

АНТЕННІ РЕШІТКИ ІЗ СТАТИЧНИМ АМПЛІТУДНО-ФАЗОВИМ РОЗПОДІЛОМ

У тих випадках, коли немає потреби електронними засобами зміщувати діаграму спрямованості в просторі, антени мають статичний амплітудно-фазовий розподіл (АФР) у розкриві. Використання антенних решіток із статичним АФР дає змогу створити ДС з вузькими головними пелюстками, ДС спеціальної форми, збільшити потужність випромінювання, підвищити технологічність конструкції тощо. Такі антенні решітки використовуються на магістральних лініях зв'язку, в радіонавігаційних маяках, системах посадки літаків, радіоастрономії та телебаченні тощо. Антенні решітки дають змогу використати сукупність слабонапрямлених джерел випромінювання, щоб створити необхідний розподіл поля випромінювання в просторі, застосовувати апертурний контроль за якістю формування ДС, без особливих труднощів проводити настройку, одночасно формувати декілька ДС. Перелічені позитивні властивості антенних решіток із статичним АФР забезпечили їм широке застосування в радіотехніці.

16.1. Синфазні рівноамплітудні вібраторні антени

Як відомо, симетричний вібратор є слабонапрямленою антеною. Щоб отримати гостру діаграму спрямованості за допомогою симетричних вібраторів, створюють багатоеlementні антени. Розміщуючи n вібраторів на одній прямій, отримаємо лінійну антенну решітку, напрямлені властивості якої описуються добутком ХС вібратора і множинником системи.

У декаметровому діапазоні хвиль, а також у значній частині метрового діапазону часто використовують еквідистантні антенні решітки, створені із синфазних півхвильових вібраторів (рис. 16.1). Вібратори живляться струмами однакової амплітуди і в діапазоні декаметрових хвиль така решітка називається синфазною горизонтальною антеною. Для її позначення вживають аббревіатуру СГ $\frac{n}{m}$, де n , m — числа, що визначають кількість рядів (n) та кількість вібраторів у ряді (m).

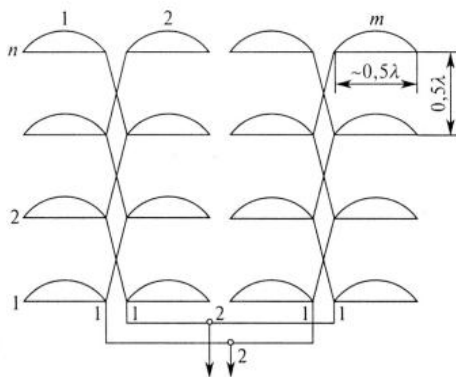


Рис. 16.1

Вібратори, що живляться від одного і того самого відрізка фідера, створюють секцію антени. Синфазність збудження вібраторів у секції забезпечується суміщенням двох обставин: вибором відстані між рядами $0,5\lambda$ і перехрещенням проводів фідера. Завдяки цьому струм, проходячи відстані від одного ряду до сусіднього над ним, набуває фазового зсуву, що дорівнює 180° . Додатковий зсув через перехрещення проводів фідера також дорівнює 180° . Тому на затискачах всіх вібраторів у секції незалежно від ряду струми матимуть одну і ту саму фазу. Щоб забезпечити синфазність живлення секцій, встановлюється однакова довжина шляхів струму від передавача до кожної секції антени СГ. Однонаправлене випромінювання можна отримати, використовуючи рефлектор, який виготовляється так само, як і сама антена. Рефлектор може бути пасивним або активним і розміщується на відстані $0,2 - 0,25\lambda$ від антени. У короткохвильовій частині метрового діапазону, або у дециметровому діапазоні рефлектором може бути металевий екран.

Характеристика спрямованості антени в горизонтальній площині, як впливає з рис. 16.2, визначається напрямленими властивостями окремих вібраторів антени (А), множителем системи, яка складається з m вібраторів, і дією рефлектора (Р). Згідно з теоремою перемноження ХС записуємо

$$f(\varphi) = F_1(\varphi) F_c(\varphi) f_p(\varphi), \quad (16.1)$$

де $F_1(\varphi)$ — ХС окремого вібатора.

Враховуючи те, що в антені СГ використовуються півхвильові вібратори, з виразу (4.3) при $l = 0,25\lambda$ і $\theta = 90 - \varphi$ отримаємо

$$F_1(\varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \varphi\right)}{\cos \varphi}. \quad (16.2)$$

Множник системи (5.16) при відстані між вібраторами в ряді $d = 0,5\lambda$ і кількості вібраторів m дорівнює

$$F_c(\varphi) = \frac{\sin\left(\frac{1}{2} m \pi \sin \varphi\right)}{m \sin\left(\frac{1}{2} \pi \sin \varphi\right)}. \quad (16.3)$$

Множник, що враховує наявність рефлектора, який живиться струмом, зсунутим за фазою на 90° відносно струму антени, і який розташований на відстані $d = 0,25\lambda$, визначається за формулою

$$F_p(\varphi) = \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 - \cos \varphi)\right]. \quad (16.4)$$

У випадку пасивного рефлектора використовуємо множник, подібний до виразу (5.70),

$$f_p(\varphi) = \sqrt{1 + A^2 + 2A \cos(kd_{ap} \cos \varphi - \psi)}, \quad (16.5)$$

де A — відношення амплітуд струмів у рефлекторі та антени;

φ_{ap} — фазовий зсув струмів рефлектора і антени.

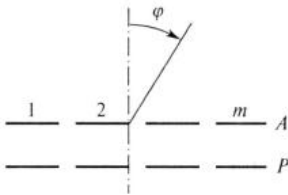


Рис. 16.2

У вертикальній площині (рис. 16.3) ХС антени вміщує ще один множник, який враховує вплив землі,

$$f(\Delta) = F_1(\Delta)F_c(\Delta)f_p(\Delta)f_3(\Delta). \quad (16.6)$$

Характеристика спрямованості поодиноких вібраторів $F_1(\Delta)$ у випадку, коли розглядається площина, перпендикулярна до осі вібраторів, дорівнює одиниці.

Множник системи $F_c(\Delta)$ визначається при зміні m на n і азимутального кута ϕ на кут місця Δ .

Множник впливу рефлектора $F_p(\Delta)$ визначається за формулою (16.4) або формулою (16.5) при відповідній заміні кута.

Множник $F_3(\Delta)$, що враховує вплив землі, при наближених розрахунках може визначатися на засадах методу дзеркальних зображень (підрозділ 7.2)

$$F_3(\Delta) = \sin(kh_{\text{ср}} \sin \Delta),$$

де $h_{\text{ср}}$ — середня висота антени СГ над землею. При точніших розрахунках використовують формулу (16.5), в якій A є модулем коефіцієнта відбиття, а кут ϕ замінюється на кут Δ .

Опір випромінювання кожного з вібраторів дорівнює сумі власного опору і вношуваних опорів (підрозділ 5.2). Вношувані опори обчислюються за взаємними опорами, які визначаються з графіків або таблиць [1]. Середнє значення опору випромінювання одного вібратора в антені СГ з рефлектором досягає величини $R'_{\Sigma_n} \approx 150 \text{ Ом}$.

Коефіцієнт спрямованої дії можна розрахувати за відомою формулою (2.25). Наближено КСД оцінюють виразом

$$D = 8nm.$$

Вхідний опір антени визначають через вхідний опір хвильового симетричного вібратора (двійки півхвильових вібраторів, приєднаних до фідера в одній секції):

$$R_{A_1} = \frac{W_A^2}{2R'_{\Sigma_n}},$$

де W_A — хвильовий опір вібратора.

У секції вібратори під'єднані до фідера в перерізах, віддалених один від одного на половину довжини хвилі. Такі відрізки лінії передачі трансформують опір навантаження у вхідний опір лінії з таким самим значенням опору. Тому можна вважати, що всі вхідні опори вібраторів у секції з'єднані паралельно. З цих міркувань визначається вхідний опір секції антени в точках 1-1 (рис. 16.1). У точках 2-2 паралельно з'єднуються вхідні опори відрізків розподільних ліній з однаковою довжиною від перерізів 1-1 до перерізу 2-2.

Антену СГ має вузьку ДС з малим рівнем бічних пелюсток. ККД антени високий. Практично вважають, що $\eta_A = 1$. Недоліком антени є вузькосмуговість та складність конструкції.

З метою розширення смуги робочих частот і збереження переваг антени СГ створено синфазну горизонтальну діапазонну антену (СГД). Вона працює в

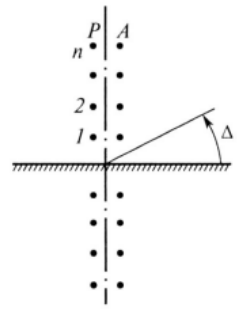


Рис. 16.3

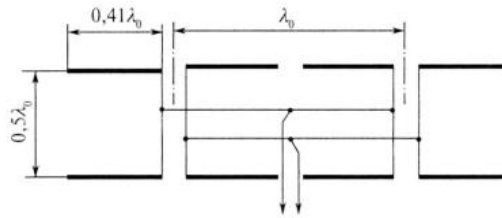


Рис.16.4

діапазоні хвиль від $0,8\lambda_0$ до $2\lambda_0$ де λ_0 — розрахункова довжина хвилі. Схема живлення антени СГД забезпечує синфазність збудження всіх вібраторів зі зміною довжини хвилі. Це досягається схемою паралельного живлення, за якою довжина шляху струму від передавача до кожного з вібраторів антени однакова. В антені використовують вібратори зі зниженим хвильовим опором, а для кращого узгодження фідера — чвертьхвильові вставки з певним хвильовим опором. Завдяки цьому вдається досягти в основному фідері КБХ не нижче ніж 0,3 — 0,5 при коефіцієнті перекриття діапазону, що дорівнює 2,5.

Антену СГД використовують з рефлектором, який може бути настроєним, виготовленим так само, як і антена, або ж ненастроєним у вигляді плоского екрана, виготовленого з проводів. Рефлектор встановлюють на відстані $0,27 - 0,3\lambda_0$ від антени.

Характеристики спрямованості СГД антени розраховуються за формулами (16.1) і (16.6). При цьому треба мати на увазі, що в окремих множниках (16.2), (16.3), (16.4) необхідно враховувати зміну відносної довжини плеча вібратора l/λ і відносних відстаней d/λ при роботі антени в діапазоні хвиль.

16.2. Директорна антена

Директорна антена належить до неквадрантних нерівноамплітудних антенних решіток осевого випромінювання. Віссю антени є пряма, що з'єднує середини вібраторів. Осі вібраторів паралельні одна одній, перпендикулярні до осі антени і знаходяться в одній площині. З усієї сукупності вібраторів лише один є активним, тобто таким, що живиться від генератора. Решта вібраторів пасивні і збуджуються полем активного вібратора.

Як видно з конструктивної схеми антени, наведеної на рис.16.5, активний вібратор знаходиться між рефлектором P і директорами D . Фазові співвідношення полів перевипромінювання пасивних вібраторів вибираються таким чином, щоб результуюче поле всієї антени мало найбільшу інтенсивність у напрямі осі антени. При цьому максимальне випромінювання буде спрямоване вбік директорів.

Рефлектор P , як випливає з назви вібратора, зменшує випромінювання антени в півпростір, що знаходиться зліва від рефлектора (рис.16.5). Оскільки за рефлектором поле значно ослаблене, то досить одного вібратора, щоб створити однонаправлене випромінювання антени. Збільшення кількості вібраторів реф-

лєкторів практично не вплине на формування ДС, тому що всі вібратори, розташовані лівіше від першого рефлектора, майже не збуджуватимуться.

Для ослаблення поля в лівому півпросторі необхідно, щоб хвилі, які випромінюються вібратором P , були у протифазі з хвилями вібратора A при поширенні в лівий півпростір і були у фазі з хвилями вібратора A при поширенні в правий півпростір (вбік директорів). Ця умова задовольняється, якщо струм рефлектора за фазою випереджатиме струм активного вібратора. Досягти фазового випередження можна за рахунок індуктивного характеру повного опору рефлектора. Для цього необхідно взяти довжину рефлектора децю більшу, ніж половина довжини хвилі. Активний вібратор, як правило, працює на власній довжині хвилі ($2l = 0,5\lambda$), тому довжину рефлектора беруть на 5 — 15% більшу від довжини активного вібратора. Відстань між рефлектором і активним вібратором знаходиться в межах 0,1 — 0,25 λ .

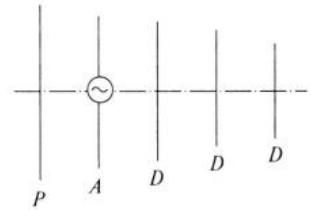


Рис.16.5

Директори розміщуються в напрямі поширення радіохвиль і, якщо правильно підібрані фазові співвідношення струмів у вібраторах, вони сприяють концентрації електромагнітної енергії. Директорів в антені встановлюють не більше ніж десять, 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, повинно відставати за фазою від поля активного вібратора. Це досягається відставанням за фазою струмів у директорах. Для цього їх опір повинен мати ємнісний характер. Щоб отримати ємнісний характер опору директорів, їх довжину вибирають на 5 — 15% меншу від 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, складаються $n + 2$ контурних рівнянь Кірхгофа (5.8), де n — кількість директорів. Очевидно, що за довжинами вібраторів і відстанями між ними знаходять власні та взаємні опори. Значення напруги на затискачах активного вібратора вибирають довільно, а напруги на решті вібраторів прирівнюють до нуля. В результаті розв'язки системи рівнянь отримують значення струмів, що дає змогу 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.

За відомими струмами у вібраторах розраховується вхідний опір активного вібратора як сума власного опору і $n + 1$ вношуваних опорів.

КСД антени визначається як:

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

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 у випадку півхвильового вібратора);
 R_{ex} — активна складова вхідного опору директорної антени.

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

Для орієнтовних розрахунків КСД і ширини ДС використовують вирази:

$$D = A \frac{L}{\lambda}$$

$$\text{і}$$

$$2\theta_{0,5} = B \sqrt{\frac{\lambda}{L}},$$

де A і B — коефіцієнти, які залежать від відносної довжини антени (рис. 16.6);
 L — довжина антени.

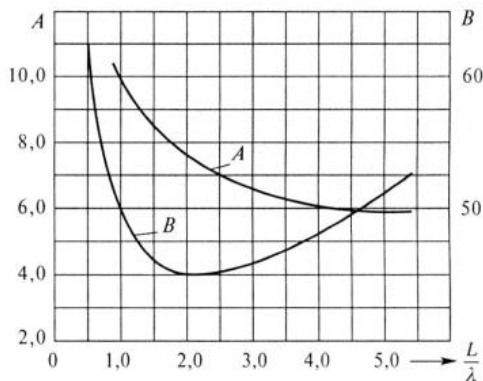


Рис. 16.6

Вхідний опір директорної антени може бути досить низьким через те, що вношувані опори пасивних вібраторів від'ємні. Тому у разі 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.

Директорна антена має просту і міцну конструкцію. Недоліком її є вузькосмуговість та складність регулювання і настройки. Використовують директорні антени в діапазонах метрових і дециметрових хвиль.

16.3. Антени з оберненим випромінюванням

Антену з оберненим випромінюванням (АОВ) можна створити на основі директорної антени, якщо на протилежному боці від рефлектора встановити плоский круглий відбивач B (рис. 16.7).

У такій антені максимальне випромінювання буде спрямоване вздовж осі антени, але вбік рефлектора P , тобто в напрямі, протилежному напрямку максимального випромінювання директорної антени. Відбивач B виконують у вигляді круга з кільцем по периметру, ширина якого вздовж осі антени становить $0,25\lambda$. Максимального КСД антена набуває в тому випадку, коли відстань між рефлектором P і відбивачем B буде кратною цілому числу півхвиль ($n\lambda/2$). У цьому випадку в проміжку між P і B виникає режим стоячих хвиль і він відіграє роль об'ємного резонатора, в якому одна «стінка» (з боку рефлектора P) лише частково відбиває хвилі, тому частина електромагнітних хвиль випромінюється через цю «стінку». Завдяки цьому АОВ можна розглядати як апертурну антену, розкрив якої створюється навколо рефлектора P .

З експериментальних даних встановлено, що КСД АОВ зростає порівняно з КСД директорних антен такої самої довжини приблизно в шість разів і наближено можна його розрахувати за формулою:

$$D \approx 60 L/\lambda.$$

Рівень бічних пелюсток і випромінювання в задній півпростір (вбік відбивача) зменшується на 8 — 12 дБ.

АОВ виконують подовженими і вкороченими. Подовжені АОВ мають довжину L , на якій вкладається декілька довжин хвиль λ . Тому такі антени характеризуються високим коефіцієнтом підсилення, який визначається як довжиною L , так і діаметром відбивача B . Максимальний коефіцієнт підсилення при заданому значенні L досягається при певному діаметрі відбивача. Так, наприклад, при $L = 4\lambda$ рефлектор виконують у формі диска з діаметром, близьким до довжини хвилі. Відбивач повинен мати діаметр більше ніж 6λ , тоді коефіцієнт підсилення сягає 20 — 25 дБ, рівень бічних пелюсток — 20 дБ, а випромінювання в задній півпростір — 30 дБ.

АОВ, побудовані на основі директорних антен, застосовують на частотах до 500 МГц. На вищих частотах замість решітки вібраторів використовують діелектричні стержні і циліндричні спіральні антени.

Вкорочені АОВ складаються з рефлектора, активного вібратора і відбивача. Довжина такої антени становить $0,5\lambda$, рефлектор має форму диска з діаметром $0,5\lambda$. Діаметр відбивача беруть таким, що дорівнює 2λ . Коефіцієнт підсилення такої антени сягає 15 дБ, рівень бічних пелюсток — 20 дБ і рівень випромінювання вбік відбивача — 30 дБ.

Вкорочені АОВ використовуються в системах радіозв'язку, а також як опромінювачі дзеркальних антен.

АОВ мають просту конструкцію, порівняно невеликі габарити і їх виготовлення не вимагає складних технологій. А недоліком є вузькосмуговість, обумовлена явищем резонансу в просторі між рефлектором і відбивачем.

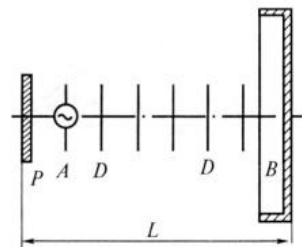


Рис. 16.7

16.4. Антена з логарифмічно-періодичною структурою

У деяких випадках необхідно, щоб антена в широкому діапазоні частот (з коефіцієнтом перекриття діапазону $K_d \geq 4$) зберігала незмінним вхідний опір та ДС. Цій умові відповідають так звані частотно-незалежні антени, в яких коефіцієнт перекриття діапазону сягає десяти і більше. До частотно-незалежних антен належить антена з логарифмічно-періодичною структурою або логоперіодична антена (ЛПА).

Одну з перших ЛПА зображено на рис. 16.8. Антена складається з двох плоских логарифмічно-періодичних структур однакової конфігурації. Струм живлення підводять до вершин секторів з кутами розхилу β , які виконують функції розподільної лінії. Зубці, що приєднані до розподільної лінії, при живленні їх струмами випромінюватимуть електромагнітні хвилі, тому їх розглядаємо як випромінювачі. Довжину зубців визначають кутом α і відстанню від початку розподільної лінії. З рис. 16.8 видно, що ширина зубців змінюється зі змінною довжини, тому кожен зубець характеризується двома радіусами: R_s — зовнішній радіус s -го зубця, r_s — внутрішній радіус s -го зубця. Відношення радіусів визначають дві сталі ЛПА

$$\tau = R_{s+1}/R_s \text{ та } \sigma = r_s/R_s.$$

Перша з них характеризує відносну відстань між сусідніми випромінювачами, друга — відносною товщиною випромінювачів.

Зубці і розподільні лінії можна виготовити з дротів (стержнів). Зубці виконують у вигляді трапецій, трикутників тощо.

На рис. 16.9 наведено приклади конструкцій ЛПА: трапецеїдальної (рис. 16.9, а), трикутної (рис. 16.9, б), лінійної (рис. 16.9, в). Для однонапрявленого випромінювання обидві періодичні структури розміщуються під деяким кутом ψ ,

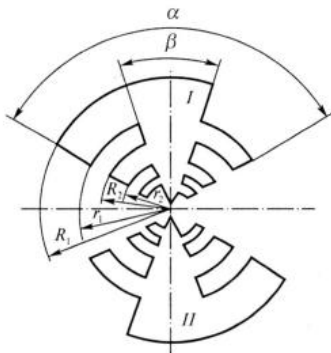


Рис. 16.8

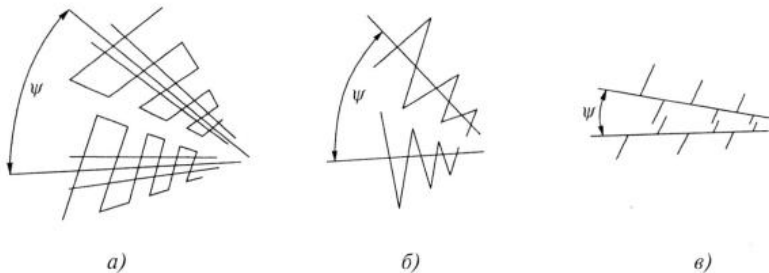


Рис. 16.9

значно меншим ніж 180° . Антена в цьому випадку випромінює по бісектрисі кута ψ в бік менших зубців. Коли сумістити обидві структури лінійної антени в одній площині, то при $\psi = 0$ отримаємо плоску ЛПА, що має вигляд лінійної решітки симетричних вібраторів, довжина яких змінюється монотонно (рис.16.10). Як видно з рисунку, вібратори живляться двопровідним фідером. Лінії, що з'єднують кінці вібраторів, створюють кут антени α . Користуючись позначеннями, наведеними на рис.16.10, запишемо умови логоперіодичності.

Тангенс половинного кута розхилу антени

$$\frac{l_1}{R_1} = \frac{l_2}{R_2} = \dots = \frac{l_n}{R_n} = \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}. \quad (16.7)$$

Відносний діаметр стержня s -го вібратора

$$\frac{d_s}{R_s} = \operatorname{const},$$

де d_s — діаметр стержня s -го вібратора. Це відношення одночасно визначає сталу σ .

Відносна відстань між сусідніми вібраторами:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = \dots = \frac{R_n}{R_{n-1}} = \tau. \quad (16.8)$$

Вимога збереження сталого відносного діаметра зубців (d_s/R_s) не є критичною, тому при її порушенні антена зберігає частотну незалежність. У зв'язку з цим вібратори можуть виконуватися з однаковим поперечним перерізом. Перша та третя умови повинні задовольнятися з великою точністю. Тільки при цьому зберігаються основні властивості антени.

Якщо до точок a розподільної лінії (рис. 16. 10) приєднати генератор, то хвиля струму поширюватиметься по двопровідниковій лінії в бік вібраторів, довжина яких збільшується. Вібратори, в яких розмір $2l$ значно менший від половини довжини хвилі, матимуть великий вхідний опір. Внаслідок цього струми у вібраторах будуть дуже малі і їх поле випромінювання буде незначним.

Вібратори, довжина яких близька або дорівнює половині довжини хвилі, мають невеликий вхідний опір, в якому переважає активна складова. Струми в цих вібраторах будуть значні і тому інтенсивність випромінювання електромагнітних хвиль у порівнянні з інтенсивністю хвиль, випромінюваних іншими вібраторами, дуже висока. Вібратори, що інтенсивно випромінюють хвилі, створюють активну зону ЛПА.

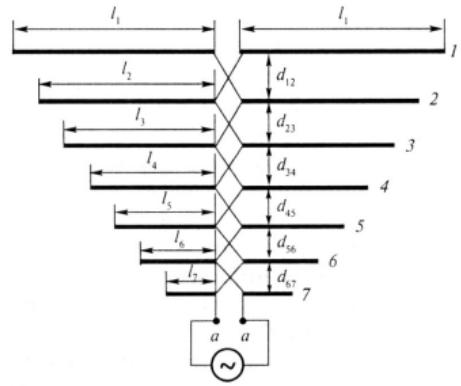


Рис.16.10

Випромінювання вібраторів, довжина яких більша від довжини вібраторів активної зони, незначне, тому що потужність хвилі струму в фідері після активної зони різко зменшується. Це обумовлене тим, що в активній зоні майже вся потужність хвилі, що підводиться фідером, витрачається на випромінювання.

Для конкретнішої ілюстрації принципу дії ЛПА припустимо, що для заданої довжини хвилі в активну зону входять вібратори l_2 , l_3 та l_4 (рис.16.10) і що $2l_3 = 0,5\lambda$. Тоді третій вібратор збуджується на власній довжині хвилі і його опір суто активний. Другий вібратор довший за третій, тому його вхідний опір має індуктивний характер. Внаслідок цього фаза струму другого вібратора запізнюватиметься відносно фази струму у третьому вібраторі на певний кут φ_{z_2} , значення якого залежить від співвідношення між активною та реактивною складовими вхідного опору Z_2 .

Крім того, хвиля струму проходить від вхідних затискачів антени $a-a$ по розподільній лінії до затискачів другого вібратора додатковий шлях, довжина якого дорівнює відстані між третім та другим вібраторами d_{23} . Набіг фази хвилі при цьому складає значення βd_{23} , де $\beta = 2\pi/\lambda$ — коефіцієнт фази хвилі; λ — довжина хвилі в розподільній лінії.

Необхідно також враховувати, що плечі другого вібратора в порівнянні з плечима третього приєднані до взаємно протилежних провідників фідера, що забезпечує зсув фаз струмів другого і третього вібраторів на π рад.

Таким чином, струм другого вібратора запізнюватиметься за фазою відносно третього вібратора на кут:

$$\varphi_2 = \pi + \varphi_{z_2} + \beta d_{23}.$$

Значення φ_2 перевищує 180° , тому можна вважати, що струм другого вібратора випереджає струм третього на кут, менший за 180° . Такий фазовий зсув характерний для системи, що складається з антени та рефлектора, причому функції рефлектора здійснює другий вібратор.

Четвертий вібратор коротший за третій, тому його вхідний опір має ємнісний характер. У зв'язку з цим струм у вібраторі зсунеться за фазою відносно струму в резонансному вібраторі на кут φ_{z_4} . Шлях струму від генератора до четвертого вібратора коротший за шлях струму від генератора до третього вібратора на відрізок розподільного фідера d_{34} . З урахуванням того, що плечі третього і четвертого вібраторів приєднані до взаємно протилежних провідників фідера, струм четвертого вібратора випереджатиме за фазою струм третього вібратора на кут

$$\psi_4 = -\pi - \varphi_{z_4} - \beta d_{34}.$$

Значення фазового кута перевищує 180° , тому можна вважати, що струм четвертого вібратора за фазою запізнюється відносно струму третього вібратора на кут, менший за 180° . Отже, четвертий та третій вібратори можна вважати директором і антеною.

Просторові зв'язки між другим, третім та четвертим вібраторами ще більше сприяють утворенню умов, існуючих в директорній антені, що складається з директора, випромінювача та рефлектора.

Таким чином, активна зона ЛПА на одній з власних довжин хвиль еквівалентна директорній антені, що складається з трьох вібраторів. Зі зміною довжини хвилі

активна зона зміщується вздовж ЛПА. Наприклад, при збільшенні довжини хвилі інтенсивно випромінюватимуть перший, другий та третій вібратори, при зменшенні — третій, четвертий та п'ятий.

Напрямок головного максимуму випромінювання збігається з подовжньою віссю антени. Внаслідок того, що ДС формується за допомогою невеликої кількості вібраторів (три — п'ять), антена буде слабонапрявленою (головна пелюстка направлена в бік затискачів, до яких подається живлення). Типову ДС ЛПА зображено на рис. 16.11. У площині *E* ширина ДС менша, ніж у площині *H*, тому що в площині *E* на формування ДС впливають напрямлені властивості окремих випромінювачів. У площині *H* вібратори ненаправлені і тому ДС ЛПА трохи ширша.

Площина *E* поля випромінювання ЛПА визначається двома прямими: віссю антени та перпендикуляром до неї, проведеним паралельно осі будь-якого вібратора. Положення площини *H* також визначається двома прямими: віссю антени та перпендикуляром до площини *E*. Для антени, зображеної на рис. 16.10, площина *E* збігається з площиною полотна антени. У просторових ЛПА (рис. 16.9) площина *E* проходить через бісектрису кута ψ , під яким розташовані дві частини ЛПА. Рознесення структур ЛПА в просторі під кутом ψ дає змогу звузити ДС у площині *H*. Діаграма спрямованості в площині *E* при цьому зберігає свою ширину. Звуження ширини ДС в площині *H* обумовлене просторовим рознесенням плечей вібратора. Очевидно, що відстань між випромінюючими елементами (плечима *s*-го

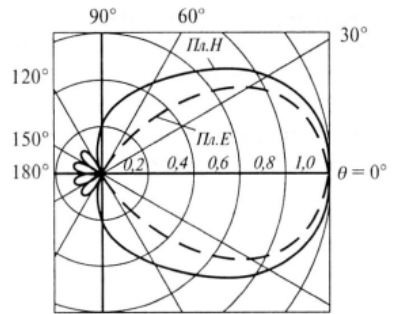


Рис. 16.11

вібратора) в площині *H* визначається кутом ψ $\left(d_s = R_s \sin \frac{\psi}{2} \right)$. Тому в площині *H* в характеристиці спрямованості з'являється множник, який враховує рознесення на відстань d_s плечей вібратора. При деякому куті ψ можна створити ДС у площині *H* з меншою шириною, ніж в площині *E*. Напрямок максимального випромінювання збігається з бісектрисою кута ψ і орієнтований в бік зменшення вібраторів — від вершини кута ψ в навколишній простір. Діапазонні властивості просторової ЛПА такі самі, як і в плоскій антені. Збільшення параметру τ при незмінному куті полотна антени α викликає деяке звуження ДС. Це обумовлене тим, що при збільшенні τ зростає кількість вібраторів в активній зоні (чим більше τ , тим менше відрізняються за довжиною сусідні вібратори і тим менше загасає струм у вібраторах при віддаленні їх від резонансного вібратора). Проте збільшення τ понад певне граничне значення, що дорівнює приблизно 0,95, спричиняє розширення ДС, яке обумовлене звуженням активної зони ЛПА.

Ширина ДС залежить також і від кута α при незмінному параметрі τ . При зменшенні α активна зона розширюється, що звужує ДС. Подальше зменшення α значно збільшує відстань між вібраторами, що порушує фазові співвідношення між полями окремих вібраторів, і ДС знову розширюється. Крім того, зменшення

кута α при збереженні незмінної робочої смуги частот призводить до збільшення довжини антени. Справді, мінімальна довжина хвилі визначається як власна довжина хвилі найкоротшого вібратора, тому $\lambda_{\min} \leq 4l_{\min}$. Максимальна довжина хвилі визначається найдовшим вібратором $\lambda_{\max} \leq 4l_{\max}$. Практично антену виготовляють так, щоб після вібратора, довжина якого дорівнює $l_{\max} = 0,25\lambda_{\max}$, були ще один чи два вібратори більшої довжини, а перед вібратором з довжиною $l_{\min} = 0,25\lambda_{\min}$ розміщувалися один-два коротких вібратори. Таким чином, з формули (16.7) довжина ЛПА

$$L = R_1 \cong 0,25\lambda_{\max} \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2}.$$

Резонансна довжина хвилі визначається довжиною вібратора антени. Так, для s -го вібратора резонансна довжина хвилі дорівнює

$$\lambda_s = 4l_s \quad \text{або} \quad l_s = 0,25\lambda_s.$$

З рівняння (16.7) випливає, що

$$l_s = R_s \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}$$

або

$$R_s = l_s \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2}.$$

Підставлення останнього виразу у співвідношення (16.8) дає

$$\frac{l_s}{l_{s-1}} = \tau.$$

Враховуючи, що довжина плеча вібратора однозначно пов'язана з власною довжиною хвилі (підрозділ 4.2) отримуємо

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_{s-1}} = \tau.$$

Ця формула дозволяє виразити значення резонансної довжини хвилі s -го вібратора через резонансну довжину хвилі першого вібратора.

$$\lambda_s = \tau^{s-1} \lambda_1. \quad (16.9)$$

На резонансних довжинах хвиль параметри антени визначаються як параметри активної зони, всередині якої один вібратор збуджується на власній довжині хвилі. У зв'язку з тим, що відносна довжина вібраторів активної зони незмінна, параметри антени для всіх резонансних довжин хвиль повторюються. При живленні ЛПА струмами, довжини хвиль яких знаходяться в проміжках між резонансними довжинами λ_{s-1} та λ_s , ДС та параметри антени трохи змінюються. При проектуванні антени її константи α і τ вибираються таким чином, щоб зміни параметрів антени не перевищували припустимих границь. Антена може працювати в робочому діапазоні довжин хвиль 10:1 і більше.

Логарифмуючи вираз (16.9), одержують

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

Отже, в логарифмічній шкалі резонансні довжини хвиль повторюються через однакові інтервали, що дорівнюють $\ln \tau$. Ця обставина і визначає назву антени.

У робочій смузі довжин хвиль вхідний опір ЛПА мало змінюється і при відповідному виборі хвильового опору фідера в десятикратному діапазоні хвиль коефіцієнт біжучої хвилі не падає нижче 0,6...0,7. Ділянка розподільного фідера від вершини антени до початку активної зони працює як лінія передачі. Короткі вібратори, розташовані перед активною зоною, еквівалентні зосередженим ємностям, що приєднані через певні інтервали до розподільної лінії. У зв'язку з цим хвильовий опір лінії знижується до значень порядку 100 Ом, що забезпечує добре узгодження розподільної лінії з активною зоною. Вся підведена потужність в активній зоні витрачається на випромінювання, тому відбита хвиля в розподільному фідері дуже мала, а лінія від вершини антени до активної зони практично працює в режимі біжучої хвилі.

Вібратори, довжина яких більша за довжину вібраторів активної зони, майже не відбивають хвиль струму, тому що після активної зони потужність хвилі струму дуже мала.

Вхідний опір ЛПА залежить від власного хвильового опору W_0 розподільного фідера без приєднаних вібраторів та параметрів α і τ . За своїм значенням він близький до хвильового опору розподільного фідера з приєднаними вібраторами.

Логоперіодичні антени використовують як опромінювачі дзеркальних та лінзових антен як елементи антенних решіток та слабонаправлені надширокодіапазонні антени в діапазонах хвиль, коротших ніж десять метрів, і як антени радіоелектронних систем зв'язку декаметрового діапазону і навіть в діапазоні гектометрових хвиль для радіомовлення.

16.5. Антена біжучої хвилі декаметрового діапазону

Антену біжучої хвилі (АБХ) використовують у декаметровому діапазоні як приймальну з відносно високим коефіцієнтом спрямованої дії. Антена (рис. 16.12) складається з симетричних вібраторів, які через опори зв'язку Z_{zv} приєднуються до збиральної лінії. Для забезпечення режиму біжучої хвилі збиральна лінія навантажена опором R_n , що дорівнює хвильовому опору. З протилежного боку збиральна лінія з'єднується з приймачем.

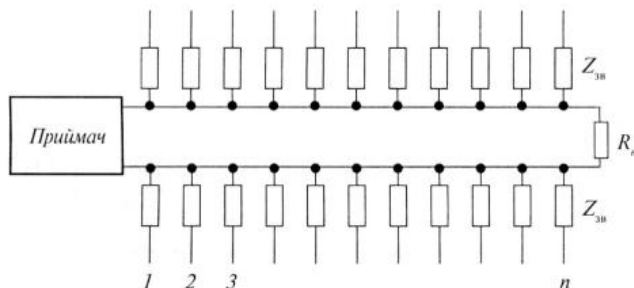


Рис.16.12

Якщо антена знаходиться в полі електромагнітної хвилі, то в кожному вібраторі наводиться певна ЕРС, під дією якої в збиральній лінії виникне струм. Одна хвиля струму поширюватиметься в напрямі до приймача, інша — до опору навантаження. Завдяки тому, що вібратори слабо зв'язані зі збиральною лінією, хвилі струму не зазнають відбиття. Еквівалентну схему АБХ у режимі приймання зображено на рис.16.13. Тут кожний вібратор представлений джерелом ЕРС з внутрішнім опором Z_A . До збиральної лінії джерело ЕРС приєднується за допомогою опору зв'язку $2Z_{\text{зв}}$. Шунтуючі лінійні опори $Z_A + 2Z_{\text{зв}}$ повинні бути значно більші від хвильового опору лінії та розподілені вздовж лінії з проміжками d , де d — відстань між вібраторами, яка значно менша за довжину хвилі. За таких умов лінію можна вважати однорідною, погонні параметри якої (індуктивність та ємність) дещо відрізнятимуться від погонних параметрів окремо взятої збиральної лінії. У зв'язку з цим змінюється фазова швидкість поширення хвилі в лінії. Якщо опори зв'язку мають ємнісний або активний характер, то фазова швидкість в лінії зменшується, якщо ж індуктивний — збільшується порівняно із швидкістю поширення хвилі в окремо взятій лінії. З теорії антен (підрозділ 5.5) відомо, що збільшення фазової швидкості викликає розширення головної пелюстки антени осьового випромінювання і відхилення максимального випромінювання від осі антени. З цієї причини індуктивні елементи зв'язку вібраторів з лінією не застосовують.

Зменшення фазової швидкості звужує головну пелюстку і викликає збільшення відносної інтенсивності бічних пелюсток. Тому існує оптимальне значення сповільнення фазової швидкості, за якої КСД антени досягає максимуму. Отже, за допомогою опорів зв'язку усуваються відбиття хвиль струму в перерізах лінії, де приєднуються вібратори, і досягається оптимальна фазова швидкість поширення хвиль струму в лінії.

Для дослідження напрямлених властивостей АБХ розглянемо її роботу в режимі випромінювання, для чого замість приймача підключимо передавач. АБХ — це система n випромінювачів, які живляться за допомогою збиральної лінії. Тому струм 2-го вібратора порівняно зі струмом 1-го запізнюватиметься за фазою,

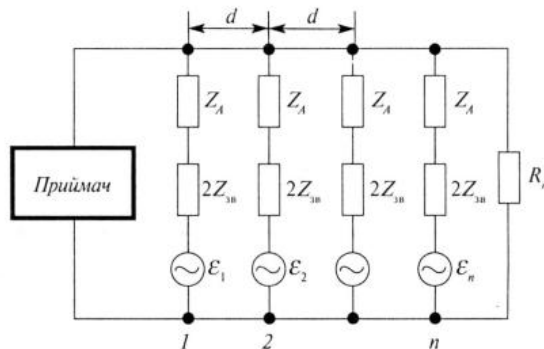


Рис.16.13

оскільки шлях струму від передавача до 2-го вібратора довший від шляху до 1-го на відстань між цими вібраторами d . Фазовий зсув між струмами цих вібраторів, а отже, між струмами будь-яких суміжних вібраторів, визначається як $\psi = \beta d$, де β — коефіцієнт фази хвилі в збиральній лінії.

Враховуючи, що фазова швидкість у лінії v_ϕ відрізняється від швидкості поширення хвилі в просторі c , коефіцієнт фази хвилі β запишемо у вигляді

$$\beta = k \frac{c}{v_\phi} = k\xi.$$

Використовуючи значення коефіцієнта фази хвилі, визначаємо фазовий зсув струмів суміжних вібраторів

$$\psi = k\xi d.$$

Отже, АБХ являє собою лінійну антенну решітку випромінювачів, що живляться зі зсувом за фазою. Тому характеристика спрямованості в горизонтальній площині, в якій знаходяться осі вібраторів і вісь збиральної лінії, матиме вигляд

$$f(\Delta) = \frac{\cos(kl \sin \varphi) - \cos kl}{\cos \varphi} \frac{\sin \left[\frac{nk d}{2} (\xi - \cos \varphi) \right]}{\sin \left[\frac{k d}{2} (\xi - \cos \varphi) \right]},$$

де кут φ відраховується від осі антени (осі збиральної лінії).

У вертикальній площині, проведеній через вісь антени перпендикулярно до осей вібраторів, вважаючи, що провідність земної поверхні досить велика, отримаємо

$$f(\varphi) = \frac{\sin \left[\frac{nk d}{2} (\xi - \cos \Delta) \right]}{\sin \left[\frac{k d}{2} (\xi - \cos \Delta) \right]} \sin(kh \sin \Delta),$$

де h — висота підвісу антени.

ДС АБХ, побудовані тільки за множителем системи з різними коефіцієнтами сповільнення ξ , подано при розгляді системи ненаправлених випромінювачів, що живляться зі зсувом за фазою (підрозділ 5.5).

Як елементи зв'язку вібраторів з лінією можна використовувати конденсатори невеликої ємності ($Z_{\text{зв}} = \frac{1}{\omega C}$). Але антена з ємнісними елементами зв'язку поступається за якістю антени з активними опорами зв'язку. Це пов'язано з такими обставинами:

1) КСД антени зменшується зі збільшенням довжини хвилі, тому що для антен осьового випромінювання КСД пропорційне відношенню nd/λ . Щоб домогтися максимально можливого КСД у довгохвильовій частині діапазону, необхідно у збиральній лінії встановити фазову швидкість поширення, близьку до оптимальної. Така фазова швидкість забезпечується ємнісними складовими вхідного опору симетричних вібраторів. Але підключення вібраторів через конденсатори зв'язку призводить до того, що розподілена ємність в лінії зменшується, а фазова

швидкість поширення хвилі у довгохвильовій частині діапазону буде вища від оптимальної швидкості, що зменшить КСД;

2) ККД антени з конденсаторами зв'язку, а отже, і коефіцієнт підсилення, різко змінюється в діапазоні робочих частот, що обумовлене зміною ступеня зв'язку вібраторів зі збиральною лінією. Ступінь зв'язку вібраторів з лінією визначається значеннями опору елемента зв'язку і вхідного опору вібратора. Обидва ці параметри змінюються з частотою.

З активними опорами зв'язку ККД змінюється менше, тому що параметри елементів зв'язку не залежать від частоти;

3) перші дві переваги АБХ з активними опорами дають змогу істотно розширити робочий діапазон. Робочу ділянку декаметрового діапазону перекриває одна АБХ з активними опорами зв'язку. Таку саму ділянку довжин хвиль можна перекрити тільки двома антенами з конденсаторами зв'язку.

В антені з активними опорами зв'язку довжину вібраторів вибирають максимально можливу, але так, щоб отримати максимальний КСД у довгохвильовій частині діапазону. При цьому спрямовані властивості вібратора мають бути задовільними і в короткохвильовій частині діапазону. Так, у діапазоні від 12 — 13 м до 50 — 60 м довжину плеча вібратора беруть такою, що дорівнює $l = 8$ м. Відстань між вібраторами вибирають набагато меншу від найкоротшої робочої довжини хвилі — близько 3 — 4,5 м. Хвильовий опір збиральної лінії має бути низьким, тому що при цьому підвищується коефіцієнт підсилення антени. Використовуючи чотирьохпровідний фідер, можна отримати $W = 160$ Ом. При цьому опір зв'язку має дорівнювати 200 Ом. Висоту підвісу антени вибирають з множника впливу землі, який входить до ХС у вертикальній площині $f(\Delta)$.

Якщо кут нахилу променів, що приходять від передавальної станції до АБХ, дорівнює $7^\circ - 15^\circ$, то розрахована з множника впливу землі висота підвісу антени має бути в межах від λ до 2λ . Враховуючи збільшення вартості антени із зростанням висоти підвісу, приймають $h = 25 - 35$ м. Кількість вібраторів беруть близько 20.

ККД антени низький, що визначає її використання тільки у режимі приймання. Позитивними властивостями антени є однонаправленість, відсутність бічних пелюсток значної інтенсивності, мала ширина ДС.

16.6. Хвилеводно-щілинна антена

Хвилеводно-щілинні антени знаходять широке застосування в радіотехніці. Випромінюючими елементами таких решіток є щілини, які прорізують у стінках прямокутних хвилеводів. У зв'язку з деякими особливостями таких антенних решіток розглянемо детальніше характеристики випромінюючих елементів.

Інтенсивність випромінювання щілини визначається величиною струмів, що перетинаються щілиною, і довжиною її проекції на напрям, перпендикулярний до вектора густини струму. Отже, щілину потрібно так вирізати у хвилеводі, щоб вона перетинала струми провідності, які протікають внутрішньою поверхнею стінок хвилеводу. У зв'язку з цим розташування щілини на стінці хвилеводу знаходиться в прямій залежності від системи поверхневих струмів. На рис. 16.14 наведено розподіл поверхневих струмів у прямокутному хвилеводі при збудженні в ньому

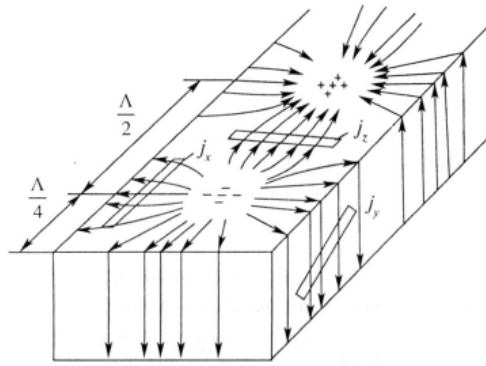


Рис.16.14

хвилі типу H_{10} . Як видно з рисунку, в широкій стінці хвильоводу інтенсивно випромінюватимуть щілини, які вирізані перпендикулярно до осі (поперечні), і зміщені відносно осі поздовжні щілини.

Розподіл поля випромінювання щілини, прорізаної в стінці хвильоводу, відрізняється від розподілу поля ідеальної щілинної антени. Відхилення розподілу обумовлені обмеженими розмірами стінки хвильоводу і наявністю решти трьох стінок. Практично можна вважати, що в площині H розподіл поля випромінювання майже такий, як і розподіл поля ідеальної антени. У площині E розподіл поля, особливо для поздовжніх щілин, істотно відрізняється від розподілу поля ідеального щілинного випромінювача. ДС півхвильової поздовжньої щілини в площині E наближається до діаграми, наведеної на рис.10.28, д.

Параметри щілини, прорізаної в стінці хвильоводу, відрізняються від параметрів ідеальної щілинної антени. Насамперед, у таких щілин переважна частина потужності випромінювання розсіюється в одному півпросторі, через що провідність випромінювання щілини має бути в два рази менша, ніж провідність випромінювання ідеальної щілинної антени.

Щілина, прорізана в стінці хвильоводу, одночасно працює в режимі приймання і випромінювання, оскільки відносно одного простору (наприклад, внутрішнього простору хвильоводу для передавальної щілинної антени) щілина є приймальною антеною, а відносно іншого (зовнішнього) щілина є передавальною антеною. У зв'язку з цим розрахунок вхідної провідності щілини ускладнюється. Провідність випромінювання щілини, яка є немов би зовнішнім параметром і визначає потужність випромінювання, можна розраховувати за формулою (10.20, б).

Вхідна провідність (вхідний опір) щілини визначає режим роботи хвильоводу. Щоб знайти значення вхідної провідності, необхідно дослідити поле у хвильоводі. Розглядаючи хвильовід, у стінці якого прорізано щілину і який навантажений на хвильовий опір, можемо визначити амплітуди падаючої та відбитої хвиль у поперечному перерізі хвильоводу з щілиною. За коефіцієнтом відбиття розраховується вхідний опір щілини.

Спосіб включення отриманого вхідного опору в еквівалентну двопровідну лінію можна визначити за струмами, що збуджують щілину. Так, поздовжня щілина в широкій стінці хвильоводу перерізає поперечні струми, що відповідає паралельному включенню опору в еквівалентну лінію (рис.16.15, а). Поперечна щілина збуджується поздовжніми струмами, тому її вхідний опір в еквівалентній лінії включається послідовно у розрив (рис.16.15, б). Загалом, для щілини, прорізаної з нахилом до осі хвильоводу, еквівалентна схема має вигляд чотириполіусника (рис.16.15, в), тому щілина збуджується як поздовжніми, так і поперечними струмами.

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

$$g_{ax} = 2,09 \frac{a}{b} \frac{\Lambda}{\lambda} \cos^2 \left(\frac{\pi \Lambda}{2 \lambda} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x}{a} \right), \quad (16.10)$$

де a і b — ширина стінок хвильоводу;

Λ — довжина хвилі у хвильоводі;

x — зміщення щілини відносно середньої лінії на широкій стінці хвильоводу.

З наведеної формули видно, що щілина, прорізана по осі хвильоводу ($x=0$), має вхідну провідність, що дорівнює нулю, тобто така щілина не збуджує поле у хвильоводі і не випромінює.

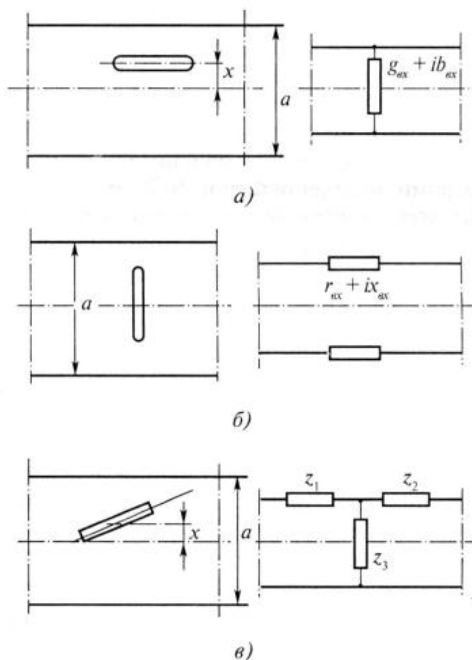


Рис.16.15

Нормоване значення опору поперечної щілини дорівнює

$$r_{\text{ex}} = 0,523 \left(\frac{\Lambda}{\lambda} \right)^2 \frac{\lambda^2}{ab} \cos^2 \left(\frac{\pi \lambda}{4 a} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi x}{a} \right). \quad (16.11)$$

Поперечна щілина при $x = 0$ має максимальне значення вхідного опору. Це обумовлене тим, що симетрично прорізана щілина перетинатиме максимальний поздовжній струм.

Нерезонансні щілини матимуть крім активної ще й реактивну складову вхідного опору (провідності).

Оскільки окрема щілина є слабонапрявленою антеною, то для формування ДС з малою шириною головної пелюстки використовують систему щілин, прорізаних у 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 поодинокій щілини $f_1(\theta)$ і множника системи $f_c(\theta)$, тобто

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

Хвилевід може працювати у режимі стоячої хвилі, для чого його замикають спеціальним поршнем. У цьому випадку щілини прорізують 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 у широкій стінці хвилеводу (рис.16.16, *а*). Для забезпечення синфазності відстань між щілинами повинна дорівнювати довжині хвилі у хвилеводі Λ . Це прямофазне живлення щілин.

На рис.16.16, *б* зображено антену з поздовжніми щілинами. Завдяки поперечному зміщенню щілин збудження буде синфазним при відстані між щілинами, що дорівнює $\Lambda/2$. 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, що дорівнює 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, ніж поперечних. Значна відстань між поперечними щілинами рівноамплітудної лінійної решітки обумовлює появу головних пелюсток високих порядків, що є недоліком антени.

Поздовжні щілини можна розмістити на середній лінії широкої стінки. Збудження таких щілин досягається за допомогою вставлених у хвилеводі штирів. На рис.16.17, *а* зображено подібну антену із штирями, розміщеними попеременно. Без реактивного штиря поперечні струми розподілені симетрично відносно поздовжньої осі хвилеводу (рис.16.17, *б*). Штир являє собою вібратор, орієнтований паралельно вектору E , тому в ньому наводиться струм. Струм штиря викривляє розподіл поверхневих струмів у хвилеводі і протікатиме поперек осі широкої стінки хвилеводу (рис.16.17, *в*). Очевидно, що цей струм збуджуватиме поздовжню щілину. Розміщуючи штирі на відстанях, що дорівнюють $\Lambda/2$, отримуємо зміну фази струму штирів на 180° . Тому при попеременному відносно середньої лінії розташуванні штирів і відстані між щілинами, що дорівнює $\Lambda/2$, отримаємо синфазне збудження елементів антенної решітки.

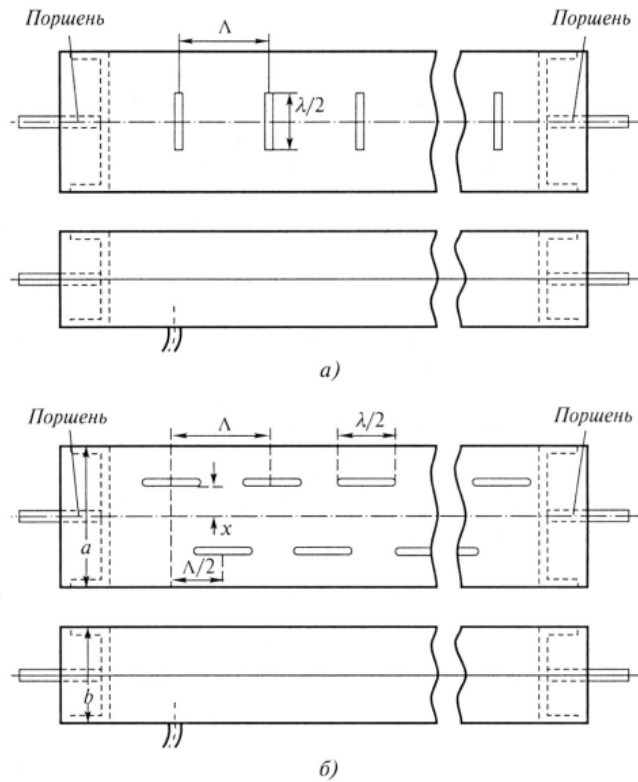


Рис.16.16

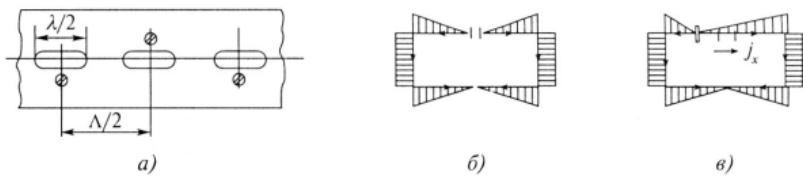


Рис.16.17

На вузьких стінках хвильоводу протікають поперечні струми і тому для інтенсивного збудження щілину слід розміщувати поздовжньо (рис.16.14). Але при цьому необхідно брати відстань між щілинами для забезпечення синфазного збудження таку, що дорівнює Λ (прямофазне збудження), що може призвести до появи головних пелюсток ДС вищих порядків.

Щоб зменшити відстань між щілинами до $\Lambda/2$, їх прорізають з поперемінним нахилом до середньої лінії вузької стінки хвильоводу (рис.16.18). Нахилені щілини

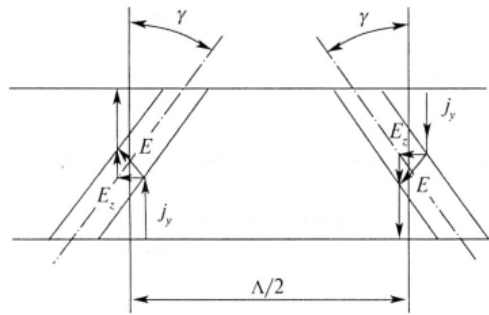


Рис.16.18

у вузькій стінці перерізають поперечні струми, тому між окрайками щілини з'являються струми зміщення. Розкладаючи вектор E в площині щілини на горизонтальну і вертикальну складові, можна пересвідчитися, що горизонтальні складові E будуть напрямлені в один бік. Таким чином, відносно горизонтальної складової поля щілини збуджені синфазно, вертикальної — протифазно, що викликати збільшення інтенсивності бічних пелюсток. Кут нахилу визначає ступінь збудження щілини. Щоб забезпечити резонансну довжину щілини в бічній стінці хвильоводу, її децю подовжують на широкіх стінках.

Поперечні щілини у вузьких стінках хвильоводу можна збуджувати за допомогою реактивних Γ -подібних штирів [1]. У цьому випадку вигнута частина штиря спрямовується паралельно вектору E у хвильоводі. Фаза поздовжнього струму, який з'являється на вузькій стінці хвильоводу, змінюється на 180° при зміні напрямку зігнутої частини штиря (вгору або вниз). Такий спосіб збудження щілин дає змогу отримати синфазну резонансну антену з поперечними щілинами, прорізнаними у вузькій стінці хвильоводу на відстанях $d = \Lambda/2$.

У нерезонансних ХЩА щілини збуджуються біжучою хвилею. За винятком особливих випадків відстань між щілинами вибирають іншу, ніж $\Lambda/2$ або Λ , що забезпечує високий коефіцієнт біжучої хвилі у хвильоводі. При відстанях, кратних $\Lambda/2$, відбиті хвилі, поширюючись до входу антени, складатимуться у фазі, що збільшить результуючу відбиту хвилю у стільки разів, скільки щілин прорізано у хвильоводі. Якщо ж відстань між щілинами не кратна $\Lambda/2$, то відбиті хвилі будуть зсунуті за фазою і результуюча (сумарна) хвиля буде менша, ніж у першому випадку.

Система розміщення щілин у нерезонансних антенах така сама, що і в резонансних. Режим біжучої хвилі створюється за допомогою узгодженого поглинаючого навантаження, яке встановлюють в кінці хвильоводної секції. Щілини в антенах такого типу збуджуються з деяким зсувом за фазою, що призводить до відхилення напрямку максимального випромінювання від перпендикуляра до розкриття антени. Позбавити збудження щілин фазового зсуву можна при розміщенні щілин на відстанях, кратних $\Lambda/2$. Щоб при цьому не погіршувався режим роботи хвильоводу, необхідно узгоджувати вхідний опір кожної щілини з хвильовим опором хвильоводу. Узгодження досягають відповідним розміщенням

щілин на стінці хвелеводу, чим визначається вхідний імпеданс (16.10 і 16.11), та використанням підстроечних елементів для компенсації реактивної складової вхідного опору щілини. На рис. 16.19 зображено антену з узгодженими нахиленими і зміщеними щілинами. Значення нормованої активної складової вхідної провідності підбирається таким, що дорівнює одиниці, шляхом відповідного зміщення щілин та їх нахилу. Реактивна складова компенсується за допомогою реактивного штиря.

У ХЩА, що збуджуються біжучою хвилею, смуга пропускання ширша, ніж в резонансних антенах. Так, наприклад, для антени з узгодженими щілинами смуга пропускання становить 5 — 10%.

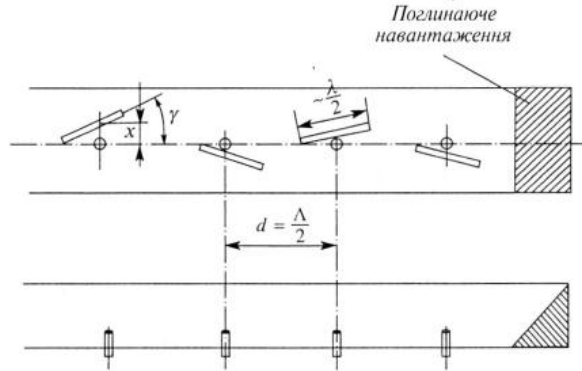


Рис. 16.19

Характеристику спрямованості ХЩА визначають за формулою (5.6). Враховуючи, що множник $F_1(\theta)$ або $f_1(\theta)$ при зміні кута θ мало змінюється і ХС, в основному, визначається множителем системи $f_c(\theta)$, для площини E приймаємо

$$F_1(\theta) = 1$$

і для площини H

$$f_1(\theta) = \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{\cos \theta},$$

де кут θ відраховується від перпендикуляра до площини щілини. Вважаючи, що всі щілини антени збуджуються з однаковою інтенсивністю, для еквідистантної системи згідно з (5.15) запишемо:

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

де n — число щілин;

d — відстань між щілинами;

ψ — фазовий зсув коливань, що збуджують суміжні щілини.

Для резонансної щілини довжиною $\lambda/2$ ХС набуває 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 за довжиною хвилі у хвилеводі Λ і відстанню між щілинами. Для системи з ідентичним розміщенням щілин (прямофазним збудженням), яке не призводить до появи додаткових фазових зсувів,

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

а кут θ_m дорівнює

$$\theta_m = \arcsin \left(\frac{\lambda}{\Lambda} - \frac{\lambda}{d} \right). \quad (16.12)$$

Якщо щілини розміщуються поперемінно по обидва боки середньої лінії, то коливання, що збуджують щілини, набувають додаткового фазового зсуву (змінно-фазного збудження). Тому

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

Відхилення максимального випромінювання від нормалі становить кут

$$\theta_m = \arcsin \left(\frac{\lambda}{\Lambda} - \frac{\lambda}{2d} \right). \quad (16.13)$$

Як впливає з формул (16.12) і (16.13), напрям максимального випромінювання залежить також від частоти коливань і від довжини хвилі у хвилеводі.

Коефіцієнт спрямованої дії ХЩА наближено можна оцінити формулою

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

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