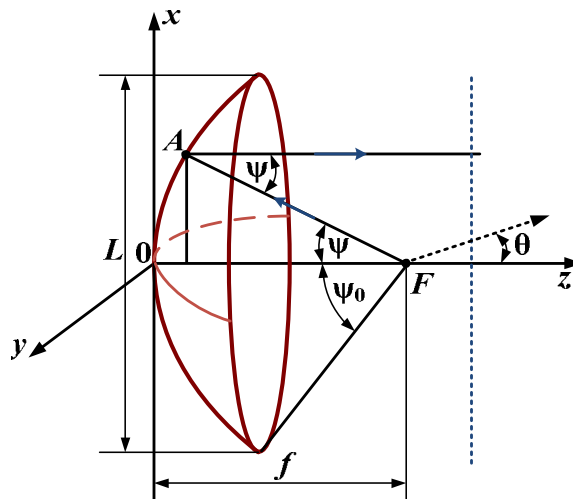


Рис. 3.2. Конструкція осесиметричної параболічної антени

Розмір розкриву L пов'язаний з кутом розкриву за допомогою виразу

$$L = 2 f \operatorname{tg} \frac{\Psi_0}{2}.$$

Помістимо в фокусі F параболоїда джерело сферичної хвилі. Розглянемо промінь, спрямований під деяким кутом ψ щодо фокальної осі параболоїда, який відбивається від поверхні дзеркала в точці A . В силу властивостей параболоїда відбитий промінь утворює кут з нормаллю до поверхні в даній точці, рівний $\psi/2$. Тоді кут між падаючим і відбитим променем складає ψ , що свідчить про паралельність відбитого променя фокальній осі. Останнє можна показати для будь-якого променя, що виходить з фокусу і падає на поверхню дзеркала. З визначення параболі впливає, що промені перетинають площину, перпендикулярну осі Oz (пунктирна лінія на рис. 2), пройшовши рівні відстані від джерела хвилі. Отже, параболоїд обертання перетворює сферичний фронт хвилі в плоский.

Діаграму спрямованості дзеркальної антени розраховують за розподілом струмів на поверхні дзеркала або з розподілу поля в її розкритті. Енергія електромагнітної хвилі, що випромінює опромінювач, збуджує на поверхні дзеркала струми провідності. Кожен елемент поверхні можна розглядати в якості елементарного джерела поля (елементарного електричного вібратора). Спрямовані властивості всієї антени визначаються інтегруванням по площі дзеркала виразу для напруженості поля, створюваного елементарним джерелом поля. Метод розрахунку забезпечує високу точність в межах деякого сектора, що включає головну пелюстку ДС. Похибка результатів визначається струмами, що затікають на зворотну сторону дзеркала, розсіюванням відбитих від дзеркала хвиль опромінювачем і елементами його кріплення, впливом яких нехтують. Основним недоліком методу розрахунку є складність.

Другий метод розрахунку, який називається апертурним, заснований на розглянутому вище променевому поширенні радіохвиль від опромінювача до дзеркала. Це спрощує розрахунок, але додає до похибок, що властиві першому методу, додаткові.

Відносний розподіл амплітуди напруженості поля в розкриві при розміщенні опромінювача у фокусі параболоїда, записується формулою

$$E(\varphi, \psi) = \cos^2 \frac{\Psi}{2} F_{\text{опр}}(\varphi, \psi), \quad (3.1)$$

де $\cos^2 \frac{\Psi}{2} = \left[\frac{1 - \left(\frac{R}{2f}\right)^2}{1 + \left(\frac{R}{2f}\right)^2} \right]^2$; Ψ – кут між фокальною віссю і променем,

спрямованим в деяку точку поверхні дзеркала (рис. 3.2); R – радіус розкриву, обмежений поточним значенням кута ψ ; φ – кут між проекцією на площину uOx радіуса R , проведеного в розглянуту точку поверхні дзеркала, і віссю x (рис. 3.2 $\varphi = 0$).

Діаграму спрямованості антени для розподілу (3.1) розраховують за виразом

$$F(\theta) = \int_0^{2\pi L/2} \int_0 F_{\text{опр}}(\varphi, \psi) \cos^2 \frac{\Psi}{2} e^{-ikR \sin \theta \cos(\varphi - \delta)} R dR d\varphi.$$

Тут $k = 2\pi/\lambda$ – фазовий множник; θ – кут між віссю Oz і прямою, спрямованою на точку приймання (рис. 3.2); δ – кут між віссю Ox і проекцією на площину розкриву прямої, спрямованої до точки приймання.

При $\delta=0$ отримуємо ДС у вертикальній площині, а при $\delta=90^\circ$ – в горизонтальній. Якщо опромінювач має симетричну відносно фокальної осі діаграму спрямованості, то ДС всієї антени також буде осесиметричною, але на відміну від ДС опромінювача – гостроспрямованою типу "олівець".

Ширина ДС дзеркальної антени залежить від розподілу поля в розкриві, яке в основному визначається формою ДС опромінювача. Якщо розподіл поля синфазний і рівномірний, то ширина ДС буде найменшою, а коефіцієнт спрямованої дії в напрямку максимального випромінювання (вісь Oz на рис. 3.2) розраховується за формулою

$$D = 4\pi \frac{S}{\lambda^2}, \quad (3.2)$$

де S – площа розкриву.

У разі довільного розподілу в вираз (3.2) вводиться коефіцієнт використання площі розкриву q , величина якого не перевищує одиниці:

$$D = 4\pi q \frac{S}{\lambda^2}. \quad (3.3)$$

На практиці часто використовують синфазний нерівномірний розподіл. Для параболоїда обертання з осесиметричною ДС опромінювача розподіл поля в розкриві, приведений до одиниці, можна апроксимувати параболічною функцією

$$E(R) = 1 - \Delta \left(\frac{2R}{L} \right)^2, \quad (3.4)$$

де $\Delta = 1 - E(L/2)$ $\Delta = 1 - E(L/2)$ – різниця між значеннями відносних амплітуд напруженості поля в центрі та на краю розкриву.

Коефіцієнт використання площі розкриву для розподілу (3.4) розраховують за виразом

$$q = \frac{1 - \Delta + \frac{1}{4}\Delta^2}{1 - \Delta + \frac{1}{3}\Delta^2}.$$

Його значення змінюється від 1 при $\Delta = 0$ до 0,75 при $\Delta = 1$.

Реальне значення коефіцієнта спрямованої дії менше розрахованого за формулою (3.3) внаслідок затінення частини поверхні розкриву опромінювачем і елементами його кріплення. Зменшення коефіцієнта спрямованої дії характеризується коефіцієнтом затінення:

$$D_3 = Dk_3.$$

Коефіцієнт підсилення дзеркальної антени визначається формулою

$$G = \eta Dk_n,$$

в яку, крім коефіцієнта корисної дії η , що характеризує теплові втрати енергії в металевих і діелектричних елементах конструкції антени, введений коефіцієнт перехоплення k_n , що показує, наскільки ефективно використовується енергія електромагнітної хвилі, яка випромінюється опромінювачем. Це пов'язано з тим, що кут розкриття, як правило, менше ширини головної пелюстки ДС опромінювача. Коефіцієнт перехоплення дорівнює відношенню частки потужності випромінювання, яка спрямовується в розкрив, до повної потужності випромінювання опромінювача.

Суперечливість вимог до дзеркальної антени полягає в тому, що найкращі спрямовані властивості досягаються при рівномірному синфазном розподілі і низькому k_n . Збільшення коефіцієнта перехоплення супроводжується зростанням ширини ДС антени. Оптимальним для параболоїда обертання вважається рівень щільності потужності на краю дзеркала, рівний 0,1 або -10дБ.

Синфазність розподілу в розкриві забезпечується строгою відповідністю поверхні дзеркала необхідній формі. Для досягнення прийняттого значення фазової похибки $\pm \pi/8$ в розкриві допуск при виготовленні поверхні дзеркала не повинен перевищувати $\pm \lambda/32$.

Вище розглянуто формування осесиметричної ДС. Косекансну діаграму спрямованості формують дзеркала зі спеціальним профілем у вертикальній площині (рис. 3.3). Внизу рисунку лінія профілю відхиляється від параболічного закону (відповідно 1 і 2 на рис. 3.3). Ця область поверхні дзеркала, перерозподіляючи щільність потужності в просторі, створює косекансну частину ДС антени. У МНРЛ "Гроза" косекансна ДС формується за допомогою козирка, встановленого поверх параболічної поверхні, аналогічно зображенню на рис. 3.3. Козирок виготовляють зі скловолокна,

армованого горизонтальними провідниками. У режимі огляду земної поверхні опромінювач випромінює електромагнітну хвилю, поляризація якої змінюється через кожен період огляду. При горизонтальній поляризації козинок відбиває радіохвилі (ДС типу "віяло"), а при вертикальній – радіопрозорий (осесиметрична ДС). Зміна поляризації випромінюваних коливань здійснюється за допомогою феритового фазообертача, встановленого в хвилеводі, що живить опромінювач.

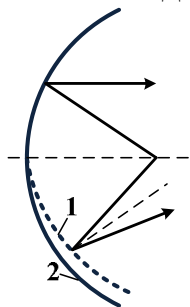


Рис. 3.3. Зміна параболічного дзеркала для отримання косекансної ДС

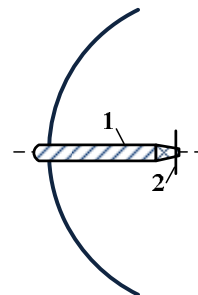


Рис. 3.4. Розташування опромінювача параболічної антени

Обертання площини поляризації хвилі здійснюється шляхом подачі на обмотку феритового фазообертача напруги 0.5...3 В в режимі осесиметричної ДС і 8...26 В в режимі косекансної ДС. Конкретне значення напруги на обмотці визначається експериментальним шляхом. Напруги встановлені правильно, якщо розв'язка між основною і паразитною поляризацією становить не менше 15 дБ в режимі "олівцевої" ДС і не менше 13 дБ в режимі косекансної ДС.

У дзеркальних антенах застосовуються вібраторні, щілинні і рупорні опромінювачі. Залежно від частотного діапазону вібраторні опромінювачі можуть бути з коаксіальним (ДВЧ, УВЧ) або хвилеводним живленням (УВЧ, СВЧ). Частіше за інших використовується двовібраторний опромінювач, що складається з активного вібратора і рефлектора, ДС якого в E площині вужче, ніж в H . У чотирьохвібраторного опромінювача, що утворений паралельним розміщенням двох двовібраторних антен в H площині, осьова симетрія ДС покращується.

Щілинний опромінювач являє собою прямокутний резонатор, в стінці якого, зверненої до дзеркала, прорізани дві щілини на відстані $\lambda/2$ одна від одної. Для узгодження резонатора з живильним хвилеводом слугує поршень, що змінює об'єм резонатора.

Рупорна антена дозволяє формувати ДС необхідної форми і, крім того, на відміну від вібраторного і щілинного випромінювачів має широку смугу пропускання, що обмежується частотними властивостями хвилеводу.

У МНРЛ "Гроза" застосовується хвилеводний опромінювач зворотного випромінювання. Відкритий кінець хвилеводу круглого перетину 1 (рис.4), що володіє слабоспрямованою ДС, опромінює дисковий рефлектор 2. Відбиваючись від рефлектора, електромагнітна хвиля прямує на поверхню дзеркала. Дисковий відбивач кріпиться до хвилеводу за допомогою діелектричної вставки. Важливою перевагою хвилеводного опромінювача

зворотного випромінювання в порівнянні з рупорним є мала величина коефіцієнта затінення.

При дослідженні характеристик дзеркальних антен необхідна допоміжна антена, в якості якої найчастіше використовують рупорні антени. При цьому досить просто вирішується завдання розміщення гостроспрямованої антени в хвильовій зоні допоміжної антени і усувається вплив багатопроменевого поширення радіохвиль на результат дослідження. Мінімальна допустима відстань між гостроспрямованими антенами визначається за формулою

$$R_{\min} = 5 \frac{L_1 L_2}{\lambda},$$

де L_1, L_2 – відповідно розміри розкриття досліджуваної і допоміжної антен в площині, в якій проводиться вимірювання; λ – довжина хвилі випромінювання.

Висоту підвісу антен h вибирають з урахуванням того, щоб електромагнітна хвиля при поширенні від допоміжної антени (точка B на рис. 3.5) променем, відбитим від підстильної поверхні, не потрапляла в досліджувану антену в точці A .

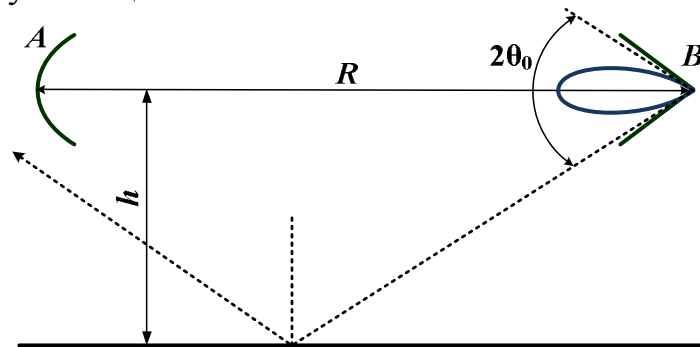


Рис. 3.5. Розміщення досліджуваної та допоміжної антен.

Умова відсутності відбитих променів $R \leq 2h \operatorname{ctg} \theta_0$, де R – відстань між антенами; θ_0 – половина ширини ДС допоміжної антени за нульовим рівнем.

Вимірювання ДС повинно проводитися для антени з обтічником або відомі характеристики обтічника повинні враховуватися в результатах вимірювання. В іншому випадку можливі пеленгаційної похибки.

Хід роботи

1. Вивчити принципи побудови та особливості дзеркальних антен.
2. Ознайомитись з лабораторним обладнанням і правилами експлуатації. Схема обладнання представлена на рис. 3.6.

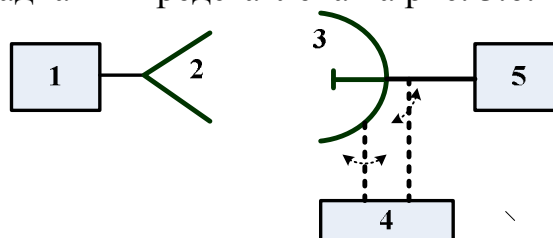


Рис. 3.6. Схема обладнання.

Генератор НВЧ діапазону 1 живить допоміжну рупорну антену 2. За допомогою хвилеводного допоміжного обертача поляризація хвилі випромінювання може бути змінена. Дзеркальна антена 3 МНРЛ "Гроза" встановлена на платформу 4, яка може обертати досліджувану антену в горизонтальній і вертикальній площині. Сигнал з досліджуваної антени поступає на вимірюючий підсилювач 5.

3. За допомогою вказівок викладача зняти ДС антени МНРЛ "Гроза" в горизонтальній площині в режимі осьсиметричного випромінювання.

4. За допомогою вказівок викладача зняти ДС антени МНРЛ "Гроза" в горизонтальній та вертикальній площинах в режимі косекансної ДС.

5. Побудувати в прямокутній системі координат ДС досліджуваної антени.

6. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип дії антени з дзеркалом у вигляді параболоїда обертаня.

2. Що таке коефіцієнт використання площі розкриву і як залежить його значення від амплітудно-фазового розподілу тангенціальних складових поля в розкриві?

3. Назвіть переваги і недоліки основних типів опромінювачів дзеркальних антен.

4. Яким чином визначаються коефіцієнти спрямованої дії і посилення дзеркальної антени?

5. Яким чином формується косекансна ДС МНРЛ "Гроза"?

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 4 ДОСЛІДЖЕННЯ КВАДРИФІЛЯРНОЇ АНТЕНИ

Мета роботи

1. Вивчення принципів побудови квадрифілярних спіральних антен.
2. Математичне моделювання квадрифілярної антени.
3. Дослідження діаграми спрямованості та характеристик поля випромінювання квадрифілярної антени.

Теоретичні відомості

В діапазонах сантиметрових, дециметрових і метрових хвиль застосовують спіральні антени (рис. 4.1, а). Конструктивно такі антени мають вигляд спіралі, один кінець якої вільний, а другий приєднується до центрального провідника коаксіального кабелю. Зовнішня оболонка кабелю приєднується до диска, який служить противагою антени. Крім того, диск виконує функцію рефлектора, зменшуючи випромінювання в задній півпростір. Циліндрична спіральна антена характеризується довжиною витка L , діаметром витка $2a$, кроком обмотки спіралі S і числом витків n . Довжина антени $l = nS$.

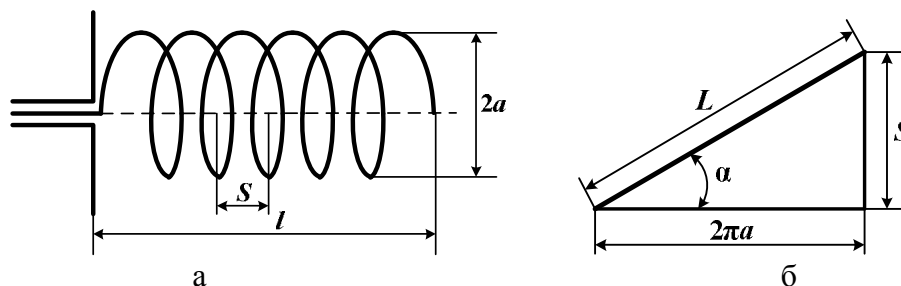


Рис. 4.1. Креслення спіральної антени (а) і розгортка витка (б)

При збудженні антени в спіралі виникають хвилі різних типів. Хвилі в спіралі позначають символом T_q , де q – кількість довжин хвиль, які вміщуються на одному витку. Хвиля T_0 поширюється з фазовою швидкістю, що дорівнює швидкості світла c , і існує в спіралі з малою довжиною витка, яка задовольняє умову

$$\frac{L}{\lambda} < \frac{L}{\lambda_{\min}}, \quad (4.1)$$

де $\frac{L}{\lambda_{\min}} = \frac{\cos \alpha}{1 - \sin \alpha}$; α – кут піднесення спіралі.

З розгортки витка, яка зображена на рис. 4.3, б, випливає, що

$$\alpha = \arctg \frac{S}{2\pi a}.$$

Хвиля T_0 відбивається від кінця спіралі і поширюється в зворотному напрямі з тією ж фазовою швидкістю. Коли задовольняється умова (4.1), коефіцієнт згасання цієї хвилі малий і її амплітуда вздовж спіралі майже не змінюється, що викликає появу стоячих хвиль. При цьому характер випромінювання антени такий, як випромінювання несиметричного вібратора, або рамки (рис. 4.2, а). Тому таку спіральну антену називають антеною з ненапрямленим випромінюванням.

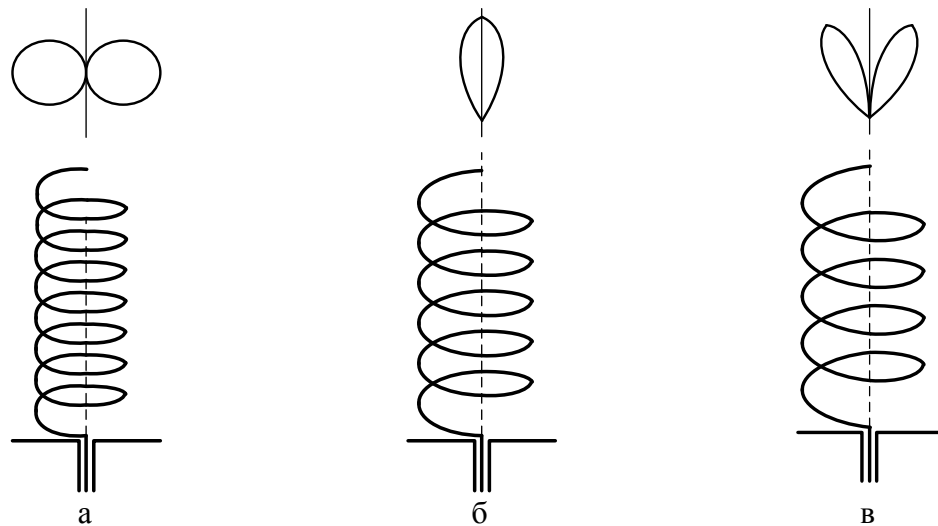


Рис. 4.2. Діаграми спрямованості спіральних антен в залежності від відношення L/λ

Поряд з хвилею T_0 поширюється хвиля T_1 , фазова швидкість якої менша швидкості світла і залежить від відношення L/λ . Відбита хвиля T_1 має дуже малу амплітуду, тому в спіралі встановлюється біжуча хвиля струму. Хвиля T_0 при цьому дуже швидко загасає і характер випромінювання має вигляд, зображений на рис. 4.2, б. Це режим осьового випромінювання. В цьому режимі $L/\lambda \approx 1$.

При зростанні частоти коливань ($L/\lambda > 1$) в спіралі виникають вищі типи хвиль T_2 , T_3 тощо. Такий режим живлення спіралі супроводжується конічним випромінюванням (рис. 4.2, в), який практично не використовується.

Найбільше значення має режим осьового випромінювання, який існує за умови, що

$$0,25\lambda \leq 2a \leq 0,45\lambda.$$

Спіральна антена в режимі осьового випромінювання може розглядатися як сукупність n витків, які розташовані на одній осі і по яким протікає біжуча хвиля струму. При збудженні кільцевої антени біжучою хвилею струму і виконанні умови $L/\lambda=1$, електромагнітні хвилі найбільш інтенсивно випромінюються в напрямі осі.

Кільцеву антену можемо розглядати як систему двох кільцевих випромінювачів, збуджуваних стоячими хвилями $I_0 \cos \beta \zeta$ та $iI_0 \sin \beta \zeta$, де I_0 – амплітуда струму; β – коефіцієнт фази хвилі в кільці; ζ – відстань по кільцю, яка відраховується від осі z .

Характеристика спрямованості кільця, яке обтікається біжучою хвилею струму і має відносну довжину $L/\lambda=1$, визначається як:

$$F_{\theta}^k(\theta) = 2 \operatorname{ctg} \theta J_1(\sin \theta); \quad F_{\phi}^k(\theta) = J_0(\sin \theta) - J_2(\sin \theta),$$

де $J_0(u)$, $J_1(u)$, $J_2(u)$ – функції Бесселя нульового, першого та другого порядків.

ХС спіральної антени можна згідно з теоремою перемноження отримати у вигляді добутків

$$f_{\theta}(\theta) = F_{\theta}^k(\theta) f_c(\theta); \quad f_{\phi}(\theta) = F_{\phi}^k(\theta) f_c(\theta),$$

де $f_c(\theta)$ – множник системи.

Спіральну антену можна розглядати як антенну решітку осьового випромінювання, елементами якої є витки спіралі.

Фазовий зсув ψ струмів двох суміжних витків визначається як

$$\psi = \beta L = \frac{2\pi}{\Lambda} L = k\xi L,$$

де Λ – довжина хвилі в спіралі та ξ – коефіцієнт сповільнення.

Множник системи для спіральної антени

$$f_c(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{nkL}{2}(\xi - \sin\alpha \cos\theta)\right]}{\sin\left[\frac{kL}{2}(\xi - \sin\alpha \cos\theta)\right]}.$$

Умова осьового випромінювання

$$L = \frac{S + \lambda}{\xi}.$$

Ця умова задовольняється в широкій смузі частот в зв'язку з тим, що при зростанні довжини хвилі λ збільшується і коефіцієнт сповільнення ξ .

Для спіральних антен з кутом піднесення $\alpha = 12^\circ \dots 16^\circ$, які найчастіше використовуються, в результаті експериментальних досліджень знайдені такі співвідношення:

$$\text{ширина ДС} \quad 2\theta_0 = \frac{115^\circ}{\frac{L}{\lambda} \sqrt{nS}}; \quad 2\theta_{0,5} = \frac{52^\circ}{\frac{L}{\lambda} \sqrt{nS}};$$

$$\text{коефіцієнт спрямованої дії} \quad D = 15 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \frac{nS}{\lambda};$$

$$\text{вхідний опір антени} \quad R_A = 140 \frac{L}{\lambda}.$$

Спіральна антена працює в смузі частот біля 30 %.

Квадрифілярна антена – це об'єднання чотирьох спіральних антен, характеристики спрямованості яких в результаті сумування набуває всенапрявленості. Квадрифілярні спіральні антени (КСА) (рис. 4.3) добре відомі в антенній техніці. Вони використовуються в різноманітних радіоелектронних системах в якості антен кругової поляризації, які мають достатньо малі габарити і забезпечують направлене однобічне випромінювання.

Кожен спіральний випромінювач представляє собою один металічний провідник, вигнутий вздовж спіральної лінії. Антена має основу, на якій розміщені елементи живлення, що збуджують спіральні випромінювачі. В цій лабораторній роботі розглядається КСА з чотирма елементами живлення. Напруги на цих елементах формуються спеціальною схемою живлення КСА.

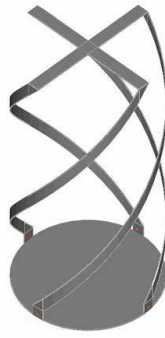


Рис. 4.3. Півхвильова квадрифілярна спіральна антена

В ідеальному випадку для створення випромінювання кругової поляризації ці напруги повинні мати однакові амплітуди і бути здвигнутими по фазі на 90^0 один відносно іншого.

$$\left. \begin{aligned} U_{n1} &= 1; \\ U_{n1} &= e^{i\frac{\pi}{2}}; \\ U_{n1} &= e^{i\pi}; \\ U_{n1} &= e^{i\frac{3\pi}{2}}. \end{aligned} \right\}$$

Функціонування схеми живлення не є предметом цієї лабораторної роботи. Ми вважаємо, що вона виконує свою функцію ідеально. Також вважаємо, що чотири її виходи розв'язані між собою. Слід відмітити, що чотирихелементне живлення є оптимальним для КСА.

Таким чином, спіральні випромінювачі одними кінцями з'єднуються з елементами живлення, а іншими з'єднуються між собою за допомогою перемичок.

Різні електричні режими на кінцях спіральних випромінювачів необхідні для створення умов резонанса на частоті f_0 , яка є центральною частотою робочого діапазону. Півхвильова КСА функціонує як відрізок лінії передачі, який закорочено з обох боків. При цьому налаштування антени на робочу частоту досягається вибором довжини спіральних випромінювачів, яка дорівнює $\lambda/2$, де λ – довжина хвилі в вільному просторі на частоті f_0 .

КСА має симетрію повороту. Крім того, цей пристрій взаємний, так як він не містить невзаємних середовищ, таких як ферити. Саме симетрія і взаємність антени дозволяють зменшити число елементів матриці розсіювання та спростити проектування.

Хід роботи

1. Розрахувати розміри конструкції КСА антени для заданого діапазону частот, використовуючи принципи, які було описано в теоретичних відомостях.

2. За допомогою викладача побудувати у вибраному програмному середовищі конструкцію мікросмужкової КСА антени, задати робочий діапазон частот та параметри джерела живлення.

3. Зробити скріншоти наступних отриманих результатів моделювання антени:

- діаграма спрямованості (3D, 2D в полярній та декартовій системах координат у двох площинах);

- залежність коефіцієнта підсилення антени в напрямку максимального випромінювання в залежності від частоти роботи;

- залежність активної та реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи;

- залежність коефіцієнта відбиття, коефіцієнта стоячої за напругою, зворотних втрат від частоти роботи.

4. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Які існують види випромінювання спіральної антени? Поясніть фізику їх утворення.

2. Прокоментуйте умову осьового випромінювання спіральної антени.

3. Наведіть формули та прокоментуйте основні характеристики поля випромінювання спіральної антени.

4. За яким принципом будується квадрифілярна антена? Обґрунтуйте свою відповідь, використовуючи креслення антени і принцип підключення до джерела живлення.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 5 РОЗРОБКА ТА МОДЕЛЮВАННЯ ПАНЕЛЬНОЇ АНТЕНИ.

Мета роботи

1. Вивчення принципів побудови панельних антен.
2. Розрахунок двоелементної панельної антени.
3. Дослідження діаграми спрямованості та характеристик поля випромінювання панельної антени.

Теоретичні відомості

У стільникових системах зв'язку, в основному, використовують секторні антени, які дають можливість в різних чарунках багаторазово використовувати одну і ту ж частоту при найбільшому числі абонентів. На базовій станції, що обслуговує тільки одну чарунку, встановлюють антени з секторними ДС, що опромінюють чарунку в певному секторі, кут розхилу якого може становити 60° , 90° , 120° або 180° . Нині найбільш поширеними секторними антенами є панельні антени (рис. 5.1).



Рис. 5.1. Панельні антени

Це антенні решітки, що конструктивно виконуються як дзеркальні антени з плоским дзеркалом. У горизонтальній площині їх ДС повинна перекривати визначений сектор чарунки, а у вертикальній площині ДС мусить бути гостронапрявленою з максимумом випромінювання спрямованим вздовж лінії горизонту, або ж нахилена під невеликим кутом вниз від лінії горизонту.

Панельні антени виготовляють або як повністю завершену (цілісну) конструкцію антенної решітки, установленної на прямокутному металевому екрані і закритої обтікачем, або як сукупність декількох елементів, кожний з яких представляє собою слабонапрявлену в вертикальній площині панельну антену.

На рис. 5.2 зображена схема конструкції найпростішої двоелементної панельної антени, яка має у своєму складі лише два випромінюючих

вібратора. Такі панельні антени виготовляють різні виробники майже на всі частоти дециметрового діапазону. Симетричні вібратори 1, плечі яких роз'єднані ізоляторами 2, за допомогою стояків 4 закріплюються на металевому екрані 3. Відстань між осями паралельних вібраторів позначена як d , а відстань від вібратора до екрана становить h .

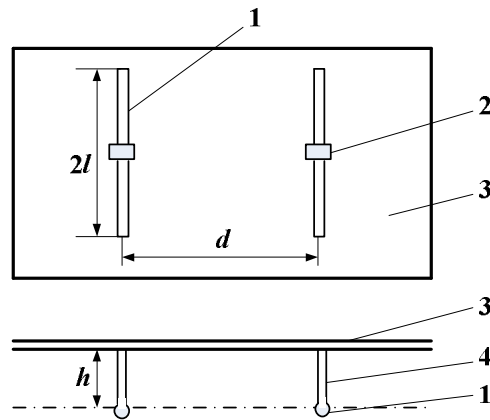


Рис. 5.2. Схема конструкції панельної антени

Вважаючи, що розміри екрана досить великі, характеристику спрямованості антени у горизонтальній площині (площині H) запишемо у вигляді

$$F(\varphi) = F_1(\varphi)F_2(\varphi),$$

де $F_1(\varphi) = \cos\left(\frac{kd \cos \varphi}{2}\right)$ - множник, що враховує ХС двох синфазних вібраторів; $F_2(\varphi) = \frac{\sin(kh \cos \varphi)}{\sin kh}$ - множник, що враховує вплив дзеркала (екрана) на поле випромінювання; φ - азимутальний кут, що відраховується від перпендикуляра до площини екрана.

У вертикальній площині (площині E) ХС також складається з двох множників

$$F(\Delta) = F_1(\Delta)F_2(\Delta),$$

де $F_1(\Delta) = \frac{\cos(kl \sin \Delta) \cos kl}{\cos \Delta}$ - множник, що враховує напрямлені властивості симетричного вібратора з довжиною плеча рівною l ; $F_2(\Delta) = \frac{\sin(kh \cos \Delta)}{\sin kh}$ - множник, що враховує дзеркальне зображення вібратора, тобто це характеристика спрямованості, що визначає вплив дзеркала у вертикальній площині; Δ - кут місця, що відраховується від лінії горизонту.

При випромінюванні на власній довжині хвилі перший множник стає простішим і представляє собою ХС півхвильового вібратора

$$F_1(\Delta) = \frac{\cos(90^\circ \sin \Delta)}{\cos \Delta}.$$

Розміри d , h , а також розміри екрана впливають не тільки на ДС антени, але й на її вхідний опір. Опір випромінювання кожного вібратора

представляє собою суму чотирьох складових: власного опору вібратора і взаємних опорів між вібраторами, між вібратором і його дзеркальним зображенням та між вібратором і дзеркальним зображенням другого вібратора. Вибираючи відповідним чином розміри d та h , можемо встановити необхідний вхідний опір окремого вібратора. Реактивну складову вхідного опору компенсують реактивним безвтратними елементами, наприклад шлейфами, а також за рахунок вкорочення або подовження самого вібратора.

На рис. 5.3 зображено ДС двохелементної панельної антени у горизонтальній та вертикальній площинах для роботи на частоті від 406 до 512 МГц. Вібратори віднесені від екрана на відстань $h/\lambda = 0,18$, а відстань між ними дорівнює $d/\lambda = 0,42$.



Розміри екрана перевищують півдовжини хвилі на найнижчих частотах. Це зменшує вплив країв екрана на поле випромінювання в передньому півпросторі, а також зменшує дифракцію хвиль в півпросторі, що знаходиться за екраном. Коефіцієнт підсилення змінюється в робочій смузі частот і знаходиться в межах $(8 \div 9)$ дБ.

Для збільшення концентрації інтенсивності випромінювання у секторах простору, що охоплюють горизонтальну площину, використовують багатоповерхові панельні антени. Їх можуть монтувати з панельних малоелементних антен, або ж використати уже готові багатоелементні панельні антени, які забезпечують потрібну ширину ДС у вертикальній площині.

В деяких випадках в схемі панельної антени передбачають живлення поверхів з невеликим зсувом фаз.

При цьому ДС в вертикальній площині має пелюстку нахилену від горизонту вниз на декілька градусів. Найчастіше панельні антени виготовляють з нахилом максимального випромінювання на кут 6° , 9° або 12° . Для панельних антен, у яких напрям максимального випромінювання збігається з перпендикуляром до екрана, розроблена система кріплення до щогли, яка дає можливість механічно нахилити панель і тим самим встановлювати необхідний нахил ДС.

У деяких панельних антенах симетричні вібратори розміщують над екраном так, щоб осі вібраторів перетинались під кутом 90° , тобто два взаємно перпендикулярні вібратори утворюють один поверх або один елемент антенної решітки. Відносно лінії горизонту або вертикалі осі вібраторів відхиляються на кути $+45^\circ$ і -45° . По суті маємо дві антенні

решітки з окремими входами. Вони працюють в різних смугах частот, наприклад 806...870 МГц і 870...960 МГц, випромінюючи лінійно поляризовані хвилі, площини поляризації яких взаємно перпендикулярні. Розв'язка між каналами, що утворюються на хвилях з поляризацією $+45^\circ$ і на хвилях з поляризацією -45° , становить не менше 30 дБ.

У разі, коли територія обслуговування базової станції розділена на декілька секторів, то кожен сектор повинен опромінюватися своєю напрямленою антеною. Для цього потрібно на щоглі на одній і тій же висоті установити таку кількість панельних антен з відповідними ДС, яка б дорівнювала кількості секторів.

Діаграми спрямованості секторних антен розраховуються або вибираються за шириною секторів, тому вони частково перекриватимуть одна одну. Отже, виникає взаємний вплив між антенами, який обумовлений і їх близьким розміщенням і накладанням випромінювання. Це призводить до спотворення ДС і значної нерівномірності розподілу інтенсивності поля в зоні обслуговування.

Панельні антени виконують таким чином, щоб їх вхідний опір дорівнював хвилевому опору стандартних коаксіальних кабелів, тобто 50 або 75 Ом. Отже, в процесі проектування панельної антени розв'язуються дві задачі. Перша з них полягає у виборі кількості симетричних вібраторів для створення необхідної діаграми спрямованості. В горизонтальній площині (в площині H), як правило, панельна антена складається з двох опромінювачів. В вертикальній площині (в площині E) кількість вібраторів синфазної антенної решітки визначається необхідною шириною ДС. В залежності від діапазону робочих частот задають $2\theta_{0,5}^E$ від 70° до $(6...10)^\circ$. Отже панельна антена може складатися з двох вібраторів в площині H і від одного до шести і більше вібраторів по вертикалі.

Хід роботи

1. Розрахувати розміри конструкції двоелементної панельної антени для заданого діапазону частот, використовуючи принципи, які було описано в теоретичних відомостях.

2. За допомогою викладача побудувати у вибраному програмному середовищі конструкцію двоелементної панельної антенної решітки, задати робочий діапазон частот та параметри джерела живлення.

3. Зробити скріншоти наступних отриманих результатів моделювання антени:

- діаграма спрямованості (3D, 2D в полярній та декартовій системах координат у двох площинах);

- залежність коефіцієнта підсилення антени в напрямку максимального випромінювання в залежності від частоти роботи;

- залежність активної та реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи;

- залежність коефіцієнта відбиття, коефіцієнта стоячої за напругою, зворотних втрат від частоти роботи.

4. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Чому в горизонтальній площині в панельних антенах решітка складається лише з двох вібраторів?

2. Як забезпечують нахил діаграми спрямованості панельної антени в вертикальній площині?

3. Чому в панельній антені ширина діаграми спрямованості в вертикальній площині може бути набагато меншою чим в горизонтальній площині?

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 6 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЛОГОПЕРІОДИЧНОЇ АНТЕНИ

Мета роботи

1. Вивчення принципів побудови логоперіодичних антен.
2. Математичне моделювання логоперіодичних антен.
3. Дослідження діаграми спрямованості та характеристик поля випромінювання логоперіодичної антени.

Теоретичні відомості

Сучасні антени з логарифмічною періодичною структурою (логоперіодична антена – ЛПА) (рис. 6.1) найчастіше виконують як вібраторну антенну решітку. Антени працюють у декаметрових, метрових, дециметрових і навіть у сантиметрових діапазонах хвиль. Коефіцієнт спрямованої дії таких антен помірний – складає 10-11 дБ, але робоча смуга частот досить широка, тому ЛПА відносять до надширокосмугових антен.



Рис. 6.1. Логоперіодична антена

Принципова схема антени (рис. 6.2) складається з N вібраторів, довжини яких визначаються кутом α і відстанню від вершини антени до розглядуваного вібратора ρ .

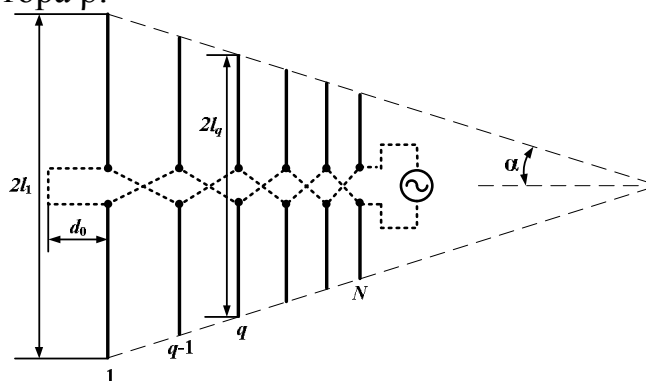


Рис. 6.2. Принципова схема ЛПА

Основними параметрами антен є стала τ , що характеризує періодичність зміни параметрів і визначається як відношення відстаней між сусідніми вібраторами (рис. 6.2)

$$\tau = \frac{\rho_{q+1}}{\rho_q},$$

кут розхилу α і відносна відстань між сусідніми вібраторами σ . Параметри τ і σ мають значення менші за одиницю.

При живленні антени струмами високої частоти робочого діапазону один з вібраторів збуджується на власній довжині хвилі. Цей вібратор з сусідніми двома (меншим за довжиною і більшим) створюють активну зону, яка інтенсивно випромінює. При зміні частоти інші три вібратори створюють активну зону, тобто при зміні частоти активна зона переміщується вздовж антени. Оскільки активна зона створюється обмеженою кількістю вібраторів (трьома, а в деяких випадках п'ятьома), то параметри антени на власних частотах вібраторів повторюються.

Власні частоти ЛПА визначаються так

$$\ln \lambda_s = (s - 1) \ln \tau + \ln \lambda_1,$$

де λ_s - власна довжина хвилі s -го вібратора; λ_1 - власна довжина хвилі 1-го вібратора (самого довгого).

При синтезі антени виходимо лише з робочого діапазону, довжин хвиль (λ_{\max} та λ_{\min}) і вхідного опору антени.

Спрощений алгоритм розрахунку класичної дротової логоперіодичної антени:

1. Визначаємо довжини плеча найбільшого і найменшого вібраторів антени (рис. 6.2) такими співвідношеннями

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= 0,25\lambda_{\max} \\ l_N &= 0,15\lambda_{\min} \end{aligned} \right\},$$

де l_1 – плече 1 – го найдовшого вібратора; l_N – плече N -го найкоротшого вібратора.

2. Сталу τ , що характеризує період антени, вибираємо з таких міркувань: чим більше значення τ , тим більша кількість елементів у антені і збільшується довжина антени. При невеликих значеннях τ активна область антени звужується до одного вібратора, що призводить до виникнення відбитих хвиль у фідері. Тому значення τ вибирають у межах від 0,82 до 0,96.

3. Оптимальне значення параметра σ знаходимо з виразу

$$\sigma_{\text{opt}} = 0,25[1 - 2,5(1 - \tau)].$$

При σ_{opt} антена матиме максимальний КСД.

4. Кількість вібраторів в антені визначаємо з формули

$$N = 1 + \frac{\ln \frac{\lambda_{\max}}{0,6\lambda_{\min}}}{\ln \frac{1}{\tau}}.$$

5. Довжини плеч вібратора розраховуємо із співвідношення

$$l_q = l_1 \tau^{q-1}, \quad q \in \overline{1, N}.$$

6. Оскільки параметр σ представляє собою відношення відстані між півхвилевим вібратором і сусіднім меншим вібратором до довжини хвилі, тобто

$$\sigma = \frac{d_q}{4l_q},$$

де d_q – відстань між вібраторами з номерами q і $q+1$, l_q – довжина плеча q -го вібратора, то за відомими довжинами плечей вібраторів знаходимо відстані між ними

$$d_q = 4\sigma l_q, \quad q \in 1, (N-1).$$

7. Відстань від вершини антени до q -го вібратора ρ_q визначаємо як

$$\rho_q = \frac{4\sigma l_q}{1-\tau}.$$

8. Діаметр поперечного перерізу вібраторів вибираємо з конструктивних міркувань. Відношення l/a рекомендують вибирати в межах 30-150.

9. Довжину короткозамкнутого відрізка лінії, який забезпечує грозозахист і дає можливість зміцнити конструкцію антени знаходимо за максимальною довжиною хвилі робочого діапазону

$$d_0 = \frac{\lambda_{\max}}{8}.$$

Коефіцієнт спрямованої дії розраховується за наближеної формули

$$D = 10 \lg \frac{41253}{(2\theta_{0,5}^E)(2\theta_{0,5}^H)} [\text{дБ}].$$

Хід роботи

1. Розрахувати розміри конструкції логоперіодичної антени для заданого діапазону частот, використовуючи принципи, які було описано в теоретичних відомостях.

2. За допомогою викладача побудувати у вибраному програмному середовищі конструкцію логоперіодичної дрової антени, задати робочий діапазон частот та параметри джерела живлення.

3. Зробити скріншоти наступних отриманих результатів моделювання антени:

- діаграма спрямованості (3D, 2D в полярній та декартовій системах координат у двох площинах);

- залежність коефіцієнта підсилення антени в напрямку максимального випромінювання в залежності від частоти роботи;

- залежність активної та реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи;

- залежність коефіцієнта відбиття, коефіцієнта стоячої за напругою, зворотних втрат від частоти роботи.

4. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Які основні конструктивні параметри ЛПА?
2. Що таке активна зона ЛПА?
3. Чому вібратори, довжини яких менші від довжини найкоротшого вібратора активної зони, практично не випромінюють?
4. Як визначити за конструктивними розмірами ЛПА робочу смугу частот?
5. Навіщо фідерну лінію ЛПА навантажують на закорочений відрізок двопровідної лінії?

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 7 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ КІЛЬЦЕВОЇ АНТЕНИ

Мета роботи

1. Вивчення принципів побудови кільцевих антен.
2. Математичне моделювання мікросмушкової кільцевої антени.
3. Дослідження діаграми спрямованості та характеристик поля випромінювання мікросмушкової кільцевої антени.

Теоретичні відомості

При збудженні кільцевої антени біжучою хвилею струму і виконанні умови $L/\lambda = 1$, де L – довжина кільця, λ – довжина хвилі, електромагнітні хвилі найбільш інтенсивно випромінюються в напрямі осі. Аналіз поля випромінювання такої антени досить складний, тому розглянемо на якісному рівні поле випромінювання в напрямі осі кільцевої антени (рис. 7.1, а).

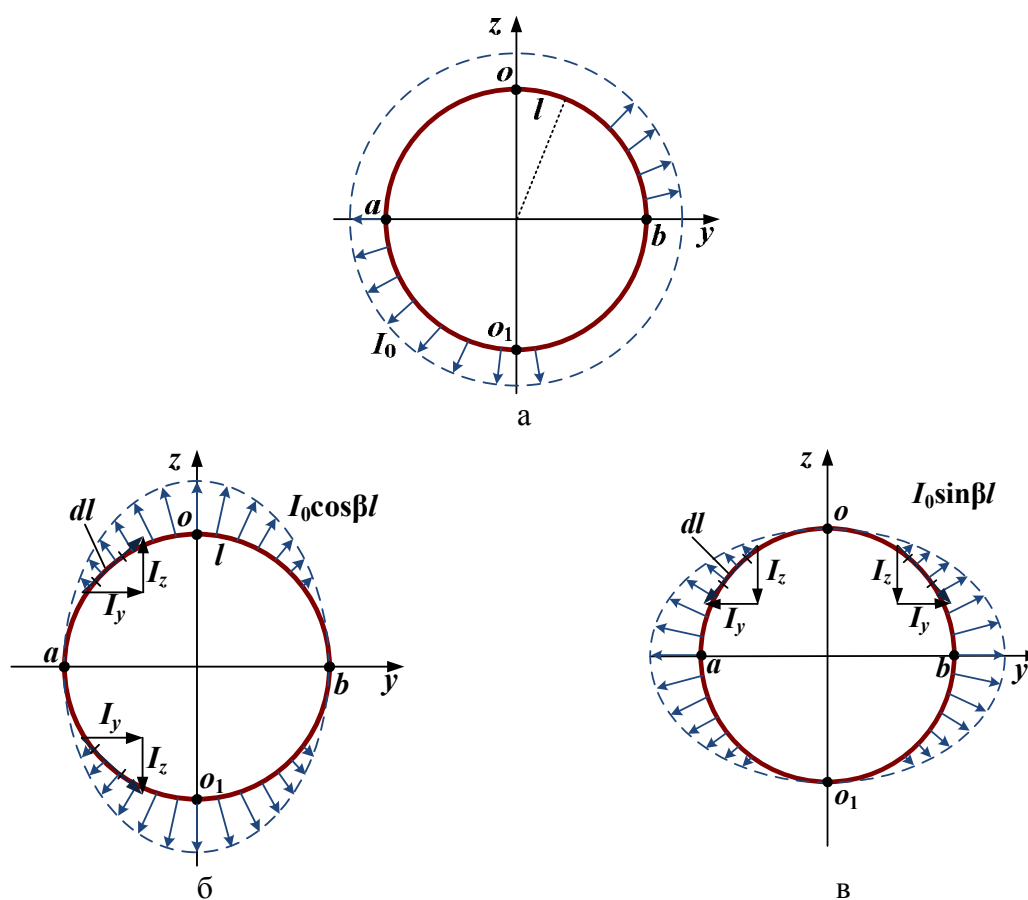


Рис. 7.1. Розкладання біжучої хвилі вздовж кільця

Струм в будь-якій точці кільця має значення $\dot{I}_l = I_0 e^{-i\beta l}$, де I_0 – амплітуда струму; β – коефіцієнт фази хвилі в кільці; l – відстань по кільцю, яка відраховується від осі z .

Користуючись тригонометричним представленням експоненціальної функції уявного аргументу, можемо вважати, що біжуча хвиля струму складається з двох стоячих хвиль $\dot{I}_l = I_0 \cos \beta l - i I_0 \sin \beta l$. Отже, кільцеву антену (рис. 7.1, а) можемо розглядати як систему двох кільцевих випромінювачів, збуджуваних стоячими хвилями $I_0 \cos \beta l$ (рис. 7.1, б) та $i I_0 \sin \beta l$ (рис. 7.1, в).

Розкладемо вектори струму I_l на складові, паралельні координатним осям. З рис. 7.1 видно, що в кільці, яке збуджується хвилею $I_0 \cos \beta l$, складові I_z протифазні, I_y – синфазні, тому в напрямі осі x поле випромінювання півкільця aob та ao_1b буде визначатися складовими I_y . В кільці, що збуджується хвилею $iI_0 \sin \beta l$, синфазними будуть складові I_z , а протифазними – I_y , тому поле випромінювання півкільця oao_1 та obo_1 , визначатиметься складовими I_z .

Оскільки ми розглядаємо поле в напрямі осі x то півкільця aob та ao_1b можна замінити півхвильовими вібраторами (рис. 7.2,а) з синфазним живленням. Таким же чином, півкільця oao_1 та obo_1 замінимо вібраторами, паралельними осі z (рис. 7.2,б). В напрямі, перпендикулярному лінії розташування вібраторів, поле випромінювання двох вібраторів можна отримати як поле випромінювання одного вібратора. Замінюючи дві пари вібраторів двома взаємно перпендикулярними вібраторами (рис. 7.2,в), струми живлення яких зсунуті по фазі один відносно другого на 90° , отримаємо турнікетну антену. Отже, в напрямі осі x поле випромінювання системи випромінювачів, а значить і кільця, буде мати колову поляризацію.

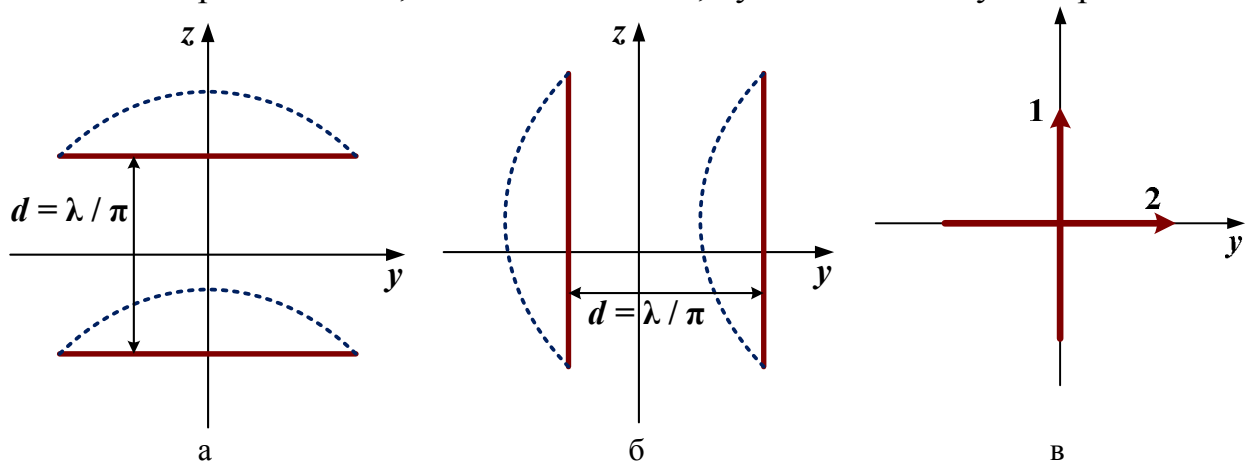


Рис. 7.2. Перетворення кільцевої антени в турнікетну

Характеристика спрямованості кільця, яке обтікається біжучою хвилею струму і має відносну довжину $L/\lambda = 1$, визначається як:

$$F_\theta(\theta) = 2 \operatorname{ctg} \theta J_1(\sin \theta); \quad F_\varphi(\theta) = J_0(\sin \theta) - J_2(\sin \theta),$$

де $J_0(\sin \theta)$, $J_1(\sin \theta)$, $J_2(\sin \theta)$ – функції Бесселя нульового, першого та другого порядків.

На рис. 7.3 зображені ДС кільця в площині, що проходить через вісь кільця.

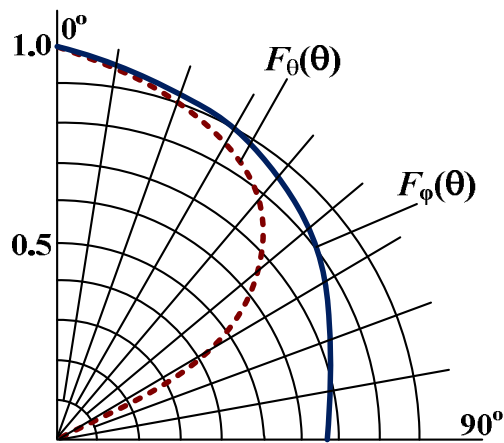


Рис. 7.3. ДС кільця в площині, що проходить через вісь кільця

Хід роботи

1. Розрахувати розміри конструкції мікросмужкової кільцевої антени для заданого діапазону частот, використовуючи принципи, які було описано в теоретичних відомостях.

2. За допомогою викладача побудувати у вибраному програмному середовищі конструкцію мікросмужкової кільцевої антени, задати робочий діапазон частот та параметри джерела живлення.

3. Зробити скріншоти наступних отриманих результатів моделювання антени:

- діаграма спрямованості (3D, 2D в полярній та декартовій системах координат у двох площинах);

- залежність коефіцієнта підсилення антени в напрямку максимального випромінювання в залежності від частоти роботи;

- залежність активної та реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи;

- залежність коефіцієнта відбиття, коефіцієнта стоячої за напругою, зворотних втрат від частоти роботи.

4. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Опишіть залежність діаграми спрямованості кільцевої антени від відносної довжини периметру кільця.

2. Який принцип живлення кільцевої антени при режимах стоячих та біжучих хвиль вздовж кільця? Супроводжуйте пояснення графічно.

3. Який принцип побудови мікросмужкової лінії, яка живить мікросмужкову кільцеву антену?

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА 8 ДОСЛІДЖЕННЯ ЩІЛИННОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

Мета роботи

1. Вивчення принципів побудови щілинних антенних решіток.
2. Математичне моделювання щілинної антени.
3. Дослідження діаграми спрямованості та характеристик поля випромінювання щілинної антени.

Теоретичні відомості

Хвилеводно-щілинні антени знаходять широке застосування в радіотехніці. Випромінюючими елементами таких решіток є щілини, які порізують в стінках прямокутних хвилеводів.

Інтенсивність випромінювання щілини визначається величиною струмів, що перетинаються щілиною, і довжиною її проекції на напрям, перпендикулярний вектору густини струму. Отже, щілину, потрібно так вирізати в хвилеводі, щоб вона перетинала струми провідності, які протікають по внутрішній поверхні стінок хвилеводу. В зв'язку з цим розташування щілини на стінці хвилеводу знаходиться в прямій залежності від системи поверхневих струмів. На рис. 8.1 приведений розподіл поверхневих струмів в прямокутному хвилеводі при збудженні в ньому хвилі типу H_{10} . Як видно з рисунку, в широкій стінці хвилеводу будуть інтенсивно випромінювати щілини які вирізані перпендикулярно осі (поперечні) і зміщені відносно осі поздовжні щілини.

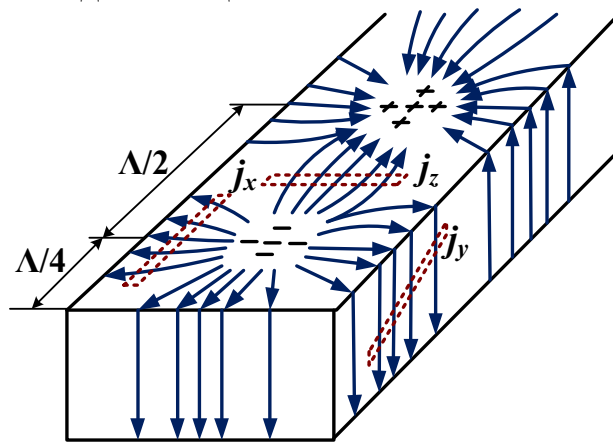


Рис. 8.1. розподіл поверхневих струмів в прямокутному хвилеводі при збудженні в ньому хвилі типу H_{10} .

Вхідна провідність (вхідний опір) щілини визначає режим роботи хвилеводу. Щоб знайти значення вхідної провідності, необхідно дослідити поле в хвилеводі. Розглядаючи хвилевід, в стінці якого прорізана щілина і який навантажений на хвильовий опір, можемо визначити амплітуди падаючої та відбитої хвиль в поперечному перерізі хвилеводу з щілиною. По коефіцієнту відбиття розраховується вхідний опір щілини.

Спосіб включення отриманого вхідного опору в еквівалентну двопровідну лінію можна визначити по струмам, що збуджують щілину. Так поздовжня щілина в широкій стінці хвилеводу перерізає поперечні струми,

що відповідає паралельному включенню опору в еквівалентну лінію (рис. 8.2, а). Поперечна щілина збуджується поздовжніми струмами, тому її вхідний опір в еквівалентній лінії включається послідовно в розрив (рис. 8.2, б). В загальному випадку, для щілини, прорізаної з нахилом до осі хвилеводу, еквівалентна схема має вигляд чотирьохполюсника (рис. 8.2, в), тому щілина збуджується як поздовжніми, так і поперечними струмами.

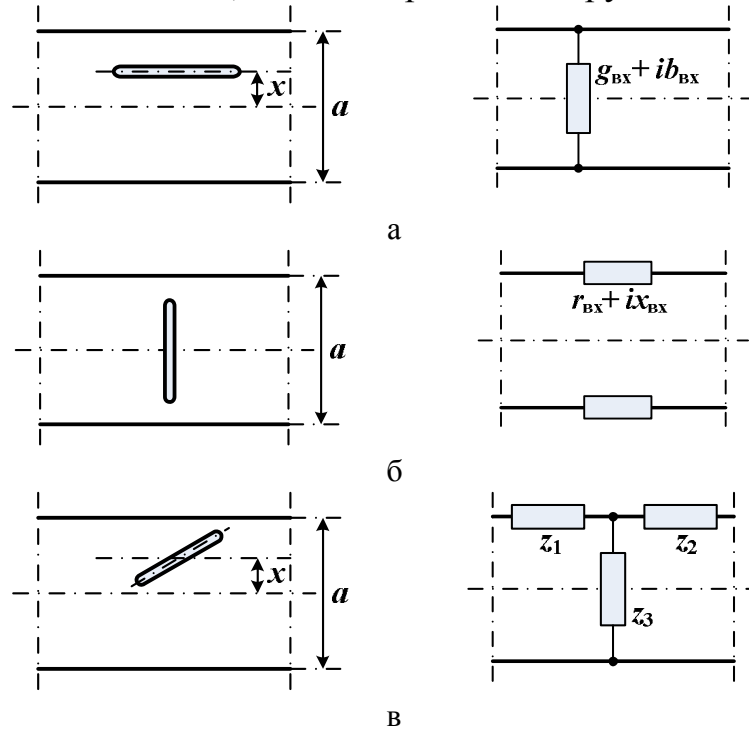


Рис. 8.2. Розміщення щілин на стінці хвилеводу

Для резонансних щілин, з довжиною близькою до половини довжини хвилі і прорізаних поздовжньою, нормована вхідна провідність визначається як

$$g_{\text{вх}} = 2.09 \frac{a}{b} \frac{\Lambda}{\lambda} \cos^2\left(\frac{\pi \lambda}{2 \Lambda}\right) \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right), \quad (8.1)$$

де a і b – ширина стінок хвилеводу; Λ – довжина хвилі в хвилеводі; x – зміщення щілини відносно середньої лінії на широкій стінці хвилеводу. З приведенної формули видно, що щілина, прорізана по осі хвилеводу ($x = 0$) має вхідну провідність рівну нулю, тобто така щілина не збуджує поле в хвилеводі і не випромінює.

Нормоване значення опору поперечної щілини дорівнює

$$r_{\text{вх}} = 0.523 \left(\frac{\Lambda}{\lambda}\right)^2 \frac{\lambda^2}{ab} \cos^2\left(\frac{\pi \lambda}{4 a}\right) \cos^2\left(\frac{\pi x}{a}\right). \quad (8.2)$$

Поперечна щілина при $x = 0$ має максимальне значення вхідного опору. Це обумовлене тим, що симетрично прорізана щілина буде перетинати максимальний поздовжній струм. Нерезонансні щілини матимуть крім активної ще і реактивну складову вхідного опору (провідності).

Оскільки окрема щілина є слабонапрявленою антеною, то для формування ДС з малою шириною головної пелюстки використовують

систему щілин, прорізаних в стінці хвилеводу. Таку антенну систему називають хвилеводно-щілинною антеною (ХЩА). Її характеристика спрямованості як і для будь-якої іншої антенної решітки, складається з двох множників: множника, що описує ДС поодинокі щілини $f_1(\theta)$ і множника системи $f_c(\theta)$, тобто

$$f(\theta) = f_1(\theta)f_c(\theta).$$

Хвилевід може працювати в режимі стоячої хвилі, для чого його замикають спеціальним поршнем. В цьому випадку щілини прорізуються на таких відстанях, щоб забезпечити синфазність їх збудження. Подібні ХЩА називають резонансними, тому що при невеликих змінах частоти порушується синфазність живлення щілин.

Резонансну ХЩА можна виконати з поперечними щілинами в широкій стінці хвилеводу. Для забезпечення синфазності відстань між щілинами мусить дорівнювати довжині хвилі в хвилеводі Λ . Це прямофазне живлення щілин.

У антені з поздовжніми щілинами завдяки поперечному зміщенню щілин збудження буде синфазним при відстані між щілинами рівній $\Lambda/2$. На такій відстані фаза струму змінюється на 180° . Але оскільки поздовжні щілини збуджуються поперечними струмами, які з обох боків осьової лінії мають протилежний напрям, то додатковий зсув рівний 180° забезпечується відповідним розташуванням щілин відносно осі широкої стінки хвилеводу. Такий спосіб живлення щілин називають змінно-фазним.

При заданій довжині хвилеводу поздовжніх щілин буде в два рази більше, чим поперечних. Значна відстань між поперечними щілинами рівноамплітудної лінійної решітки обумовлює появу головних пелюсток високих порядків, що є недоліком антени.

Враховуючи, що множник $f_1(\theta)$ при зміні кута θ мало змінюється і ХС, в основному, визначається множником системи $f_c(\theta)$, для площини E приймаємо $f_1(\theta) = 1$ і для площини H

$$f_c(\theta) = \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{\cos \theta},$$

де кут θ відраховується від перпендикуляра до площини щілини. Вважаючи, що всі щілини антени збуджуються з однаковою інтенсивністю, для еквідистантної системи:

$$f_c(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{n}{2} (kd \sin \theta - \psi) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} (kd \sin \theta - \psi) \right]},$$

де n – число щілин, d – відстань між щілинами, ψ – фазовий зсув коливань, що збуджують суміжні щілини.

Для резонансної щілини довжиною $\lambda/2$ ХС приймає значення

$$F_1(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta}.$$

Множник системи для резонансної ХЩА також спрощується:

$$F_c(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{nk d}{2} \sin \theta\right)}{n \sin\left(\frac{k d}{2} \sin \theta\right)}.$$

Відхилення напрямку максимального випромінювання від нормалі до розкриття нерезонансної ХЩА знаходимо з виразу для $f_c(\theta)$: $k d \sin \theta_m - \psi = 0$.

Звідси

$$\theta_m = \arcsin \frac{\psi}{k d}.$$

Фазовий зсув ψ розраховують по довжині хвилі в хвилеводі Λ і відстані між щілинами. Для системи з ідентичним розміщенням щілин (прямофазним збудженням), яке не приводить до появи додаткових фазових зсувів

$$\psi = \frac{2\pi}{\Lambda} d - 2\pi,$$

а кут θ_m дорівнює

$$\theta_m = \arcsin\left(\frac{\lambda}{\Lambda} - \frac{\lambda}{d}\right). \quad (8.3)$$

Якщо щілини розміщуються поперемінно по обидва боки середньої лінії, то коливання, що збуджують щілини, набувають додатковий фазовий зсув (змінно-фазне збудження). Тому

$$\psi = \frac{2\pi}{\Lambda} d - \pi.$$

Відхилення максимального випромінювання від нормалі становить кут

$$\theta_m = \arcsin\left(\frac{\lambda}{\Lambda} - \frac{\lambda}{2d}\right). \quad (8.4)$$

Як впливає з формул (8.3) і (8.4) напрям максимального випромінювання залежить також від частоти коливань і від довжини хвилі в хвилеводі.

Коефіцієнт спрямованої дії ХЩА наближено можна оцінити формулою

$$D \approx 3,2n.$$

ККД синфазних антен дуже високий, у нерезонансних при значній кількості щілин досягає 0,90...0,95.

Хід роботи

1. Розрахувати розміри конструкції щілинної антени для заданого діапазону частот, використовуючи принципи, які було описано в теоретичних відомостях.

2. За допомогою викладача побудувати у вибраному програмному середовищі конструкцію щілинної антени, задати робочий діапазон частот та параметри джерела живлення.

3. Зробити скріншоти наступних отриманих результатів моделювання антени:

- діаграма спрямованості (3D, 2D в полярній та декартовій системах координат у двох площинах);

- залежність коефіцієнта підсилення антени в напрямку максимального випромінювання в залежності від частоти роботи;

- залежність активної та реактивної складових вхідного опору антени від частоти роботи;

- залежність коефіцієнта відбиття, коефіцієнта стоячої хвилі за напругою, зворотних втрат від частоти роботи.

4. Зробити висновки, обґрунтовані теоретичними основами і практичними результатами моделювання.

Контрольні запитання

1. Опишіть основні правила побудови хвилеводної щільової антени.

2. Наведіть та поясніть формули для розрахунку вхідного опору та провідності щільових антен.

3. Поясніть основні принципи побудови антенних рівноамплітудних еквідистантних решіток на прикладі хвилеводної щільової антенної решітки.

Література

1. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. «Анени та пристрої надвисоких частот»: Підручник для ВНЗ/ За ред. Л.Я. Ільницького. – К: Укртелеком, 2003. – 496с.
2. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А. «Пристрої надвисоких частот та антени»: Навч. посібник. – К: НАУ, 2013. – 188с.
3. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слоболлдянюк П.В., Благодарний В.Г. «Анени телекомунікаційних та моніторингових систем», За ред Л.Я. Ільницького. – К., 2012. – 240 с.
4. Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. «Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн»: Учебник для вузов/ Под. ред. Г.А. Ерохина – 2 изд. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 491с.
5. «Микроэлектронные устройства СВЧ». Учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов/ Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин и др./ Под. ред. Г.И. Веселова – М.: Высшая школа, 1988. – 280с.
6. Нефёдов Е.И. «Устройства СВЧ и антенны»: Учеб. Пособие для студ. вузов. – М.: Издательский центр «Академия», 2009. – 384с.
7. Справочник по радиоконтролю. Международный союз электросвязи: Женева, 1995. – 442с.
8. Фролов О.П. «Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи». – М.: Радио и связь, 2001. – 416с.
9. Фролов О.П. «Антенны земных станций спутниковой связи». – М.: Радио и связь, 2000. – 376с.
10. Фуско В. «СВЧ цепи». – М.: Радио и связь, 1990. – 228с.