

АНТЕНИ ПОВЕРХНЕВИХ ХВИЛЬ

Анени поверхневих хвиль складаються із збуджувача і спрямовуючої системи. Збуджувач випромінює електромагнітні хвилі біля спрямовуючої системи і являє собою слабонапрявлену антену. В антенах поверхневих хвиль як збуджувачі використовуються рупори, несиметричні вібратори, щілинні випромінювачі тощо.

Спрямовуюча система або ж спрямовувач виконується з матеріалу, в якому фазова швидкість поширення електромагнітних хвиль v_{ϕ}' менша від швидкості світла. В повітрі над поверхнею спрямовувача виникає поверхнева хвиля, яка має фазову швидкість v_{ϕ} , більшу, ніж v_{ϕ}' , але меншу за швидкість світла c . У зв'язку з цим поверхневу хвилю називають повільною, а спрямовувач — сповільнювальною системою.

У поверхневій хвилі енергія концентрується біля поверхні сповільнювальної системи і переноситься вздовж неї. Завдяки цьому в діаграмі спрямованості головна пелюстка орієнтується вздовж сповільнювальної системи, вісь якої і є віссю антени.

Анени поверхневих хвиль знаходять застосування в радіолокації, радіонавігації як опромінювачі дзеркальних антен. Іноді використовуються вони і на літальних апаратах, що обумовлено особливостями конструкції, які дають змогу отримати неvistупаючі антени з низьким аеродинамічним опором. Перевагами антен поверхневих хвиль є діапазонність та можливість отримання вузьких ДС за невеликих габаритів.

Основним недоліком антени є багатопелюстковість ДС і відносно великий рівень бічних пелюсток.

14.1. Поверхневі хвилі

Поверхневі хвилі спостерігаються на границі двох середовищ, які характеризуються різними значеннями електричних параметрів: діелектричною проникністю ϵ , магнітною проникністю μ і питомою провідністю σ . Одним з двох середовищ в антенних пристроях, що використовують поверхневі хвилі, є повітря. При поширенні хвилі в оптично більш щільному середовищі і повному її відбитті від площини поділу в оптично менш щільному середовищі (повітрі) виникає поверхнева хвиля, яка поширюється вздовж границі поділу. Амплітуда напруженості поверхневої хвилі змінюється за експоненціальним законом вздовж нормалі до поверхні поділу (рис.14.1). Вектор електричної складової поля має дотичну складову до поверхні поділу E_{τ} . З рівняння Максвела для компонент поверхневої хвилі у разі плоскої поверхні поділу отримано такі вирази [19, 20]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_y &= \dot{H}_0 e^{-\alpha x} e^{-i\beta_z z}, \\ \dot{E}_x &= \frac{\beta_z}{\omega \epsilon_0} \dot{H}_0 e^{-\alpha x} e^{-i\beta_z z}, \\ \dot{E}_z &= -\frac{\alpha}{i\omega \epsilon_0} \dot{H}_0 e^{-\alpha x} e^{-i\beta_z z}, \end{aligned} \right\} \quad (14.1)$$

де ϵ_0 — діелектрична проникність середовища, в якому поширюється поверхнева хвиля;
 H_0 — стала величина, яка характеризує амплітуду коливань;

α — коефіцієнт загасання в поперечному напрямі (вздовж осі x);

β_z — коефіцієнт фази хвилі в поздовжньому напрямі (вздовж осі z).

Оскільки складові E_x і H_y знаходяться у фазі, то середнє значення вектора Пойнтинга, спрямованого вздовж осі z , визначається добутком амплітуд складових векторів напруженості і свідчить про подовжнє перенесення енергії поверхневою хвилею. Складові E_x і H_y зсунуті за фазою на $\pi/2$, тому середнє значення вектора Пойнтинга, спрямованого вздовж осі x , дорівнює нулю. Отже, в напрямі осі x немає перенесення енергії поверхневою хвилею.

Коефіцієнти α і β_z визначаються електричними параметрами середовища. Сповільнювальна система характеризується поверхневим імпедансом

$$\dot{Z}_s = \frac{\dot{E}_z}{\dot{H}_y}.$$

Використовуючи значення складових напруженості поля (14.1), знаходимо, що

$$\dot{Z}_s = i \frac{\alpha}{\omega \epsilon_0}.$$

Як видно з отриманого виразу, поверхневий імпеданс сповільнювальної системи має індуктивний характер.

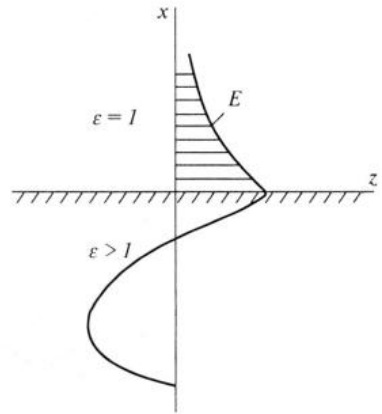


Рис.14.1

14.2. Плоскі антени

На рис.14.2 зображено антену, збуджувачем якої є рупор, а спрямовувачем — металева пластина 2, на яку нанесено шар діелектрика 1. Нехай вектор E в розкритті рупора орієнтується паралельно осі x . Поле випромінювання антени знаходимо апертурним методом, розглядаючи поверхню спрямовувача як розкритт. Виділимо в розкритті спрямовувача елементарну смужку dz . Оскільки поле випромінювання смужки матиме такий самий розподіл у просторі, як і поле щільного випромінювача, то в площині $E(xoz)$ смужка має ненаправлені властивості і характеристика спрямованості антени $f(\theta)$ згідно з теоремою

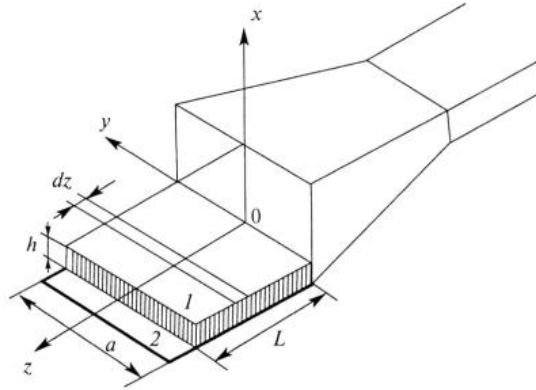


Рис.14.2

перемноження ХС (5.6) буде добутком ХС смужки $f_1(\theta)$ і множника системи $f_c(\theta)$.

Враховуючи, що в площині xoz $f_1(\theta) = 1$, ХС антени в цій площині визначаємо множником системи. Вздовж осі z фаза змінюється за законом біжучої хвилі (14.1). Фазова швидкість поширення хвилі у поздовжньому напрямі v_ϕ менша за швидкість світла, тому, використовуючи коефіцієнт сповільнення ξ , беремо формулу (5.26) для множника системи, яку було отримано при аналізі системи осьового випромінювання

$$f_c(\theta^E) = \frac{\sin\left(\frac{kL}{2}(\xi - \cos\theta^E)\right)}{\frac{kL}{2}(\xi - \cos\theta^E)}, \quad (14.2)$$

де L — довжина спрямовувача;

θ^E — кут, що відраховується від осі z , в площині xoz .

У площині $H(yoz)$ характеристику спрямованості також визначаємо за виразом (5.6). Але при цьому необхідно мати на увазі, що розподіл напруженості поля вздовж елементарної смужки відповідає розподілу напруженості в рупорі вздовж осі y . Тому ХС смужки $f_1(\theta^H)$ визначатиметься аналогічно ХС прямокутного розкриття з косинусоїдним розподілом амплітуди напруженості (підрозділ 6.4). Множник системи буде такий самий, що і для площини E (14.2), отже, ХС антени в площині H має вигляд

$$f(\theta^H) = \frac{\cos\left(\frac{ka}{2}\sin\theta^H\right) \sin\left(\frac{kL}{2}(\xi - \cos\theta^H)\right)}{1 - \left(\frac{ka}{\pi}\sin\theta^H\right)^2 \frac{kL}{2}(\xi - \cos\theta^H)}, \quad (14.3)$$

де a — ширина спрямовувача;

θ^H — кут, що відраховується від осі z , в площині yoz .

При невеликій ширині спрямовувача ($L \gg a$) ДС практично визначається множителем системи — другим множителем у виразі (14.3). Типову ДС антени поверхневих хвиль у площині E наведено на рис. 14.3. У реальній антені у зв'язку з обмеженими розмірами металевої пластини електромагнітне поле дифрагує з верхнього в нижній півпростір. На нижній поверхні металевої пластини з'являється струм, що обумовлює відхилення напрямку максимального випромінювання від осі z . Значення цього відхилення враховується при використанні такої ХС елементарної смужки [10]

$$f_1(\theta^E) = \sqrt{\xi^2 - \cos^2 \theta^E}.$$

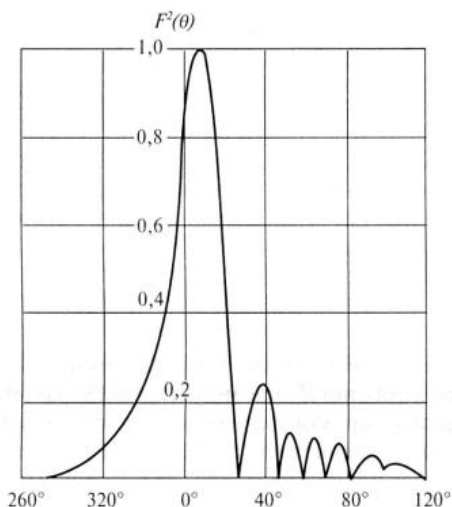


Рис.14.3

Коефіцієнт спрямованої дії антени поверхневих хвиль визначають так. За відомим значенням коефіцієнта сповільнення ξ , довжини спрямовувача L та довжини хвилі λ розраховуємо різницю набігу фаз хвиль

$$v_0 = kL(\xi - 1).$$

З графіка, що наводиться на рис. 5.11, знаходимо для обчисленого набігу фаз u_0 значення відносного КСД $A=D/D_0$. Враховуючи можливість використання наближених формул, визначаємо КСД антени поверхневих хвиль як

$$D = 4A \frac{L}{\lambda}. \quad (14.4)$$

Спрямовувач можна виготовити також і з ребристих металевих поверхонь (рис. 14.4). При поширенні хвилі вздовж осі z шлях струму подовжується за рахунок виступів, що зменшує фазову швидкість. Щоб поверхневі струми були

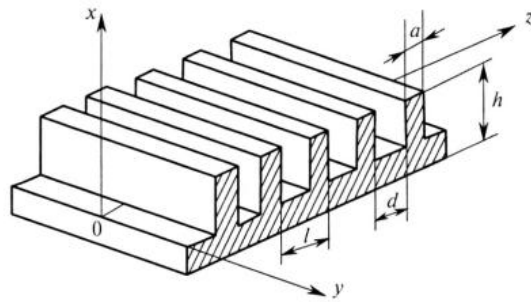


Рис.14.4

спрямовані вздовж осі z , вектор H повинен бути паралельний виступам, тобто біля ребристого спрямовувача збуджується поверхнева хвиля типу E , внаслідок чого спрямовувач можна розглядати як своєрідну лінію. У цій сповільнювальній системі два сусідні металеві виступи створюють відрізок короткозамкненої лінії довжиною h . Тому ребристу поверхню можна подати у вигляді довгої лінії, в якій через проміжки a , що дорівнюють товщині виступів, включено входні опори короткозамкнених ліній

$$Z_{\text{вх}} = iW \operatorname{tg}(kh),$$

де W — хвильовий опір еквівалентної короткозамкненої лінії.

Якщо $h < \lambda/4$, то вхідний опір $Z_{\text{вх}}$ має індуктивний характер і фазова швидкість поширення хвилі вздовж спрямовувача буде меншою за швидкість світла. Крім того, для існування поверхневої хвилі необхідно ребристу структуру виконувати так, щоб задовольнялась нерівність $l < \lambda/2$, де l — період ребристої структури.

Коефіцієнт сповільнення ребристої структури розраховується з формули [11]

$$\xi = \sqrt{1 + \left(\frac{d}{l} \operatorname{tg} kh \right)^2},$$

де d — ширина канавок ($l = a + d$).

Характеристика спрямованості антени з ребристим спрямовувачем розраховується так само, як і у випадку спрямовувача з металевію пластини, покритої шаром діелектрика.

14.3. Стержньові антени

Конструкцію стержньової діелектричної антени зображено на рис. 14.5. Антена складається з діелектричного стержня 1, відрізка круглого хвилеводу 2, коаксіального кабелю 3. Хвилевід збуджується за допомогою штиря, до якого приєднується центральний провідник коаксіального кабелю.

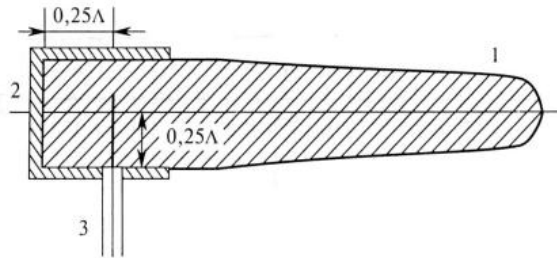


Рис. 14.5

Стержні виконують з діелектрика з малим значенням тангенса кута втрат (полістирол, тефлон, стеатит), а також з феритів. У відрізку круглого хвилеводу збуджується хвиля типу H_{11} . У діелектричному стержні хвиля H_{11} перетворюється на хвилю HE_{11} . Структуру поля хвилі HE_{11} у круглому нескінченно довгому хвилеводі наведено на рис. 14.6.

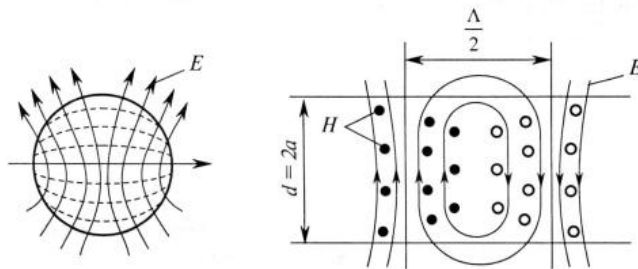


Рис. 14.6

Частина енергії хвилі, як видно з рисунка, переноситься всередині стержня, а частина — в просторі навколо стержня. Фазова швидкість поширення хвилі вздовж стержня визначається діелектричною проникністю матеріалу стержня та його діаметром (рис. 14.7).

При зменшенні діаметра фазова швидкість наближається до швидкості світла, збільшується та частина енергії, яка переноситься хвилею поза стержнем, і тому стержень позбувається спрямовуючих властивостей. Отже, для збудження поверх-

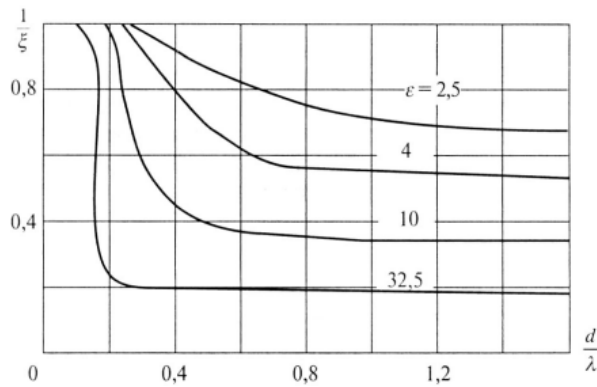


Рис.14.7

невої хвилі діаметр стержня повинен бути досить великий. Але при цьому необхідно виключити можливість появи хвиль вищих типів, які спотворюватимуть ДС. Враховуючи залежність критичної довжини хвилі найближчого типу HE_{12} від діаметра діелектричного хвильоводу, слід максимальний діаметр $2a_{\max}$ стержня обмежити значенням [1]

$$2a_{\max} < \frac{1,22\lambda}{\sqrt{\epsilon - 1}},$$

де ϵ — відносна діелектрична проникність матеріалу стержня.

Щоб запобігти відбиттю від кінця, стержень виготовляють конічним, оскільки зменшення діаметра викликає збільшення фазової швидкості. Практично відбиття можна не враховувати, якщо фазова швидкість поширення хвиль у стержні близька до швидкості поширення хвилі у просторі. З рівності цих швидкостей отримуємо наближене значення мінімального діаметра діелектричного стержня [10]

$$2a_{\min} \approx \frac{0,36\lambda}{\sqrt{\epsilon - 1}}.$$

Діелектричну антену можна розглядати як сукупність випромінювачів, кожний з яких є досить коротким відрізком стержня. Тому ХС антени визначимо виразом (5.6), де $f_1(\theta)$ — ХС елемента стержня, а $f_2(\theta)$ — множник системи з неперервним розподілом елементів. Характеристику спрямованості елемента стержня знаходимо за структурою поля в поперечному перерізі стержня. Отже, ХС елемента збігається з ХС відкритого кінця круглого хвильоводу при рівномірному амплітудно-фазовому розподілі тангенціальних складових векторів напруженості. Оскільки у стержні поширюється біжуча хвиля, то його елементи з віддаленням від штиря збуджуватимуться з лінійно зростаючим запізненням за фазою. Фазовий зсув у збудженні двох суміжних елементів визначається відстанню між серединами цих елементів і фазовою швидкістю поширення хвилі у стержні, або ж коефіцієнтом сповільнення. Отже, діелектричний стержень є системою з неперервним розподілом джерел

випромінювання, що збуджуються зі зсувом за фазою. Множник такої системи описується формулою (5.26).

Враховуючи це, можна записати ХС стержньової антени

$$f(\theta) = \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} (\xi - \cos \theta) \right]}{\frac{kL}{2} (\xi - \cos \theta)},$$

де a — середній радіус стержня;

L — довжина стержня;

θ — просторовий кут, що відраховується від осі стержня.

Коефіцієнт спрямованості дії розраховується за формулою (14.4). Якщо виготовити діелектричний стержень таким чином, щоб фазова швидкість поширення хвилі в ньому відповідала оптимальному коефіцієнту сповільнення або довжина стержня була оптимальною (підрозділ 5.5), то значення КСД знаходимо як

$$D = (7,2 \div 8) \frac{L}{\lambda}.$$

Найуживаніші стержньові антени мають відносну довжину L/λ у межах від 2 до 6. Зважаючи на те, що при таких довжинах КСД антени не дуже високий, діелектричні стержньові антени використовують як елементи антенних решіток, що дає змогу отримати вузькі ДС. Нарівні зі стержнями з діелектрика застосовують ребристі металеві стержні (рис.14.8). Характеристики випромінювання антен поверхневих хвиль з ребристих стержнів аналогічні до характеристик діелектричних стержньових антен. У деяких випадках ребристо-стержньові антени мають вищий коефіцієнт корисної дії, ніж діелектричні стержньові з подібними напрямленими властивостями.

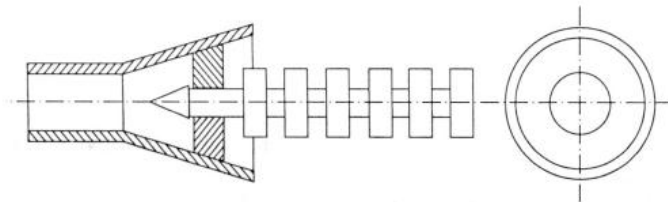


Рис.14.8

14.4. Антени на сповільнювальних структурах з періодичною зміною параметрів

З виразу (14.4) випливає, що збільшення відносної довжини антени рухомої хвилі викликає збільшення спрямованості випромінювання. Але при сталому коефіцієнті сповільнення ξ існує оптимальна довжина антени, за якої КСД максимальний. Отже, збільшення довжини антени при сталому коефіцієнті сповільнення спочатку призводить до збільшення КСД, а потім, після досягнення оптимального значення, зменшує КСД і при подальшому збільшенні довжини може взагалі вздовж осі випромінювання зникнути. Це явище пояснюється так. Поле випромінювання антени біжучої хвилі можна розглядати як суперпозицію полів елементарних випромінювачів, що складають досліджувану антену. Елементарні випромінювачі розміщуються вздовж осі антени і збуджуються зі зсувом фази, який визначається відстанню від затискачів антени до елементарного випромінювача та коефіцієнтом сповільнення. Якщо при деякому коефіцієнті сповільнення зсув фаз досягне такого значення, що кожному окремому випромінювачу можна знайти відповідний інший випромінювач з тієї самої сукупності, який випромінював би протифазну хвилю в напрямі осі антени, то, очевидно, в результаті інтерференції хвиль напруженість поля вздовж осі дорівнюватиме нулю. Таке значення коефіцієнта сповільнення для заданої довжини антени є критичним і визначається з формули для кута θ_{01} нульового випромінювання (формула (5.29)). Приймаючи, що $\theta_{01}=0$, тому що розглядається напрям осі антени, і замінюючи nd на довжину антени L , отримуємо

$$\xi_{кр} = 1 + \frac{\lambda}{L}.$$

А оптимальне значення ξ_{opt} визначається як

$$\xi_{opt} = 1 + \frac{\lambda}{2L}.$$

Порівнюючи ці дві формули, можна зробити висновки, що при деякому значенні довжини антени L різниця між ξ_{opt} і $\xi_{кр}$ стає настільки незначною, що виготовлення антени з потрібною спрямованістю натрапляє на великі труднощі. При невеликій різниці між v_{opt} і $v_{кр}$ та їх наближенні до швидкості світла c неточності виготовлення призводять до значних спотворень ДС.

Створення антен осьового випромінювання з великим КСД (вузькою ДС) ґрунтується на використанні особливостей спрямовуючих структур з періодичною зміною коефіцієнта сповільнення. На рис. 14.9 зображено ребристо-стерженьову антену, в якій періодично змінюється діаметр дисків.

Поверхнева хвиля, поширюючись вздовж такого стержня, періодично змінює фазову швидкість, і тому її можна розглядати як хвилю, модульовану у просторі за фазою. Аналогічно до того, як це роблять для хвиль, модульованих за фазою в часовому вимірі, просторову хвилю можна також розкласти в нескінченний ряд

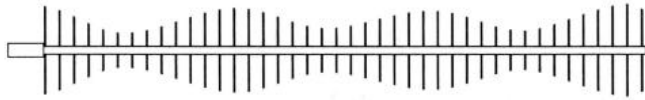


Рис.14.9

і поле випромінювання розглядати як суперпозицію хвиль з постійною фазовою швидкістю[4]:

$$\dot{E} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{A}_n \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} (\xi_n - \cos \theta) \right]}{\frac{kL}{2} (\xi_n - \cos \theta)} e^{-ik\xi_n},$$

де $\dot{A}_n$ — комплексний амплітудний множник n -ї хвилі;

ξ_n — коефіцієнт сповільнення n -ї хвилі.

Значення ξ_n залежить від структури спрямовувача.

У формуванні поля випромінювання головну роль відіграють декілька перших членів, які групуються біля хвилі з певним середнім значенням коефіцієнта сповільнення ξ_0 . Ближнє поле антени визначається хвилями з великим сповільненням і неточності виготовлення антени не впливають на характер їх поширення. Ці хвилі віддають свою енергію швидшим хвилям, які і визначають поле далекої зони. Оскільки середнє значення сповільнення може бути дуже мале, то з'являється можливість створення досить довгих антен для формування вузьких ДС. Одна з таких антен мала довжину $L = 80\lambda$ і забезпечувала ширину ДС з половинної потужності 7° за такого рівня бічних пелюсток, як і в звичайній антені осьового випромінювання.