

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ,  
МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ  
Національний авіаційний університет

Л. Я. Ільницький, Л. В. Сібрук, О. А. Щербина

## ПРИСТРОЇ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ ТА АНТЕНИ

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки,  
молоді та спорту України як навчальний посібник  
для студентів вищих навчальних закладів,  
які навчаються за спеціальностями  
«Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення»  
та «Радіoeлектронні пристрої, системи та комплекси»*

Київ 2013

УДК 621.396.67(075.8)  
ББК 3845 Оя7  
І 481

*Рецензенти:*

**В. О. Хорошко** — д-р техн. наук, проф.  
(Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій);

**Л. С. Беляєвський** — д-р техн. наук, проф.  
(Національний транспортний університет);

**Л. М. Лобкова** — д-р техн. наук, проф.  
(Севастопольський національний технічний університет)

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки,  
молоді та спорту України (лист № 1/11-10312 від 08.11.2011)*

**Ільницький Л. Я.**

І 481 Пристрої надвисоких частот та антени: навч. посіб. / Л. Я. Ільницький, Л. В. Сібрук, О. А. Щербина. — К. : НАУ, 2013. — 188 с.

ISBN 978–966–598–792-5

Викладено методики розрахунку різних типів антен: Г-подібних і Т-подібних, диполя Надененка, рупорної, параболическої, циліндро-параболическої, панельної, логоперіодичної, ромбічної та директорної. Посібник можна використовувати під час виконання курсових проектів і курсових робіт.

Для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за спеціальностями «Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення», «Радіоелектронні пристрої, системи та комплекси».

**УДК 621.396.67(075.8)**  
**ББК 3845 Оя7**

**ISBN 978–966–598–792-5**

© Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В.,  
Щербина О. А., 2013  
© НАУ, 2013

## ВСТУП

Навчальний посібник «Пристрої надвисоких частот та антени» присвячено проектуванню найбільш по-ширених антен, які використовуються в системах



телекомунікації, авіаційних радіоелектронних системах, системах радіомоніторингу тощо. Наведені в посібнику методики створено як на матеріалах, опублікованих в статтях та монографіях, так і на результатах досліджень, виконаних на кафедрі електродинаміки Національного авіаційного університету.

Оскільки метою посібника є забезпечення студентів методиками розрахунку антен, то питання теорії антен у ньому розглянуто стисло. Очевидно, що збільшувати обсяг посібника за рахунок матеріалів, що подаються в підручниках, немає сенсу. Виняток зроблено лише для панельних антен з огляду на те, що в базових підручниках з теорії антен панельні антени не розглядаються.

Методики розрахунку антен дають змогу змінювати рівень складності проектування, що дуже важливо при використанні посібника для виконання як курсового проектування, так і курсових робіт. Для цього можна, наприклад, змінювати кількість членів апроксимаційного ряду, проектуючи параболічні та циліндро-параболічні антени, використовувати проектування панельних антен з мінімальною кількістю вібраторів, застосовуючи замість розрахунку на комп'ютерах взаємні опори, визначені з графіків або таблиць, поданих у монографіях і підручниках [1—14].

Посібник відповідає програмі дисципліни «Пристрої надвисоких частот та антени» навчального плану з підготовки бакалаврів та магістрів.

## 1. АНТЕНИ ГЕКТОМЕТРОВИХ ХВИЛЬ

Гектометровий діапазон хвиль становить 100—1000 м. В авіаційній радіотехніці цей діапазон використовують для радіозв'язку та радіонавігації.

Особливістю найпоширеніших антен гектометрових хвиль є їх малі розміри відносно робочої довжини хвилі. У зв'язку з цим у процесі створення напрямлених антен гектометрових хвиль виникають певні труднощі.

Антені, довжина яких менша від чверті довжини хвилі, називають *короткими*. Такі антені являють собою несиметричні вібратори з навантаженням, розташованим над поверхнею землі. Верти-кальна частина вібратора випромінює електромагнітні хвилі, а горизонтальна — ємнісне навантаження — сприяє вирівнюванню розподілу струму вздовж вертикальної частини. Це дає змогу збільшувати діючу довжину, зменшувати напругу в антені й розширювати смугу робочих частот.

Найбільш поширеними є Г-подібні і Т-подібні антені. За умовами експлуатації найчастіше задають розміри антені: висоту антені  $h$  і довжину горизонтальної частини антені  $b$  (рис. 1.1,  $a$ ,  $b$ ; рис. 1.2), довжину робочої довжини хвилі  $\lambda$ , а також необхідну потужність випромінювання  $P_{\Sigma}$ .

Виходячи з таких даних, можна обчислити основні електричні параметри короткої антені.

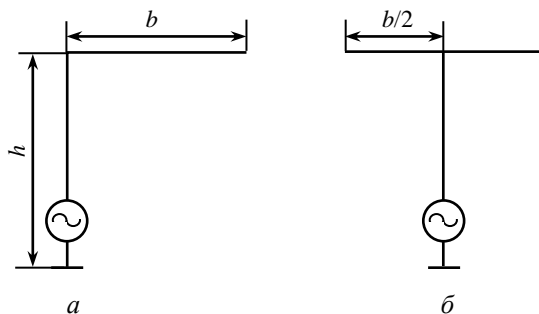


Рис. 1.1. Короткі антені:  
 $a$  — Г-подібна;  $b$  — Т-подібна

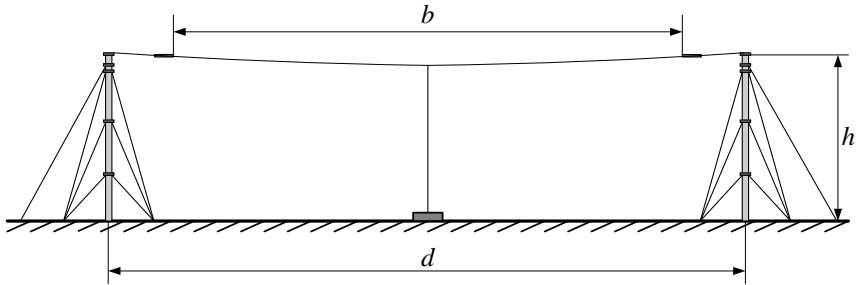


Рис. 1.2. Т-подібна коротка антена

У розрахункові формули, що наведені нижче, входять величини, значення яких переважно визначаються в одиницях SI. У випадках, коли одиниці вимірювання не відповідають міжнародній системі, або з вигляду виразу важко визначити, у яких одиницях необхідно використовувати розмірність величини, формули супроводжуються необхідними вказівками. У результаті виконаних розрахунків знаходять електричні параметри, що характеризують режим і якість роботи антени та її техніко-економічну ефективність.

### Порядок розрахунку антени гектометрових хвиль

1.1. Обчислюємо відстань  $d$  між щоглами:

– для Г-подібної антени

$$d = b + (35 \dots 60) \text{ м};$$

– для Т-подібної антени

$$d = b + (20 \dots 40) \text{ м}.$$

1.2. Визначаємо довжину зниження  $l_A$  з урахуванням провисання горизонтальної частини антени

$$l_A = 0,9h,$$

де  $h$  — висота щогли.

1.3. Середня висота підвісу горизонтальної частини антени

$$h_{\bar{a}} = (0,94 \dots 0,96)h. \quad (1.1)$$

1.4. Обчислюємо погонну статичну ємність вертикальної частини антени  $C_{\bar{a}}$  (см/см).

Оскільки виконати точний розрахунок ємності математично досить складно, то використовують наближені методи, серед яких

найбільш вживаними є метод М. В. Шулейкіна, метод Хоу, метод Б. В. Брауде. Найпростішим є метод М. В. Шулейкіна, розроблений для визначення ємності антен, що складаються з вертикальних і горизонтальних провідників. За формулами Шулейкіна ємність виражається в сантиметрах за умови, що геометричні розміри також подаються у сантиметрах.

Якщо вертикальна частина антени складається з  $n_a$  паралельних дротів довжиною  $l_A$  і радіусом  $r_a$ , то значення погонної ємності визначається з виразу

$$\tilde{N}_a = \frac{n_a}{4,61g \left[ \frac{l_a}{r_a \sqrt{3}} \left( \frac{l_a}{d_a \sqrt{3}} \right)^{n_a-1} \frac{1}{(n_a-1)!} \right]}, \quad (1.2)$$

де  $d_a$  — відстань між провідниками;  $l_a = l_A - l_c$ ;  $l_c$  — відстань від нижнього кінця вертикальної частини до землі.

Для вертикальної частини антени, виконаної з одного дроту, погонну ємність обчислюють як

$$\tilde{N}_a = \frac{1}{4,61g \left[ \frac{l_a}{r_a \sqrt{3}} \right]}. \quad (1.3)$$

Для обчислення погонної ємності горизонтальної частини антени, що складається з  $n_a$  паралельних дротів, використовують таку формулу:

$$\tilde{N}_a = \frac{n_a}{4,61g \left[ \frac{2h_a}{r_a} \left( \frac{2h_a}{d_a} \right)^{n_a-1} \frac{1}{(n_a-1)!} \right]}, \quad (1.4)$$

де  $h_a$  — середня висота підвісу горизонтальних дротів (1.1);  $r_a$  — радіус перерізу горизонтальних дротів;  $d_a$  — відстань між дротами горизонтального полотна антени.

У випадку однодротової горизонтальної частини погонна ємність

$$\tilde{N}_{\hat{a}} = \frac{1}{4,61g \left[ \frac{2h_{\hat{a}}}{r_{\hat{a}}} \right]}. \quad (1.5)$$

1.5. Розраховуємо хвильовий опір горизонтальної частини антени (Ом)

$$W_{\hat{a}} = \frac{30}{C_{\hat{a}}} \quad (1.6)$$

та вертикальної частини

$$W_{\hat{a}} = \frac{30}{C_{\hat{a}}}. \quad (1.7)$$

1.6. Визначаємо еквівалентне вкорочення  $\Gamma$ -подібної антени:

$$b_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} = \frac{1}{k} \operatorname{arccctg} \left( \frac{W_{\hat{a}}}{W_{\hat{a}}} \operatorname{ctg} kb \right),$$

де  $k = 2\pi/\lambda$  — хвильове число.

Еквівалентне вкорочення  $\Gamma$ -подібної антени визначається як

$$b_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} = \frac{1}{k} \operatorname{arccctg} \left( \frac{W_{\hat{a}}}{2W_{\hat{a}}} \operatorname{ctg} \frac{kb}{2} \right).$$

1.7. Повна еквівалентна довжина антени

$$l_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} = l_{\hat{a}} + b_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}.$$

1.8. Розраховуємо діючу висоту антени

$$h_{\pi} = \frac{\cos kb_{\text{екв}} - \cos kl_{\text{екв}}}{k \sin kl_{\text{екв}}}.$$

1.9. Обчислюємо опір випромінювання антени

$$R_{\Sigma} \approx 1600 \left( \frac{h_{\hat{a}}}{\lambda} \right)^2. \quad (1.8)$$

Формула (1.8) забезпечує задовільну точність для коротких антен. Уже для чвертьхвильового вібратора значення опору випромінювання, обчислене за формулою (1.8), буде перевищувати реальне значення опору випромінювання майже на 10 %.

1.10. Визначаємо струм на затискачі антени (нижній кінець вертикальної частини)

$$I_{\lambda} = \sqrt{\frac{P_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}}.$$

1.11. Максимально допустима потужність випромінювання

$$P_{\Sigma \max} = \frac{R_{\Sigma}}{W_{\hat{a}}^2} \frac{U_{\text{і max}}^2}{2(1+m)^2} \left( \frac{\sin kl_{\hat{a}\hat{a}} \sin kb}{\sin kb_{\hat{a}\hat{a}}} \right)^2, \quad (1.9)$$

де  $m$  — коефіцієнт модуляції.

Допустима напруга в пучності  $U_{\text{п max}}$  має бути меншою від критичної напруги

$$U_{\text{п max}} \leq 0,9U_{\text{кр}}.$$

Можна вважати, що значення критичної напруги дорівнює 100 кВ.

Якщо отримана величина  $P_{\Sigma \max}$  менша від заданого значення, необхідно збільшити або діаметр горизонтального провідника, або кількість паралельних дротів горизонтальної частини антени. Після цього, використовуючи формули (1.2) — (1.7), знаходимо нові електричні параметри антени і обчислюємо допустиму потужність випромінювання (1.9).

1.12. Розраховуємо амплітуду напруги у верхній точці зниження антени:

$$U_{\hat{a}} = I_A W_{\hat{a}} (1+m) \sqrt{2} \frac{\cos kb_{\hat{a}\hat{a}}}{\sin kb_{\hat{a}\hat{a}}} \leq 0,9U_{\hat{e}\hat{d}}.$$

Відповідно до результатів розрахунку вносяться зміни в конструкцію зниження.

1.13. Власну довжину хвилі  $\lambda_{\text{вл}}$  знаходимо з рівняння

$$\text{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\hat{a}\hat{e}}} l_{\hat{a}} = \frac{W_{\hat{a}}}{W_{\hat{a}}} \text{ctg} \frac{2\pi}{\lambda_{\hat{a}\hat{e}}} b \quad (1.10)$$

для Г-подібної антени і

$$\text{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\hat{a}\hat{e}}} l_{\hat{a}} = \frac{W_{\hat{a}}}{2W_{\hat{a}}} \text{ctg} \frac{\pi}{\lambda_{\hat{a}\hat{e}}} b \quad (1.11)$$

для Т-подібної антени.

Рівняння (1.10) — (1.11) можна розв'язувати графічно. Для цього в прямокутній системі координат будуємо залежності від довжини хвилі  $\lambda$  за формулами (1.12).



Точка перетину кривих  $y_1$  і  $y_2$  визначає на осі абсцис власну довжину хвилі  $\lambda_{\text{вл}}$ :

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= \text{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l_{\text{а}}; \\ y_2' &= \frac{W_{\text{а}}}{W_{\text{а}}} \text{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} b; \\ y_2'' &= \frac{W_{\text{а}}}{2W_{\text{а}}} \text{ctg} \frac{\pi}{\lambda} b. \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

1.14. Обчислюємо опір втрат:

$$R_{\text{вт}} = A \frac{\lambda}{\lambda_{\text{вл}}},$$

де  $A$  — коефіцієнт, значення якого знаходять експериментально. Його значення беруть у межах 0,5–1 за дуже якісного заземлення, за якісного заземлення  $A = 1 \dots 2$ , задовільного заземлення  $A = 2 \dots 4$  і незадовільного заземлення  $A = 4 \dots 7$ .

1.15. Знаходимо ККД антени

$$\eta_{\text{А}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\text{ао}}}.$$

1.16. Обчислюємо потужність живлення

$$D_{\text{А}} = \frac{D_{\Sigma}}{\eta_{\text{А}}}.$$

1.17. Визначаємо реактивну складову вхідного опору антени

$$\tilde{O}_{\text{А}} = -W_{\text{а}} \text{ctg} kl_{\text{аеа}}.$$

1.18. Активна складова вхідного опору антени

$$R_{\text{А}} = \frac{R_{\text{г}}}{\sin^2 kl_{\text{аеа}}},$$

де  $R_{\text{п}} = R_{\Sigma} + R_{\text{вт}}$ .

1.19. Оскільки навантаження генератора повинно бути активним, то короткі антени мають у своєму складі подовжувальну котушку (рис. 1.3, *a*). Еквівалентну схему такого ввімкнення антени показано на рис. 1.3, *б*.

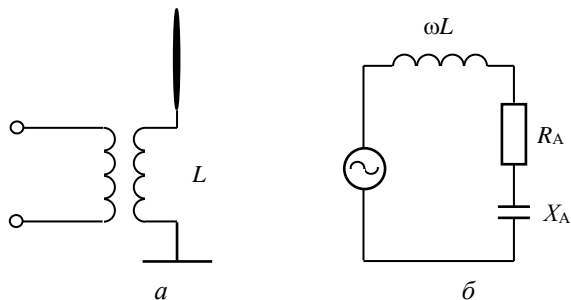


Рис. 1.3. Подовжувальна котушка (*a*); еквівалентна схема ввімкнення антени (*б*)

Очевидно, що навантаження генератора буде активним, якщо виконується умова

$$\omega L = -X_A.$$

З цієї умови визначається індуктивність подовжувальної котушки

$$L = -\frac{X_A}{2\pi f}.$$

Якщо виразити індуктивність у мікрогенрах, а довжину хвилі у метрах, то отримуємо таку розрахункову формулу:

$$L = -\frac{\lambda X_A}{1885}.$$

1.20. Обчислюємо ширину смуги пропускання для антени з подовжувальною котушкою

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{4R_A}{W_a} \frac{\sin^2 kl_{\text{âââ}}}{2kl_{\text{âââ}} + \sin 2kl_{\text{âââ}}}.$$

З отриманого значення ширини смуги пропускання можна зробити висновок про можливість випромінювання радіохвиль, що модульовані сигналами звукових частот.



Розраховуючи антену гектометрових хвиль, необхідно звернути увагу на позасистемну одиницю розподіленої ємності — сантиметр на сантиметр. Одиниця ємності сантиметр утворена на основі відомої формули для обчислення ємності в абсолютній системі одиниць виокремленої кулі

$$C = a ,$$

де  $a$  — радіус кулі.

Оскільки одиницею довжини в абсолютній системі є сантиметр, то ємність також вимірюється в сантиметрах. Співвідношення між абсолютною одиницею і одиницею ємностей у системі SI визначається рівнянням

$$1 \text{ пФ} = 0,9 \text{ см.}$$

Напрявлені властивості короткої антени гектометрових хвиль подібні до напрямлених властивостей заземленого електричного диполя, тобто у вертикальній площині діаграма напрямленості (ДН) визначається як

$$F(\Delta) = \cos \Delta ,$$

де  $\Delta$  — кут місця (обчислюється від лінії горизонту).

У горизонтальній площині випромінювання короткої антени ненапрявлене.



#### Запитання для перевірки знань

---

1. Які функції виконує горизонтальна частина антени?
2. Чому горизонтальна частина антени не випромінює?
3. Що таке діюча довжина антени?
4. Що потрібно змінити в конструкції антени, щоб зменшити хвильовий опір горизонтальної або вертикальної частин?
5. Яка частина короткої антени робить найбільший внесок у опір втрат?

## 2. ДИПОЛЬ НАДЕНЕНКА

---

У діапазоні декаметрових хвиль бажано використовувати діапазонні антени. Це зумовлено тим, що особливості іоносферного поширення декаметрових хвиль на великі відстані потребують залежно від годин доби і пори року для надійного зв'язку переходити з однієї довжини хвиль на іншу.

Одна антена без перенастроювання може працювати в заданому діапазоні довжин хвиль, якщо:

а) напрям максимальної інтенсивності випромінювання не буде змінюватись у робочому діапазоні хвиль;

б) вхідний опір буде залишатися узгодженим з хвильовим опором фідера в робочому діапазоні хвиль (коефіцієнт біжучої хвилі у фідері не буде зменшуватися нижче за допустимий рівень).

Із простих антен симетричний вібратор у широкому діапазоні хвиль зберігає незмінним напрям максимального випромінювання. У разі зміни довжин хвилі в межах

$$0 < \frac{l}{\lambda} < 0,7$$

напрям максимального випромінювання залишається перпендикулярним до осі вібратора. Але вхідний опір змінюється досить сильно. Він змінюється тим більше, чим менший діаметр поперечного перерізу вібратора. Тому С. І. Надененко запропонував використовувати вібратор з великим поперечним перерізом. Щоб зменшити масу вібратора і вітрове навантаження на щогли, конструктивно плечі вібратора виконують з дротів, які розміщують уздовж твірної циліндра. Завдяки цьому зменшується хвильовий опір вібратора і досягається задовільне узгодження хвильового опору фідера з вхідним опором антени.

Простота конструкції, діапазонність (1:2,5), задовільне узгодження антени з фідером в робочій смузі частот забезпечили широке застосування диполя Надененка (рис. 2.1) як слабонапрявленої антени. Вихідними даними для розрахунку диполя Надененка є відстань між передавальною і приймальною антенами  $r$ , висота  $h_F$  іоносферного шару  $F$ , від якого

відбиваються електромагнітні хвилі, робочий діапазон довжин хвиль  $\lambda_{\min} \dots \lambda_{\max}$ .

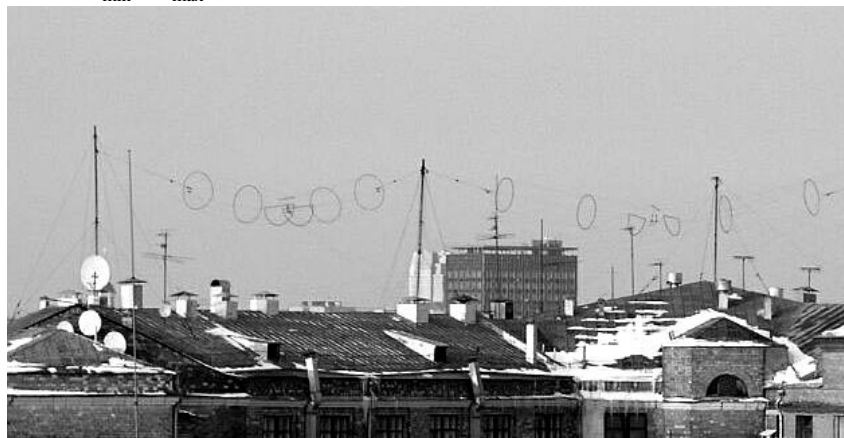


Рис. 2.1. Диполі Наденка

### Порядок розрахунку диполя Наденка

1. Для визначення висоти підвісу антени необхідно обчислити напрям максимального випромінювання у вертикальній площині. На радіотрасах, протяжність яких менша за 1200 км, найбільш доцільно використовувати траєкторію поширення хвилі з одним відбиттям від іоносфери. Модель такого поширення хвилі зображено на рис. 2.2.

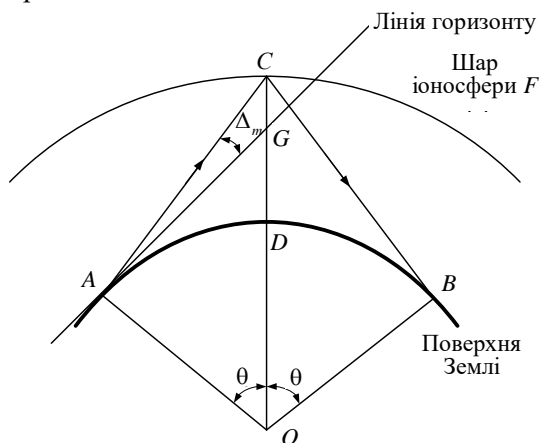


Рис. 2.2. Модель іоносферного поширення радіохвилі

У точці  $A$  міститься передавальна антена, у точці  $B$  — приймальна антена. Промінь  $AC$  у точці  $C$  відбивається від іоносферного шару  $F$  і потрапляє в точку  $B$ . Промінь  $AC$  напрямлений під кутом  $\Delta_m$  до лінії горизонту, що забезпечує однократне відбиття електромагнітних хвиль у разі поширення їх до кореспондента в точці  $B$ . Отже, максимум випромінювання диполя необхідно спрямовувати під кутом  $\Delta_m$  від лінії горизонту.

Щоб визначити кут  $\Delta_m$  із центра Землі  $O$  проводимо радіуси  $OA$  і  $OC$ . Точка  $D$  є точкою перетину радіуса  $OC$  з поверхнею Землі. Очевидно, що  $CD$  є висотою іоносферного шару  $h_F$ . Із трикутника  $AOC$  визначаємо

$$\theta = \frac{AD}{AO} = \frac{r}{2R_0},$$

де  $R_0 = 6,37 \cdot 10^6$  м — радіус Землі.

Відстань від передавальної антени  $A$  від точки відбиття  $C$

$$AC = \sqrt{AO^2 + CO^2 - 2(AO)(CO)\cos\theta}$$

або

$$AC = \sqrt{R_0^2 + (R_0 + h_F)^2 - 2R_0(R_0 + h_F)\cos\theta}.$$

Оскільки  $\angle CAO = \frac{\pi}{2} + \Delta_m$ , то згідно з теоремою синусів

$$\cos\Delta_m = \frac{CO \sin\theta}{AC}. \quad (2.1)$$

Підставляючи значення у вираз (2.1)  $CO$  і  $AC$ , отримуємо формулу для обчислення кута  $\Delta_m$ :

$$\Delta_m = \arccos \frac{(R_0 + h_F)\sin\theta}{\sqrt{R_0^2 + (R_0 + h_F)^2 - 2R_0(R_0 + h_F)\cos\theta}}. \quad (2.2)$$

Як впливає із формули (2.2), кут максимального випромінювання залежить від відстані між передавальною і приймальною антенами та висоти шару, від якого відбивається

промінь. Зрозуміло, що значення висоти  $h_F$  береться для певного періоду часу і середніх умов, характерних для заданої радіотраси.

2. Для середньої довжини хвилі заданого діапазону знаходимо висоту підвісу антени

$$h = \frac{\lambda_{\text{під}}}{4 \sin \Delta_m}.$$

3. Значення довжини плеча вібратора має задовольняти нерівність

$$0,25\lambda_{\text{max}} \leq l \leq 0,64\lambda_{\text{min}}. \quad (2.3)$$

Із нерівності (2.3) визначаємо довжину плеча вібратора.

4. Конструктивну схему вібратора зображено на рис. 2.3.

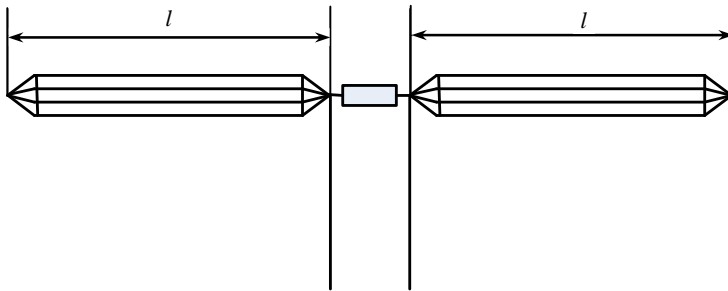


Рис. 2.3. Конструктивна схема диполя Надененка

Радіус циліндричної поверхні вібратора  $r_{\text{ц.п}}$  вибираємо в межах 0,5...1 м. Кількість провідників — від 6 до 8. Еквівалентний радіус  $r_e$ , тобто радіус вібратора, який виготовлений із суцільної труби і який має такий хвильовий опір, як і вібратор, що створюється за схемою диполя Надененка, обчислюється за формулою

$$r_e = r_{\text{ө.і}} \sqrt[n]{\frac{na}{r_{\text{ө.і}}}},$$

де  $a$  — радіус провідників вібратора.

Найчастіше його беруть в межах  $a = (1,5...3) \cdot 10^{-3}$  м.

Хвильовий опір диполя Надененка

$$W_A = 120 \left( \ln \frac{l}{r_e} - 1 \right).$$

5. Обчислюємо значення опорів випромінювання антени на довжині хвилі  $\lambda_{\min}$  і  $\lambda_{\max}$  з урахуванням впливу Землі

$$\left. \begin{aligned} R_{\Sigma\Pi} &= R_{11} - R_{12}; \\ X_{\Sigma\Pi} &= X_{11} - X_{12}, \end{aligned} \right\}$$

де  $R_{11}$  — власний активний опір випромінювання;  $X_{11}$  — власний реактивний опір випромінювання;  $R_{12}$  — вношуваний активний опір випромінювання дзеркальним зображенням антени;  $X_{12}$  — вношуваний реактивний опір випромінювання.

Для обчислення власного опору випромінювання використовують такі формули [1; 10]

$$\begin{aligned} R_{11} &= 30 \left[ (\text{Si}4kl - 2\text{Si}2kl) \sin 2kl + \right. \\ &+ (C + \ln kl + \text{Ci}4kl - 2\text{Ci}2kl) \cos 2kl + \\ &\left. + 2(C + \ln 2kl - \text{Ci}2kl) \right]; \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} X_{11} &= -60 \ln \left( \frac{l}{r_e} \right) \sin 2kl + 30 [2\text{Si}2kl + \\ &+ (2\text{Si}2kl - \text{Si}4kl) \cos 2kl + \\ &+ (C + \ln kl + \text{Ci}4kl - 2\text{Ci}2kl) \sin 2kl], \end{aligned} \quad (2.5)$$

де  $C = 0,577\dots$  — стала Ейлера;  $\text{Si}x$ ,  $\text{Ci}x$  — інтегральні косинус і синус від аргумента  $x$ .

Значення  $R_{11}$  і  $X_{11}$  можна знайти не тільки за формулами (2.4) і (2.5), але й з графіків, які наведені в [2; 10].

Взаємні опори між вібратором і його дзеркальним зображенням обчислюються за формулами



$$R_{12} = 30\{4\text{Cik}d - 2\text{Cik}\left(\sqrt{d^2+l^2}-l\right) - 2\text{Cik}\left(\sqrt{d^2+l^2}+l\right) +$$

$$+ [2\text{Cik}d + \text{Cik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}-2l\right) + \text{Cik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}+2l\right) -$$

$$- 2\text{Cik}\left(\sqrt{d^2+l^2}-l\right) - 2\text{Cik}\left(\sqrt{d^2+l^2}+l\right)]\cos 2kl +$$

$$+ [\text{Sik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}+2l\right) - \text{Sik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}-2l\right) +$$

$$+ 2\text{Sik}\left(\sqrt{d^2+l^2}-l\right) - 2\text{Sik}\left(\sqrt{d^2+l^2}+l\right)]\sin 2kl\};$$
(2.6)

$$X_{12} = 30\{2\text{Sik}\left(\sqrt{d^2+l^2}-l\right) + 2\text{Sik}\left(\sqrt{d^2+l^2}+l\right) +$$

$$+ [2\text{Sik}\left(\sqrt{d^2+l^2}-l\right) + 2\text{Sik}\left(\sqrt{d^2+l^2}+l\right) - 2\text{Sik}d -$$

$$- \text{Sik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}-2l\right) - \text{Sik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}+2l\right)]\cos 2kl +$$

$$+ [\text{Cik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}+2l\right) - \text{Cik}\left(\sqrt{d^2+4l^2}-2l\right) +$$

$$+ 2\text{Cik}\left(\sqrt{d^2+l^2}-l\right) - 2\text{Cik}\left(\sqrt{d^2+l^2}+l\right)]\sin 2kl\},$$
(2.7)

де  $d = 2h$  — відстань між диполем і його дзеркальним зображенням.

Значення взаємних опорів можна також визначити за допомогою графіків, що побудовані за формулами (2.6) і (2.7) та наведені в навчальних посібниках і монографіях [2; 10].

6. Наближене значення вхідного опору антени знаходимо за формулою

$$Z_A = \frac{R_{\Sigma_i}}{\frac{R_{\Sigma_i}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl} - i \frac{W_A}{2} \frac{\sin kl}{\frac{R_{\Sigma_i}^2}{W_A^2} + \sin^2 kl}.$$
(2.8)

Вхідний опір розраховуємо для граничних довжин хвиль  $\lambda_{\min}$  і  $\lambda_{\max}$ .

7. Будуємо ДН антени для найкоротшої  $\lambda_{\min}$  і найдовшої  $\lambda_{\max}$  довжин хвилі. Для ДН у горизонтальній площині використовуємо таку формулу:

$$F(\varphi) = \frac{\cos(kl \cos \varphi) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \sin \varphi},$$
(2.9)

де азимутальний кут  $\varphi$  відраховується від осі вібратора.

Ураховуючи періодичність косинусоїдної функції, можемо записати, що

$$\cos kl = \cos(2\pi - kl).$$

Щоб знайти нулі функції (2.9), дорівнюємо чисельник до нуля

$$\cos(kl \cos \varphi_0) - \cos kl = 0,$$

або

$$\cos(kl \cos \varphi_0) = \cos(2\pi - kl).$$

Із останнього рівняння знаходимо

$$\cos \varphi_0 = \frac{2\pi - kl}{kl} = \frac{\lambda - l}{l}.$$

Отже, напрями нулів у ДН (2.9) визначаємо як

$$\varphi_0 = \arccos\left(\frac{\lambda - l}{l}\right). \quad (2.10)$$

Із виразу (2.10) випливає, що бічні пелюстки у ДН будуюмо за умови:

$$\lambda < 2l. \quad (2.11)$$

Якщо виконується умова (2.11), потрібно обчислювати напрями нульового випромінювання  $\varphi_0$  і форму ДН в горизонтальній площині будувати з урахуванням нулів випромінювання.

У вертикальній площині ДН будуюмо за формулою

$$F(\Delta) = \sin(kh \sin \Delta). \quad (2.12)$$

Кут  $\Delta$  відраховується від поверхні землі.

Напрями нульового випромінювання у вертикальній площині визначаємо з виразу

$$\Delta_{0p} = \arcsin\left(\frac{p\lambda}{2h}\right),$$

де  $p = 0, 1, 2, 3, \dots$ .

Напрями максимумів випромінювання знаходимо із співвідношення

$$\Delta_{mp} = \arcsin\left[\frac{(2p+1)\lambda}{4h}\right].$$

Значення характеристики напрямленості (2.12) за кутів  $\Delta = \Delta_m$  дорівнюють одиниці.

8. Обчислимо коефіцієнт направленої дії для граничних довжин хвиль  $\lambda_{\min}$  і  $\lambda_{\max}$  у напрямі максимального випромінювання

$$D = \frac{480}{R_{\Sigma r}} (1 - \cos kl)^2.$$

9. Розраховуємо хвильовий опір двопровідної повітряної лінії, яку використовуємо як фідер антени

$$W_{\phi} = 120 \ln \frac{2s}{d_{\phi}}, \quad (2.13)$$

де  $s$  — відстань між проводами фідера;  $d_{\phi}$  — діаметр провідників фідера.

За формулою (2.13) визначається опір без урахування впливу землі. Щоб похибки розрахунку були невеликими, необхідно брати висоту підвісу фідера  $h_{\phi}$  значно більшою від відстані між провідниками  $s$  (рис. 2.4).

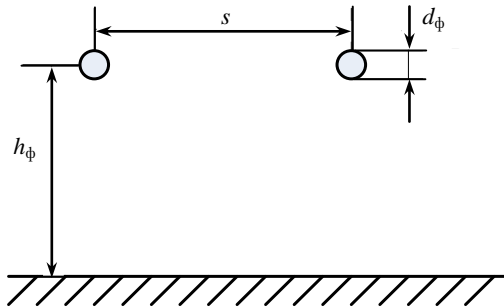


Рис. 2.4. Схематичне зображення поперечного перерізу фідера

Найчастіше висоту підвісу фідера беруть не меншою за 3 м. Відстань між провідниками  $s \approx 0,2 \dots 0,4$  м, а діаметр біметалевих або мідних провідників вибирають у межах  $d \approx (3 \dots 6) \cdot 10^{-3}$  м.

10. Оскільки хвильовий опір (2.13) значно більший від вхідного опору антени, то безпосереднє приєднання фідера до затискачів антени зумовить появу відбитої хвилі великої інтенсивності.

Для узгодження фідера з антеною в робочому діапазоні довжин хвиль використовують експоненціальний фідерний трансформатор (рис. 2.5).

Його можна виготовити з двох провідників такого самого діаметра, що й фідер. Завдяки зменшенню відстані між провідниками збільшується погонна ємність, що зменшує хвильовий опір. Якщо довжина такої лінії з експоненціальним розподілом погонної ємності дорівнює  $l_0$ , то залежність між хвильовими опором на вході лінії  $W_\phi$  і на виході  $R_A$  визначається як

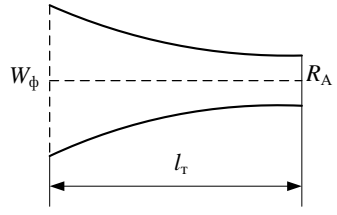


Рис. 2.5. Експоненціальний фідерний трансформатор

$$W_0 = R_A e^{bl_0},$$

де  $b$  — стала експоненціальної лінії.

Її значення знаходять за формулою

$$b = \frac{8\pi}{\lambda_{\max}} \frac{1 - K_{\dot{a},\delta\dot{a}}}{1 + K_{\dot{a},\delta\dot{a}}},$$

де  $K_{\dot{a},\delta\dot{a}}$  — мінімально допустимий коефіцієнт біжучої хвилі у фідері.

Можна вважати задовільним узгодження, якщо мінімальне значення коефіцієнта біжучої хвилі становить від 0,3 до 0,5.

Довжина експоненціального фідерного трансформатора

$$l_0 = \frac{1}{b} \ln \frac{W_0}{R_A}.$$

Максимальне значення модуля коефіцієнта відбиття обчислюють за формулою

$$\Gamma = \frac{\left| \ln \frac{W_0}{R_A} \right| \sin kl_0}{2kl}$$

Значення модуля коефіцієнта відбиття дає змогу визначити мінімальний коефіцієнт біжучої хвилі

$$K_{a.0a} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}$$

Якщо розрахований коефіцієнт біжучої хвилі на граничних довжинах хвиль не менший від допустимого значення, то параметри експоненціального трансформатора забезпечують необхідний рівень узгодження.



### **Методичні вказівки**

Диполь Надененка використовують для зв'язку на великих відстанях. Тому диполь підвішують так, щоб вісь диполя була пара-лельна поверхні землі. Це призводить до того, що напруженість електричного поля хвилі, яка поширюється біля поверхні землі, досить мала. Отже, диполь Надененка в такому стандартному положенні недоцільно використовувати для коротких радіоліній. Для більш поглибленого вивчення цієї особливості антени рекомендується переглянути в підручнику [8] матеріал, у якому висвітлюється поле випромінювання симетричного вібратора з урахуванням впливу земної поверхні.

Діаграма напрямленості диполя у вертикальній площині (площині  $H$ ) залежить винятково від висоти підвісу антени. При цьому наближений аналітичний вираз для такої діаграми можна отримати за методом дзеркальних зображень. У декаметровому діапазоні метод дзеркальних зображень може призводити до значних похибок, оскільки для сухого ґрунту гранична довжина хвилі дорівнює

близько 17 м, тобто для більш точних розрахунків необхідно враховувати коефіцієнт відбиття від реальної поверхні землі.

Варто брати до уваги діапазонність антени. Це означає, що всі параметри і характеристики антени необхідно розраховувати для довжин хвиль, які обмежують робочу смугу частот. Власне з цих змін параметрів і визначають можливість роботи антени в тій чи іншій смузі частот.



### Запитання для перевірки знань

1. Поясніть, чому напруженість радіохвилі за малих кутів місця (уздовж горизонту) поля випромінювання горизонтального диполя мала.
2. З якою метою плечі диполя виконують із 6—8 паралельних дротів?
3. Як визначається напрям максимального випромінювання горизонтального вібратора?
4. За якими критеріями визначають робочу смугу довжин хвиль диполя?

### 3. РУПОРНА АНТЕНА

---

У діапазоні надвисоких частот часто як напрямлені антени та випромінювачі дзеркальних і лінзових антен використовують рупори (рис. 3.1).

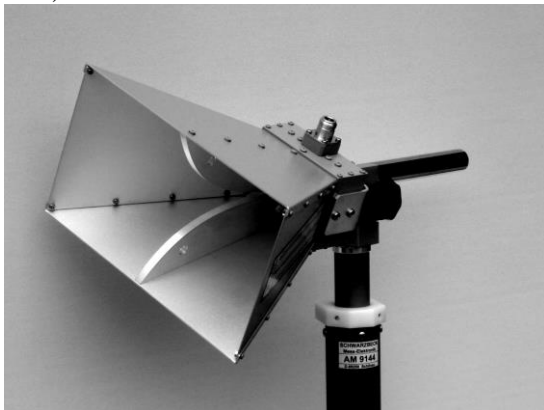


Рис. 3.1. Рупорна антена

Конструктивно рупор являє собою хвилевід з перерізом, який плавно збільшується, і відкритим випромінювальним кінцем — розкритом рупора. За принципом дії рупор є трансформатором плоскої хвилі у поперечному перерізу невеликих розмірів хвилеводу в приблизно плоску хвилю (з циліндричним або сферичним фронтом) у розкритті великих розмірів антени. Завдяки цьому звужується ДН і збільшується коефіцієнт направленої дії порівняно з відкритим кінцем хвилеводу. Плавні зміни поперечного перерізу рупора супроводжуються плавними змінами хвильового опору, що забезпечує узгодження хвилеводу з навколишнім простором.

Хвилеводи прямокутного перерізу розширюються або в одній площині, утворюючи секторіальні рупори, або в двох взаємно перпендикулярних площинах, утворюючи пірамідальні рупори.

Хвилеводи круглого перерізу зазвичай розширюються рівномірно у всіх площинах і утворюють конічні рупори. Особливістю рупорних антен є широкий діапазон частот випромінюваних

електромагнітних хвиль. Рупорні антени відрізняються простою конструкцією і високим значенням коефіцієнта корисної дії (ККД).

Недоліком рупорних антен під час створення ДН з малою шириною або спеціальної форми є громіздкість конструкції та складність регулювання амплітудно-фазового розподілу в розкриві. Уже за ширини ДН  $10^\circ \dots 15^\circ$  антену виготовляють у вигляді решітки рупорів, або застосовують інші засоби зменшення габаритів антени.

Як самостійні антени рупори застосовують у тих випадках, коли вузька ДН не потрібна. Так, наприклад, у цивільній авіації рупорними антенами комплектуються літакові радіовисотоміри. Часто рупори використовують як випромінювачі дзеркальних антен космічного зв'язку, радіотелескопів, радіолокаційних станцій і т. ін. Використовують слабонапрявлені рупори і в антенних решітках, і в радіовимірвальній апаратурі.

### Порядок розрахунку рупорної антени

Для розрахунку рупорної антени задають оптимальну довжину хвилі  $\lambda$ , потужність випромінювання  $P_\Sigma$ , ширину ДН в  $E$ -площині  $2\theta_{0,5}^E$  і  $H$ -площині  $2\theta_{0,5}^H$ .

Розрахунок виконують у такій послідовності.

3.1. Виходячи із заданих значень ширини діаграми напрямленості, визначаємо кількість рупорів у антені. Якщо в одній з площин поля випромінювання  $2\theta_{0,5} \geq 15^\circ$ , то в цій площині можна сформувати необхідну діаграму напрямленості за допомогою одного рупора. Якщо  $2\theta_{0,5} \leq 12^\circ$ , то для зменшення габаритів антени необхідно брати  $n$  рупорів. У площині поля випромінювання з вузькою діаграмою напрямленості характеристику діаграми напрямленості антени визначають як добуток характеристики напрямленості рупора та множника системи

$$F_c(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{nk d \sin \theta}{2}\right)}{n \sin\left(\frac{k d \sin \theta}{2}\right)}, \quad (3.1)$$



де  $n$  — кількість рупорів в антені вздовж лінії апертури в розглядуваній площині;  $d$  — відстань між центрами рупорів;  $\theta$  — меридіональний кут між нормаллю до площини апертури антени і на-прямком у точку спостереження.

Наближене значення  $n$  знаходять із співвідношення

$$n \geq \frac{10^\circ \dots 12^\circ}{2\theta_{0,5}}. \quad (3.2)$$

Очевидно, що  $n$  потрібно округлити до найближчого цілого числа.

Для спрощення системи живлення доцільно вибрати

$$n = 2^p, \quad (3.3)$$

де  $p = 1, 2, 3, \dots$ .

У загальному випадку кількість рупорів може бути парною і непарною.

3.2. Знаходимо відстань між рупорами в лінійній антенній решітці. Для цього праву частину виразу (3.1) прирівнюємо до 0,707 і розв'язуємо трансцендентне рівняння. У результаті отримуємо

$$d = A \frac{\lambda}{\sin \theta_{0,5}}. \quad (3.4)$$

Значення коефіцієнта  $A$  залежить від числа  $n$  і його знаходимо з табл. 3.1.

Таблиця 3.1

**Значення коефіцієнтів  $A$  і  $B$**

Кількість рупорів у решітці $n$	Значення коефіцієнтів	
	$A$	$B$ , град
2	0,25000	57,3
3	0,15530	53,4
4	0,11450	52,5
5	0,09076	52,0
6	0,07505	51,6
8	0,05607	51,4
12	0,03709	51,0
$n$	0,44506/ $n$	51,0

Коефіцієнт  $B$  використовують для наближеного визначення ширини ДН антени. Якщо б лінійна рівноамплітудна еквідистантна

синфазна антенна решітка виготовлялась з ненапрямлених випромінювачів, то ширина ДН дорівнювала б

$$2\theta_{0,5} \cong B \frac{\lambda}{nd}. \quad (3.5)$$

Очевидно, що це значення не повинно бути меншим від заданої величини, оскільки на ширину ДН буде впливати також і напрямлене випромінювання рупорів.

3.3. Визначаємо розміри розкриву рупора в площині, для якої задане значення ширини ДН перевищує  $15^\circ$ . Розмір розкриву розраховуємо за допомогою однієї з таких формул:

$$\left. \begin{aligned} L_E &= 51^\circ \frac{\lambda}{2\theta_{0,5}^E}, \\ L_f &= 67,6^\circ \frac{\lambda}{2\theta_{0,5}^H} \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

У формулах (3.6) ширину ДН виражаємо в градусах.

У площині, що проходить через вісь лінійної решітки, розмір розкриву рупора  $L$  вибирають так, щоб він не перевищував відстані між рупорами та забезпечував придушення перших дифракційних пелюсток множника системи (3.1). Такі умови задовольняються, якщо

$$L \cong d, \quad (3.7)$$

де значення  $d$  знаходимо з виразу (3.4).

Розглянемо на прикладі методику розрахунку розмірів розкриву рупора. Нехай задане значення ширини ДН становить в площині  $E$ :  $2\theta_{0,5}^E = 4,0^\circ$  і в площині  $H$ :  $2\theta_{0,5}^H = 25^\circ$ , довжина хвилі  $\lambda = 7$  см. Згідно з формулою (3.2)

$$n = \frac{10^\circ \dots 12^\circ}{4^\circ} = 2,5 \dots 3.$$

Ураховуючи рекомендацію (3.3), припускаємо  $n = 4$ .

Отже, антена являє собою антенну решітку з чотирьох рупорів у площині  $E$  (рис. 3.1). У площині  $H$  (площині  $yoZ$ ) ДН створюється одним рупором. Відстань між серединами розкриттів рупорів уздовж осі  $0x$  (площина  $E$ ) згідно з формулою (3.4) становить

$$d \approx 0,1145 \frac{7}{\sin 2^\circ} = 23 \text{ см.}$$

Згідно з розрахунком (3.6) знаходимо розміри розкриву окремого рупора і отримуємо значення довжини в площині  $H$ :

$$L_H = 67,6^\circ \frac{7}{25^\circ} = 19 \text{ см.}$$

За формулою (3.7) висота розкриву в площині  $E$

$$L_E \approx d = 23 \text{ см.}$$

Перевіряємо можливе значення ширини ДН у площині  $E$  за формулою (3.5):

$$2\theta_{0,5} = 52,5^\circ \frac{7}{4 \cdot 23} \approx 4^\circ.$$

Очевидно, що така антена буде задовольняти вимоги до ширини ДН.

3.4. Розраховуємо наближені значення розмірів прямокутного хвилеводу для пристрою живлення рупорів. Для роботи на заданій довжині хвилі

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{\lambda}{1,4}; \\ b &= (0,4 \dots 0,5)a, \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

де  $a$  і  $b$  — розміри широкої і вузької стінок хвилеводу.

Якщо необхідно визначити смугу робочих довжин хвиль, то використовують такі співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{\min} &\leq \frac{2a}{1,9}; \\ \lambda_{\max} &\geq \frac{2a}{1,25}. \end{aligned} \right\}$$

Значення  $a$  і  $b$ , розраховані за виразами (3.8), дають змогу вибрати стандартний прямокутний хвилевід (дод., табл. Д1).

Допустиму (робочу) потужність (у кіловатах), яку можна передавати вибраним хвилеводом, визначаємо як

$$P_{\text{доп}} \approx (120 \dots 200) ab \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}, \quad (3.9)$$

де розміри перерізу хвилеводу і довжина хвилі виражаються в сантиметрах.

Очевидно, що обчислене значення  $P_{\text{віт}}$  (3.9) має перевищувати задане значення потужності випромінювання  $P_{\Sigma}$ .

3.5. Розраховуємо довжину рупора, виходячи з умов оптимальності:

– для секторіального рупора

$$R = \frac{L^2}{8\Delta R} - \frac{\Delta R}{2}, \quad (3.10)$$

де  $L$  — значення сторони розкриву;  $\Delta R$  — допустима різниця ходу променів (у площині  $E$   $\Delta R = \lambda/4$ , у площині  $H$   $\Delta R = 3\lambda/8$ );

– для пірамідального рупора довжину визначаємо за формулою (3.10) у кожній площині окремо, тому потрібно забезпечити правильне стикування рупора з хвилеводом.

Необхідне відношення довжин рупора знаходимо з такого виразу:

$$\frac{R_H}{R_E} = \frac{L_H}{L_E} \frac{L_E - b}{L_H - a}. \quad (3.11)$$

Відношення (3.11) має задовольнятися обов'язково.

Обчислені значення довжин рупора за формулою (3.10) можуть не задовольняти відношення (3.11). У такому випадку один з розмірів ( $R_E$  або  $R_H$ ) перераховуємо в бік його збільшення. Довжину рупора коригуємо таким чином.

Якщо

$$R_E \left(1 - \frac{b}{L_E}\right) > R_H \left(1 - \frac{a}{L_H}\right),$$

то новий розмір  $R'_H = R_E \frac{L_H}{L_E} \frac{L_E - b}{L_H - a}$ .

Якщо

$$R_E \left(1 - \frac{b}{L_E}\right) < R_H \left(1 - \frac{a}{L_H}\right),$$

то новий розмір  $R'_E = R_H \frac{L_E}{L_H} \frac{L_H - a}{L_E - b}$ .

Уточнюємо значення різниці ходу променів за формулою

$$\Delta R = \sqrt{(R')^2 + 0,25L^2} - R'. \quad (3.12)$$

Очевидно, що різниця ходу променів зміниться лише у тій площині, у якій збільшилася довжина рупора.

3.6. Знаходимо кут розхилу рупора

$$\cos \frac{\Phi_0}{2} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{R}}. \quad (3.13)$$

Кут  $\Phi_0$  — кут між стінками рупора в площині  $E$  або в площині  $H$ . Отже, за формулою (3.13) враховуємо уточнене значення різниці ходу променів (3.12).

3.7. Для побудови ДН рупорів використовують наближені формули, які справедливі для прямокутних апертур із синфазним розподілом поля (наприклад, для обчислення поля випромінювання з відкритого кінця прямокутного хвилеводу). Характеристика напрямленості у площині  $E$  має вигляд

$$F_1(\theta^E) = \cos^2 \theta^E \frac{\sin\left(\frac{kL_E}{2} \sin \theta^E\right)}{\frac{kL_E}{2} \sin \theta^E}, \quad (3.14)$$

де  $\theta^E$  — кут, який у площині  $E$  обчислюється від поздовжньої осі.

У площині  $H$  маємо такий вираз

$$F_1(\theta^H) = \cos^2 \theta^H \frac{\cos\left(\frac{kL_H}{2} \sin \theta^H\right)}{1 - \left(\frac{2L_H}{\lambda} \sin \theta^H\right)^2}, \quad (3.15)$$

де  $\theta^H$  — кут, що відраховується в площині  $H$  від поздовжньої осі рупора.

У разі розрахунку ДН на комп'ютері кут  $\theta$  можна змінювати від  $-\pi$  до  $\pi$  рад ( $-180^\circ \dots 180^\circ$ ), або, зважаючи на симетрію ДН, установити граничні значення від  $0$  до  $180^\circ$ . Крок зміни кута  $\theta$  має бути досить малим, щоб побудована комп'ютером ДН не мала переломів, тобто пелюстки повинні бути обмежені плавними

лініями. Також потрібно зважати на те, що положення нулів у ДН визначаються за такими формулами:

– у площині  $E$

$$\theta_{0p}^E = \arcsin p \frac{\lambda}{L_E}, \quad (3.16)$$

– у площині  $H$

$$\theta_{0p}^H = \arcsin \frac{2p+1}{2} \frac{\lambda}{L_H}, \quad (3.17)$$

де  $p=1, 2, 3, \dots$ .

Значення напрямків максимумів бічних пелюсток обчислюємо за такими формулами:

– у площині  $E$

$$\theta_{mp}^E = \arcsin \frac{2p+1}{2} \frac{\lambda}{L_E}, \quad (3.18)$$

– у площині  $H$

$$\theta_{mp}^H = \arcsin(p+1) \frac{\lambda}{L_H}. \quad (3.19)$$

У разі розрахунку за допомогою калькулятора можна обмежитись визначенням 3–5 бічних пелюсток. При цьому інтервал кутів у межах головної пелюстки від  $0^\circ$  до  $\theta_{01}^o$  розбиваємо на 4–5 секторів і за формулами (3.14) та (3.15) обчислюємо значення  $F(\theta)$  для напрямків, що обмежують виокремлені сектори. Для бічних пелюсток розраховуємо значення нулів і максимумів, напрями яких визначаються за формулами (3.16), (3.17), (3.18) і (3.19).

3.8. Діаграму напрямленості антенної решітки в площині розташування рупорів розраховуємо за формулою

$$F(\theta) = F_1(\theta) \frac{\sin\left(\frac{nkdsin\theta}{2}\right)}{n \sin\left(\frac{kdsin\theta}{2}\right)},$$

де  $F_1(\theta)$  — характеристика напрямленості одиночного рупора в розглядуваній площині.

Із множника системи напрямки нульового випромінювання визначаємо як

$$\theta_{0p} = \arcsin \frac{p\lambda}{nd};$$

напрямки максимумів бічних пелюсток

$$\theta_{mp} = \arcsin \frac{2p+1}{2} \frac{\lambda}{nd},$$

де  $p=1, 2, 3, \dots$ .

Знаходимо напрямок першої дифракційної пелюстки

$$\theta_{\max} = \arcsin \frac{\lambda}{d}.$$

Діаграму напрямленості будуємо в інтервалі кутів  $-\theta_{\max p} \dots 0 \dots \theta_{\max p}$ , де  $p$  залежно від кількості пелюсток у ДН беремо від одиниці до трьох–п'яти і зображуємо її в прямокутній системі координат. Обчислюємо за допомогою побудованих ДН ширину ДН за половинною потужністю і нулями випромінювання в площинах  $E$  і  $H$ .

3.9. Визначаємо коефіцієнт напрямленості дії рупорної антени

$$D = \frac{8\pi R_E R_H}{L_E L_H} \left\{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \right\} [C^2(w) + S^2(w)], \quad (3.20)$$

де  $\tilde{N}(x)$  і  $S(x)$  — інтеграли Френеля (дод., табл. Д2).

Аргументи інтегралів Френеля обчислюємо за формулами

$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda R_H}}{L_H} + \frac{L_H}{\sqrt{\lambda R_H}} \right);$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda R_H}}{L_H} - \frac{L_H}{\sqrt{\lambda R_H}} \right);$$

$$w = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L_E}{\sqrt{\lambda R_E}}.$$

У деяких випадках аргумент  $v$  може бути меншим від нуля. Як впливає з визначення інтеграла Френеля

$$C(-v) = -C(v) \text{ і } S(-v) = -S(v).$$

Коефіцієнт спрямованої дії, обчислений за формулою (3.20), порівнюємо з коефіцієнтом напрямленої дії оптимального рупора

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_p \gamma, \quad (3.21)$$

де  $S_p = L_E L_H$  — геометрична площа розкриву;  $\gamma$  — коефіцієнт використання площі.

Для пірамідального рупора  $\gamma = 0,5$ , для секторіального рупора  $\gamma = 0,64$ . Значення, отримане за формулою (3.21), за правильними розрахунками повинно дорівнювати або бути близьким до значення, отриманого за формулою (3.20).

Коефіцієнт напрямленої дії антенної решітки визначаємо за формулою

$$D_{a.p} = nD,$$

де  $n$  — кількість рупорів у решітці;  $D$  — значення, отримане за формулою (3.20).

3.10. Вибираємо тип пристрою збудження. У випадку, коли фідер являє собою порожнистий прямокутний хвилевід, живлення рупорів, що складають антенну решітку, можна здійснювати за допомогою подільника потужності, побудованого з трійників (рис. 3.2).



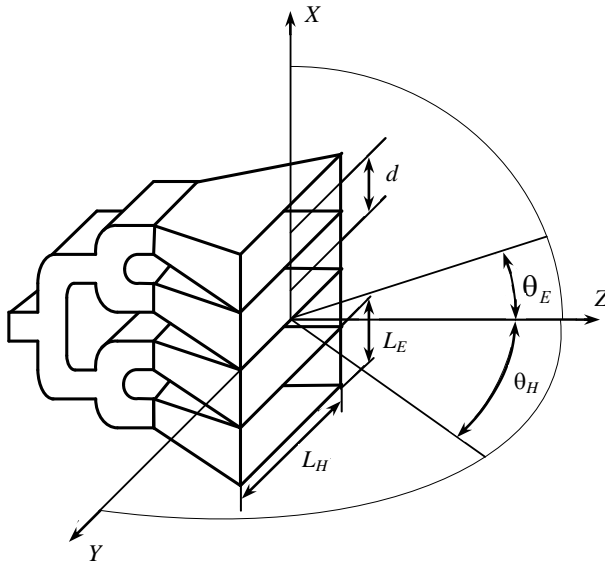


Рис. 3.2. Рупорна антенна решітка

При цьому потрібно зважати на те, що на виході  $H$ -площинного трійника електричні поля перебувають у фазі, а в  $E$ -трійнику — у протифазі. Тому подільник потужності на  $E$ -трійниках включає в себе ще й фазокомпенсувальні вузли.

У багатьох випадках доцільно використовувати подільники потужності на коаксіальних лініях передачі. Вони можуть бути більш компактними і більш технологічними. Але якщо для живлення застосовуються коаксіальні кабелі, необхідно розрахувати елемент збудження одиночного рупора. Найчастіше використовують елемент збудження зондового типу (рис. 3.3).

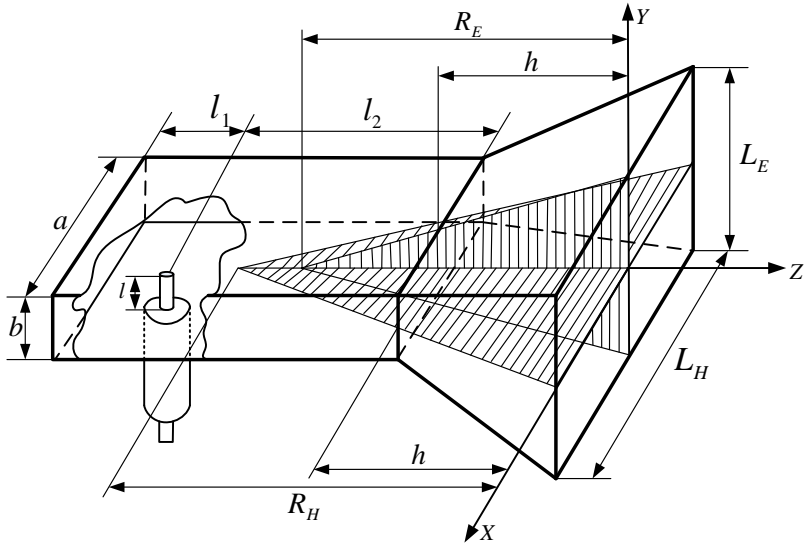


Рис. 3.3. Рупорна антена з елементом збудження зондового типу

Узгодження з коаксіальним фідером зонда забезпечується довжиною штиря  $l$  і відстані  $l_1$  від штиря до стінки, що закорочує відрізок прямокутного хвилеводу. Якщо штир розміщується в середині широкої стінки хвилеводу і  $l = \Lambda/4$ , то

$$l_1 = \frac{1}{k} \arccos \left( 1 - \sqrt{\frac{W_\phi abk}{120\Lambda}} \right),$$

де  $W_\phi$  — хвильовий опір фідера;  $\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$  — довжина хвилі

у хвилеводі.

3.11. Визначаємо довжину відрізка хвилеводу  $l_2$  від горловини рупора до штиря:

$$l_2 = \frac{4,6}{k \sqrt{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 - 1}}.$$

3.12. Розраховуємо коефіцієнт відбиття від розкриву рупора

$$\Gamma_1 = \frac{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2L_H}\right)^2}}{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2L_H}\right)^2}}.$$

3.13. Знаходимо еквівалентний вхідний опір рупора (у перерізі стикування рупора з хвилеводом)

$$Z_{\text{вв}} = 1 + \frac{1}{\frac{2\pi}{\Lambda} \text{actg} \frac{\Phi_0^H}{2} \left(1 - \frac{\lambda^2}{4a^2}\right)} - \frac{1}{\frac{2\pi}{\Lambda} \text{bctg} \frac{\Phi_0^E}{2}},$$

де  $\Phi_0^H$  і  $\Phi_0^E$  — кути розхилу рупора в площинах  $H$  і  $E$  відповідно.

3.14. Обчислюємо коефіцієнт відбиття хвилі від горловини рупора

$$\Gamma_2 = \frac{Z_{\text{екв}} - 1}{Z_{\text{екв}} + 1}.$$

Розробляємо схему живлення антенної решітки. Вона може бути паралельною (див. рис. 3.2) або послідовною.

У послідовній схемі використовують подільники потужності, у яких поділ потужності залежить від місця ввімкнення пристрою. Такі схеми вузькосмугові, але для їх синтезу вимога (3.3) не має значення.

Схему такого живлення зображено на рис. 3.4.

Подільниками потужності є напрямлені відгалужувачі  $HВ_1$ ,  $HВ_2$ , ...,  $HВ_{n-1}$ . Кількість їх визначається кількістю  $n$  рупорів в антенній решітці.

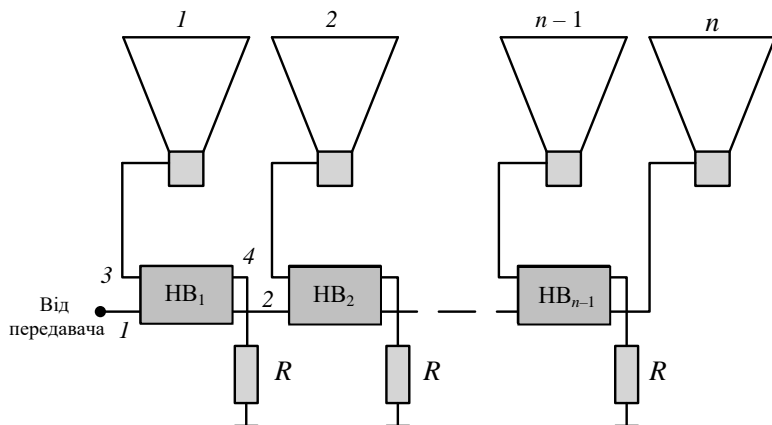


Рис. 3.4. Послідовна схема живлення антенної решітки

На вхід  $I$  першого напрямленого відгалужувача надходить повна потужність передавача. Вона ділиться між виходами 2 і 3 у відношенні  $1 : (n - 1)$ .

Частина потужності ( $1 : n$ ) з виходу 3 надходить у рупор  $I$ , а з виходу 2 — на вихід другого напрямленого відгалужувача  $HB_2$ , який ділить вихідну потужність у відношенні  $1 : (n - 2)$ .

Останній напрямлений відгалужувач ділить потужність навпіл, тобто є тридцибельним.

За рахунок довжини відрізків ліній передачі, які з'єднують виходи і входи напрямлених відгалужувачів, а також їх виходи з входами рупорів, установлюють необхідні фазові співвідношення.

Очевидно, що в разі зміни довжини хвилі, ці фазові співвідношення будуть змінюватися. Тому послідовна схема живлення є вузькосмуговою.

У паралельній схемі довжини шляхів від передавача до кожного рупора є однаковими, тому робоча смуга частот визначається вже частотними характеристиками ліній передачі та антенної решітки. Але в цьому випадку бажано, щоб кількість елементів решітки задовольняла вимогу (3.3), тоді схема живлення виконується з однотипних надвисокочастотних пристроїв.

Найчастіше це трійники з фазокомпенсаторами, якщо вони потрібні.



Розраховуючи рупорні антени, варто звернути увагу на зв'язок між геометричними розмірами рупора і фазовим розподілом в апертурі. Квадратичний фазовий розподіл приводить до розширення головної пелюстки і запливання нулів.

Для рупорних антен з достатньою для практики точністю можна обчислити коефіцієнт напрямної дії та інші параметри. Ця обставина дає можливість використовувати рупорну антену як еталонну під час експериментального дослідження антен.

Простота конструкції рупорних антен та висока їх надійність зумовили їх широке використання в антенних решітках і у вимірювальних комплексах.



#### Запитання для перевірки знань

---

1. У яких перерізах рупорної антени виникають відбиті хвилі та які конструктивні заходи вживають для зменшення потужності відбитих хвиль?
2. В яких перерізах рупора виникають хвилі вищих типів?
3. Що таке оптимальний рупор?
4. Чому в  $E$ -площинному секторіальному рупорі фазова швидкість поширення хвилі залишається незмінною і дорівнює швидкості поширення в прямокутному хвилеводі, що живить рупор?
5. Який розподіл амплітуд напруженості електричного поля в розкритій пірамідального рупора?
6. За яким законом розподіляється фаза напруженості електричного поля в розкритій рупора?

## 4. ПАРАБОЛІЧНІ АНТЕНИ

Дзеркальні антени (рис. 4.1) є одним з найпоширеніших видів апертурних антен.



Рис. 4.1. Параболічна дзеркальна антена

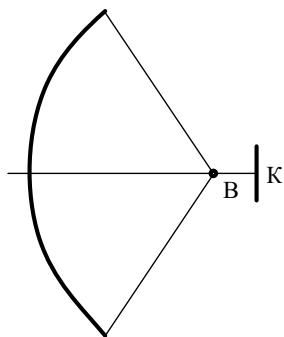


Рис. 4.2. Схематичне зображення конструкції параболічної антени

Характерна особливість конструкції полягає в наявності дзеркала (рефлектора) і опромінювача (рис. 4.2). Досить часто опромінювач виконують із симетричного вібратора В і контррефлектора К.

Опромінювач випромінює електромагнітну хвилю із сферичним фронтом у бік рефлектора. Фронт хвилі у просторі формується в результаті відбиття електромагнітної хвилі від поверхні рефлектора. Необхідну ДН можна отримати, якщо надати поверхні рефлектора спеціальну форму, яку

розраховують за певними методиками.

Для утворення плоского фронту відбитої хвилі поверхня дзеркала має бути параболічною.

Дзеркальні антени використовують у діапазонах міліметрових, сантиметрових, дециметрових та метрових хвиль. Серед дзеркальних антен є унікальні споруди з діаметром дзеркал десятки і навіть сотні метрів і компактні малогабаритні пристрої, якими оснащують мобільні радіоелектронні системи, вимірювальні комплекси, пристрої радіоелектронного контролю і т. ін. Їх застосовують у радіолокації, радіонавігації, радіозв'язку, радіоастрономії, у супутниковому телебаченні та ін. Широке застосування антен зумовлено їх надійністю, можливістю формування необхідної ДН, широкою смугою робочих частот, високим значенням ККД і т. ін.

#### **4.1. Порядок розрахунку параметрів опромінювачів параболічної антени**

Джерелом електромагнітних хвиль у дзеркальних антенах є опромінювані, які являють собою слабонапрявлені антени. Електродинамічні характеристики опромінювача певною мірою визначають конструкцію джерела поля і впливають на параметри та характеристики дзеркальної антени в цілому. Тому до опромінювачів ставлять такі вимоги [8]:

1. Випромінювання електромагнітних хвиль опромінювача має бути напрямленим у бік дзеркала. Це виключає інтерференцію відбитих від дзеркала променів з променями опромінювача.

2. Діаграма напрямленості опромінювача має бути віссиметричною і мати мінімальний рівень бічних пелюсток. Інтенсивність опромінювання повинна бути максимальною в центрі дзеркала і повільно спадати до країв. За межами дзеркала інтенсивність випромінювання опромінювача зі збільшенням кута  $\psi$  має швидко спадати до нуля.

3. Фронт хвилі опромінювача має бути сферичним з точковим фазовим центром, положення якого не залежало б від напрямку випромінювання. Забезпечення цієї вимоги створює плоский фронт хвилі в розкриві.

4. Тіньовий ефект випромінювача має бути мінімальним, тобто площу вузлів та деталей опромінювача, які перекривають випромінювання дзеркала, необхідно зводити до мінімуму.

5. Опромінювач має випромінювати задану потужність без перенапруження і пропускати необхідну смугу частот.

6. Опромінювач повинен забезпечувати необхідну поляризацію електромагнітних хвиль, а також ущільнення радіоканалу на одній частоті з використанням ортогонально поляризованих хвиль.

Найчастіше у параболічних антенах використовують такі опромінювачі:

- вібраторні;
- хвилевідно-рупорні;
- щілинні.

Той чи інший тип опромінювача беруть залежно від вимог до конструкції, коефіцієнта напрямної дії, смуг робочих частот, потужності випромінювання і т. ін.

Для розрахунку опромінювача задають такі величини:

1) робочий діапазон частот або робочий діапазон довжин хвиль ( $f_{\min}$ ,  $f_{\max}$  або  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_{\max}$ );

2) поляризаційні характеристики (поляризація лінійна, колова або еліптична);

3) для антен, що працюють у режимі випромінювання, потужність випромінювання  $P_{\Sigma}$ .

#### ***4.1.1. Двовібраторний опромінювач***

Опромінювач складається з двох симетричних вібраторів, один з яких активний, а другий виконує роль рефлектора. Оскільки дзеркало часто називають рефлектором, то для вібратора-рефлектора вживають термін «контррефлектор». Його функція — напрямлення випромінювання активного вібратора у бік дзеркала.

Схему двовібраторного опромінювача, який живиться за допомогою коаксіального кабелю, зображена на рис. 4.3, *а*. Такий опромінювач найчастіше використовують у діапазонах частот до 3 ГГц. У сантиметровому діапазоні хвиль опромінювач живиться за допомогою хвилеводу (рис. 4.3, *б*).



Перевагами таких опромінювачів є невеликі розміри і, отже незначне затінення аперттури дзеркальної антени. Тому такі опромінювачі використовують для проектування антен з відносними невеликими розмірами дзеркала.

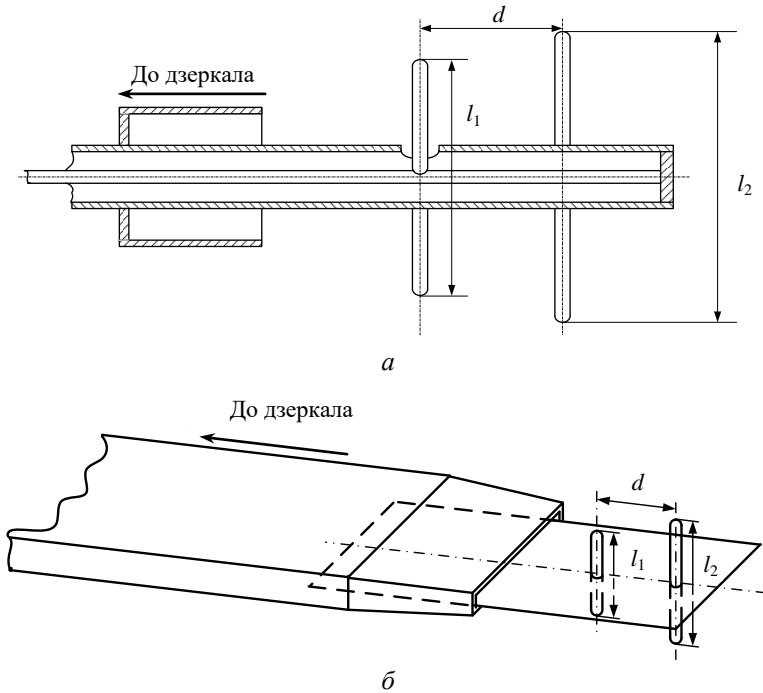


Рис. 4.3. Двовібраторні опромінювачі:  
 а — із живленням за допомогою коаксіального кабелю;  
 б — із живленням за допомогою хвилеводу

Якщо опромінювач живиться коаксіальним кабелем, необхідно використовувати симетрувальний пристрій — чвертьхвильовий стакан (рис. 4.3, а). У разі живлення хвилеводом хвилею типу  $H_{10}$  вузьку стінку хвилеводу зменшують для досягнення кращого узгодження хвилеводу з вібраторами, а також, щоб збільшити інтенсивність збудження вібраторів і тим самим зменшити випромінювання в задній півпростір опромінювача (у бік контррефлектора). Істотним недоліком таких опромінювачів є

помітне випромінювання в задній півпростір і відхилення фронту хвилі від сферичної поверхні.

За допомогою вібраторних випромінювачів можна створити як лінійно поляризоване, так і еліптично поляризоване поле випромінювання. Найчастіше їх використовують для випромінювання лінійно поляризованих електромагнітних хвиль.

Рекомендується така послідовність розрахунку двовібраторного опромінювача.

1. Знаходимо відносну смугу частот

$$\delta f = 2 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} \cdot 100.$$

Якщо  $\delta f \leq 10\%$ , то можна подальший розрахунок вести тільки для середньої частоти. Якщо така умова не задовольняється, то необхідно визначити параметри і характеристики опромінювача на граничних частотах.

2. Розраховуємо середню довжину хвилі

$$\lambda_c = \frac{\lambda_{\min} + \lambda_{\max}}{2}.$$

Далі всі параметри опромінювача обчислюємо для довжини хвилі  $\lambda_c$ .

3. Залежно від заданої смуги робочих частот вибираємо схему живлення опромінювача (коаксіальною лінією або хвилеводом).

4. Довжину пасивного вібратора (контррефлектора)  $l_2$  беремо на 5...15 % більшу від половини довжини хвилі:

$$l_2 = \lambda/2 + \Delta l_2.$$

5. Відстань між контррефлектором і активним вібратором  $d$  вибираємо в межах

$$0,1 \leq \lambda/d \leq 0,35.$$

6. Вибираємо діаметр вібраторів  $2a$ . Відношення довжини хвилі до діаметра вібратора рекомендують брати більшим ніж 20.

Напруженість поля передавальної антени біля поверхні вібратора не повинна перевищувати критичне значення, за якого можливі явища пробую. У разі нормального атмосферного тиску критична напруженість електричного поля

$$E_{\text{кр}} \approx 30 \text{ кВ/см.}$$

Виходячи із заданої потужності випромінювання, обчислюємо наближене значення струму в пучності

$$I_{\text{п}} \approx 0,2\sqrt{P_{\Sigma}}.$$

У формулі вхідний опір двовібраторного опромінювача  $R_{\Sigma n} \approx 50 \text{ Ом}$ .

Радіус стрижнів активного вібратора і контррефлектора знаходять з нерівності (см)

$$a \geq (2\dots 3) \frac{60I_{\text{п}} \cdot 10^{-3}}{A_{\text{вд}}}$$

Якщо потужність випромінювання менша за 5 кВт, то поперечний переріз плеча вібратора визначають з конструктивних міркувань. Можна припустити, що  $2a = 2,5\dots 5 \text{ мм}$ .

За більших значень потужності випромінювання  $P_{\Sigma}$  радіус  $a$  уточнюють після розрахунку вхідного опору опромінювача  $R_{\Sigma n}$ , який визначають згідно з п. 11. У цьому випадку знаходять більш точне значення струму в пучності за формулою

$$I_{\text{п}} = \sqrt{\frac{2P_{\Sigma}}{R_{\Sigma n}}}.$$

Очевидно, що коригувати величину  $a$  потрібно в тому випадку, коли отриманий опір випромінювання  $R_{\Sigma n}$  буде меншим ніж 50 Ом.

7. Вважаючи, що обидва вібратори півхвильові, обчислюємо взаємні опори  $R_{12}$  і  $X_{12}$  за формулами (2.6) і (2.7), або знаходимо значення цих опорів з таблиць, наведених у дод. 3, у разі зміщення кінців вібраторів  $h = 0$ .

8. Розраховуємо відношення амплітуд струму в контррефлекторі  $I_2$  (пасивному вібраторі) до струму  $I_1$  активного вібратора:

$$m = \frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{R_{12}^2 + X_{12}^2}{R_{22}^2 + X_{22}^2}},$$

де власний опір випромінювання пасивного вібратора  $R_{22} = 73$  Ом, а реактивну складову контррефлектора знаходимо з виразу

$$X_{22} = 42 + 60\pi \frac{\Delta l_2}{l_2} \ln \left( \frac{\lambda}{2\pi a} \right).$$

Бажано, щоб відношення амплітуд задовольняло нерівність  $m > 0,5$ .

9. Обчислюємо фазовий зсув струмів  $\dot{I}_1$  та  $\dot{I}_2$ :

$$\varphi = \pi + \operatorname{arctg} \frac{X_{12}}{R_{12}} - \operatorname{arctg} \frac{X_{22}}{R_{22}}.$$

10. Знаходимо відношення напруженості поля випромінювання вібраторів у бік контррефлектора  $\dot{A}_{\varepsilon,\delta}$  до напруженості поля випромінювання у бік дзеркала  $E_{дз}$ :

$$\chi = \frac{\dot{A}_{\varepsilon,\delta}}{\dot{A}_{\text{äç}}} = \frac{\sqrt{1+m^2+2m\cos(kd+\varphi)}}{\sqrt{1+m^2+2m\cos(kd-\varphi)}}.$$

Мінімального значення відношення  $\chi$  набуває, коли  $\cos(kd+\varphi) = -1$ , а  $\cos(kd-\varphi) = 1$ , тоді

$$\chi = \frac{1-m}{1+m}.$$

Якщо  $m > 0,5$ , то  $\chi < 0,3$ , що забезпечує інтенсивність випромінювання вібраторів у бік контррефлектора на 10 дБ меншу, ніж у бік дзеркала.

Якщо  $\chi > 0,3$ , необхідно змінити відстань між вібраторами  $d$  і скоригувати величини, які обчислюються за п.п. 6–9.

11. Розраховуємо опір випромінювання активного вібратора (активну складову вхідного опору опромінювача):

$$R_{\Sigma n} = 73 + m(R_{12} \cos \varphi - X_{12} \sin \varphi).$$

Якщо  $R_{\Sigma n} < 50$  Ом, потрібно перевірити правильність вибору діаметра стрижнів (п. 6).

12. Знаходимо значення вношеної реактивної складової вхідного опору активного вібратора:

$$X_{12\text{вн}} = m(R_{12} \sin \varphi + X_{12} \cos \varphi).$$

13. Обчислюємо вкорочення активного вібратора

$$\Delta l_1 = \frac{2X_1}{kW_A},$$

де  $X_1 = 42,5 + X_{12\text{вн}}$  — повна реактивна складова вхідного опору;

$k = 2\pi/\lambda$  — хвильове число;  $W_A = 120 \left( \ln \frac{l_1}{a} - 1 \right)$  — хвильовий опір

вібратора;  $l_1 = 0,5\lambda$  — довжина плеча півхвильового вібратора.

Для визначення хвильового опору вібратора можна використати також формулу В. М. Кессеніха

$$W_A = 120 \left( \ln \frac{\lambda}{\pi a} - 0,577 \right). \quad (4.1)$$

Конструктивна довжина пліч активного вібратора визначається як  $l_1 = \lambda/2 - \Delta l_1$ . За такої довжини вхідний опір буде активним і дорівнюватиме  $R_{\Sigma n}$ .

14. Розраховуємо коефіцієнт напрямленої дії опромінювача

$$D_{\text{опр}} = \frac{120}{R_{\Sigma n}} (1 - \cos kl_1)^2 [1 + m^2 + 2m \cos(kd - \varphi)].$$

15. Будуємо ДН опромінювача в площині  $E$

$$f_{\text{опр}}(\psi^E) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \psi^E\right)}{\cos \psi^E} \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(kd \cos \psi^E - \varphi)}$$

і в площині  $H$

$$f_{\text{опр}}(\psi^H) = \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(kd \cos \psi^H - \varphi)}.$$

Зображення ДН наводимо в полярній системі координат.

#### **4.1.2. Вібраторний опромінювач з плоским контррефлектором**

Опромінювач, конструктивну схему якого зображено на рис. 4.4, складається з вібратора 1, контррефлектора у вигляді плоского

металевого диска 2, щілинного збуджувача 3, прорізаного в металевій трубі 4 жорсткого коаксіалу. Як відомо, в коаксіальній лінії в робочій смузі частот існує лише хвиля типу  $T$ , тому поздовжня щілина 3 за звичайного режиму лінії живлення збуджуватись не буде. Але одне з пліч симетричного вібратора подовжують таким чином, щоб закоротити внутрішній та зовнішній провідники коаксіалу. В цьому перерізі виникають хвилі вищих типів, які супроводжуються протіканням поперечних струмів. Завдяки цьому щілина збуджується і її випромінювання живить симетричний вібратор.

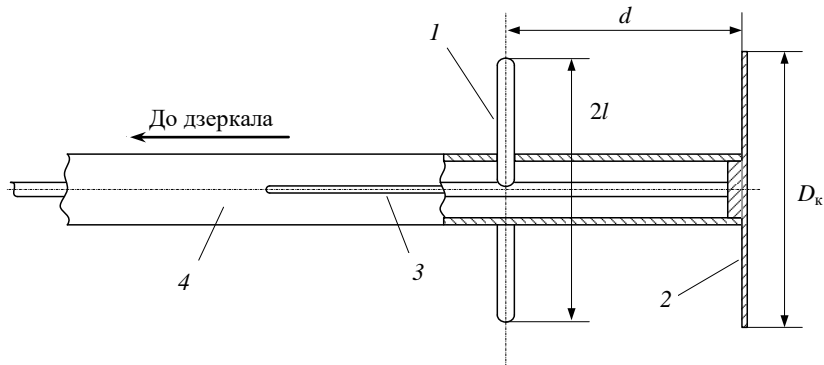


Рис. 4.4. Вібраторний опромінювач з плоским контррефлектором

Така схема живлення забезпечує симетрію живлення вібратора і формування хвилі із сферичним фронтом, тобто опромінювач має фазовий центр, положення якого не залежить від напрямку поширення хвиль. Перевагою опромінювача є також відсутність випромінювання вздовж осі дзеркальної антени у бік контррефлектора.

На жаль, контррефлектор має значну площу, що призводить до затінення відбитих від дзеркала променів. Тому такий опромінювач використовують для дзеркал з відносно великою площею апертури.

Рекомендують таку послідовність розрахунку опромінювача.

1. Визначаємо діаметр контррефлектора

$$D_{\epsilon, \delta} = (0,6 \dots 0,8) \lambda .$$

Для забезпечення однонапрявленого випромінювання рекомендують брати діаметр диска контррефлектора  $D_{e,\delta} = 0,815\lambda$ .

2. Вибираємо відстань  $d$  між півхвильовим вібратором і диском. У схемі, що зображена на рис. 4.4, рекомендованою відстанню є

$$d = 0,286\lambda.$$

Значення  $d$  у загальному випадку становить від  $0,2\lambda$  до  $0,3\lambda$ .

3. Контррефлектор (диск) замінюємо дзеркальним зображенням вібратора. Отже, надалі розглядатимемо систему двох півхвильових вібраторів, у яких амплітуди струмів однакові, але зсунуті за фазою на  $\pi$  рад.

Відстань між вібраторами дорівнює  $2d$ .

Вхідний опір опромінювача (активного вібратора) визначається як для протифазної системи двох диполів

$$Z_A = Z_{11} - Z_{12},$$

де  $Z_{11}$  — власний опір вібратора;  $Z_{12}$  — взаємний опір вібратора і його дзеркального зображення.

Взаємний опір знаходимо з табл. 4.1 за відомою відстанню  $d$ .

Таблиця 4.1

**Взаємні опори півхвильових вібраторів**

$2d/\lambda$	0,40	0,42	0,44	0,46	0,48	0,50
$R_{12}$	+6,2	+2,0	-2,0	-5,8	-9,4	-12,5
$\Delta$	4,2	4,0	3,8	3,6	3,1	2,9
$X_{12}$	-37,5	-36,7	-35,6	-33,9	-32,1	-29,9
$\Delta$	0,8	1,1	1,7	1,8	2,2	2,4
$2d/\lambda$	0,52	0,54	0,56	0,58	0,60	0,62
$R_{12}$	-15,4	-17,9	-20,1	-21,9	-23,3	-24,4
$\Delta$	2,5	2,2	1,8	1,4	1,1	0,6
$X_{12}$	-27,5	-24,9	-22,0	-19,0	-15,9	-12,7
$\Delta$	2,6	2,9	3,0	3,1	3,2	3,2

Опір випромінювання (активна складова вхідного опору опромінювача)

$$R_A = R_{\Sigma n} = R_{11} - R_{12} = 73,1 - R_{12}.$$

Реактивна складова вхідного опору

$$X_A = X_{11} - X_{12} = 42,5 - X_{12}.$$

4. Обчислюємо діаметр поперечного перерізу вібратора  $2a$ :

$$a \geq (2...3) \frac{60I_n \cdot 10^{-3}}{E_{\text{крит}}},$$

де  $E_{\text{крит}} \approx 30$  кВ/см — допустима критична напруженість електричного поля на поверхні вібратора;  $I_n = \sqrt{\frac{2P_{\Sigma}}{R_{\Sigma n}}}$  — струм у пучності.

5. Розраховуємо резонансну довжину вібратора

$$2l = \lambda/2 - 2\Delta l,$$

де вкорочення вібратора  $\Delta l$  визначається як  $\Delta l = \frac{X_{11} - X_{12}}{2\pi W_A} \lambda$  і хвильовий опір вібратора  $W_A = 120 \left( \ln \frac{\lambda}{\pi a} - 0,577 \right)$ .

6. Значення коефіцієнта підсилення опромінювача знаходимо за формулою

$$G_{\text{опр}} \approx D_{\text{опр}} = \frac{480}{R_{\Sigma n}} \sin^2 kd(1 - \cos kl)^2,$$

де  $D_{\text{опр}}$  — коефіцієнт напрямленої дії опромінювача.

7. Будуємо ДН опромінювача за формулами:

– у площині  $E$

$$f(\psi^E) = \frac{\cos(kl \sin \psi^E) - \cos kl}{\cos \psi^E} \sin(kd \cos \psi^E);$$

– у площині  $H$

$$f(\psi^H) = \sin(kd \cos \psi^H).$$

Кути  $\psi^E$  і  $\psi^H$  змінюємо в межах від  $-\pi/2$  до  $+\pi/2$ .



### 4.1.3. Пірамідальний рупорний опромінювач

Рупорні опромінювачі використовують для параболічних антен з відносно великим коефіцієнтом підсилення. Переваги пірамідальних рупорних опромінювачів полягають у тому, що вони дають можливість створювати ДН з різною шириною в ортогональних площинах. При цьому зміна ширини ДН в одній площині не потребує коригування розмірів рупора в другій площині. Крім того, конструкція рупора досить технологічна, механічно міцна і має широку смугу робочих частот.

Пірамідальний рупор може випромінювати електромагнітні хвилі як лінійної, так і обертової поляризації.

Розрахунок опромінювача (рис. 4.5) виконуємо в такій послідовності.

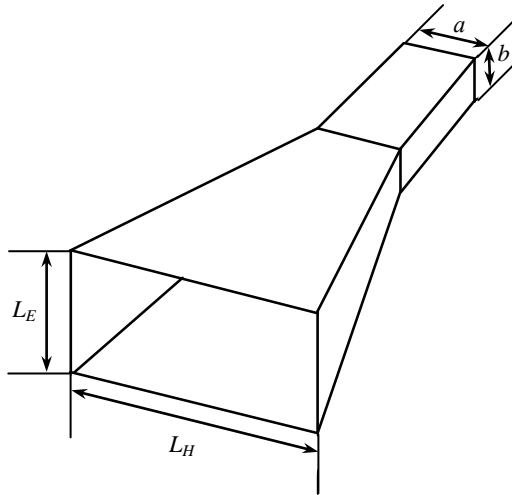


Рис. 4.5. Пірамідальний рупорний опромінювач

1. Обчислюємо розміри розкриву рупора за шириною ДН, яку задають на рівні 0,1 густини потужності від максимального значення.

У площині  $E$

$$L_E = 0,74 \frac{\lambda}{\sin \psi_{0,1}^E};$$

у площині  $H$

$$L_H = 1,02 \frac{\lambda}{\sin \psi_{0,1}^H}.$$

Якщо бажано мати досить великі конструктивні допуски на виготовлення дзеркальної антени, то кут  $\psi_{0,1}$  беруть у межах  $30 \dots 50^\circ$ .

Якщо необхідно забезпечити оптимальні розміри антени (за таким критерієм, як коефіцієнт підсилення), то ширину ДН беруть від  $50$  до  $60^\circ$ . Для формування вісесиметричної ДН має становити

$$\psi_{0,1}^E = \psi_{0,1}^H.$$

2. Для вибору стандартного прямокутного хвилеводу, за допомогою якого буде жититися рупор, обчислюємо орієнтовні значення розміру широкої стінки хвилеводу

$$a \approx \frac{\lambda}{1,4};$$

вузької стінки хвилеводу

$$b \approx (0,4 \dots 0,5) a.$$

Стандартний хвилевід за отриманими розмірами  $a$  і  $b$  наведено з табл. Д1, дод. 1.

3. Визначаємо довжину рупора

$$R = \frac{L^2}{8\Delta R} - \frac{\Delta R}{2},$$

де  $L$  — розмір розкриву рупора, що обчислений в п. 1 підрозд. 4.1.3;  $\Delta R$  — допустима різниця ходу променів (центрального і периферійного): у площині  $E$   $\Delta R = \lambda/4$  і площині  $H$   $\Delta R = 3\lambda/8$ .

Оскільки рупор стикується з прямокутним хвилеводом, то знайдені довжини  $R_E$  і  $R_H$  мають задовольняти рівняння

$$\frac{R_H}{R_E} = \frac{L_H}{L_E} \frac{L_E - b}{L_H - a}.$$

Якщо рівняння не задовольняються, то один з розмірів ( $R_E$  або  $R_H$ ) перераховують у бік його збільшення. Якщо

$$R_E \left( 1 - \frac{b}{L_E} \right) > R_H \left( 1 - \frac{a}{L_H} \right),$$

то новий розмір  $R'_H$  знаходимо з рівняння

$$R'_H = R_E \frac{L_H}{L_E} \frac{L_E - b}{L_H - a}.$$

Якщо

$$R_E \left( 1 - \frac{b}{L_E} \right) < R_H \left( 1 - \frac{a}{L_H} \right),$$

то збільшуємо розмір  $R_E$ . Його нове значення визначаємо так:

$$R'_E = R_H \frac{L_E}{L_H} \frac{L_H - a}{L_E - b}.$$

4. Розраховуємо коефіцієнт напрямленої дії опромінювача

$$D_{\text{опр}} = \frac{2\pi}{\lambda^2} L_E L_H.$$

5. Будуємо ДН опромінювача:

– у площині  $E$

$$f_{\text{опр}}(\psi^E) = \left( 1 + \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2L_H} \right)^2} \cos \psi^E \right) \frac{\sin \left( \frac{kL_E}{2} \sin \psi^E \right)}{\frac{kL_E}{2} \sin \psi^E};$$

– у площині  $H$

$$f_{\text{опр}}(\psi^H) = \left( \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2L_H} \right)^2} + \cos \psi^H \right) \frac{\cos \left( \frac{kL_H}{2} \sin \psi^H \right)}{\left( \frac{\pi}{2} \right)^2 - \left( \frac{kL_H}{2} \sin \psi^H \right)^2}.$$

Для побудови ДН можна використовувати як полярну, так і прямокутну системи координат.

#### 4.1.4. Конічний рупорний опромінювач

Конічний рупорний опромінювач має певні переваги перед пірамідальним рупором. Діаграма напрямленості конічного рупора в ортогональних площинах ( $E$  і  $H$ ) відрізняються дуже мало, тому

просторова ДН має форму вісесиметричної поверхні, що утворюється внаслідок обертання ДН в одній площині навколо оптичної осі. Крім того, якщо випромінювання параболоїда здійснюється круглим хвилеводом, істотно зменшується паразитна поляризація (кросполяризація).

Важливо також і те, що малонапрявлений конічний рупор має менший рівень зворотного випромінювання, ніж пірамідальний рупор з тими ж напрямленими властивостями.

Розрахунок конічного рупора опромінювача можна виконувати в такій послідовності.

1. Виходячи із заданої робочої смуги частот  $f_{\min}$  і  $f_{\max}$ , обчислюємо середнє значення частоти

$$f_{\text{сеп}} = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}.$$

Знаходимо мінімальну і максимальну довжини хвиль  $\lambda_{\min}$  і  $\lambda_{\max}$  і розраховуємо середню довжину хвилі робочої смуги частот

$$\lambda_{\text{сеп}} = \frac{c}{f_{\text{сеп}}},$$

де  $c = 3 \cdot 10^{10}$  см/с — швидкість поширення електромагнітних хвиль.

2. Вибираємо кут розхилу дзеркала  $\psi_0$ . Міркування з приводу кута розхилу дзеркала наведені в підрозд. 4.1.3 п. 1. Виходячи з вибраного кута  $\psi_0$ , припускаємо, що ширина ДН рупора на рівні 0,1 густини потужності від максимального значення становить

$$2\psi_{0,1} = 2\psi_0.$$

3. Обчислюємо діаметр розкриття конічного рупора

$$d = \frac{2,73\lambda}{\pi \sin \psi_{0,1}}.$$

4. Визначаємо оптимальну довжину рупора

$$R = \frac{d^2}{2,4\lambda} - 0,15\lambda.$$

Якщо довжина рупора відносно довжини хвилі мала, то для кращого узгодження рупора з хвилеводом і зменшення

інтенсивності хвиль вищих типів у рупорі збільшуємо його довжину до конструктивно прийнятних розмірів.

5. Обчислюємо конструктивні розміри відрізка круглого хвилеводу, яким живиться рупор (рис. 4.6).

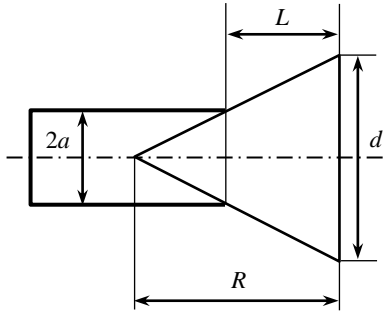


Рис. 4.6. Конічний рупорний опромінювач

Ураховуючи значення критичної довжини основної хвилі (типу  $H_{11}$ ) у круглому хвилеводі, знаходимо

$$a_{\min} \geq \frac{\lambda_{\max}}{3,41}.$$

Максимальне значення радіуса круглого хвилеводу має забезпечувати відсутність хвиль вищих порядків, тому

$$a_{\max} < \frac{\lambda_{\min}}{2,61}.$$

Отже, радіус поперечного перерізу круглого хвилеводу вибираємо з нерівності

$$a_{\min} \leq a \leq a_{\max}.$$

6. Визначаємо довжину рупора  $L$  від перерізу, в якому стикаються рупор і хвилевід, до розкриття рупора

$$L = R \left( 1 - \frac{2a}{d} \right).$$

7. Розрахуємо максимальний фазовий зсув в апертурі рупора:

– на середній довжині хвилі робочого діапазону

$$\varphi_{\max} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{сеп}}} \left( \sqrt{R^2 + \frac{d^2}{4}} - R \right);$$

– на мінімальній довжині хвилі

$$\varphi'_{\max} = \frac{2\pi}{\lambda_{\min}} \left( \sqrt{R^2 + \frac{d^2}{4}} - R \right).$$

Якщо фазовий зсув буде меншим за  $90^\circ$ , то можна вважати, що ДН, побудована за формулами для синфазно збудженої круглї апертури, буде з достатньою для практики точністю збігатися з реальною ДН.

8. Для конічного рупора наближене значення характеристики напрямленості має вигляд [1; 4; 9]:

– у площині  $E$

$$f_{\text{опр}}(\psi^E) = \left( \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} + \frac{\beta}{k} \cos \psi^E \right) \frac{J_1\left(\frac{kd}{2} \sin \psi^E\right)}{\frac{kd}{2} \sin \psi^E};$$

– у площині  $H$

$$f_{\text{опр}}(\psi^H) = \left( \cos \psi^H + \frac{\beta}{k} \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right) \frac{J_1'\left(\frac{kd}{2} \sin \psi^H\right)}{1 - \left(\frac{kd}{3,68} \sin \psi^H\right)^2},$$

де  $\Gamma$  — коефіцієнт відбиття хвилі від апертури;  $\beta = 2\pi/\Lambda$  — коефіцієнт фази хвилі у хвилеводі;  $\Lambda$  — довжина хвилі у хвилеводі;  $J_1(x)$  — функція Бесселя першого порядку від аргумента  $x$ ;  $J_1'(x)$  — перша похідна функції Бесселя за аргументом  $x$ .

Оскільки хвилевід сконструйований так, щоб існувала в ньому тільки хвиля  $H_{11}$ , тоді

$$\Gamma = \frac{1 - \frac{\beta}{k}}{1 + \frac{\beta}{k}}; \quad \beta = k \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2};$$

$$\lambda_{\text{кр}} = 3,41 \frac{d}{2}.$$

Похідну функцію Бесселя можна знайти за допомогою таких співвідношень [14]:

$$J_1'(x) = \frac{1}{2} [J_0(x) - J_2(x)];$$

$$J_1'(x) = J_0(x) - \frac{J_1(x)}{x};$$

$$J_1'(x) = \frac{J_1(x)}{x} - J_2(x).$$

Використовуючи наведені зв'язки між величинами, що входять в характеристики напрямленості рупора, формули для розрахунку ДН рупора подамо у вигляді

$$f_{\text{опр}}(\psi^E) = \left[ 1 + \left( 1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_{\text{сп}}^2} \right) \cos \psi^E \right] \frac{J_1\left(\frac{kd}{2} \sin \psi^E\right)}{\frac{kd}{2} \sin \psi^E};$$

i

$$f_{\text{i}\delta}(\psi^i) = \left[ \cos \psi^i + 1 + \left( \frac{\lambda}{\lambda_{\text{e}\delta}} \right)^2 \right] \times \\ \times \frac{J_0\left(\frac{kd}{2} \sin \psi^i\right) - J_2\left(\frac{kd}{2} \sin \psi^i\right)}{2 \left[ 1 - \left( \frac{kd}{3,68} \sin \psi^i \right)^2 \right]}.$$

Діаграму напрямленості нормуємо так, щоб її максимальне значення (якщо  $\psi^E, \psi^H = 0$ ) набувало значення, що дорівнює одиниці.

9. Обчислюємо коефіцієнт напрямленої дії опромінювача

$$D_{\text{опр}} = 0,83 \frac{\pi^2 d^2}{4\lambda^2} \frac{\left[ 2 - \left( \frac{\lambda}{1,705d} \right)^2 \right]^2}{\left[ 1 - \left( \frac{\lambda}{1,705d} \right)^2 \right]}.$$

Для хвиль значно коротших від критичної довжини хвилі наближене значення коефіцієнта напрямленості визначаємо як

$$D_{\text{опр}} \approx 10,4 \frac{S}{\lambda^2},$$

де  $S$  — площа розкриву рупора.

#### 4.1.5. Двощілинний опромінювач

Двощілинний опромінювач використовують у сантиметровому діапазоні електромагнітних хвиль. Він має досить компактну конструкцію (рис. 4.7), що забезпечує малий тінювий ефект.

Опромінювач являє собою металеву коробку, яка стикується з прямокутним хвилеводом. Широкі стінки хвилеводу звужуються (зменшується розмір хвилеводу в площині  $E$ ), що сприяє узгодженню опромінювача з фідером. Ретельнішого узгодження досягають за допомогою гвинта 2. Дві щілини 1 прорізують у стінці коробки, яка обернена в бік дзеркала. Тому звуження хвилеводу зменшує вплив фідера на випромінювання щілин.

Металеву коробку можна розглядати як об'ємний резонатор. Фронт хвилі опромінювача можна вважати сферичним.

Фазові спотворення не перевищують  $30^\circ$ .

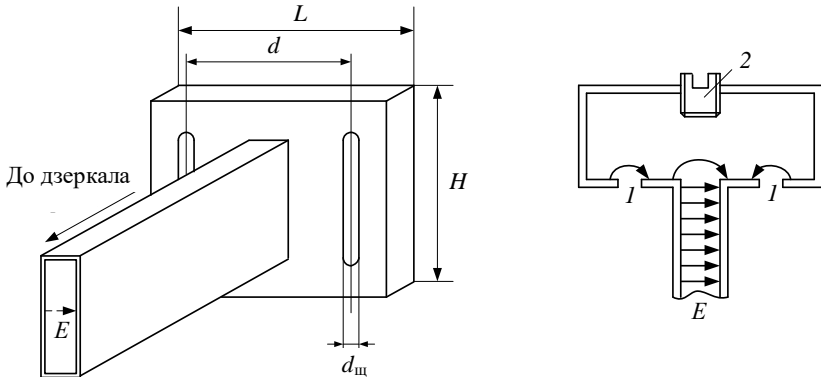


Рис. 4.7. Двощілинний опромінювач

Недоліком такого опромінювача є знижена електрична міцність та вузькосмуговість (відносна ширина смуги частот становить близько 3 %).



Розрахунок опромінювача виконують у такій послідовності.

1. Вибираємо відстань між щілинами  $d$ . Зазвичай значення  $d$  беруть близьким до половини довжини хвилі ( $d \approx 0,5\lambda$ ).

2. Розміри металевої коробки  $L$  і  $H$  беремо близькими до довжини хвилі в прямокутному хвилеводі.

3. Обчислюємо вкорочення щілини

$$\Delta l = \frac{42,5\lambda}{240\pi \left( \ln \frac{4\lambda}{\pi d} - 0,578 \right)}.$$

4. Знаходимо резонансну довжину щілини

$$2l = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta l.$$

5. Розраховуємо напругу між кромками щілини в пучності

$$U_{\text{п}} = \sqrt{\frac{2P_{\Sigma}}{G_{\Sigma}}},$$

де  $G_{\Sigma} = \frac{73,1}{2(60\pi)^2}$  — провідність випромінювання щілини,

віднесена до напруги в пучності.

6. Визначаємо мінімально допустиме значення ширини щілини

$$d_{\text{щ, min}} \geq 2 \frac{U_{\text{п}}}{E_{\text{кр}}},$$

де  $E_{\text{кр}} = 3 \cdot 10^4$  В/см — критична напруженість поля.

З конструктивних і технологічних міркувань вибираємо ширину щілини

$$d_{\text{щ}} \geq d_{\text{щ, min}}.$$

7. Наближене значення коефіцієнта підсилення (коефіцієнта напрямленої дії) опромінювача визначаємо як

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

де  $n$  — кількість щілин.

8. Розраховуємо і будуємо в полярній системі координат ДН опромінювача:

– у площині  $E$

$$F_{\text{ііδ}}(\psi^A) = \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \psi^E\right), \quad \text{якщо } \pi/2 \leq \psi^E \leq \pi/2;$$

– у площині  $H$

$$F_{\text{ііδ}}(\psi^f) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \psi^H\right)}{\cos \psi^H}, \quad \text{якщо } \pi/2 \leq \psi^H \leq \pi/2.$$

## 4.2. Порядок розрахунку параболічної антени

Розрахунок антени полягає у визначенні конструктивних розмірів параболоїда, допусків на точність виготовлення дзеркала та оцінюванні електродинамічних параметрів і характеристик. Для розрахунку антени задають або коефіцієнт підсилення  $G$  (дБ), або ширину ДН на рівні половинної густини потужності  $2\theta_{0,5}$ . Так, наприклад, антени супутникового телебачення характеризуються коефіцієнтами підсилення в межах 30...40 дБ, а ширина ДН  $2\theta_{0,5} \approx 2...4^\circ$ . Крім того, задають середню довжину хвилі робочого діапазону  $\lambda$  і вибирають конструкцію опромінювача.

Потужність випромінювання  $P_\Sigma$  не має істотного значення для проектування дзеркала, оскільки електрична міцність дзеркала набагато перевищує електричну міцність опромінювача. Значення робочої смуги довжин хвиль також не впливає на конструкцію дзеркала. У разі широких смуг робочих частот потрібно лише перевіряти електродинамічні параметри, щоб їх значення відповідали заданим вимогам.

Розрахунок виконують у такій послідовності.

4.1. Знаходимо амплітудний розподіл напруженості електричного поля в розкриві параболоїда:

– у площині  $E$

$$E(\psi^E) = f_{\text{опр}}(\psi^E) \cos^2 \frac{\psi^E}{2};$$

– у площині  $H$

$$E(\psi^H) = f_{\text{опр}}(\psi^H) \cos^2 \frac{\psi^H}{2}.$$

Обчислюємо максимальні значення напруженості поля, якщо  $\psi^E, \psi^H = 0$ . Нормуємо залежності напруженості електричного поля від кута  $\psi$ , тобто знаходимо нормовані функції розподілу напруженості електричного поля в апертурі антени:

$$f_E(E, \psi) = \frac{E(\psi^E)}{E_{\max}(0)};$$

$$f_H(E, \psi) = \frac{E(\psi^H)}{E_{\max}(0)}.$$

Будуємо графіки нормованих залежностей.

4.2. За графіками функцій розподілу напруженості електричного поля уточнюємо кут розхилу дзеркала  $\psi_0$ . Для цього на графіку  $f_E(E, \psi)$  і  $f_H(E, \psi)$  на рівні 0,316 визначаємо кут  $2\psi_0$ .

4.3. Припускаємо, що ККД антени у звичайному розумінні цього поняття дорівнює одиниці, тобто нехтуємо втратами в провідниках і діелектриках.

Тоді коефіцієнт підсилення антени дорівнюватиме коефіцієнту напрямленої дії. Отже,

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} S q,$$

де  $S$  — геометрично площа розкриву;  $q = \gamma \eta_i$  — ефективність антени;  $\gamma$  — апертурний коефіцієнт використання площі;  $\eta_i$  — коефіцієнт перехоплення дзеркалом потужності випромінювання опромінювача.

Розраховуємо ефективність антени за формулами [1]:

– з використанням вібраторних опромінювачів

$$q = \left[ 0,423 J_1 \left( 3,5 \operatorname{tg} \frac{\Psi_0}{2} \right) + 0,26 \operatorname{tg} \frac{\Psi_0}{2} \right]^2 D_{\text{опр}},$$

де  $J_1(x)$  — функція Бесселя першого роду першого порядку від аргумента  $x = 3,5 \operatorname{tg} \frac{\Psi_0}{2}$ ;  $D_{\text{опр}}$  — коефіцієнт напрямленої дії опромінювача;

– з використанням рупорних опромінювачів

$$q = 40 \left( \sin^4 \frac{\Psi_0}{2} + \ln \cos \frac{\Psi_0}{2} \right)^2 \operatorname{ctg}^2 \frac{\Psi_0}{2};$$

– для антени із щільним опромінювачем

$$q = 24 \left( \sin^2 \frac{\Psi_0}{2} + \ln \cos \frac{\Psi_0}{2} \right)^2 \operatorname{ctg}^2 \frac{\Psi_0}{2}.$$

Наближене значення коефіцієнта перехоплення для всіх типів опромінювачів можна обчислити за формулою [4]

$$\eta_{\Gamma} = 1 - \frac{5}{8} \cos^3 \Psi_0 - \frac{3}{8} \cos^5 \Psi_0.$$

4.4. Визначаємо площу опромінювача  $S_3^{\text{опр}}$ , яка затінюватиме апертуру параболоїда. Двовібраторний опромінювач має найменшу площу затінення

$$S_3^{\text{опр}} = 4al_2.$$

Площа затінення вібраторного опромінювача з дисковим контр-рефлектором

$$S_3^{\text{опр}} = \pi \frac{D_{\kappa}^2}{4}.$$

Площа затінення рупорного опромінювача у випадку пірамідального рупора

$$S_3^{\text{опр}} = L_E L_H$$

і у випадку конічного рупора

$$S_3^{\text{опр}} = \pi \frac{d^2}{4}.$$

Площа затінення двощілинного опромінювача

$$S_3^{\text{опр}} = LH.$$

Повна площа деталей, що затінюють випромінювання антени, складається з площі затінення опромінювача  $S_3^{\text{опр}}$  і площі затінення елементів кріплення опромінювача у фокусі параболоїда  $S_3^{\text{е.к}}$ . Значення  $S_3^{\text{е.к}}$  знаходять з конструкції антени. Якщо розміри антени невеликі, то вібраторні та двощілинні опромінювачі можуть

закріплюватися жорстким фідером. Тоді  $S_3^{e.k} = 0$ . В інших випадках опромінювачі встановлюються в певному положенні за допомогою стрижнів, які одним кінцем кріпляться до дзеркала, а другим — до опромінювача. Таких стрижнів може бути декілька ( $n$ ). Отже, для розрахунку необхідно вибрати діаметри стрижнів  $d_{ct}$  і довжину їх проекції на площину апертури  $l_{ct}$ . Тоді

$$S_3^{e.k} = n d_{ct} l_{ct}.$$

Рупорні опромінювачі можуть живитися і порожнистими хвилеводами. У цьому випадку необхідно враховувати площу затінення хвилеводом  $S_3^{xb}$ . Очевидно, що

$$S_3^{xb} = l_{xb} t,$$

де  $l_{xb}$  — довжина проекції хвилеводу на площину апертури;  $t$  — розмір хвилеводу в площині, перпендикулярній до оптичної осі антени.

Величини, що визначають загальну площу затінення,

$$S_3 = S_3^{оп} + S_3^{e.k} + S_3^{xb},$$

знаходять із конструктивної схеми антени. Орієнтовні значення діаметра параболоїда оцінюють за формулами

$$2R_0 \cong \lambda \sqrt{\frac{D}{7}}; \quad 2R_0 \approx \frac{70^{\circ} \lambda}{2\theta_{0,5}^{\circ}}.$$

У цих формулах припускаємо, що  $q \approx 0,7$ .

4.5. Розраховуємо радіус розкриву параболоїда (рис. 4.8)

$$R_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\lambda^2 G}{q} + 4\rho S_3}.$$

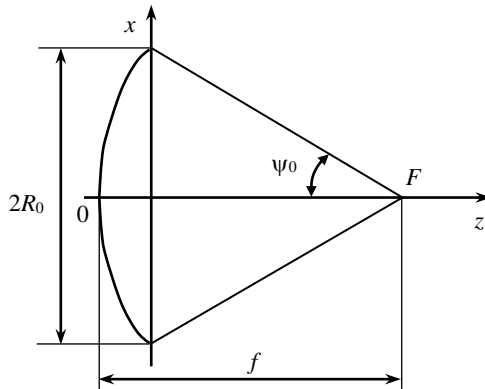


Рис. 4.8. Схематичне зображення параболоїда

У випадку, коли задана ширина ДН параболічної антени  $2\theta_{0,5}$ , коефіцієнт підсилення розраховуємо за формулою

$$G = \frac{41300}{(2\theta_{0,5}^E)(2\theta_{0,5}^H)}, \quad (4.4)$$

де ширину ДН виражаємо у градусах.

4.6. Обчислюємо фокусну відстань параболоїда

$$f = \frac{R_0}{2\text{tg}\left(\frac{\Psi_0}{2}\right)}.$$

4.7. Розраховуємо профіль дзеркала

$$z = \frac{x^2}{4f},$$

де аргумент  $x$  змінюється в межах  $0 \leq x \leq R_0$ .

По осі абсцис і осі ординат необхідно величини  $x$  і  $z$  відкласти в однакових масштабах.

У полярній системі координат профіль дзеркала визначається як

$$\rho = \frac{2f}{1 + \cos \psi}.$$

Полярний кут  $\psi$  набуває значення в межах  $-\psi_0 \leq \psi \leq \psi_0$ .

4.8. Визначаємо положення точок інтерполяційних вузлів у розкритті дзеркала

$$\begin{aligned} R' &= 0; \\ R'' &= 0,5R_0; \\ R''' &= R_0. \end{aligned}$$

Відносні значення напруженості електричного поля в розкритті параболоїда знаходимо з виразів (4.2) і (4.3):

$$\left. \begin{aligned} f(E, \psi = 0) &= 1; \\ f(E, \psi = \psi'') &= \chi; \\ f(E, \psi = \psi_0) &= 0,316, \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

$$\text{де } \psi'' = \arcsin \left( \frac{\frac{R_0}{2f}}{1 + \frac{R_0^2}{16f^2}} \right) \text{ або } \psi'' = 2 \operatorname{arctg} \left( \frac{R_0}{4f} \right).$$

Якщо ДН опромінювача в площинах  $E$  і  $H$  розрізняються, то точки інтерполяційних вузлів визначаються для кожної площини окремо.

4.9. Знаходимо коефіцієнти полінома, яким апроксимуємо розподіл напруженості електричного поля в апертурі антени. Можемо обмежитись трьома членами полінома, оскільки похибки наближення, як свідчать результати апроксимації, будуть невеликими. Тоді згідно з припустимою кількістю інтерполяційних вузлів поліном має вигляд

$$E(V) = \sum_{s=0}^2 a_s (1 - V^2)^s,$$

де  $V = R/R_0$  — відносна радіальна координата точки в розкритві параболоїда.

Ураховуючи значення функції розподілу поля у вузлах інтерполяції (4.5), складаємо таку систему рівнянь:

$$\begin{aligned} \dot{a}_0 + \dot{a}_1 + \dot{a}_2 &= 1; \\ \dot{a}_0 + 0,75\dot{a}_1 + 0,5625\dot{a}_2 &= \chi; \\ \dot{a}_0 &= 0,316. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Із рівнянь (4.6) знаходимо значення коефіцієнтів  $a_0$ ,  $a_1$  і  $a_2$ .

4.10. Обчислюємо ДН дзеркальної антени

$$f(u) \cos^2 \frac{\theta}{2} = [a_0 F_0(u) + a_1 F_1(u) + a_2 F_2(u)] \cos^2 \frac{\theta}{2},$$

де  $u = \frac{1}{2} k R_0 \sin \theta$  — узагальнений кутовий коефіцієнт;

$F_0(u) = \Lambda_1(u)$  — парціальна ДН нульового порядку;

$F_1(u) = \frac{1}{2} \Lambda_2(u)$  — парціальна ДН першого порядку;

$F_2(u) = \frac{1}{3} \Lambda_3(u)$  — парціальна ДН другого порядку;

$\Lambda_1(u) = 2 \frac{J_1(u)}{u}$  — лямбда-функція першого порядку;

$\Lambda_2(u) = 8 \frac{J_2(u)}{u^2}$  — лямбда-функція другого порядку;

$\Lambda_3(u) = 48 \frac{J_3(u)}{u^3}$  — лямбда-функція третього порядку;

$J_1(u), J_2(u), J_3(u)$  — функції Бесселя першого, другого і третього порядків.

Нормована ДН становить

$$F(u) \cos^2 \frac{\theta}{2} = \left[ \frac{6a_0 \Lambda_1(u) + 3a_1 \Lambda_2(u) + 2\Lambda_3(u)}{6a_0 + 3a_1 + 2a_2} \right] \cos^2 \frac{\theta}{2}. \quad (4.7)$$

4.11. Будуємо ДН у площині  $E$  і в площині  $H$ . Із ДН визначаємо ширину головної пелюстки за половинною густиною потужності  $2\theta_{0,5}^E$  і  $2\theta_{0,5}^H$ .

У разі зміщення опроміювача з фокуса параболоїда перпендикулярно до оптичної осі ДН також відхиляється від оптичної осі (рис. 4.8).

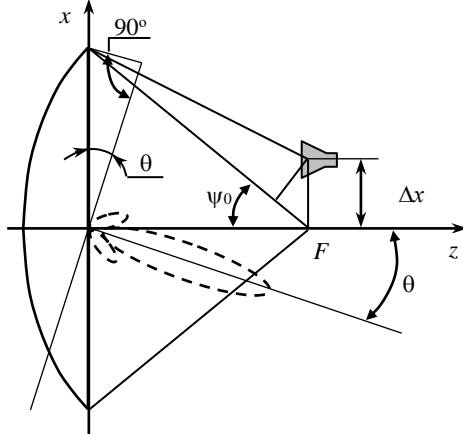




Рис. 4.9. Відхилення ДН у разі зміщення опромінювача в напрямку, перпендикулярному до осі параболоїда

Цю властивість антени використовують у радіолокаційних станціях для автоматичного супроводження цілі, в антенах супутникового телебачення для приймання сигналів супутників, які мають невелике кутове рознесення, для сканування простору в малих просторових секторах і т. ін.

Для цього необхідно передбачити конструктивну можливість зміщення опромінювача або складний опромінювач, у якому об'єднуються два або три прості опромінювачі з пристроями регулювання положення кожного окремого опромінювача.

Діаграму напрямленості для антени із зміщеним опромінювачем розраховуємо за формулою (4.7). Узагальнений кутовий аргумент набуває такого вигляду

$$u = \frac{1}{2} k R_0 \sin \theta - \psi ,$$

а напрям максимального випромінювання відхиляється від оптичної осі на кут

$$\theta_{\max} = \arcsin \left( \frac{\psi}{\pi} \frac{\lambda}{R_0} \right) .$$

Кут  $\theta_{\max}$  вибирають згідно з вимогами до формування ДН антени. Отже, фазовий зсув

$$\psi = \frac{\pi}{\lambda} R_0 \sin \theta_{\max} .$$

Щоб отримати такий фазовий зсув, опромінювач виносять на відстань  $\Delta x$  з фокуса (рис. 4.9), яку обчислюємо за формулою

$$\Delta x = \frac{\theta_{\max} R_0}{\sin \psi_0} ,$$

якщо кут  $\theta_{\max}$  задається в радіанах, або

$$\Delta x \approx \frac{\theta_{\max} R_0}{60 \sin \psi_0} ,$$

якщо кут  $\theta_{\max}$  задається в градусах.

Бажано, щоб зміщення  $\Delta x$  опромінювача не перевищувало величини

$$\Delta x_{\text{доп}} \leq 0,6 \frac{\lambda}{\sin \psi_0}.$$

У цьому випадку спотвореннями ДН можна нехтувати. Слід зауважити, що чим менша глибина дзеркала (чим менший кут розхилу дзеркала), тим на більший кут  $\theta_{\text{max}}$  можна відхилити ДН, тобто кубічні фазові спотворення розподілу напруженості електричного поля в апертурі антени будуть незначними.

4.12. За формулою (4.4) знаходимо значення коефіцієнта підсилення і робимо висновки про відповідність параметрів  $2\theta_{0,5}^E$ ,  $2\theta_{0,5}^H$

і  $G$  заданим значенням. У випадку їх істотної розбіжності коригуємо розміри апертури і конструктивні параметри антени.

4.13. Розраховуємо технічні допуски на конструктивні параметри параболоїда:

а) відхилення форми дзеркала від параболічної поверхні

$$\delta \leq \frac{\lambda}{16}; \quad (4.8)$$

б) зміщення опромінювача з фокуса в осьовому напрямі

$$\delta_f \leq \frac{\lambda}{4(1 - \cos \psi_0)}; \quad (4.9)$$

в) зміщення опромінювача перпендикулярно до оптичної осі

$$\alpha_f \leq f \sin \alpha_m, \quad (4.10)$$

$$\text{де } \alpha_m = \frac{\lambda}{4R_0} \left( \frac{4f^2}{R_0} - 1 \right).$$

4.14. Обчислюємо коефіцієнт біжучої хвилі у фідері

$$K_{\dot{a}, \dot{\delta} \dot{a}} = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}, \quad (4.11)$$

де  $\Gamma$  — коефіцієнт відбиття, який знаходять за формулою

$$\Gamma = \frac{\lambda D_{\text{опр}}}{4\pi f}.$$

#### 4.15. Уточнюємо конструкцію і креслимо ескіз антени.



Розроблення параболічної антени складається з двох етапів, результати яких визначають характеристики антени. Першим етапом є проектування опромінювача. Очевидно, що проектувальники орієнтуються на економічну доцільність вибору опромінювача і можливість забезпечити необхідну ефективність функціонування антени. Тому в арсеналі антенної техніки є чимало різних конструкцій опромінювачів. Найпростіші з них — вібраторні опромінювачі. Їх переваги — простота конструкції, незначний антенний ефект і детально розроблена методика розрахунку. Такі опромінювачі доцільно використовувати в антенах з малим та середнім коефіцієнтами напрямленої дії, з дзеркалами як короткофокусними, так і довгофокусними.

Рупорні опромінювані створюють відчутний тіньовий ефект, тому їх використовують у антенах із великим значенням коефіцієнта напрямленої дії. Їх перевагами є можливість випромінювати великі рівні потужності, забезпечувати досить близький до бажаного розподіл напруженості поля в розкриві. Точність розрахунку поля випромінювання рупора з малими лінійними розмірами розкриву виявляється нижчою за точність вібраторного опромінювача.

Розраховуючи поле випромінювання параболічної антени безпосередньо за розподілом напруженості електричного поля, створеного опромінювачем з урахуванням властивостей дзеркала, приходимо до обчислення інтегралів, які не можуть бути виражені відомими функціями. У зв'язку з цим, знайдений амплітудний розподіл поля в апертурі апроксимують рядами, для яких відомі значення парціальних діаграм спрямованості. Отже, теоретична ДН параболічної антени є сумою парціальних ДН.

У процесі проектування антени необхідно мати на увазі, що коефіцієнт напрямленої дії опромінювача впливає на такі параметри антени, як габарити і вимоги до точності виготовлення дзеркала. Чим вищий коефіцієнт напрямленої дії опромінювача,

тим більший розмір антени вздовж оптичної осі, але тим більшими можуть бути допуски на конструктивні параметри антени. Отже, необхідно шукати компромісне рішення.



### Запитання для перевірки знань

---

1. Який фронт хвилі має створювати опромінювач?
2. Чому амплітуда напруженості електричного поля в розкритті за рівномірного опромінювання дзеркала змінюватиметься за законом  $\cos^2 \psi / 2$  ?
3. Для чого вкорочують півхвильовий вібратор?
4. У чому суть амплітудного методу розрахунку поля випромінювання?
5. Чому кут розхилу дзеркала  $2\psi_0$  вибирають так, щоб на краю дзеркала густина потоку потужності становила 0,1 від максимального значення?
6. Що таке ефективність параболічної антени?
7. Який фазовий розподіл напруженості електричного поля в апертурі параболічної антени?
8. Якщо опромінювач змістити із фокуса вниз від оптичної осі антени, як змінить положення напрям максимального випромінювання антени?
9. Чим обмежується можливість винесення опромінювача з фокуса?
10. Який елементарний випромінювач використовують в апертурному методі?

## 5. ЦИЛІНДРО-ПАРАБОЛІЧНА АНТЕНА

---

Циліндро-параболічні антени (рис. 5.1) використовують у тих випадках, коли необхідно створити ДН різні за шириною у взаємно перпендикулярних площинах.



Рис. 5.1. Циліндро-параболічні антени глісадного радіомаяка

Антенa складається з рефлектора у вигляді параболичного циліндра і лінійного опромінювача, який формує циліндричний фронт хвилі. Діаграма напрямленості з більш вузькою головною пелюсткою формується в площині, що проходить через фокальну вісь, з якою збігається вісь опромінювача. У цій площині ширина ДН визначається розмірами опромінювача і характером

амплітудно-фазового розподілу струмів, або напруженостей електричного і магнітного полів уздовж лінійного опромінювача. У площині, перпендикулярній осі опромінювача, ширина ДН визначається розміром розкриву параболічного циліндра і амплітудним розподілом напруженості електричного поля в апертурі антени.

Якщо площина, що проходить через фокальну лінію і оптичну вісь антени, збігається з площиною  $E$  поля випромінювання, то доцільно виконувати опромінювач у вигляді лінійної решітки із симетричних вібраторів. Якщо площина, що проходить через фокальну лінію і оптичну вісь антени, збігається з площиною  $H$  поля випромінювання, то опромінювач виконують у вигляді щільних випромінювачів, прорізаних на широкій стінці прямокутного хвилеводу.

У деяких випадках опромінювач виконують у вигляді сегментно-параболічної антени (рис. 5.2). Вона складається з короткого параболічного циліндра  $1$ , який виготовляють з металеві смужки, вигнутої згідно з параболою. Металеві сегменти  $2$  яляють собою основи параболічного циліндра і запобігають випромінюванню рупора (або відкритого кінця хвилеводу) за межі циліндра.

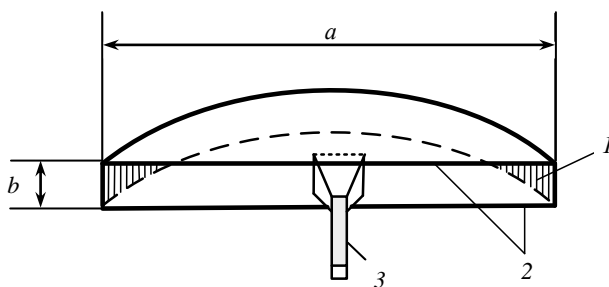


Рис. 5.2. Сегментно-параболічна антена

Фокальна вісь циліндра міститься в площині розкриву. Довжину розкриву  $a$  беруть такою, щоб забезпечити необхідну ширину ДН циліндро-параболічної антени в площині, що проходить через фокальну лінію основного дзеркала. Плоскі металеві сектори формують циліндричний фронт хвилі, яка поширюється від рупора  $3$  до дзеркала. Якщо вектор напруженості електричного поля, що випромінюється рупором, перпендикулярний до металевих

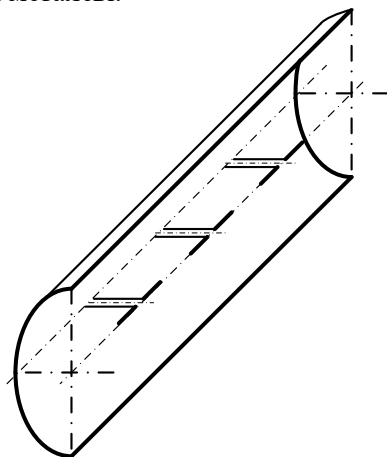
секторів, то поширюватиметься хвиля типу  $T$  і розмір  $b$  вибирають згідно з вимогами до ДН опромінювача в площині, перпендикулярній до фокальної лінії основного дзеркала.

Вихідними даними для розрахунку циліндро-параболічної антени є ширина ДН в площині  $E$  —  $2\theta_{0,5}^E$ , ширина ДН в площині  $H$  —  $2\theta_{0,5}^H$ , довжина хвилі  $\lambda$  і потужність випромінювання  $P_{\Sigma}$ .

## 5.1. Порядок розрахунку опромінювачів циліндро-параболічної антени

### 5.1.1. Вібраторий опромінювач

Конструктивну схему вібраторного опромінювача показано на рис. 5.3. Опромінювач можна виконувати без контррефлектора (рис. 5.3, *a*). Вібратори лінійної антенної решітки кріпляться на стінках безпосередньо на рефлекторі — параболічному циліндрі. Такий опромінювач використовують у дециметровому діапазоні електромагнітних хвиль [7]. Ізолятори можуть бути як діелектричні, так і металеві.



*a*

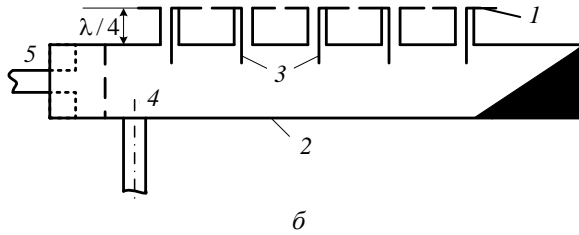


Рис. 5.3. Вібраторні опромінювачі

В діапазоні сантиметрових хвиль опромінювач зазвичай живиться порожнистим хвилеводом (рис. 5.3, б). У секцію хвилеводу 2, що обмежена поршнем 5, який закорочує хвилевід, потужність підводять за допомогою коаксіального кабелю, внутрішній провідник якого з'єднується зі штирем 4.

Використовують також і підведення потужності живлення хвилеводом. У цьому випадку вилучають поршень і замість нього до хвилеводу прикріплюють фланець для приєднання хвилевідного фідера. Штирі 3 є приймальними антенами і відбирають потужність з хвилеводу для передачі її на вхід вібраторів 1. У випадках, коли необхідно змінювати положення променя в площині, що проходить через вісь лінійної вібраторної решітки, у хвилеводі на протилежному боці від штиря збудження 4 встановлюють узгоджене навантаження, що забезпечує режим біжучої хвилі у хвилеводі 2. У разі зміни частоти електромагнітних хвиль промінь буде змінювати своє положення в просторі. Якщо антена працює на одній довжині хвилі замість узгодженого навантаження, встановлюють ще один поршень.

Рекомендують таку послідовність розрахунку вібраторного опромінювача сантиметрового діапазону.

1. Визначають орієнтовні розміри прямокутного хвилеводу

$$\left. \begin{aligned} a' &= \frac{\lambda}{1,4}, \\ b' &= (0,4 \dots 0,5)a'. \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

Стандартний хвилевід підбирають за розмірами  $a'$  та  $b'$  з табл. Д1, дод. 1.

За розмірами стандартного хвилеводу  $a$  і  $b$  розраховують допустиму потужність



$$P_{\text{доп}} = 120ab \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}. \quad (5.2)$$

У формулу (5.2) розміри хвилеводу підставляють у сантиметрах, а значення потужності виражають у кіловатах.

Допустима потужність у декілька разів менша від граничної потужності, за якої виникає газовий розряд у внутрішньому об'ємі хвилеводу, заповненому повітрям за нормального атмосферного тиску. Очевидно, що задана потужність випромінювання  $P_{\Sigma}$  має задовольняти нерівність

$$P_{\Sigma} \leq P_{\text{доп}}.$$

2. Обчислюють активну складову вхідного опору штиря:

$$R_{\text{вх}} = \frac{2l_{\text{д}}}{ab} \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \sin^2\left(\frac{\pi}{a}x_1\right) \sin^2\left(\frac{2\pi}{\Lambda}l_1\right),$$

де  $l_{\text{д}} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi l_{\text{ш}}}{\lambda}\right)$  — діюча довжина штиря;  $l_{\text{ш}}$  — геометрична

довжина штиря;  $x_1$  — відстань від вузької стінки хвилеводу до штиря в поперечному перерізі (найчастіше штир розміщують на осі широкої стінки хвилеводу, тоді  $x_1 = a/2$ );  $l_1$  — відстань від штиря до короткозамикача вздовж осі хвилеводу (зазвичай беруть

$l_1 = (2s+1)\frac{\Lambda}{4}$ , якщо  $s = 1, 2, 3, \dots$ );  $\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$  — довжина хвилі

в хвилеводі. Хвильовий опір коаксіального кабелю має бути близьким до вхідного опору штиря 4.

3. Розраховують кількість вібраторів у лінійній антенній решітці

$$n = \frac{2A_n^{0,5}}{2\theta_{0,5}^E} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}, \quad (5.3)$$

де значення коефіцієнта  $A_n^{0,5}$  беруть з табл. 5.1.

Значення  $n$  округляють до найближчого цілого числа.

Значення коефіцієнта  $A_n^{0,5}$ 

Кількість випромінювачів $n$	2	3	4	5	6	12	50
Значення $A_n^{0,5}$	60	54,3	52,6	52	51,6	51	50,97

4. Розраховують опір випромінювання опромінювача

$$R_A = \sum_{p=1}^n \left( \sum_{q=1}^n R_{pq} - \sum_{q=1}^n R'_{pq} \right) = \sum_{p=1}^n \sum_{q=1}^n (R_{pq} - R'_{pq});$$

$$X_A = \sum_{p=1}^n \left( \sum_{q=1}^n X_{pq} - \sum_{q=1}^n X'_{pq} \right) = \sum_{p=1}^n \sum_{q=1}^n (X_{pq} - X'_{pq}),$$

де  $R_{pq}$ ,  $X_{pq}$  — взаємні активні і реактивні опори між  $p$ -м і  $q$ -м вібраторами;  $R'_{pq}$ ,  $X'_{pq}$  — взаємні активні та реактивні опори між  $p$ -м вібратором і дзеркальним відображенням  $q$ -го вібратора.

Опори  $R_{pq}$ ,  $X_{pq}$ ,  $R'_{pq}$  і  $X'_{pq}$  знаходять з дод. (табл. ДЗ). Оскільки опромінювач являє собою лінійну решітку, то відстань між осями вібраторів  $d = 0$ , а зміщення кінців вібраторів кратне половині довжини хвилі у хвилеводі

$$h \approx |p - q| \frac{\Lambda}{2}.$$

Отже, значення  $R_{pq}$ ,  $X_{pq}$  знаходять з табл. ДЗ як функцію аргументів

$$R_{pq} = R_{pq}(0, h) \text{ і } X_{pq} = X_{pq}(0, h).$$

Дзеркальне зображення вібраторів віддалене від лінії розташування самих вібраторів на відстань  $\lambda/2$ , тому

$$d/\lambda = 0,5.$$

Зміщення кінців  $p$ -го вібратора та  $q$ -го дзеркального зображення залишається таким же, як і вібраторів у решітці, тому

$$R'_{pq} = R_{pq}(0,5; h/\lambda) \text{ і } X'_{pq} = X_{pq}(0,5; h/\lambda).$$

5. Струм у пучності вібратора

$$I_i = \sqrt{\frac{2P_\Sigma}{R_A}}.$$

Радіус вібратора (у сантиметрах) має задовольняти умову

$$r \geq r_{\text{доп}} = (2...3) \frac{60I_{\text{п}}}{E_{\text{кр}}}, \quad (5.4)$$

де  $E_{\text{кд}} = 30\,000$  В/см — критична напруженість поля на поверхні вібратора.

За малого значення  $r_{\text{дд}}$  товщину вібратора беруть з міркувань конструктивної доцільності.

6. Знаходять хвильовий опір вібратора за формулою Кессеніха

$$W_A = 120 \left( \ln \frac{\lambda}{2\pi} - 0,577... \right). \quad (5.5)$$

7. Визначають укорочення вібраторів опромінювача

$$\Delta l \approx \frac{\lambda}{2\pi W_A} \frac{X_A}{n}. \quad (5.6)$$

Оскільки  $\Delta l$  — це вкорочення одного плеча вібратора, то повна довжина вібратора

$$2l = 0,5\lambda - 2\Delta l. \quad (5.7)$$

8. Розраховують ДН опромінювача в площині  $E$ , яка проходить через лінію розташування вібраторів і оптичну вісь циліндро-параболічної антени

$$F_{\text{дд}}(\psi^E) \cong \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \psi^E\right) \sin\left(\frac{\pi}{2} n \sin \psi^E\right)}{\cos \psi^E n \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \psi^E\right)} \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \psi^E\right),$$

де  $\psi^E$  — кут між напрямом у точку спостереження і оптичною віссю антени.

У разі побудови ДН кут  $\psi^E$  змінюють від  $-\pi/2$  до  $+\pi/2$ .

9. Обчислюють ДН в площині  $H$ , тобто в площині, перпендикулярній до лінії розташування вібраторів

$$F_{\text{опр}}(\psi^H) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \psi^H\right). \quad (5.8)$$

**Особливості розрахунку вібраторного опромінювача без контррефлектора.** У дециметровому діапазоні опромінювач будують без контррефлектора. Живлення підводять до кожного вібратора двопровідною або коаксіальною лінією від подільника потужності, розміщеного на тилловому боці параболічного циліндра. Послідовність розрахунку може бути такою:

1. За формулою (5.3) розраховують кількість вібраторів в антенній решітці.
2. Знаходять опір випромінювання кожного з вібраторів

$$\left. \begin{aligned} R_{Ap} &= \sum_{q=1}^n R_{pq}, \\ X_{Ap} &= \sum_{q=1}^n X_{pq}, \end{aligned} \right\}$$

де складові  $R_{pq}$  і  $X_{pq}$  визначаються згідно з указівками, наведеними в п. 4 розрахунку опромінювача з хвилевідним живленням.

3. Обчислюють струм у пучності кожного вібратора

$$I_i^{\delta} = \sqrt{\frac{2P_{\Sigma}}{nR_{Ap}}}.$$

Визначають номер вібратора з максимальним значенням струму і за формулою (5.4) знаходять  $r_{\text{доп}}$ , а також вибирають радіус усіх вібраторів решітки.

4. Знаходять хвильовий опір вібратора за формулою (5.5).
5. Визначають довжину вібратора за формулами (5.6) і (5.7).
6. Розраховують ДН опромінювача в площині  $E$

$$F_{\text{опр}}(\psi^E) \cong \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \psi^E\right) \sin\left(\frac{\pi}{2} n \sin \psi^E\right)}{\cos \psi^E \cdot n \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \psi^E\right)}.$$

Будують ДН згідно з указівками, наведеними в п. 8 розрахунку вібраторного опромінювача.

7. Будують ДН опромінювача в площині  $H$ :

$$F_{\text{опр}}(\psi^H) = 1.$$

### 5.1.2. Хвилевідно-щілинний опромінювач

Найчастіше хвилевідно-щілинний опромінювач виконують із поздовжніх щілин, прорізаних на широкій стінці прямокутного хвилеводу (рис. 5.4).

Відрізок хвилеводу  $1$  за допомогою поршнів  $2$  настраюється в резонанс. Положення поршнів вибирають так, щоб інтенсивність збудження щілин була максимальною.

Живлення до опромінювача підводять коаксіальним кабелем  $3$ . Можливе також живлення опромінювача за допомогою прямокутного хвилеводу.

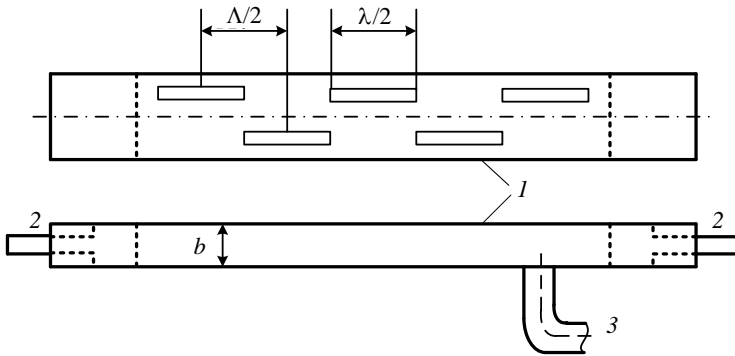


Рис. 5.4. Хвилевідно-щілинний опромінювач

Розрахунок хвилевідно-щілинного опромінювача виконують у такій послідовності:

1. Вибирають розміри  $a$  і  $b$  стандартного хвилеводу, згідно з формулою (5.1).

2. Знаходять довжину хвилі у хвилеводі

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (5.9)$$

3. Визначають кількість щілин в опромінювачі

$$n = \frac{120^\circ \lambda}{2\theta_{0,5}^H \Lambda}. \quad (5.10)$$

4. Обчислюють хвильовий опір хвилеводу для хвилі типу  $H_{10}$

$$W = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}.$$

5. Знаходять нормовану еквівалентну вхідну провідність однієї щілини

$$G = \frac{1}{n}.$$

6. Для поздовжньої півхвильової щілини, прорізаної в широкій стінці хвилеводу, розраховують зміщення осі щілини від середньої лінії стінки хвилеводу

$$x = \frac{a}{\pi} \arcsin \left[ \frac{\sqrt{\frac{bG\lambda}{2,09a\Lambda}}}{\cos\left(\frac{\pi \lambda}{2 \Lambda}\right)} \right].$$

7. Обчислюють провідність випромінювання щілини, віднесену до пучності напруги:

$$G_\Sigma = \frac{73,1}{2(60\pi)^2}.$$

8. Визначають напругу між кромками щілини в пучності

$$U_{\text{п}} = \sqrt{\frac{2P_\Sigma}{nG_\Sigma}}.$$

9. Знаходять ширину щілини

$$d_{\text{щ}} \geq 2 \frac{U_{\text{п}}}{E_{\text{кр}}},$$

де значення критичної напруженості електричного поля  $E_{\text{кв}} = 30\,000 \text{ В/см}$ .

10. Розраховують укорочення щілини

$$\Delta l = \frac{42,5\lambda}{240\pi \left( \ln \frac{4\lambda}{\pi d_{щ}} - 0,578 \right)}.$$

11. Визначають резонансну довжину щілини

$$2l = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta l.$$

12. Будують ДН опромінювача в площині  $H$

$$F(\psi^H) \cong \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \psi^H\right) \sin\left(\frac{nk d}{2} \sin \psi^H\right)}{\cos \psi^H n \sin\left(\frac{k d}{2} \sin \psi^H\right)}.$$

У площині  $E$  припускаємо, що наближене значення ДН

$$F(\psi^E) = \cos(0,62\psi^E).$$

Кут  $\psi^H$  змінюється від  $-\pi/2$  до  $+\pi/2$ . Відстань між щілинами знаходять з формули

$$d = \Lambda / 2,$$

де  $\Lambda$  — довжина хвилі у хвилеводі (5.9).

## 5.2. Порядок розрахунку циліндро-параболічної антени

Апертура циліндро-параболічної антени являє собою прямокутник, довжина однієї зі сторін, зазвичай менша, визначає ширину ДН в площині, перпендикулярній до фокальної осі.

У цій площині ДН формується випромінюванням опромінювача і особливостями параболічного циліндричного дзеркала.

У площині, що проходить через фокальну лінію і оптичну вісь антени, ДН утворюється за рахунок напрямлених властивостей опромінювача, який формує розподіл напруженості електричного поля в апертурі вздовж довшої сторони прямокутника.

Послідовність розрахунку циліндро-параболічної антени може бути такою.

5.1. Визначаємо кут розкриву дзеркала  $\psi_0$ , виходячи з ДН опромінювача і особливостей параболічного дзеркала.

У випадку вібраторного опромінювача з хвилевідним живленням залежність амплітудного розподілу від кута  $\psi$  знаходять  
формули 3

$$E(\psi^H) = F_{\text{опр}}(\psi^H) \cos \frac{\psi^H}{2}, \quad (5.11)$$

де  $F_{\text{опр}}(\psi^H)$  визначають з виразу (5.8).

Для вібраторного опромінювача без контррефлектора

$$E(\psi^H) = \cos \frac{\psi^H}{2} \quad (5.12)$$

і для щілинного опромінювача

$$E(\psi^E) = \cos(0,62\psi^E) \cos \frac{\psi^E}{2}. \quad (5.13)$$

Оптимальний кут розкриву  $\psi_0$ , який забезпечує максимальне значення коефіцієнта напрямленої дії у розглядуваній площині, буде за умови, що густина потоку потужності на краю дзеркала (під кутом  $\psi_0$ ) становитиме  $0,1 \dots 0,2$  від максимуму. Отже, на графіку, побудованому за співвідношеннями (5.11) і (5.12) або (5.13), знаходимо кут  $\psi_0$  на рівні  $E(\psi_0) = 0,316 \dots 0,447$ . Очевидно, що для випадку розподілу (5.12) кут  $\psi_0$  можна знайти аналітично

$$\psi_0 = 2 \arccos(0,316 \dots 0,447).$$

Кут  $\psi_0$ , визначений за амплітудним розподілом (5.11), повинен становити від  $60^\circ$  до  $75^\circ$ . Параболічний циліндр, кут  $\psi_0$  якого визначають з розподілу (5.12), буде короткофокусним.

Інший спосіб визначення оптимального кута  $\psi_0$  є таким. З аналізу поля випромінювання циліндро-параболічних антен з опромінювачами щілинними або вібраторними без контррефлектора відомо [3; 13], що максимальне значення коефіцієнта напрямленої дії забезпечується за відношення



$$\frac{L}{4f} = 1...5, \quad (5.14)$$

де  $L$  — ширина апертури дзеркала.

У разі використання опромінювача, ДН якого може бути наближена функцією  $\cos \psi$ , оптимальні значення відношення ширини апертури до фокусної відстані вибирають у межах [3; 13]

$$\frac{L}{4f} = 0,4...1,0. \quad (5.15)$$

За вибраними значеннями відношення (5.14) або (5.15) обчислюють кут розхилу дзеркала

$$\psi_0 = 2 \operatorname{arctg} \left( \frac{L}{4f} \right). \quad (5.16)$$

Очевидно, що за заданого кута  $\psi_0$  вираз (5.16) дає змогу знайти відношення  $\frac{L}{4f}$  як  $\operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2}$ .

5.2. Визначаємо розмір дзеркала  $L$  (у площині  $H$  для вібраторного опромінювача і в площині  $E$  для щільного опромінювача)

$$L \approx \frac{A}{2\theta_{0,5}} \lambda,$$

де коефіцієнт  $A$  для опромінювача з ДН  $F(\psi) = 1$  становить від  $53^\circ$  (якщо  $L/4f = 1$ ) до  $58,5^\circ$  (якщо  $L/4f = 5$ ) і для опромінювача з ДН  $F(\psi) = \cos \psi$  залежність коефіцієнта  $A$  від відношення  $L/4f$  має значення, наведені в табл. 5.2.

Таблиця 5.2

Залежність коефіцієнта  $A$  від відношення  $L/4f$

$L/4f$	0,4	0,6	0,8	1,0
$A$ , град	56	61,9	67,6	72,8

Наближене значення коефіцієнта  $A$  для вібраторного опромінювача з контррефлектором і хвилевідно-щільного опромінювача беремо з табл. 5.2.

5.3. Розраховуємо фокусну відстань параболічного циліндра (рис. 5.5)

$$f = \frac{L}{4} \operatorname{ctg} \frac{\psi_0}{2}.$$

5.4. Будуємо форму перерізу параболічного циліндра

$$y = \sqrt{4fz}.$$

Координата  $z$  змінюється в межах

$$0 \leq z \leq \frac{L^2}{16f}.$$

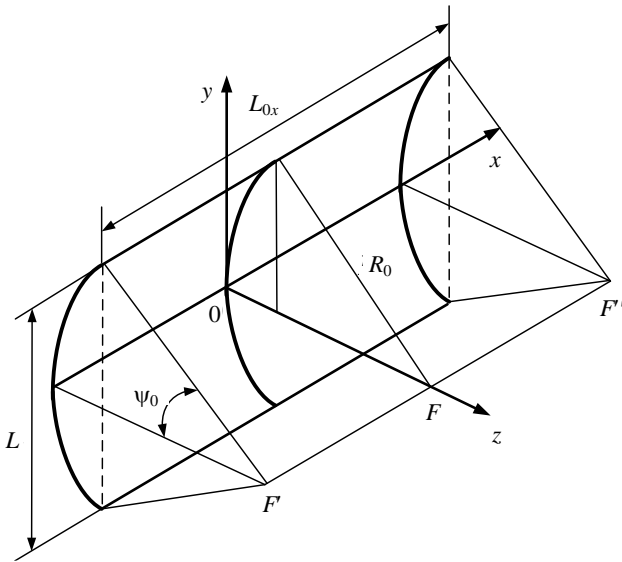


Рис. 5.5. Геометричні параметри параболічного циліндра

5.5. Апроксимуємо розподіли амплітуд напруженостей електричного поля вздовж осі  $0y$  в розкритті (рис. 5.5) таким рядом

$$\left. \begin{aligned} E(\chi) &= t + (1-t) \sum_{q=1}^m a_q \cos^q \frac{\pi}{2} \chi \\ \text{або} \\ E(\chi) &= E_0(\chi) + (1-t) \sum_{q=1}^m a_q E_q(\chi), \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

де  $\chi = \frac{2y}{L}$  — відносна лінійна координата розкриву;  $t$  — відносне значення напруженості поля на краю дзеркала (якщо  $\psi = \psi_0$  або  $\chi = \pm 1$ );  $m$  — кількість косинусоїдальних членів апроксимаційного ряду;  $a_q$  — ваговий коефіцієнт парціальної ДН.

Оскільки координата  $y$  змінюється від  $-L/2$  до  $L/2$ , то область існування відносної лінійної координати визначається як

$$-1 \leq \chi \leq 1.$$

Із формул (5.11) і (5.12) або (5.13) знаходимо значення  $t$ . Очевидно, що

$$t = E(\psi = \psi_0).$$

З рис. 5.4 видно, що кут  $\psi$  однозначно залежить від координати  $y$ , а отже, і від координати  $\chi$ :

$$\psi = 2 \arctg \frac{y}{2f} = 2 \arctg(p\chi), \quad (5.18)$$

де  $p = \frac{L}{4f}$  — параметр параболічного циліндра.

Вибираємо значення  $m$  — кількість членів апроксимаційного ряду (5.17). Наприклад, припускаємо, що  $m = 3$ .

Визначаємо положення інтерполяційних вузлів за рівномірного їх розміщення. Інтервал між інтерполяційними вузлами

$$\Delta\chi = \frac{1}{m}.$$

Інтерполяційні вузли на осі  $Ox$  матимуть такі координати:

$$\chi_1 = 0, \chi_2 = \Delta\chi, \chi_3 = 2\Delta\chi, \dots, \chi_s = (s-1)\Delta\chi, \dots,$$

$$\chi_m = (m-1)\Delta\chi = 1 - \Delta\chi.$$

Якщо  $m = 3$ , маємо  $\chi_1 = 0$ ;  $\chi_2 = 0,33$ ;  $\chi_3 = 0,67$ .

За формулою (5.18) обчислюємо кути вузлів інтерполяції

$$\psi_1 = 0, \psi_2 = 2\arctg p\chi_2, \dots, \psi_m = 2\arctg p\chi_m.$$

Розраховуємо за формулами (5.11) або (5.12) чи (5.13) значення напруженості електричного поля в апертурі антени у вузлах апроксимації  $E(\chi_1), \dots, E(\chi_m)$ .

Уведемо наведене значення функції розподілу амплітуд напруженості електричного поля у вузлах інтерполяції за формулою

$$e(\chi_q) = \frac{E(\chi_q) - t}{1 - t}.$$

Очевидно, що  $e(\chi_1) = 1$ .

Згідно з виразом (5.17) складаємо систему рівнянь

$$\left. \begin{aligned} e(\chi_1) &= \sum_{q=1}^m a_q; \\ e(\chi_2) &= \sum_{q=1}^m a_q \cos^q \frac{\pi}{2} \chi_2; \\ &\dots\dots\dots \\ e(\chi_m) &= \sum_{q=1}^m a_q \cos^q \frac{\pi}{2} \chi_m. \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

Розв'язуючи систему (5.19), отримуємо значення коефіцієнтів  $a_q$ . За вибраного  $m = 3$  маємо таку систему рівнянь

$$\left. \begin{aligned} a_1 + a_2 + a_3 &= 1; \\ 0,869a_1 + 0,754a_2 + 0,656a_3 &= e(\chi_2); \\ 0,495a_1 + 0,245a_2 + 0,121a_3 &= e(\chi_3). \end{aligned} \right\}$$

Обчислені коефіцієнти  $a_q$  дають змогу визначити ДН антени в площині  $xOz$ . Для цього записуємо амплітудний розподіл напруженості електричного поля у вигляді (5.17).

5.6. Розраховуємо поле випромінювання за формулою

$$f(u) = \frac{L}{2} \int_{-1}^1 E(\chi) e^{iu\chi} d\chi,$$

де  $u = \frac{kL}{2} \sin \theta$  — узагальнена кутова координата;  $\theta$  — кут сферичної системи координат, початок якої збігається з точкою перетину осі  $Oz$  з площиною апертури.

У загальному випадку характеристика напрямленості за амплітудного розподілу (5.17) залежно від узагальненої кутової координати з точністю до постійного множника має такий вигляд

$$f(u) = 2t \frac{\sin u}{u} + (1-t) \sum_{q=1}^m a_q f_q(u),$$

де

$$f_q(u) = \int_{-1}^1 E_q(\chi) e^{iu\chi} d\chi. \quad (5.20)$$

Результати обчислення інтегралу з правої частини рівняння (5.20) для деяких амплітудних розподілів [9] наведено в табл. 5.3.

Таблиця 5.3

Значення з правої частини рівняння (5.20)

Номер члена ряду $q$	Амплітудний розподіл $e_q(\chi)$	Узагальнена характеристика напрямленості $f_q(u)$
0	1	$2 \frac{\sin u}{u}$
1	$\cos\left(\frac{\pi}{2}\chi\right)$	$\frac{4}{\pi} \frac{\cos u}{1 - 4\left(\frac{u}{\pi}\right)^2}$

2	$\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\chi\right)$	$\frac{1}{1 - \frac{u^2}{\pi^2}} \frac{\sin u}{u}$
3	$\cos^3\left(\frac{\pi}{2}\chi\right)$	$\frac{4}{\pi} \frac{6 \cos u}{\left(1 - \frac{4u^2}{\pi^2}\right)\left(9 - \frac{4u^2}{\pi^2}\right)}$
4	$\cos^4\left(\frac{\pi}{2}\chi\right)$	$\frac{3}{\left(1 - \frac{u^2}{\pi^2}\right)\left(4 - \frac{u^2}{\pi^2}\right)} \frac{\sin u}{u}$
$q = 2n$	$\cos^q\left(\frac{\pi}{2}\chi\right)$	$2 \frac{q!}{\prod_{s=1}^n \left[(2s)^2 - \frac{4u^2}{\pi^2}\right]} \frac{\sin u}{u}$
$q = 2n + 1$	$\cos^q\left(\frac{\pi}{2}\chi\right)$	$\frac{4}{\pi} \frac{q! \cos u}{\prod_{s=0}^n \left[(2s+1)^2 - \frac{4u^2}{\pi^2}\right]}$

Очевидно, під час проектування циліндро-параболічної антени за визначеним значенням розміру розкриву  $L$  необхідно перейти до координати  $\theta$  та врахувати характеристику напрямленості елемента Гюйгенса, тобто

$$f(\theta) = \cos^2 \frac{\theta}{2} \left\{ 2t \frac{\sin\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kL}{2} \sin \theta} + (1-t) \sum_{q=1}^m a_q f_q\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right) \right\}.$$

За вибраного значення  $m = 3$  характеристика напрямленості записується як

$$f(\theta) = 2t \cos^2 \frac{\theta}{2} \frac{\sin\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kL}{2} \sin \theta} + (1-t) \cos^2 \frac{\theta}{2} \left\{ a_1 \frac{4 \cos\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right)}{\pi \left[1 - 4\left(\frac{L}{\lambda} \sin \theta\right)^2\right]} + \right. \\ \left. + a_2 \frac{1}{1 - \left(\frac{L}{\lambda} \sin \theta\right)^2} \frac{\sin\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kL}{2} \sin \theta} + a_3 \frac{4}{\pi} \frac{6 \cos\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right)}{\left[1 - 4\left(\frac{L}{\lambda} \sin \theta\right)^2\right] \left[9 - 4\left(\frac{L}{\lambda} \sin \theta\right)^2\right]} \right\}. \quad (5.21)$$

Максимальним значення характеристики напрямленості буде за умови  $\theta = 0$ . Отже, вираз (5.21) можна віднормувати, якщо кожен складову правої частини (5.21) розділити на величину

$$f(\theta = 0) = 2t + (1-t) \left( \frac{4a_1}{\pi} + a_2 + \frac{8a_3}{3\pi} \right).$$

Для побудови ДН використовуємо нормовану характеристику

$$F(\theta) = \frac{f(\theta)}{f(\theta = 0)}.$$

5.7. Із діаграми напрямленості визначаємо її ширину  $2\theta_0$  і  $2\theta_{0,5}$ , а також рівень бічних пелюсток

$$v = 20 \lg F_{\max}(\theta = \theta_p),$$

де  $\theta_p$  — напрям максимальної інтенсивності випромінювання в межах найбільшої бічної пелюстки.

5.8. Знаходимо довжину параболічного циліндра (довжину апертури антени вздовж осі  $Ox$ )

$$L_{0x} = (1, 1, \dots, 1, 2)n \frac{\lambda}{2},$$

де  $n$  — кількість вібраторів (5.3), або кількість щілин (5.10).

У випадку живлення елементів опромінювача хвилеводом під  $\lambda$  розуміють довжину хвилі у хвилеводі.

5.9. Обчислюємо ДН антени в площині  $xOz$  за наближеною формулою

$$F_{xOz}(\theta) = \cos^2 \theta \frac{\sin\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kL}{2} \sin \theta}.$$

Будуємо в прямокутній системі координат ДН і визначаємо її ширину  $2\theta_0$  і  $2\theta_{0,s}$ , а також максимальний рівень бічних пелюсток.

5.10. Розраховуємо ефективність циліндро-параболічної антени. У випадку вібраторного випромінювача без контррефлектора:

$$q = \frac{2}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\Psi_0}{2} \left[ \ln \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{4} - \frac{\Psi_0}{4} \right) \right]^2.$$

Для опромінювачів з хвилевідним живленням (вібраторного або циліндричного) можемо використати такий вираз

$$q = \frac{8}{\pi} \operatorname{ctg} \frac{\Psi_0}{2} \left[ 2 \sin \frac{\Psi_0}{2} - \ln \operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{4} - \frac{\Psi_0}{4} \right) \right]^2.$$

5.11. Розраховуємо коефіцієнт напрямленої дії антени

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} Sq, \quad (5.22)$$

де  $S$  — площа розкриву антени.

У загальному випадку площу розкриву знаходять за формулою

$$S = LL_{0x} - S_{з.д}.$$

Тут  $S_{з.д} = aL_{0x}$  — площа затіняючих деталей опромінювача,  $a$  — ширина хвилеводу.

У випадку вібраторного випромінювача без контррефлектора можна вважати  $S_{з.д} = 0$ .

Коефіцієнт напрямленої дії доцільно обчислити за формулою (4.4) і порівняти із значенням, отриманим за формулою (5.22).

5.12. Визначаємо допуски на конструктивні параметри дзеркала з формулами (4.8), (4.9) і (4.10).



5.13. За формулою (4.11) обчислюємо коефіцієнт біжучої хвилі. Коефіцієнт відбиття у випадку циліндро-параболічної антени

$$\Gamma = \frac{D_{\text{опр}}}{2\pi} \sqrt{\frac{\lambda}{f}},$$

де  $f$  — фокусна відстань;  $D_{\text{опр}}$  — коефіцієнт напрямленої дії опромінювача в площині  $yOz$ .

Наближено можна вважати, що для вібраторного випромінювача без контррефлектора  $D_{\text{опр}} = 1$ , для вібраторного опромінювача з хвилевідним живленням  $D_{\text{опр}} \approx 3$  і для щільного опромінювача  $D_{\text{опр}} \approx 2,4$ .

5.14. Робимо висновки про відповідність параметрів спроектованої антени заданим параметрам і розробляємо конструкцію опромінювача і циліндро-параболічної антени.



Для проектування циліндро-параболічної антени необхідно мати на увазі такі особливості аналізу поля випромінювання:

1. Формули для розрахунку розподілу поля в просторі виведені з використанням апертурного методу.

2. Амплітудний розподіл в апертурі антени визначений з певними наближеннями, оскільки дзеркало відносно опромінювача не розташоване в далекій зоні. Крім того, формули, які використовуються для визначення інтенсивності збудження елементів Гюйгенса, отримані також у результаті апроксимації реального розподілу ідеалізованим, зручним для подальших інтегральних перетворень.

3. Очевидно, що наведені особливості аналізу не дають можливості отримати точний розподіл поля антени у вільному просторі.

Остаточо конструктивні параметри антени уточнюються в процесі її виготовлення.

Циліндро-параболічна антена дещо простіша від параболічної антени, оскільки форма дзеркала проста й опромінюється хвилею з циліндричним фронтом. Відомо, що для хвилі з циліндричним фронтом амплітуда напруженості поля обернено пропорційна  $\sqrt{\rho}$ , де  $\rho$  — радіус дзеркала в полярній системі координат. Тому дзеркало опромінюється більш рівномірно, ніж у випадку параболічного дзеркала.

Циліндро-параболічні антени виконують з розміром, паралельним фокальній лінії значно більшим від розміру в площині, перпендикулярній до фокальної лінії. Але існують циліндро-параболічні антени, у яких розмір уздовж фокальної лінії малий. Такий циліндр закривають з двох боків металевими пластинами і опромінюють рупором, один з розмірів розкриву якого дорівнює розміру твірної циліндра. Таку антену називають *сегментно-параболічною антеною*.



### Запитання для перевірки знань

---

1. Яка ДН вібраторного опромінювача без контррефлектора в площині  $H$ ?
2. Який коефіцієнт напрямленої дії вібраторного опромінювача в площині  $H$ ?
3. Чи можлива поява полюсів і шкідливих зон у короткофокусній циліндро-параболічній антені в разі використання струмового методу аналізу?
4. Яким чином визначають оптимальний кут розхилу параболічного циліндра?
5. Які опромінювачі використовують у циліндро-параболічних антенах?
6. Як впливає форма параболічного циліндра на амплітудний розподіл напруженості електричного поля в розкритті?
7. Що розуміють під терміном «ефективність дзеркальної антени»?
8. Чому мала ефективність циліндро-параболічної антени за густини потужності на краю дзеркала, що дорівнює нулю?
9. Від чого залежить коефіцієнт використання площі апертури антени?
10. Якого максимального значення може досягти коефіцієнт використання площі апертури?

## 6. ПАНЕЛЬНІ АНТЕНИ

---

У стільникових системах зв'язку використовують здебільшого секторні антени, які дають змогу в різних чарунках багаторазово використовувати одну й ту саму частоту за найбільшої кількості абонентів. На базовій станції, що обслуговує тільки одну чарунку, установлюють антени із секторними ДН, що опромінюють чарунку в певному секторі, кут розхилу якого може становити  $60^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $120^\circ$  або  $180^\circ$ . Нині найпоширенішими секторними антенами є панельні антени (рис. 6.1).



Рис. 6.1. Панельні антени

Це антенні решітки, що конструктивно виконуються як дзеркальні антени з плоским дзеркалом. У горизонтальній площині їх ДН повинна перекривати визначений сектор чарунки, а у вертикальній площині ДН мусить бути гостронапрявленою з максимумом випромінювання, напрямленим уздовж лінії

горизонту, або ж нахилена під невеликим кутом униз від лінії горизонту.

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

Схему конструкції панельної антени, яка має у своєму складі лише два випромінювальні вібратори, показано на рис. 6.2. 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 позначено як  $d$ , а відстань від вібратора до екрана — як  $h$ .

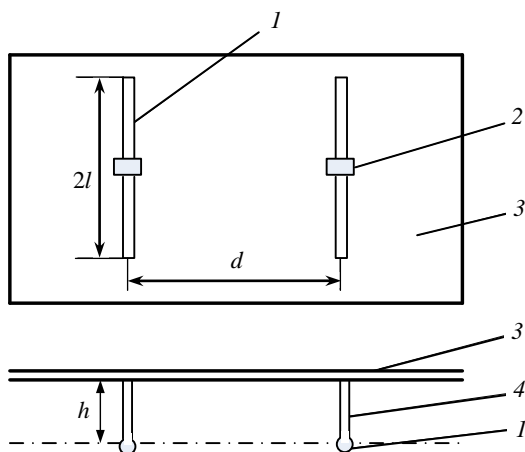


Рис. 6.2. Схема конструкції панельної антени

Вважаючи, що розміри екрана досить великі, характеристику напрямленості антени в 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 характеристику напрямленості двох синфазних вібраторів;  $F_2(\varphi) = \frac{\sin(kh\cos\varphi)}{\sin kh}$  — множник, що враховує вплив дзеркала (екрана) на поле випромінювання;  $\varphi$  — азимутальний кут, що відраховується від перпендикуляра до площини екрана.

У вертикальній площині (площині  $E$ ) характеристика напрямленості 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 напрямленості властивості симетричного вібратора з довжиною плеча  $l$ ;  $F_2(\Delta) = \frac{\sin(kh\cos\Delta)}{\sin kh}$  — множник, що враховує дзеркальне зображення вібратора, тобто це характеристика напрямленості, що визначає вплив дзеркала у вертикальній площині;  $\Delta$  — кут місця, що відраховується від лінії горизонту.

Якщо випромінювання відбувається на власній довжині хвилі, перший множник стає простішим і являє собою характеристику напрямленості півхвильового вібратора

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

Розміри  $d$ ,  $h$ , а також розміри екрана впливають не тільки на ДН антени, але й на її вхідний опір. Опір випромінювання кожного вібратора являє 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  $d$  і  $h$ , можна встановити необхідний вхідний опір окремого вібратора. Реактивну складову вхідного опору компенсують реактивними безвитратними елементами (наприклад, шлейфами) та вкороченням або подовженням самого вібратора.

Вигляд простої двоелементної панельної антени, розрахованої на роботу в діапазоні 406...512 МГц, зображено на рис. 6.3, *а*, а ДН у горизонтальній та вертикальній площинах — на рис. 6.3, *б*. Як випливає з ширини ДН, вібратори віднесені від екрана на відстань  $h/\lambda = 0,18$ , а відстань між ними  $d/\lambda = 0,42$ .

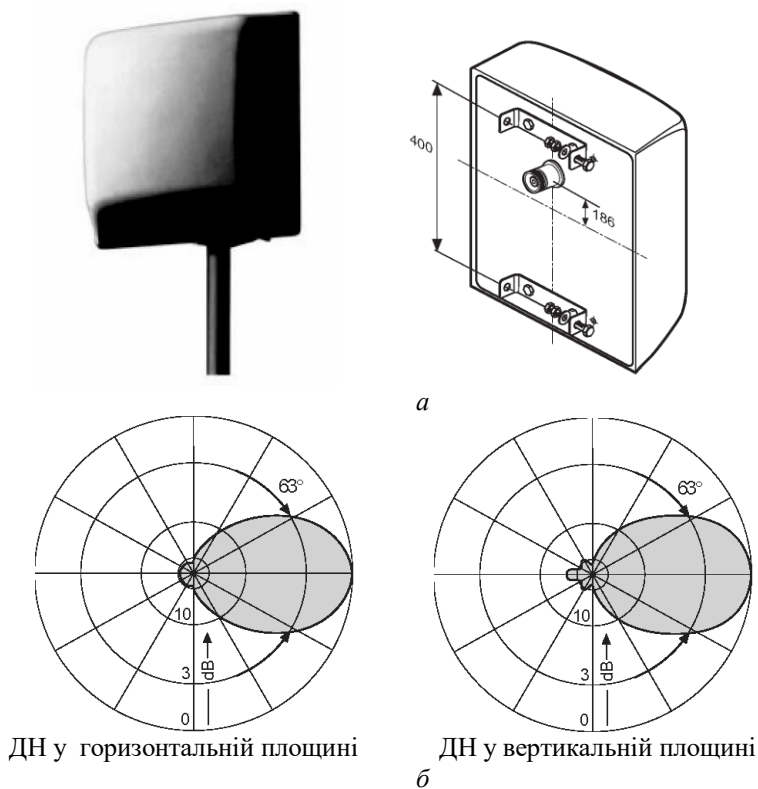


Рис. 6.3. Двоелементна панельна антена

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

Для збільшення концентрації інтенсивності випромінювання у секторах простору, що охоплюють горизонтальну площину,

використовують багатоповерхневі панельні антени. Їх можуть монтувати з панельних малоелементних антен, або ж використати вже готові багатоелементні панельні антени, які забезпечують потрібну ширину ДН у вертикальній площині. У деяких випадках у схемі панельної антени передбачають живлення поверхонь з невеликим зсувом фаз.

При цьому ДН у вертикальній площині має пелюстку, нахилену від горизонту вниз на декілька градусів. Найчастіше панельні антени виготовляють з нахилом максимального випромінювання на кути  $6^\circ$ ,  $9^\circ$  або  $12^\circ$ . Для панельних антен, у яких напрям максимального випромінювання збігається з перпендикуляром до екрана, розроблено систему кріплення до щогли, яка дає змогу механічно нахилити панель (рис. 6.4) і тим самим встановлювати необхідний нахил ДН.

До щогли 1 круглого поперечного перерізу кріпляться два кронштейни 2 (верхній) і 3 (нижній). Панельна антена 4 встановлюється на нижньому кронштейні 3, елементи кріплення якого дають можливість обертати панель у вертикальній площині.

Верхній кронштейн 2 складається з двох важелів, з'єднаних шарніром. Крім того, важелі можуть обертатися у вертикальній площині на осях, що встановлюються в елементах кріплення, які монтуються на щоглі та панелі антени. За допомогою шкали 5 і важельно-шарнірного механізму встановлюють необхідний нахил панельної антени.

У деяких панельних антенах симетричні вібратори розміщують над екраном так, щоб осі вібраторів перетинались під кутом  $90^\circ$ , тобто два взаємно перпендикулярні вібратори утворюють один

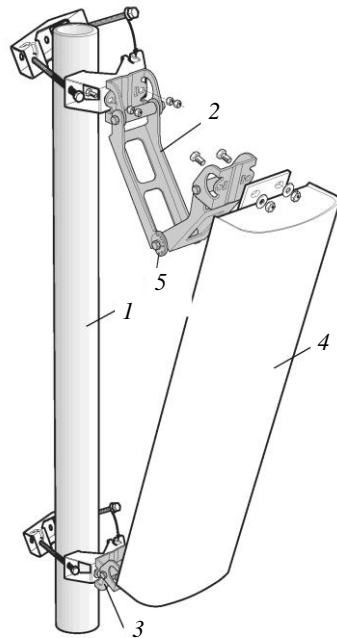


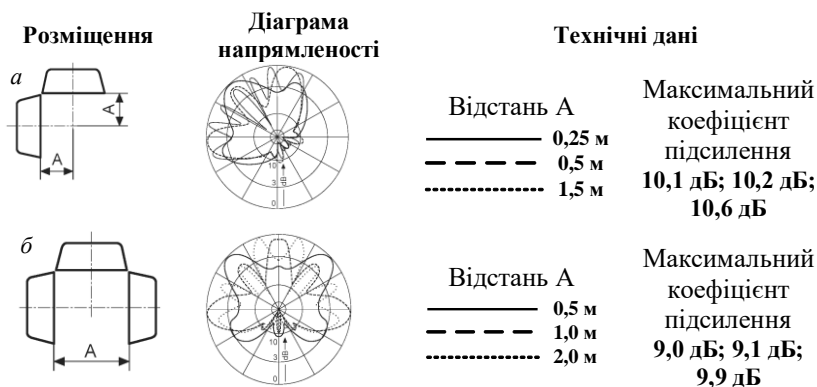
Рис. 6.4. Система кріплення панельних антен

поверх або один елемент антенної решітки. Відносно лінії горизонту або вертикалі осі вібраторів відхиляються на кути  $+45^\circ$  і  $-45^\circ$ . По суті це дві антенні решітки з окремими входами. Вони працюють у 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  $-45^\circ$ , 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 самій висоті встановити таку кількість панельних антен з відповідними ДН, яка б дорівнювала кількості секторів.

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

Діаграми напрямленості в горизонтальній площині для антенної системи, що складається із слабонапрямлених панельних антен, показано на рис. 6.5.





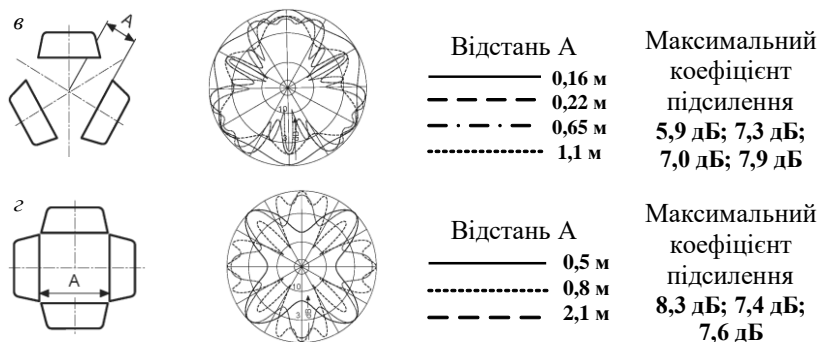


Рис. 6.5. Діаграми напрямленості антенних систем, що складаються з панельних антен

Окремо панельна антена у вільному просторі в площині  $H$  має ДН, подібну до ДН у горизонтальній площині (рис. 6.3, б), вона має лише дещо більшу ширину, зокрема для неї  $2\theta_{0,5} = 67^\circ$ .

Як видно з рис. 6.5, а, дві панельні антени, розміщені під кутом  $90^\circ$ , опромінюють сектор простору з кутом розхилу близько  $120^\circ$ . Найменша нерівномірність ДН виникає у випадку, коли відстань  $A$  становить половину ширини антени, тобто антени майже торкаються одна до одної краями. Зі збільшенням відстані  $A$  зростають відстані між фазовими центрами антен і нерівномірність ДН поглиблюється. Якщо відстань  $A$  дорівнює до 1,5 м, то провали в ДН перевищують 10 дБ.

У разі П-подібного розміщення трьох панельних антен (рис. 6.5, б) можна перекрити зону з кутовою шириною  $240^\circ$ , але нерівномірність ДН досить велика, і тому таке розміщення антен використовувати недоцільно. Якщо ж ці три антени розмістити на сторонах рівнобедреного трикутника (рис. 6.5, в), то отримаємо за малих відстаней ( $A = 0,16$  м і  $A = 0,22$  м), що задовольняють ДН, які перекривають всю зону обслуговування. Нерівномірність для найменшої відстані  $A$  значно менша ніж 3 дБ, що забезпечує малі коливання напруженості поля у зоні обслуговування.

Збільшення кількості секторів до чотирьох потребує встановлення чотирьох антен. Але при цьому підсилюється взаємний вплив і нерівномірність опромінювання зони істотно збільшується (рис. 6.5, г).

Погіршення форми результуючої ДН супроводжується також зменшенням коефіцієнта підсилення від 12 дБ у секторній антені до 8,3 у системі з чотирьох антен.

Панельні антени виконують таким чином, щоб їх вхідний опір дорівнював хвильовому опору стандартних коаксіальних кабелів, тобто 50 або 75 Ом. Отже, у процесі проектування панельної антени вирішуються два завдання. Перше з них полягає у визначенні кількості симетричних вібраторів для створення необхідної ДН.

У горизонтальній площині (в площині  $H$ ), як правило, панельна антена складається з двох опромінювачів. У вертикальній площині (в площині  $E$ ) кількість вібраторів синфазної антенної решітки визначається необхідною шириною ДН. Залежно від діапазону робочих частот задають  $2\theta_{0,5}^E$  від  $70^\circ$  до  $(6\dots 10)^\circ$ . Отже, панельна антена може складатися з двох вібраторів у площині  $H$  та від одного до шести і більше вібраторів по вертикалі.

Другим завданням, що потребує вирішення, є створення такої системи підведення струмів живлення до затискачів вібраторів, яка б забезпечувала необхідне значення вхідного опору панельної антени.

Для проектування панельної антени задають середню довжину хвилі робочого діапазону  $\lambda$ , ширину ДН у площині  $E$  ( $2\theta_{0,5}^E$ ), ширину ДН у площині  $H$  ( $2\theta_{0,5}^H$ ), вхідний опір панельної антени ( $R_A$ ), мінімальну і максимальну довжини хвиль робочого діапазону ( $\lambda_{\min}, \lambda_{\max}$ ), допустиме значення коефіцієнта біжучої хвилі  $i$ , в окремих випадках, потужність випромінювання ( $P_{\Sigma}$ ). У більшості випадків потужність випромінювання не перевищує декількох десятків ватів, тому розрахунки на електричну міцність можна не виконувати.

Конструктивну схему панельної антени, що складається з чотирьох вібраторів, зображено на рис. 6.6.

Антена являє собою синфазну решітку. Живлення її вібраторів виконують струмами однакової амплітуди. Симетричні вібратори кріпляться на відстані  $h$  від екрана і в площині  $H$  на відстані  $d$  один від одного. Відстань між вібраторами в площині  $E$  позначимо як  $d_{\hat{a}}$  (відстань по вертикалі). Досить часто для кріплення вібраторів

використовують металевий стаяк, який одночасно є і зовнішнім провідником жорсткого коаксіалу.

Нижнє плече вібраторів (рис. 6.6) кріпиться до металевого стрижня довжиною  $0,25\lambda$ , який з'єднується з трубою стаяка короткозамикачем.

Така конструкція симетрує живлення, розширює смугу частот і забезпечує добру ізоляцію плечей вібратора.

### Порядок розрахунку панельної антени

Можна рекомендувати таку послідовність проектування антени.

6.1. За заданою шириною ДН у площині  $E$  вибираємо кількість вібраторів по вертикалі. За заданого значення ширини діаграми в межах  $20^\circ \dots 45^\circ$  беремо по два вібратори і розробляємо конструкцію згідно з рис. 6.6. За ширини ДС від  $40$  до  $80^\circ$  використовуємо двовібраторну антену згідно з рис. 6.2.

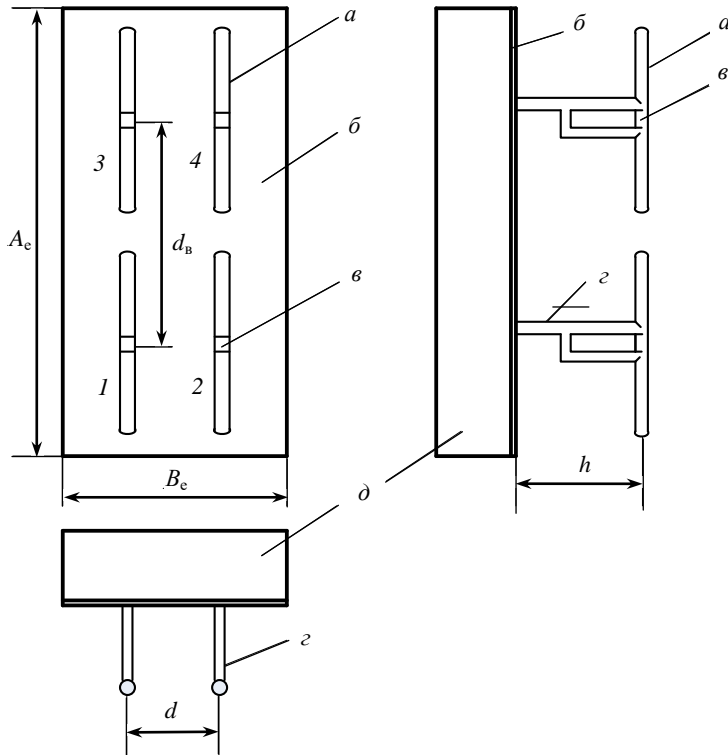


Рис. 6.6. Ескіз чотиривібраторної антени:  
*a* — плече вібратора; *b* — екран; *e* — ізолятор;  
*z* — пристрій кріплення вібратора; *d* — пристрій живлення вібраторів

6.2. Характеристика напрямленості у площині *E* має вигляд:  
 – для антени з чотирма вібраторами

$$F(\Delta) = \frac{\cos(kl \sin \Delta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \Delta} \cos\left(\frac{kd_b}{2} \sin \Delta\right) \frac{\sin(kh \cos \Delta)}{\sin kh}; \quad (6.1)$$

– для антени з одним вібратором в площині *E*

$$F(\Delta) = \frac{\cos(kl \sin \Delta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \Delta} \frac{\sin(kh \cos \Delta)}{\sin kh}. \quad (6.2)$$

Кут  $\Delta$  відраховується від нормалі до площини екрана (рис. 6.7).

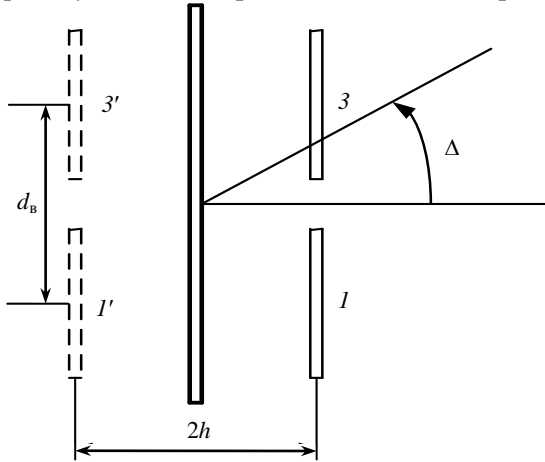


Рис. 6.7. Схема розміщення вібраторів у площині *E*

У панельній антені, яка має два вібратори у вертикальній площині, є три незалежні один від одного параметри. Це довжина плеча вібратора  $l/\lambda$ , відстань між вібраторами  $d_a/\lambda$  і відстань від екрана до вібратора  $h/\lambda$ . Для спрощення проектування припускаємо, що в антені використовуватимуться півхвильові вібратори

$$F_1(\Delta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \Delta\right)}{\cos \Delta}, \quad (6.3)$$

або хвильові вібратори

$$F_1(\Delta) = \frac{\sin(\pi \sin \Delta) + 1}{2 \cos \Delta}. \quad (6.4)$$

Оскільки ширина ДН за половиною потужністю визначається на рівні  $F(\Delta) = 1/\sqrt{2}$ , то вираз (6.1) перетворимо на рівняння

$$V = W, \quad (6.5)$$

де

$$V' = \frac{\cos \Delta_{0,5} \sin kh}{\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \Delta_{0,5}\right) \sin(kh \cos \Delta_{0,5})} \quad (6.6)$$

у разі розроблення антени з півхвильовими вібраторами;

$$V'' = \frac{\sqrt{2} \cos \Delta_{0,5} \sin kh}{\left[\sin(\pi \sin \Delta_{0,5}) + 1\right] \sin(kh \cos \Delta_{0,5})} \quad (6.7)$$

у разі використання хвильових вібраторів і

$$W = \cos\left(\frac{kd_{\hat{a}}}{2} \sin \Delta_{0,5}\right). \quad (6.8)$$

Оскільки одне рівняння (6.5) не дає змоги однозначно знайти шукані параметри, визначимо область можливих розв'язків. Для цього будемо в прямокутній системі координат залежності  $V(h/\lambda)$  і  $W(d_{\hat{a}}/\lambda)$ . По осі абсцис наносимо дві шкали: одну для змінної  $h/\lambda$ , другу для змінної  $d_{\hat{a}}/\lambda$ . Масштаби цих двох шкал незалежні один від одного. Тому їх наносять лише для зручності зчитування. Діапазон змінної  $h/\lambda$  становить 0,1...0,3, змінної  $d_{\hat{a}}/\lambda$  для півхвильових вібраторів — 0,5...0,9, а для хвильових вібраторів — 1,0...1,9. По осі ординат відкладаємо одну шкалу в одному і тому ж масштабі для змінних  $V$  і  $W$ . Прямими, паралельними осі абсцис, виокремлюємо область існуючих розв'язків. І верхня пряма, і нижня пряма проходять через значення

шкали ординат, які є граничними але спільними для величин  $V$  і  $W$ . З боків область існування розв'язків обмежується прямими, що проходять через точки перетину горизонтальних прямих з графіками  $V$  і  $W$ .

Вибираємо найбільш зручне в конструктивному сенсі  $h/\lambda$  або  $d_{\dot{a}}/\lambda$ . Визначаємо з графіка величину  $V = W$  і на осі абсцис зчитуємо другий конструктивний параметр  $d_{\dot{a}}/\lambda$  ( $h/\lambda$ ). За відомим значенням  $V$  можна обчислити відстань між вібраторами

$$d_{\dot{a}}/\lambda = \frac{\arccos V}{\pi \sin \Delta_{0,5}}. \quad (6.9)$$

Методика такого розрахунку конструктивних параметрів ілюструється рис. 6.8, який побудований для визначення відстані між півхвильовими вібраторами  $d_{\dot{a}}/\lambda$  за заданої ширини ДН  $2\Delta_{0,5} = 36^\circ$ . Як видно з рис. 6.8, область можливих розв'язків визначено через граничні точки залежності  $V(h/\lambda)$ .

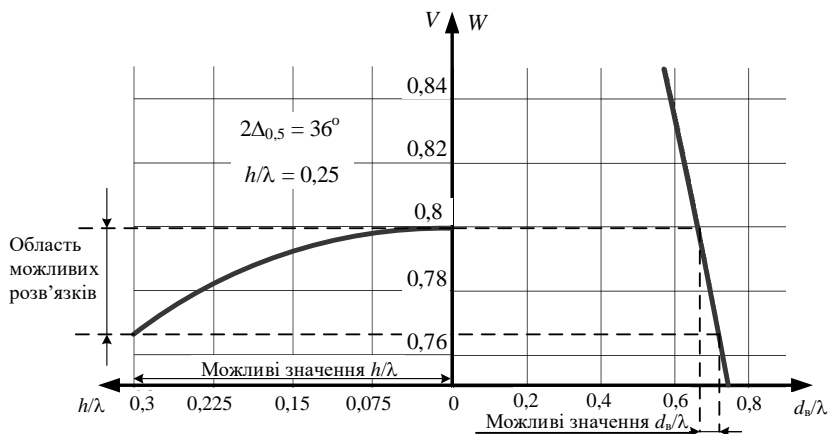


Рис. 6.8. Спосіб розрахунку конструктивних параметрів з використанням півхвильових вібраторів

Точки перетину кривих  $V(h/\lambda)$  і  $W(d_{\dot{a}}/\lambda)$  з прямими  $V_{\max}$  і  $V_{\min}$  визначають можливі інтервали змінних  $h/\lambda$  і  $d_{\dot{b}}/\lambda$ . Якщо вважати, що  $h/\lambda = 0,25$ , то для значення  $V = 0,7625$  знаходимо



дорівнюватиме  $2\Delta_{0,5}^A = 60^\circ$ . Розраховуємо величини  $P$  і  $Q$  та подаємо їх у вигляді графіків (рис. 6.10).

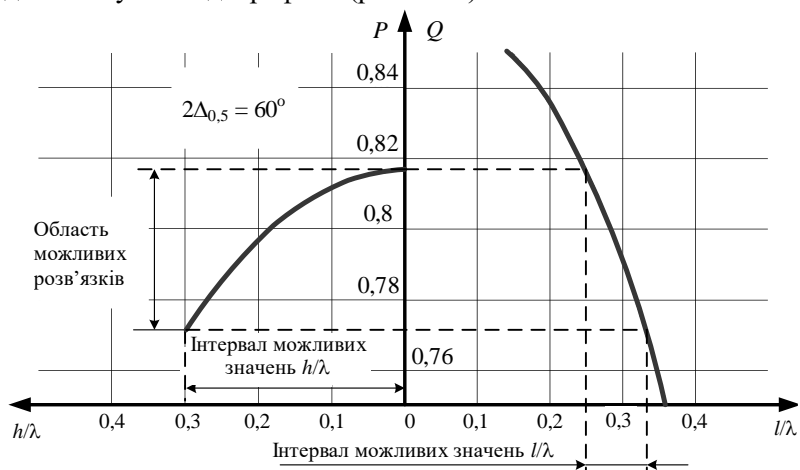


Рис. 6.10. Спосіб розрахунку конструктивних параметрів з використанням одного вібратора

По осі абсцис у незалежних масштабах відкладаємо значення  $h/\lambda$  і  $l/\lambda$ . Ураховуючи, що  $h/\lambda$  може змінюватись від 0,1 до 0,35, а  $l/\lambda$  — від 0,25 до 0,625, можемо по всій довжині осі абсцис визначити масштаби окремо для змінної  $h/\lambda$  і окремо для змінної  $l/\lambda$ . По осі ординат відкладаємо значення  $P$  і  $Q$  в одному й тому ж масштабі, тобто по осі ординат шкала значень буде одна. Нанесені залежності  $P(h/\lambda)$  і  $Q(l/\lambda)$  за заданого значення  $2\Delta_{0,5}^E$  визначають область можливих розв'язків рівняння (6.10). Це та область двовимірного простору, в якій  $P$  і  $Q$  набувають однакових значень. З графіка  $P(h/\lambda)$  знаходимо граничні значення відношення  $h/\lambda$  ( $h_{\min}/\lambda$  і  $h_{\max}/\lambda$ ), а з графіка  $Q(l/\lambda)$  — граничні значення довжин плеча вібратора  $l_{\min}/\lambda$  та  $l_{\max}/\lambda$ . Граничні значення використовувати недоцільно, оскільки використання їх обмежує можливості настроювання антени. Тому припускаємо, що  $h/\lambda = 0,25$ .

З рис. 6.10 видно, що такій величині  $h/\lambda$  відповідає довжина плеча вібратора  $l/\lambda = 0,38$ .



6.3. Характеристику напрямленості антени в площині  $H$  (горизонтальній) визначаємо як

$$F(\varphi) = \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \varphi\right) \frac{\sin(kh \cos \varphi)}{\sin kh}. \quad (6.11)$$

Конструктивні параметри  $h$  і  $d$ , нумерацію вібраторів і напрям відліку кута  $\varphi$  показано на рис. 6.11.

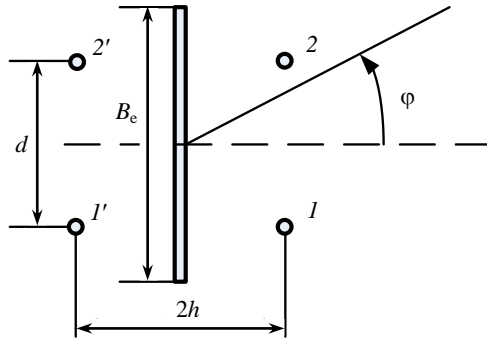


Рис. 6.11. Схема розташування вібраторів і їх дзеркальних зображень у площині  $H$  (горизонтальній)

Оскільки відстань вібраторів від екрана  $h$  визначено за вимогами до ширини ДН у вертикальній площині, то відстань між вібраторами знаходять з рівняння

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \varphi_{0,5}^H\right) \frac{\sin(kh \cos \varphi_{0,5}^H)}{\sin kh}, \quad (6.12)$$

де  $2\varphi_{0,5}^H$  — ширина ДН у горизонтальній площині.

З виразу (6.12) знаходимо, що

$$d = \frac{2 \arccos \left[ \frac{\sin kh}{\sqrt{2} \sin(kh \cos \varphi_{0,5}^H)} \right]}{k \sin \varphi_{0,5}^H}.$$

Очевидно, що відстань між вібраторами повинна задовольняти нерівність

$$d < \lambda,$$

де  $\lambda$  — мінімальна довжина хвилі робочого діапазону хвилі.

6.4. Будуємо ДН антени в площині  $E$  за формулою (6.1) або (6.2). Перший множник правої частини рівняння (6.1) залежно від довжини плеча вібратора заміняємо виразом (6.3) або (6.4).

У площині  $H$  ДН будуємо за формулою (6.11). На ДН визначаємо ширину за половинною потужністю і робимо висновок про відповідність конструктивної схеми антени заданим значенням  $2\Delta_{0,5}$  і  $2\varphi_{0,5}$ .

6.5. Визначаємо розміри екрана в площинах  $E$  і  $H$  (див. рис. 6.5). У площині  $E$  розмір  $A_e$  екрана вибираємо із співвідношення

$$A_e = d_b + 2l + (0,2\dots 0,3)\lambda_{\max},$$

де  $l$  — довжина плеча вібратора;  $\lambda_{\max}$  — максимальне значення довжини хвилі.

У площині  $H$  ширину екрана знаходимо як

$$B_e = d + (0,4\dots 0,6)\lambda_{\max}.$$

6.6. Вибираємо діаметри пліч вібраторів  $2a$ . Залежно від довжини хвилі та робочої смуги частот антени беремо значення  $2a$  в межах 5...15 мм.

6.7. Обчислюємо опори випромінювання симетричних вібраторів. Оскільки схема антени симетрична відносно вертикальної та горизонтальної осі, то будь-який вібратор антени матиме одне й те ж значення опору випромінювання.

Для антени з чотирма вібраторами опір випромінювання кожного вібратора складається з восьми величин:

– активна складова

$$R_{\Sigma 1} = R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14} - R'_{11} - R'_{12} - R'_{13} - R'_{14}; \quad (6.13)$$

– реактивна складова

$$X_{\Sigma 1} = X_{11} + X_{12} + X_{13} + X_{14} - X'_{11} - X'_{12} - X'_{13} - X'_{14}, \quad (6.14)$$

де  $R_{11}, X_{11}$  — власний опір випромінювання вібратора;  $R'_{11}, X'_{11}$  — взаємний опір між вібратором і його дзеркальним зображенням;  $R_{1q}, X_{1q}$ ,  $q = 2, 3, 4$  — взаємні опори між вібратором 1 і вібраторами 2, 3 і 4;  $R'_{1q}, X'_{1q}$ ,  $q = 2, 3, 4$  — взаємні опори між

вібратором 1 і дзеркальними зображеннями вібраторів 2, 3 і 4 (див. рис. 6.6 і 6.10).

В антені з двома вібраторами опір випромінювання кожного вібратора визначаємо так:

– активна складова

$$R_{\Sigma 1} = R_{11} + R_{12} - R'_{11} - R'_{12}; \quad (6.15)$$

– реактивна складова

$$X_{\Sigma 1} = X_{11} + X_{12} - X'_{11} - X'_{12}. \quad (6.16)$$

Значення складових опору у формулах (6.15) і (6.16) мають такий же зміст, як і у формулах (6.13) і (6.14).

Власний опір випромінювання вібраторів панельної антени обчислюємо за формулами (2.4) і (2.5), де замість  $r_e$  використовуємо радіус поперечного перерізу вібратора  $a$ .

За формулами (2.6) і (2.7) визначаємо всі взаємні опори двовібраторної антени і частину взаємних опорів чотиривібраторної антени. Це такі опори:  $R_{12}, R'_{11}, R'_{12}$  і  $X_{12}, X'_{11}, X'_{12}$ . Виконуючи розрахунки, необхідно зважати на те, що відстань між вібратором 1 і його дзеркальним зображенням дорівнює  $2h$ , а відстань між вібратором 1 і дзеркальним зображенням вібратора 2 дорівнює  $\sqrt{d^2 + 4h^2}$ .

Отже, саме такі значення відстаней для обчислення взаємних опорів із дзеркальними зображеннями необхідно підставляти в формули (2.6) і (2.7) як величину  $d$ .

Взаємні опори  $R_{14}(X_{14}), R'_{13}(X'_{13}), R'_{14}(X'_{14})$  знаходимо за такою формулою

$$R_{\text{вз}} = 15(2K_1 \sin \sigma_1 + 2L_1 \cos \sigma_1 + K_2 \sin \sigma_2 + L_2 \cos \sigma_2 + K_3 \sin \sigma_3 + L_3 \cos \sigma_3), \quad (6.17)$$

де  $\sigma_1 = k\eta$ ;  $\sigma_2 = k(\eta + 2l)$ ;  $\sigma_3 = k(\eta - 2l)$ ;

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= 2\text{Si}U_1 - 2\text{Si}V_1 - \text{Si}U_4 + \text{Si}V_4 - \text{Si}U_5 + \text{Si}V_5; \\ L_1 &= 2\text{Ci}U_1 + 2\text{Ci}V_1 - \text{Ci}U_4 - \text{Ci}V_4 - \text{Ci}U_5 + \text{Ci}V_5; \\ K_2 &= \text{Si}U_1 - \text{Si}V_1 + \text{Si}U_2 - \text{Si}V_2 - 2\text{Si}U_5 + 2\text{Si}V_5; \\ L_2 &= \text{Ci}U_1 + \text{Ci}V_1 + \text{Ci}U_2 + \text{Ci}V_2 - 2\text{Ci}U_5 - 2\text{Ci}V_5; \\ K_3 &= \text{Si}U_1 - \text{Si}V_1 + \text{Si}U_3 - \text{Si}V_3 - 2\text{Si}U_4 + 2\text{Si}V_4; \\ L_3 &= \text{Ci}U_1 + \text{Ci}V_1 + \text{Ci}U_3 + \text{Ci}V_3 - 2\text{Ci}U_4 - 2\text{Ci}V_4; \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

$$\left. \begin{aligned} U_1 \\ V_1 \end{aligned} \right\} = \overline{\overline{K}} \left( \sqrt{\eta^2 + \xi^2} \pm \eta \right);$$

$$\left. \begin{aligned} U_2 \\ V_2 \end{aligned} \right\} = \overline{\overline{K}} \left[ \sqrt{(\eta + 2l)^2 + \xi^2} \pm (\eta + 2l) \right];$$

$$\left. \begin{aligned} U_3 \\ V_3 \end{aligned} \right\} = \overline{\overline{K}} \left[ \sqrt{(\eta - 2l)^2 + \xi^2} \pm (\eta - 2l) \right];$$

$$\left. \begin{aligned} U_4 \\ V_4 \end{aligned} \right\} = \overline{\overline{K}} \left[ \sqrt{(\eta - l)^2 + \xi^2} \pm (\eta - l) \right];$$

$$\left. \begin{aligned} U_5 \\ V_5 \end{aligned} \right\} = \overline{\overline{K}} \left[ \sqrt{(\eta + l)^2 + \xi^2} \pm (\eta + l) \right].$$

Геометричний зміст величин  $\eta$  та  $\xi$  пояснює зображення взаємного положення вібраторів на рис. 6.12.

Реактивну складову взаємних опорів  $X_{\text{вз}}$  обчислюємо за тією ж формулою (6.17), але значення коефіцієнтів  $K$  і  $L$  будуть дещо іншими, ніж ті значення, що наведені в системі рівнянь (6.18).

Тому для розрахунку  $X_{\text{вз}}$  використовуємо такі значення коефіцієнтів

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= 2CiU_1 - 2CiV_1 - CiU_4 + CiV_4 - CiU_5 + CiV_5; \\ L_1 &= -2SiU_1 - 2SiV_1 + SiU_4 + SiV_4 + SiU_5 - SiV_5; \\ K_2 &= CiU_1 - CiV_1 + CiU_2 - CiV_2 - 2CiU_5 + 2CiV_5; \\ L_2 &= -SiU_1 - SiV_1 - SiU_2 - SiV_2 + 2SiU_5 + 2SiV_5; \\ K_3 &= CiU_1 - CiV_1 + CiU_3 - CiV_3 - 2CiU_4 + 2CiV_4; \\ L_3 &= -SiU_1 - SiV_1 - SiU_3 - SiV_3 + 2SiU_4 + 2SiV_4. \end{aligned} \right\} (6.19)$$

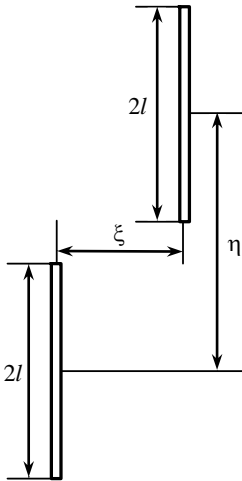


Рис. 6.12.  
Схематичне  
зображення  
взаємного положення  
вібраторів

Значення аргументів  $U$  та  $V$  у виразах (6.19) залишаються такими самими, як і в виразах (6.18).

Необхідно зазначити, що формула (6.17) є досить загальною і вона перетворюється у формули (2.6) і (2.7) при  $\eta = 0$  без будь-яких межевих переходів.

Формули (2.4) і (2.5) також можна отримати з виразу (6.17), але при цьому необхідно використовувати межевий перехід, коли відстань  $\xi$  наближається до значення радіуса вібратора.

Із формули (6.17) можна отримати значення взаємного опору в разі співвісного розташування вібраторів. Для цього необхідно використати наближене значення інтегральних косинусів за аргумента  $\xi \rightarrow 0$ .

Формула для розрахунку взаємного опору  $R_{14}$  або  $X_{14}$  має вигляд (6.17), але

змінюються лише коефіцієнти  $K$  і  $L$ .

Після визначення граничних значень деяких складових у формулах (6.18), отримаємо такі вирази:

$$\left. \begin{aligned}
 K_1 &= 2\text{Si}(2k\eta) - \text{Si}[2k(\eta-l)] - \text{Si}[2k(\eta+l)]; \\
 L_1 &= 2\text{Ci}(2k\eta) - \text{Ci}[2k(\eta-l)] - \text{Ci}[2k(\eta+l)] + \ln \frac{\eta^2 - l^2}{\eta^2}; \\
 K_2 &= \text{Si}(2k\eta) - 2\text{Si}[2k(\eta+l)] + \text{Si}[2k(\eta+2l)]; \\
 L_2 &= \text{Ci}(2k\eta) - 2\text{Ci}[2k(\eta+l)] + \text{Ci}[2k(\eta+2l)] + \ln \frac{(\eta+l)^2}{\eta(\eta+2l)}; \\
 K_3 &= \text{Si}(2k\eta) + \text{Si}[2k(\eta-2l)] - 2\text{Si}[2k(\eta-l)]; \\
 L_3 &= \text{Ci}(2k\eta) + \text{Ci}[2k(\eta-2l)] - 2\text{Ci}[2k(\eta-l)] + \ln \frac{(\eta-l)^2}{\eta(\eta-2l)}.
 \end{aligned} \right\} (6.20)$$

Значення аргументів тригонометричних синусів і косинусів залишаються тими, що і для визначення попередніх взаємних опорів за формулою (6.17). Для обчислення реактивних складових взаємних опорів  $X_{14}$  коефіцієнти  $K$  і  $L$  набувають такого вигляду:

$$\left. \begin{aligned}
 K_1 &= 2\tilde{\text{Ni}}(2k\eta) - \tilde{\text{Ni}}[2k(\eta-l)] - \tilde{\text{Ni}}[2k(\eta+l)] - \ln \frac{\eta^2 - l^2}{\eta^2}; \\
 L_1 &= -2\text{Si}(2k\eta) + \text{Si}[2k(\eta-l)] + \text{Si}[2k(\eta+l)]; \\
 K_2 &= \text{Ci}(2k\eta) - 2\text{Ci}[2k(\eta+l)] + \text{Ci}[2k(\eta+2l)] - \ln \frac{(\eta+l)^2}{\eta(\eta+2l)}; \\
 L_2 &= -\text{Si}(2k\eta) + 2\text{Si}[2k(\eta+l)] - \text{Si}[2k(\eta+2l)]; \\
 K_3 &= \text{Ci}(2k\eta) + \text{Ci}[2k(\eta-2l)] - 2\text{Ci}[2k(\eta-l)] - \ln \frac{(\eta-l)^2}{\eta(\eta-2l)}; \\
 L_3 &= -\text{Si}(2k\eta) - \text{Si}[2k(\eta-2l)] + 2\text{Si}[2k(\eta-l)].
 \end{aligned} \right\} (6.21)$$

Очевидно, що під змінною  $\eta$  у виразах (6.20) і (6.21) підставляємо значення  $d_b$  — відстань між вібратором у вертикальній площині.

6.8. Розраховуємо коефіцієнт напрямленої дії антени

$$D = \frac{120n}{R_{\Sigma 1}} (1 - \cos kh)^2 \sin^2 kh,$$

де  $n = 4$  для двовібраторної панельної антени і  $n = 8$  для чотиривібраторної антени. Опір випромінювання окремого

вібратора системи  $R_{\Sigma 1}$  використовуємо той, що отримали за допомогою розрахунків за формулою (6.13) або (6.15).

6.9. Обчислюємо хвильовий опір вібратора за формулою

$$W_A = 120 \left( \ln \frac{l}{a} - 1 \right).$$

6.10. Вхідний опір симетричних вібраторів з довжиною плеча, що близька до чверті довжини хвилі, або півдовжини хвилі, розраховуємо за формулою (2.8). У загальному випадку можна використовувати таку формулу

$$Z_A = \frac{R_{\Sigma 1} - i \left[ 0,5W_A \sin 2kl + X_{\Sigma 1} \cos 2kl - \frac{(R_{\Sigma 1})^2 + (X_{\Sigma 1})^2}{2W_A} \sin 2kl \right]}{\sin^2 kl + \frac{X_{\Sigma 1}}{W_A} \sin 2kl + \frac{(R_{\Sigma 1})^2 + (X_{\Sigma 1})^2}{2W_A^2} \cos kl}. \quad (6.22)$$

6.11. Знаходимо вкорочення вібраторів. Вкорочення розраховуємо лише для півхвильового і хвильового вібраторів. Довжину плеча півхвильового вібратора вкорочуємо на величину  $\Delta l$ :

$$\Delta l = \frac{\lambda X_{\Sigma 1}}{2\pi W_A}. \quad (6.23)$$

Для хвильового вібратора перераховуємо опір випромінювання  $Z_A$ , обчислений до струму в пучності, до вхідних затискачів антени (до струму на вході антени). Із формули (6.22) випливає, що для випадку  $kl = \pi$ ,

$$Z_A = \frac{R_{\Sigma 1} - iX_{\Sigma 1}}{(R_{\Sigma 1})^2 + (X_{\Sigma 1})^2} W_A^2.$$

Отже, реактивна складова вхідного опору дорівнює

$$X_A = -\frac{X_{\Sigma 1}}{(R_{\Sigma 1})^2 + (X_{\Sigma 1})^2} W_A^2.$$

Для компенсації цієї реактивної складової довжину плеча хвильового вібратора зменшуємо на величину

$$\Delta l = -\frac{\lambda W_A}{2\pi X_A}. \quad (6.24)$$

Оскільки формули (6.23) та (6.24) наближені, то точність розрахунку вкорочення буде задовільною, якщо  $\frac{\Delta l}{l} \leq 0,1$ .

6.12. Розробляємо елементи кріплення вібраторів. Можливі різні варіанти конструкції кріплення. Але найчастіше використовують жорсткі коаксіали, які одночасно живлять вібратори і фіксують їх положення відносно екрана. Вибираємо конструкцію, що зображена на рис. 6.13.

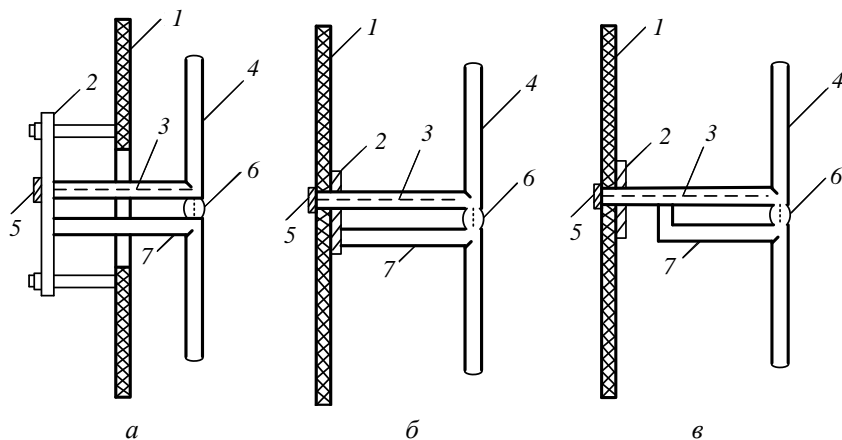


Рис. 6.13. Схеми кріплення вібратора:

1 — екран; 2 — металева пластина; 3 — жорсткий коаксіал;  
4 — вібратор; 5 — рознім; 6 — ізолятор; 7 — металевий стояк

Якщо  $h < 0,25\lambda$ , в екрані 1 вирізається отвір і частина конструкції кріплення вібратора розміщується з тильного боку екрана. Для цього використовують металеву пластину 2, яка на шпильках приєднується до екрана. Жорсткий коаксіал 3 використовується як стояк для верхнього плеча вібратора 4. Рознім 5 коаксіала 3 віддалений на відстань  $\lambda/4$  від плеча вібратора. Нижнє плече вібратора живиться струмом, що підводиться внутрішнім провідником коаксіала через ізолятор 6. Стояк 7 має також довжину  $\lambda/4$  і виконує функції механічного кріплення плеча вібратора, металевого ізолятора, симетрувального пристрою і пристрою розширення робочої смуги частот. Якщо  $h \geq 0,25\lambda$  (рис. 6.13, б), пластина 2 безпосередньо закріплюється на екрані.



Але, якщо  $h > 0,25\lambda$ , стоек 7 уже додатковою металевою перемичкою з'єднується з коаксіалом на відстані  $\lambda/4$  від затискачів вібратора (рис. 6.13, в).

6.13. Обчислюємо хвильовий опір жорсткого коаксіала. Для цього використаємо формулу для вхідного опору двопровідної лінії без втрат за комплексного навантаження [3]

$$Z_{\text{вх}} = W_{\text{л}} \frac{\cos kz + i \frac{W_{\text{л}}}{Z_{\text{А}}} \sin kz}{\frac{W_{\text{л}}}{Z_{\text{А}}} \cos kz + i \sin kz}, \quad (6.25)$$

де  $W_{\text{л}}$  — хвильовий опір лінії;  $z$  — довжина лінії (коаксіала 3);  $Z_{\text{А}}$  — навантаження лінії (вхідний опір симетричного вібратора).

Виберемо хвильовий опір коаксіала 3 таким чином, щоб активна складова вхідної провідності в рознімі 5 (див. рис. 6.12) дорівнювала  $1/50$  См. Тоді за допомогою паралельно приєднаного реактивного шліфа можна скомпенсувати реактивну складову провідності й отримати стандартний вхідний опір 50 Ом.

Розглянемо випадок, коли  $z = 0,25\lambda$ , тобто конструкції, що зображені на рис. 6.12, а, і 6.12, б. Тоді  $\cos kz = 0$ , а  $\sin kz = 1$ . Отже, з формули (6.25) випливає, що

$$Y_{\text{вх}} = \frac{1}{Z_{\text{вх}}} = \frac{Z_{\text{А}}}{W_{\text{л}}^2}. \quad (6.26)$$

У загальному випадку  $Z_{\text{А}} = R_{\text{А}} + iX_{\text{А}}$  і  $Y_{\text{вх}} = G + iB$ , тому рівняння (6.26) розкладається на два рівняння:

$$\left. \begin{aligned} G &= \frac{R_{\text{А}}}{W_{\text{л}}^2}, \\ B &= \frac{X_{\text{А}}}{W_{\text{л}}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (6.27)$$

Із першого рівняння системи (6.27) знаходимо значення хвильового опору

$$W_{\text{л}} = \sqrt{50R_{\text{А}}}. \quad (6.28)$$

Із другого рівняння системи (6.27) визначаємо реактивну складову вхідної провідності антени

$$\hat{A} = \frac{X_A}{50R_A}. \quad (6.29)$$

У випадку, коли  $z \neq 0,25\lambda$  (див. рис. 6.12, в), хвильовий опір обчислюємо за формулою

$$W_{\tilde{\epsilon}} = -\frac{X_A}{\operatorname{tg}kz} + \frac{1}{\operatorname{tg}kz} \sqrt{50R_A(1 + \operatorname{tg}^2kz) - R_A^2}, \quad (6.30)$$

яка отримана з рівняння (6.25).

Формула (6.30) справедлива для будь-яких значень  $z$ . Так, якщо  $kz = 90^\circ$ , вона перетвориться у вираз (6.28). У загальному випадку вхідна реактивна провідність визначається як

$$B = \frac{GW_{\tilde{\epsilon}}R_A - W_{\tilde{\epsilon}} + X_A \operatorname{tg}kz}{W_{\tilde{\epsilon}}(X_A + W_{\tilde{\epsilon}} \operatorname{tg}kz)}, \quad (6.31)$$

де  $G = 0,02 \text{ См}$ .

Якщо  $kz = 90^\circ$ , вираз (6.31) набуває вигляду (6.29).

6.14. Розраховуємо конструктивні параметри жорсткого коаксіала. Вважатимемо, що коаксіал заповнений повітрям. Тому його основними параметрами є діаметр внутрішнього (центрального) провідника  $d_1$  і діаметр зовнішнього провідника (труби)  $d_2$  (рис. 6.14).

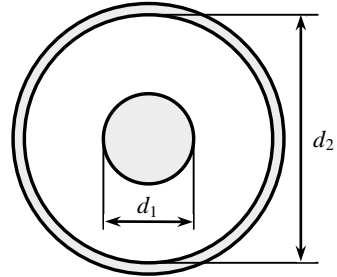


Рис. 6.14. Поперечний переріз жорсткого коаксіала

Для такого жорсткого коаксіала хвильовий опір визначається за формулою [2]

$$W_{\pi} = 60 \ln \frac{d_2}{d_1}.$$

Звідси впливає, що відношення діаметрів

$$\frac{d_2}{d_1} = e^{\frac{W_{\pi}}{60}}.$$

Зовнішній діаметр труби (стояка) найчастіше беруть таким самим, як і діаметр плеча вібратора. З міркувань міцності конструкції вибираємо товщину стінок труби  $\Delta$ . Тоді

$$d_2 = 2a - 2\Delta,$$

де  $2a$  — діаметр плеча вібратора.

Отже, діаметр внутрішнього провідника визначається як

$$d_1 = d_2 e^{\frac{W_{\text{ш}}}{60}}.$$

Знайдені значення діаметрів  $d_1$  і  $d_2$  мають задовольняти нерівність

$$0,5(d_1 + d_2) < \frac{\lambda}{\pi}. \quad (6.32)$$

6.15. Визначаємо довжину реактивного шлейфа. Короткозамкнутий відрізок лінії довжиною  $l_{\text{ш}}$  має такий вхідний опір:

$$X_{\text{ш}} = W_{\text{ш}} \operatorname{tg} k l_{\text{ш}},$$

де  $W_{\text{ш}}$  — хвильовий опір шлейфа.

Беремо відрізок лінії зі стандартним хвильовим опором, тобто  $W_{\text{ш}} = 50$  Ом. Вхідний опір шлейфа беремо з результатів розрахунку за формулою (6.29) або (6.31). Отже,

$$l_{\text{ш}} = \frac{1}{k} \operatorname{arctg} \frac{1}{50B}.$$

6.16. Розробляємо конструктивну схему живлення вібраторів панельної антени. Тут також можливі варіанти побудови схеми живлення. Для прикладу на рис. 6.15 показано схему паралельного живлення, у якій використані мостові схеми (квадратні мости).

До входів 5 приєднані реактивні шлейфи довжиною  $l_{\text{ш}}$ . Короткозамикачі КЗ можуть у певних межах змінювати своє положення, що необхідно для настроювання узгодження, оскільки розрахунки можуть дати такі результати, які будуть дещо відрізнятися від ре-альних значень. Струми живлення підводяться з виходів квадратних мостів 2, 4. Оскільки струм плеча 4 моста М1 буде випереджувати на  $90^\circ$  струм плеча 2, то в лінію 4–5 вмикають фіксований фазообертач на  $90^\circ$ . Це може бути відрізок лінії довжиною  $\lambda/4$ . Отже, довжина лінії між точками 4–5 мусить бути більшою від довжини лінії між точками 2–5. У схемі живлення вібраторів 3 і 4, нав-паки, лінія 2–5 повинна бути довшою від лінії 4–5 на  $\lambda/4$ . Мости М1 і М2 живляться від пліч моста М3. При

цьому необхідний фазовий зсув у лінії 2–3 досягають за рахунок подовження її на  $\lambda/4$  відносно довжини лінії 4–1.

Розв'язані плечі мостів навантажені на баластні опори  $R_6 = 50 \text{ Ом}$ . За повного узгодження всіх опорів схема ділить порівну між вібраторами і забезпечує високий коефіцієнт корисної дії.

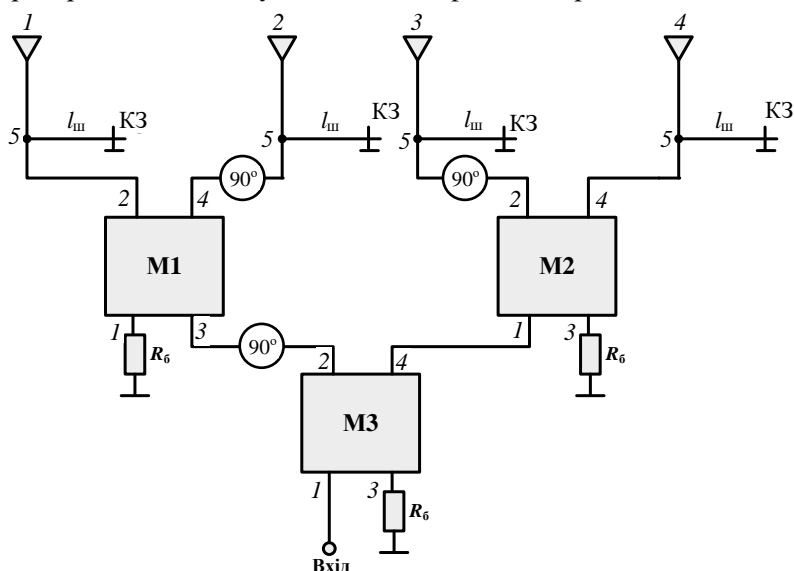
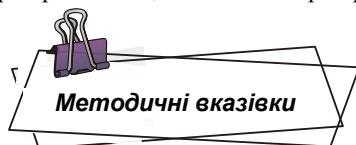


Рис. 6.15. Структурна схема живлення вібраторів панельної антени: 1, 2, 3, 4 — вібраторні антени; 5 — входи вібраторних антен



Проектування панельної антени зводиться до параметричного синтезу антенної решітки. Очевидно, що заданих ширин ДН можна досягти вибраною схемою антенної решітки за різних конструктивних параметрів як вібраторів, так і антени в цілому. Для цього потрібно визначити область можливих розв'язків задачі і вибрати найбільш зручні конструктивні параметри для реалізації антени. Так, наприклад, бажано, щоб відстань від екрана до вібратора дорівнювала чверті довжини хвилі. При цьому спрощується конструкція кріплення вібратора. Можна вибрати довжину вібратора, за якої

його вхідний опір буде активним. При цьому спрощується узгодження антени зі стандартними фідерами. Відстань між вібраторами повинна бути меншою від довжини хвилі. Ця умова впливає з аналізу множника системи синфазної рівноамплітудної еквідис-тантної решітки. Якщо ця умова задовольняється, то в ДН буде лише одна пелюстка з великою інтенсивністю випромінювання.

Умова (6.32) щодо конструктивних розмірів коаксіала повинна задовольнятися безумовно. Вона впливає з того, що в коаксіальних лініях передачі використовують хвилі типу Т. Якщо умова не задовольняється, то виникають хвилі вищих типів і розрахунки вхідного опору, умов узгодження, виконані для панельної антени, призведуть до значних похибок і настроїти таку антену буде неможливо.

Схема живлення панельної антени може реалізовуватися за допомогою друкованих технологій. У діапазоні дециметрових хвиль за допомогою смужкових ліній передачі можна побудувати досить компактні квадратні мости і взагалі всю схему живлення виготовити так, щоб вона мала малий об'єм, який дозволив би її розмістити на тиловому боці екрана. Але при цьому необхідно передбачити переходи від коаксіальних ліній передачі до смужкових ліній передачі.



#### Запитання для перевірки знань

---

1. Чому в горизонтальній площині в панельних антенах решітка складається лише з двох вібраторів?
2. Як забезпечують нахил ДН панельної антени у вертикальній площині?
3. Як змінюватиметься ширина ДН зі збільшенням відношення довжини плеча симетричного вібратора до довжини хвилі?
4. Чи можна використовувати в чотиривібраторній панельній антені вібратори з довжиною плеча  $0,625\lambda$  ?
5. Як змінюється реактивна складова вхідного опору симетричного вібратора зі збільшенням діаметра плеча?
6. Чим відрізняється вношуваний опір від взаємного опору вібраторів?
7. Чому вкорочення півхвильового вібратора може скомпенсувати індуктивний опір випромінювання?
8. Який основний тип хвилі в коаксіальній лінії передачі?
9. Чому в панельній антені ширина ДН у вертикальній площині може бути набагато меншою, ніж у горизонтальній площині?

10. Яким чином квадратний міст ділить вхідну потужність на дві рівні частини?
11. Який фазовий зсув струмів у вихідних плечах квадратного моста, навантаженого на узгоджені опори?
12. Як використовують реактивний шлейф для узгодження опорів?

## 7. ЛОГОПЕРІОДИЧНА АНТЕНА

Сучасні антени з логарифмічною періодичною структурою — логоперіодичні антени (ЛПА) (рис. 7.1) найчастіше виконують як вібраторні антенні решітки. Антени працюють у декаметрових, метрових, дециметрових і навіть у сантиметрових діапазонах хвиль. Коефіцієнт напрямленої дії таких антен помірний — становить 10—11 дБ, але робоча смуга частот досить широка, тому ЛПА належать до надширокосмугових антен.

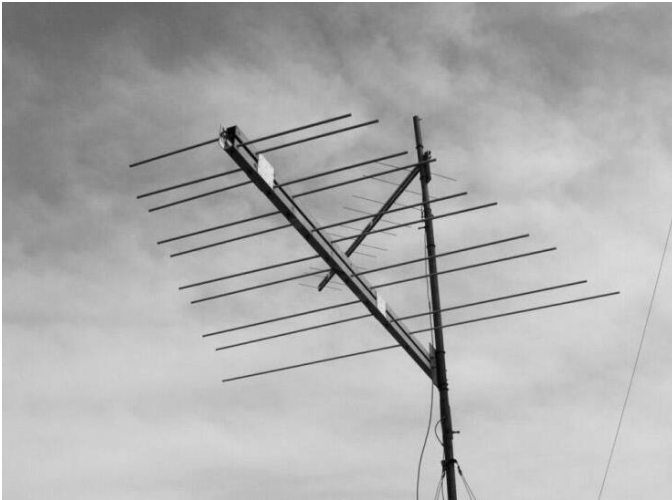


Рис. 7.1. Логоперіодична антена

Принципова схема антени (рис. 7.2, *a*) складається з  $N$  вібраторів, довжини яких визначаються кутом  $\alpha$  і відстанню від вершини антени до розглядуваного вібратора  $\rho$ . Основними параметрами антен є стала  $\tau$ , що характеризує періодичність зміни параметрів і визначається як відношення відстаней між сусідніми вібраторами (рис. 7.2, *a*)

$$\tau = \frac{\rho_{q+1}}{\rho_q}, \quad (7.1)$$

кут розхилу  $\alpha$  і відносна відстань між сусідніми вібраторами  $\sigma$ . Значення параметрів  $\tau$  і  $\sigma$  менші за одиницю.

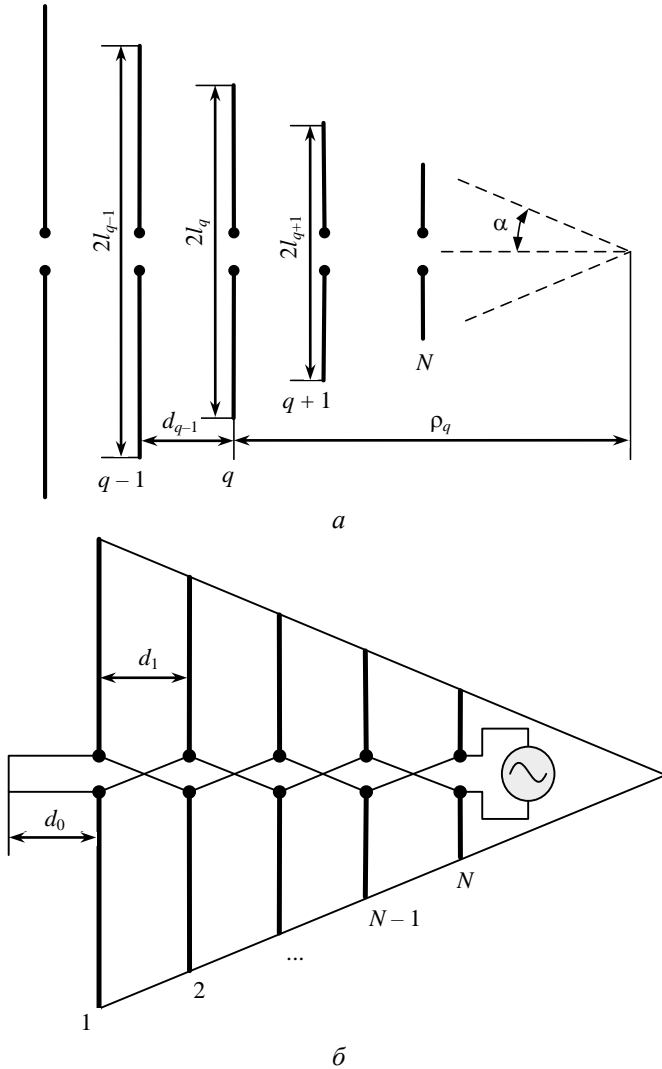


Рис. 7.2. Принципова схема логоперіодичної антени

Якщо антена живиться струмами високої частоти робочого діапазону, один з вібраторів збуджується на власній довжині хвилі. Цей вібратор із сусідніми двома (меншим за довжиною і більшим) створюють активну зону, яка інтенсивно випромінює. У разі зміни



частоти інші три вібратори створюють активну зону, тобто якщо змінюється частота, активна зона переміщується вздовж антени. Оскільки активна зона створюється обмеженою кількістю вібраторів (трьома, а в деяких випадках п'ятьма), то параметри антени на власних частотах вібраторів повторюються.

Можна показати [12], що власні частоти ЛПА визначаються так:

$$\ln \lambda_s = (s - 1) \ln \tau + \ln \lambda_1, \quad (7.2)$$

де  $\lambda_s$  — власна довжина хвилі  $s$ -го вібратора;  $\lambda_1$  — власна довжина хвилі першого вібратора (найдовшого).

Вираз (7.2) пояснює зміст назви такої вібраторної антени.

Найчастіше вихідними даними для створення ЛПА беруть коефіцієнт напрямленої дії, робочий діапазон частот, вхідний опір. Іноді задають ще обмеження та довжину антени і допустимі значення коефіцієнта біжучої хвилі у фідері. Оскільки немає однозначних аналітичних зв'язків коефіцієнта напрямленої дії з геометричними параметрами антени, очевидно, створити антену із заданим коефіцієнтом напрямленої дії можна лише внесенням цілеспрямованих змін у конструкцію і послідовним перерахунком усіх електричних величин в антені. Ураховуючи це, можна значення коефіцієнта напрямленої дії вилучити з вихідних даних. Отже, для синтезу антени виходимо лише з робочого діапазону, довжин хвиль ( $\lambda_{\max}$  і  $\lambda_{\min}$ ) і вхідного опору антени.

### Порядок розрахунку логоперіодичної антени

7.1. Визначаємо довжини плеча найбільшого і найменшого вібраторів антени (рис. 7.2) такими співвідношеннями:

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= 0,25\lambda_{\max}; \\ l_N &= 0,15\lambda_{\min}; \end{aligned} \right\} \quad (7.3)$$

де  $l_1$  — плече першого найдовшого вібратора;  $l_N$  — плече  $N$ -го найкоротшого вібратора.

7.2. Сталу  $\tau$ , що характеризує період антени, вибираємо з таких міркувань: чим більше значення  $\tau$ , тим більша кількість елементів у антені і збільшується довжина антени. За малих значень  $\tau$  активна ділянка антени звужується до одного вібратора, що призводить до виникнення відбитих хвиль у фідері. Тому значення  $\tau$  вибирають у межах 0,82...0,96.

7.3. Оптимальне значення параметра  $\sigma$  знаходимо з виразу

$$\sigma_{\text{opt}} = 0,25 \left[ 1 - 2,5(1 - \tau) \right]. \quad (7.4)$$

За оптимального значення  $\sigma_{\text{opt}}$  антена матиме максимальний коефіцієнт напрямленої дії.

7.4. Кількість вібраторів в антені визначаємо з формули

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

7.5. Довжини пліч вібратора згідно з виразом (7.1) розраховуємо із співвідношення

$$l_q = l_1 \tau^{q-1},$$

де  $q \in \overline{1, N}$ .

7.6. Оскільки параметр  $\sigma$  являє собою відношення відстані між півхвильовим 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 пліч вібраторів знаходимо відстані між ними:

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

7.7. Відстань від вершини антени до  $q$ -го вібратора  $\rho_q$  визначаємо як

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

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

7.9. Конструктивна схема ЛПА, яка визначається кількістю вібраторів, їх довжинами і відстанями між ними, дає змогу обчислити матрицю взаємних опорів. Використовуючи вирази для

взаємних опорів паралельних вібраторів з різними довжинами пліч [10], розраховуємо опір між двома елементами ЛПА.

Активна складова взаємного опору

$$R_{pq} = 30[K_1 \sin \sigma_1 + L_1 \cos \sigma_1 + K_2 \sin \sigma_2 + L_2 \cos \sigma_2], \quad (7.5)$$

де  $K_1 = \text{Si}u_1 - \text{Si}v_1 + \text{Si}u_2 - \text{Si}v_2 - \text{Si}u_3 + \text{Si}v_3$ ;

$L_1 = \text{Ci}u_1 + \text{Ci}v_1 - \text{Ci}u_2 - \text{Ci}v_2 - \text{Ci}u_3 - \text{Ci}v_3 + 2\text{Ci}u_4$ ;

$K_2 = \text{Si}u_2 - \text{Si}v_2 + \text{Si}u_3 - \text{Si}v_3 - \text{Si}u_5 + \text{Si}v_5$ ;

$L_2 = -\text{Ci}u_2 - \text{Ci}v_2 - \text{Ci}u_3 - \text{Ci}v_3 + 2\text{Ci}u_4 + \text{Ci}u_5 + \text{Ci}v_5$ ;

$$\left. \begin{array}{l} u_1 = \\ v_1 = \end{array} \right\} k \left[ \sqrt{(l_q - l_p)^2 + d_{pq}^2} \pm (l_q - l_p) \right];$$

$$\left. \begin{array}{l} u_2 = \\ v_2 = \end{array} \right\} k \left[ \sqrt{(l_q^2 + d_{pq}^2)} \mp l_q \right];$$

$$\left. \begin{array}{l} u_3 = \\ v_3 = \end{array} \right\} k \left[ \sqrt{l_p^2 + d_{pq}^2} \pm l_p \right];$$

$$\left. \begin{array}{l} u_4 = \\ v_4 = \end{array} \right\} k d_{pq};$$

$$\left. \begin{array}{l} u_5 = \\ v_5 = \end{array} \right\} k \left[ \sqrt{(l_q + l_p)^2 + d_{pq}^2} \mp (l_q + l_p) \right];$$

$\sigma_1 = k(l_q - l_p)$ ;

$\sigma_2 = k(l_q + l_p)$ ;

$k = 2\pi/\lambda$ .

Реактивна складова взаємного опору

$$X_{pq} = 30[K_3 \sin \sigma_1 + L_3 \cos \sigma_1 + K_4 \sin \sigma_2 + L_4 \cos \sigma_2], \quad (7.6)$$

де  $K_3 = \text{Ci}u_1 - \text{Ci}v_1 + \text{Ci}u_2 - \text{Ci}v_2 - \text{Ci}u_3 + \text{Ci}v_3$ ;

$L_3 = -\text{Si}u_1 - \text{Si}v_1 + \text{Si}u_2 + \text{Si}v_2 + \text{Si}u_3 + \text{Si}v_3 - 2\text{Si}u_4$ ;

$K_4 = \text{Ci}u_2 - \text{Ci}v_2 + \text{Ci}u_3 - \text{Ci}v_3 - \text{Ci}u_5 + \text{Ci}v_5$ ;

$L_4 = \text{Si}u_2 + \text{Si}v_2 + \text{Si}u_3 + \text{Si}v_3 - 2\text{Si}u_4 - \text{Si}u_5 - \text{Si}v_5$ .

Зміст окремих геометричних величин ілюструється схемою взаємного розташування двох вібраторів, що зображена на рис. 7.3.

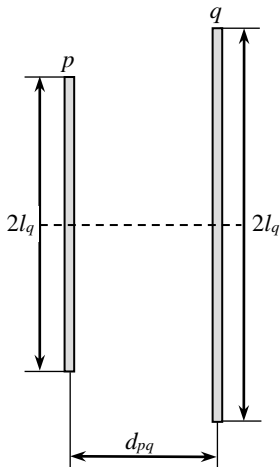


Рис. 7.3. Взаємне розташування вібраторів ЛПА

активної зони, являють собою ємнісне розподілене навантаження на двопровідний фідер, то хвильовий опір визначаємо за такою формулою

$$W_{\delta} = R_A \left[ \frac{R_A \sqrt{\tau}}{8\sigma W_A} + \sqrt{\left( \frac{R_A \sqrt{\tau}}{8\sigma W_A} \right)^2 + 1} \right], \quad (7.7)$$

де  $R_A$  — задане значення вхідного опору антени;  $W_A = 120 \left( \ln \frac{l}{a} - 2,25 \right)$  — хвильовий опір вібратора;  $\frac{l}{a}$  — відношення довжини плеча вібратора (металевого стрижня) до радіуса поперечного перерізу стрижня.

Відношення  $\frac{l}{a}$  у класичних ЛПА є сталою величиною, яка не залежить від номера вібратора.

7.13. Коефіцієнт фази у фідері розраховуємо із співвідношення

$$\beta = k \sqrt{1 + \frac{W_{\delta} \sqrt{\tau}}{W_A 4\sigma}}. \quad (7.8)$$

Отже, за допомогою формул (7.5), (7.6) розраховуємо елементи матриці  $Z_A$ :

$$Z_{pq} = R_{pq} + iX_{pq}.$$

7.10. Власні опори випромінювання обчислюємо за формулами (2.4) і (2.5). Це діагональні елементи матриці  $Z_A$ .

7.11. Визначаємо матрицю опорів випромінювання вібраторів ЛПА за результатами розрахунків в п.п. 7.9 і 7.10:

$$Z_A = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix}.$$

7.12. Схему живлення вібраторів зображено на рис. 7.2, б. Оскільки вібратори, довжини яких менші від вібраторів

7.14. Формули (7.7), (7.8) і геометричні розміри антени дають змогу розрахувати матрицю провідності фідера як  $2N$ -полюсника. Оскільки схема багатополюсника являє собою двопровідну лінію з  $N$  затискачами, то елементи матриці  $Y$  будуть за фізичним змістом чисельно дорівнювати струмам, що протікають через затискачі при дії одиничної ЕРС на один із входів за умови, що решта входів закорочені. Звідси випливає, що матриця  $Y$  матиме три елементи в кожному рядку, тобто матриця буде тридіагональною

$$Y = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & y_{32} & y_{33} & y_{34} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & y_{N,N-1} & y_{NN} \end{pmatrix}.$$

7.15. Як видно з рис. 7.2, б, елемент  $y_{11}$  визначається струмами, що протікають у закороченій лінії довжиною  $d_0$  і паралельно приєднаній закороченій лінії довжиною  $d_1$  (від вібратора 1 до вібратора 2). Отже, обчислюємо його значення так:

$$y_{11} = -\frac{i}{W_\phi} [\text{ctg} \beta d_0 + \text{ctg} \beta d_1]. \quad (7.9)$$

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

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

7.16. Подібно до виразу (7.9) визначається решта діагональних елементів матриці:

$$y_{pq} = -\frac{i}{W_\phi} [\text{ctg} \beta d_{q-1} + \text{ctg} \beta d_q].$$

Лише для останнього елемента діагоналі, як видно з рис. 7.2, б, вхідний струм визначається закороченою лінією в точках  $(N - 1)$  довжиною від  $N - 1$ -го вібратора до  $N$ -го вібратора, тобто

$$y_{NN} = -\frac{i}{W_\phi} \operatorname{ctg} \beta d_{N-1}.$$

Суміжні елементи з діагональними елементами матимуть такі значення:

$$y_{q,q+1} = y_{q+1,q} = -\frac{i}{W_\phi} \frac{1}{\sin \beta d_q}.$$

7.17. Значення струмів у вібраторах знаходять у результаті розв'язання лінійних алгебричних рівнянь, які в матричній формі мають вигляд

$$\mathbf{I} = (\mathbf{U} + \mathbf{Y}_\phi \mathbf{Z}_A) \mathbf{I}_A$$

де  $\mathbf{I}$  — матриця вхідних струмів;  $\mathbf{U}$  — одинична матриця.

7.18. Оскільки антена живиться лише через затискачі  $N$ , то матриця вхідних струмів має вигляд

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (7.10)$$

Для визначення струмів на вхідних затискачах вібраторів використовують відомі методи: метод Гаусса, ескалаторний метод, метод Персела і т. ін.

7.19. За відомими значеннями струмів у вібраторах обчислюємо напруженість поля випромінювання в площині  $H$  (площині, перпендикулярній до осей вібраторів)

$$\dot{E}^H = \frac{60}{r} e^{-ikr} \sum_{q=1}^N \frac{I_{Aq} (1 - \cos kl_q)}{\sin \beta l_q} e^{-ik\rho_q \cos \theta^H}.$$

Ненормована характеристика напрямлена в площині  $H$

$$f(\theta^H) = \left| \sum_{q=1}^N \frac{I_{Aq} (1 - \cos kl_q)}{\sin \beta l_q} e^{-ik\rho_q \cos \theta^H} \right|.$$

Тут початок системи координат збігається з вершиною кута  $\alpha$  (див. рис. 7.2, *a*).

7.20. У площині  $E$  ДН обчислюємо за формулою

$$f(\theta^E) = \left| \sum_{q=1}^N \frac{I_{Aq}}{\sin \beta l_q} \frac{\cos(kl_q \cos \theta^E) - \cos kl_q}{\sin \theta^E} e^{-ik\rho_q \cos \theta^E} \right|.$$

За наближеною формулою

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

обчислюємо коефіцієнт напрямленої дії.

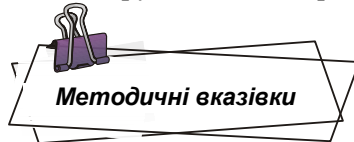
7.21. Будуємо ДН у площинах  $E$  і  $H$  та визначаємо її ширину ДН у кожній площині за рівнем половинної густини потужності ( $2\theta_{0,5}^E$  і  $2\theta_{0,5}^H$ ).

7.22. Оскільки вхідний струм дорівнює одиниці (7.10), то напруга на затискачах  $N$ -го вібратора кількісно являє собою вхідний опір антени

$$U_{AN} = \sum_{q=1}^N Z_{ANq} I_{Aq}. \quad (7.11)$$

Активна складова правої частини виразу (7.11) має дорівнювати заданому вхідному опору  $R_A$  або ж відрізняться від заданого значення на величину, якою можна знехтувати (за допустимими значеннями коефіцієнта біжучої хвилі).

7.23. Розробляємо конструкцію ЛПА і креслимо ескіз.



Розробляючи ЛПА, необхідно мати на увазі такі особливості випромінювача: коефіцієнт напрямленої дії антени визначається параметрами  $\sigma$  і  $\tau$ , але поки що не виведені аналітичні вирази, які б пов'язували ці параметри з коефіцієнтом напрямленої дії. Формула (7.4), яка визначає оптимальне значення параметра  $\sigma$  за максимумом коефіцієнта напрямленої дії, може привести до великої довжини антени, що в деяких випадках не є бажаним. Значення  $\sigma$  більшого від оптимального викликає появу бічних пелюсток у ДН. Тому під час реального проектування антени параметри  $\sigma$  і  $\tau$  коригують після першого розрахунку

конструктивних і електричних параметрів таким чином, щоб досягти більш прийнятних результатів.

Отже, реальне проектування, як правило, не завершується першим розрахунком параметрів антени.

Значення коефіцієнта напрямленої дії ЛПА із задовільними конструктивними параметрами становить 7...11,5 дБ. Вхідний опір антени, як правило, розраховують так, щоб він відповідав хвильовому опору стандартних ліній передавання.

Ще одну особливість ЛПА необхідно враховувати в процесі проектування. Оскільки живлення антени здійснюється з боку коротких вібраторів, то вібратори активної зони (резонансний і більш довші) живляться струмами, які за амплітудами можуть бути меншими, ніж струми короткого вібратора активної зони. Це дає можливість вкорочувати вібратори активної зони. Так, з формули (7.3) значення найдовшого вібратора визначається, як чверть довжини хвилі, але, враховуючи особливості живлення вібраторів, можна вкоротити цей вібратор для зменшення габаритів антени.



### Запитання для перевірки знань

---

1. Які основні конструктивні параметри ЛПА?
2. Що розуміють під параметром  $\tau$ ?
3. Який зміст параметра  $\sigma$ ?
4. Що таке активна зона ЛПА?
5. Чому вібратори, довжини яких менші від довжини найкоротшого вібратора активної зони, не випромінюють?
6. Чому вібратори, довжини яких більші від довжини найдовшого вібратора активної зони, не випромінюють?
7. Як визначити за конструктивними розмірами ЛПА робочу смугу частот?
8. Навіщо фідерну лінію ЛПА навантажують на закорочений відрізок двопровідної лінії?
9. Від яких параметрів антени залежить коефіцієнт напрямленої дії ЛПА?
10. З якими значеннями коефіцієнта напрямленої дії можна створити ЛПА?
11. Чому ДН плоскої вібраторної ЛПА в площині  $E$  має меншу ширину, ніж у площині  $H$ ?
12. Як впливає параметр  $\tau$  на довжину ЛПА?



## 8. РОМБІЧНА АНТЕНА

Ромбічна антена належить до класу антен з біжучою хвилею струму. Характерною особливістю цих антен є незалежність входного опору від довжини хвилі. У зв'язку з цим робочий діапазон довжин хвиль визначається за зміною ДН або коефіцієнта підсилення.

Розроблені ромбічні антени згідно з друкованими технологіями мають невеликі габарити і завдяки діапазонності, напрямлених властивостей, простоті конструкції використовуються в діапазонах дециметрових і навіть сантиметрових хвиль.

Ромбічні антени використовують переважно в декаметровому діапазоні хвиль, хоча іноді її можна застосовувати і в гектометровому діапазоні.

Ромбічну антену можна розглядати як двопроводову лінію, сторони якої спочатку розходяться в горизонтальній площині, а потім сходяться і приєднуються до опору, значення якого дорівнює хвильовому опору двопроводової лінії (рис. 8.1). Якщо до входу  $a-a$

підвести ЕРС, то в проводах установиться біжуча хвиля струму.

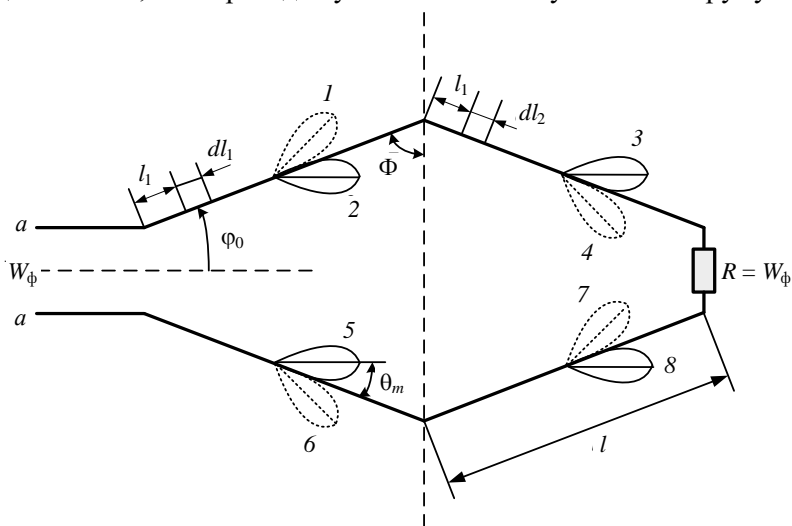


Рис. 8.1. Схема ромбічної антени

Отже, кожна зі сторін ромба можна розглядати як провід, що обтікається біжучою хвилею струму. Тому сторони ромба випромінюють електромагнітні хвилі, а головні пелюстки ДН таких випромінювачів розміщують під деяким кутом  $\theta_m$  до осі дроту. Характеристика напрямленості такого випромінювача має вигляд [2; 8]

$$f(\theta) = \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{kl}{2}(1 - \cos \theta)\right)}{1 - \cos \theta}, \quad (8.1)$$

де кут  $\theta$  відраховується від осі проводу;  $k = 2\pi/\lambda$  — хвильове число;  $l$  — довжина сторони ромба.

Вираз (8.1) є добутком характеристики напрямленості електричного диполя ( $\sin \theta$ ) і множника системи з неперервним розподілом елементарних випромінювачів ( $\sin(0,5kl(1 - \cos \theta))/1 - \cos \theta$ ).

Множник системи з точністю до постійного коефіцієнта  $kl/2$  можна подати у вигляді

$$f_c(u) = \frac{\sin u}{u},$$

де  $u = 0,5kl(1 - \cos \theta)$ .

Коли кут  $\theta$  дорівнює нулю, то множник набуває максимального значення, але характеристика напрямленості електричного диполя зменшується до нуля. Тому характеристика напрямленості такого випромінювача має нульове значення в напрямі, що збігається з його віссю.

Якщо  $l > \lambda$ , то множник системи в разі зміни кута  $\theta$  буде змінюватись швидше, ніж характеристика напрямленості диполя. Тому наближено можна знайти напрям максимального випромінювання проводу, прирівнюючи чисельник множника системи його максимальному значенню — одиниці.

Очевидно, що аргумент  $u$  при цьому мусить дорівнювати  $\pi/2$ . Отже,

$$kl(1 - \cos \theta) = \pi. \quad (8.2)$$

Звідси

$$\cos \theta_m = 1 - \frac{\lambda}{2l}, \quad (8.3)$$

або, розкладаючи ліву частину рівняння в ряд Тейлора, отримуємо наближене значення кута  $\theta_m$ , під яким випромінюється хвиля з максимальною інтенсивністю,

$$\theta_m \approx \sqrt{\frac{\lambda}{l}}.$$

Якщо в ромбі кут  $\varphi_0$  (рис. 8.1) дорівнює  $\theta_m$ , то напрямки максимумів головних пелюсток 2, 3, 5, 8 збігаються з напрямком великої діагоналі ромба. Тому інтенсивність випромінювання в напрямі головної діагоналі суттєво збільшується. Максимальна інтенсивність буде у випадку синфазності випромінювань у головних пелюстках. Щоб розглянути фазові співвідношення електромагнітних хвиль у різних пелюстках, побудуємо діаграму напрямленості згідно з виразом (8.1).

Цю ДН показано на рис. 8.2.

Видно, що зі зміною напрямку випромінювання на кут  $2\theta_m$  відносно осі проводу множник системи не змінює свого знака, тоді як перший множник виразу (8.1) змінює знак на протилежний. У зв'язку з цим випромінювання в пелюстці 5 відносно випромінювання в пелюстці 2 має зсув фази на  $180^\circ$ . Але, урахувавши те, що струми в цих двох проводах протифазні, отримуємо випромінювання в пелюстках 2 і 5 та 3 і 8 у фазі.

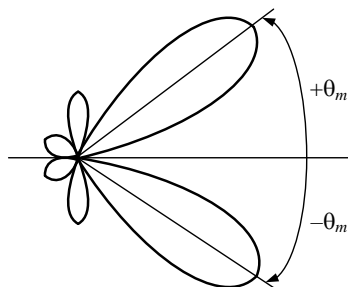


Рис. 8.2. Діаграма напрямленості за виразом (8.1)

Умову синфазного підсумовування електромагнітних хвиль пелюсток 2 і 3, або 5 і 8 у напрямку великої діагоналі ромба визначають, виходячи з таких міркувань.

Виокремимо на однаковій відстані  $l_1$  від вершин ромба у верхніх його проводах елементи  $dl_1$  і  $dl_2$  (див. рис. 8.1). Довжина шляху струму від першого елемента до другого становить довжину сторони ромба  $l$ , а довжина шляху хвилі, яка випромінюється

першим елементом, до елемента  $dl_2$  уздовж великої діагоналі дорівнює  $l \sin \Phi$ . Отже, біля елемента  $dl_2$  зсув фази напруженості поля, що створюється елементом  $dl_1$ , становить  $kl \sin \Phi$ , а зсув фази поля, створеного елементом  $dl_2$ , з урахуванням того, що петлюстки 2 і 3 розміщені по різні боки відносно осі проводу, становить  $\pi - kl$ . Різниця зсувів фаз становить

$$\Delta\psi = \pi - kl(1 - \sin \Phi).$$

Отриманий вираз не залежить від відстані  $l_1$ , тому він справедливий і для повних полів розглядуваних сторін. Звідси знайдемо умову синфазного складання полів петлюсток 2 і 3, тобто умову, за якою  $\Delta\psi = 0$ ,

$$kl(1 - \sin \Phi) = \pi.$$

Кут  $\Phi$ , як видно з рис. 8.1, дорівнює  $90^\circ - \theta_m$ , тому отримана умова синфазного підсумовування збігається з рівнянням (8.2). Отже, якщо  $\varphi_0 = \theta_m$ , усі петлюстки (2, 3, 5 і 8) матимуть синфазні випромінювання в напрямку великої діагоналі. У довільному напрямку поля випромінювання окремих сторін складаються з певним розфазуванням. У зв'язку з цим ДН антени має багато петлюсток та нулів.

Характеристика напрямленості антени в горизонтальній площині описується як

$$F(\theta) = \left[ \frac{\cos(\Phi + \theta)}{1 - \sin(\Phi + \theta)} + \frac{\cos(\Phi - \theta)}{1 - \sin(\Phi - \theta)} \right] \sin \left\{ \frac{kl}{2} [1 - \sin(\Phi + \theta)] \right\} \times \sin \left\{ \frac{kl}{2} [1 - \sin(\Phi - \theta)] \right\}, \quad (8.4)$$

де  $\Phi$  — половина тупого кута ромба.

У вертикальній площині за ідеальної провідності землі

$$F(\Delta) = \frac{8 \cos \Phi}{1 - \sin \Phi \cos \Delta} \sin^2 \left[ \frac{kl}{2} (1 - \sin \Phi \cos \Delta) \right] \sin(kh \sin \Delta), \quad (8.5)$$

де  $\Delta$  — кут місця точки спостереження;  $h$  — висота підвісу антени.

Із виразу (8.4) напрями нульового випромінювання в горизонтальній площині визначаються як

$$\sin(\Phi + \theta_{0p}) = 1 - \frac{p\lambda}{l}; \quad \sin(\Phi - \theta_{0p}) = 1 - \frac{p\lambda}{l},$$

де  $p = 0, 1, 2, 3, \dots$ .

З виразу (8.5) визначаються напрями нульового випромінювання у вертикальній площині

$$\cos \Delta_{0p} = \frac{1}{\sin \Phi} \left( 1 - \frac{p\lambda}{l} \right) \quad \text{і} \quad \sin \Delta_{0p} = \frac{p\lambda}{2h},$$

де  $p$  — ціле число, що має такі межі:

$$\frac{l}{\lambda} > p > \frac{l}{\lambda} (1 - \sin \Phi) \quad \text{і} \quad 0 \leq p \leq \frac{2h}{\lambda}.$$

Головна пелюстка у вертикальній площині лежить між горизонтальною площиною і напрямом першого нульового випромінювання  $\Delta_{01}$  ( $p = 1$ ).

За спрощених розрахунків ДН можна вважати, що напрями максимумів бічних пелюсток розміщуються посередині між нулями випромінювання. Підставляючи відповідні кути  $\theta_{\max p}$  і  $\Delta_{\max p}$  у вирази (8.4) і (8.5), отримаємо значення максимумів, які можна використати для побудови ДН та визначення рівня бічних пелюсток.

Ромбічна антена належить до діапазонних антен. У правильно спроектованій антені робочий діапазон хвиль обмежується мінімальною довжиною хвилі  $\lambda_{\min} = 0,8\lambda_0$  і максимальною довжиною  $\lambda_{\max} = 2,5\lambda_0$ , де  $\lambda_0$  — оптимальна довжина хвилі, за якою ведеться розрахунок антени. Вхідний опір антени дорівнює хвильовому опору фідера, тому узгодження антен з фідером досягається в широкому діапазоні хвиль. Але за зміною робочої довжини хвилі, як впливає з виразів (8.4) і (8.5), змінюється ДН, тому робочий діапазон хвиль визначають за допустимими змінами коефіцієнта підсилення.

Оскільки якщо змінюється довжина хвилі, змінюється кут  $\theta_m$  (8.3), то для того, щоб напрями головних пелюсток ДН проводів 2, 3, 5 і 8 (див. рис. 8.1) збігались з великою діагоналлю ромба, а також щоб не сильно деформувалась ДН (8.4) усієї антени, необхідно правильно вибирати довжину сторони ромба. Згідно з

формулою (8.3) залежність кута  $\theta_m$  від довжини сторони ромба  $l$  має вигляд, зображений на рис. 8.3.

З поданої залежності видно, що якщо  $l/\lambda \geq 4$ , кут  $\theta_m$  майже не змінюється в разі зменшення довжини хвилі  $\lambda$ . Тому вибираючи довжину сторони ромба  $l$ , що дорівнює або більша за  $4\lambda_0$ , можемо забезпечити незмінність напрямків головних пелюсток сторін ромба в робочому діапазоні довжин хвиль і формування потрібної ДН.

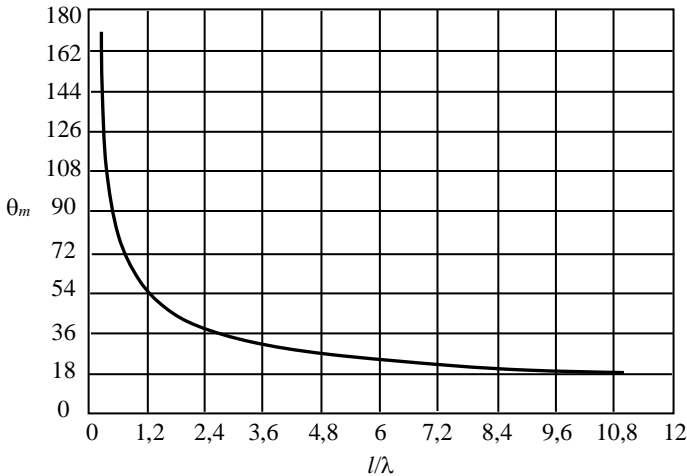


Рис. 8.3. Залежність кута  $\theta_m$  від відносної довжини сторони ромба

Для зменшення території, яка відводиться під антену, сторони ромба  $l$  беруть більшими від двох, трьох, але меншими від шести довжин хвиль.

Одним з істотних недоліків ромбічних антен є великий рівень бічних пелюсток. Інтенсивність випромінювання в напрямку бічних пелюсток значна, тому потужність випромінювання в межах головної пелюстки може бути меншою, ніж у бічних пелюстках.

Іншим істотним недоліком є низький ККД, який великою мірою залежить від розсіяння підведеної потужності на опорі навантаження ромба.

Щоб зменшити рівень бічних пелюсток і підвищити ККД, використовують дворомбічну антену (рис. 8.4).

Антену являє собою систему з двох ромбів, які розміщені в горизонтальній площині та зсунуті один відносно одного вздовж малої діагоналі на відстань  $D_1$ . Оскільки таку антену розглядаємо як систему двох синфазних рівноамплітудних випромінювачів, то в горизонтальній площині завдяки інтерференційним явищам покращується ДН. Збільшується опір випромінювання, оскільки до власного опору випромінювання окремого ромба додається і вношуваний опір.

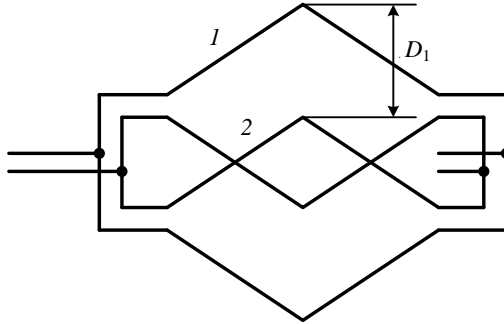


Рис. 8.4. Схема дворомбічної антени

Щоб знайти ККД ромбічної антени, необхідно визначити струм у проводі, навантаженому на узгоджений опір за наявності втрат. Очевидно, що при цьому в проводі встановлюється режим біжучої хвилі, тому в загальному випадку струм у перерізі проводу на відстані  $z$  від генератора

$$\dot{I}(z) = \dot{I}_0 e^{-\gamma z}, \quad (8.6)$$

де  $\gamma = k - i\alpha$  — коефіцієнт поширення хвилі в проводі;  $\alpha$  — коефіцієнт загасання.

Формули (8.1), (8.4) і (8.6) виведено за умови, що  $\alpha = 0$ , тобто вважалось, що

$$\dot{I}(z) = \dot{I}_0 e^{-ikz}.$$

Впливом коефіцієнта загасання  $\alpha$  на розподіл поля в просторі можна знехтувати. За такого припущення, яке підтверджується як теоретично, так і експериментально, можна вважати, що амплітуда струму змінюється за експоненціальним законом

$$|\dot{I}(z)| = I_0 e^{-\alpha z}. \quad (8.7)$$

Використовуючи вираз (8.7), знаходимо струм у навантаженні ромбічної антени

$$I_i = I_0 e^{-2\alpha l}, \quad (8.8)$$

де  $I_0$  — струм на затискачах антени;  $l$  — довжина сторони ромба.

З аналізу проводової лінії з втратами випливає, що у випадку, коли погонною провідністю можна знехтувати, коефіцієнт загасання визначається погонним опором  $R_1$  і хвильовим опором  $W_A$ :

$$\alpha = \frac{R_1}{2W_A}. \quad (8.9)$$

Якщо антену виконано з поодиноких проводів, то хвильовий опір дорівнює приблизно 1000 Ом, якщо кожна сторона ромба складається з двох проводів, що розходяться, то  $W_A \approx 700$  Ом.

Для ромбічної антени погонна провідність (провідність між елементами сторін ромба, що розходяться або сходяться і які розміщені на одному і тому самому перпендикулярі до великої діагоналі), може з великою точністю вважатися рівною нулю. Отже, для обчислення коефіцієнта загасання необхідно знайти погонний опір. Його можна подати формулою

$$R_1 = \frac{R_\Sigma + R_a}{2l}, \quad (8.10)$$

де  $R_\Sigma$  — опір випромінювання;  $R_a$  — опір втрат.

Оскільки втрати в проводах ромба малі порівняно з опором випромінювання, то достатньо визначити опір випромінювання. У загальному випадку опір випромінювання сторони ромба складається з власного опору випромінювання і вношуваних опорів. Але вношувані опори досить малі, тому опір випромінювання ромбічної антени обчислюється як сума опорів випромінювання сторін ромба  $R_\Sigma^{c.p}$ :

$$R_\Sigma \cong 4R_\Sigma^{c.p}. \quad (8.11)$$

Опір випромінювання однієї сторони ромба

$$R_\Sigma^{c.p} = 60 \left( \ln 2kl - \tilde{N}i2kl + \frac{\sin 2kl}{2kl} - 0,423 \right). \quad (8.12)$$



Якщо взяти до уваги, що в ромбічних антенах  $l/\lambda > 2$ , то аргумент  $2kl$  буде задовольняти нерівність

$$2kl > 10.$$

За таких аргументів інтегральний косинус наближається до нуля, а відношенням  $\frac{\sin 2kl}{2kl}$  можна знехтувати у зв'язку з великим значенням знаменника. Тому наближено можна вважати, що

$$R_{\Sigma}^{c-p} \approx 60(\ln 2kl - 0,423). \quad (8.13)$$

Використовуючи формули (8.9), (8.10), (8.11) і (8.13), отримуємо

$$\alpha \approx \frac{R_{\Sigma}^{c-p}}{lW_A}, \quad \text{або} \quad \alpha = \frac{60}{lW_A}(\ln 2kl - 0,423). \quad (8.14)$$

Коефіцієнт корисної дії можна обчислити за відомою формулою

$$\eta_A = \frac{P_{\Sigma}}{P_A} = \frac{P_A - P_{\text{до}}}{D_A}, \quad (8.15)$$

де  $P_{\text{вт}}$  — потужність втрат, тобто та потужність, що поглинається в опорі навантаження;  $D_A = \frac{1}{2}I_0^2W_A$  — потужність, що підводиться до входу антени.

Очевидно, що для узгодженого навантаження

$$D_{\text{до}} = \frac{1}{2}I_i^2W_A. \quad (8.16)$$

Враховуючи формули (8.8) і (8.16), з виразу (8.15) отримуємо

$$\eta_A = 1 - e^{-4\alpha l}. \quad (8.17)$$

Підставимо значення  $\alpha$  з формули (8.9), (8.10) і (8.11), тоді ККД визначається як

$$\eta_A = 1 - e^{-\frac{R_{\Sigma}}{W_A}}. \quad (8.18)$$

Напруженість поля, яку створює ромбічна антена у вертикальній площині, що проходить через велику діагональ

$$E(\Delta) \approx \frac{60I_0}{r} e^{-\alpha l} F(\Delta), \quad (8.19)$$

де  $F(\Delta)$  визначається формулою (8.5).

Коефіцієнт підсилення антени у вертикальній площині знаходимо за формулою

$$G(\Delta) = \frac{E^2(\Delta)r^2}{60P_A}. \quad (8.20)$$

Підставимо у формулу (8.20) значення  $E(\Delta)$  з виразу (8.19) і  $P_A = \frac{1}{2} I_0^2 W_A$ . Отримаємо значення коефіцієнта підсилення відносно ізотропного еталонного випромінювача:

$$G(\Delta) = \frac{120}{W_A} e^{-2\alpha l} F^2(\Delta) = \frac{7680}{W_A} e^{-2\alpha l} \frac{\cos^2 \Phi}{(1 - \sin \Phi \cos \Delta)^2} \times \\ \times \sin^4 \left[ \frac{kl}{2} (1 - \sin \Phi \cos \Delta) \right] \sin^2(kh \sin \Delta). \quad (8.21)$$

Коефіцієнт напрямленої дії

$$D(\Delta) = \frac{G(\Delta)}{\eta_A}. \quad (8.22)$$

Щоб визначити вплив неузгодженого опору навантаження на ДН антени, будемо вважати, що падаюча хвиля струму створює ДН антени, які визначаються за формулами (8.4) і (8.5). Відбита від навантаження хвиля є також біжучою і ДН, створену нею, потрібно визначити за тими самими формулами, але максимум цього випромінювання буде напрямлений у задній півпростір, тому в формулі (8.4) потрібно замінити кут  $\theta$  на  $(\pi - \theta)$ . Отже, у горизонтальній площині матимемо такий розподіл поля, який створюється відбитою хвилею

$$F_a(\theta) = - \left[ \frac{\cos(\Phi + \theta)}{1 + \sin(\Phi + \theta)} + \frac{\cos(\Phi - \theta)}{1 + \sin(\Phi - \theta)} \right] \sin \left\{ \frac{kl}{2} [1 + \sin(\Phi - \theta)] \right\} \times \\ \times \sin \left\{ \frac{kl}{2} [1 + \sin(\Phi + \theta)] \right\}. \quad (8.23)$$

У формулі (8.5) замінюємо кут  $\Delta$  на  $\pi - \Delta$ :

$$F_a(\Delta) = \frac{8 \cos \Phi}{1 + \sin \Phi \cos \Delta} \sin^2 \left[ \frac{kl}{2} (1 + \cos \Phi \cos \Delta) \right] \sin(kh \sin \Delta). \quad (8.24)$$

Результуюча ДН визначається через суму полів падаючої і відбитої хвиль струму. Відношення напруженості поля відбитої хвилі до напруженості поля падаючої хвилі в кожній точці простору характеризується комплексним коефіцієнтом відбиття за струмом. Наближено будемо вважати, що це відношення дорівнює модулю коефіцієнта відбиття від навантаження

$$\Gamma_n = \left| \frac{Z_n - W_A}{Z_n + W_A} \right|.$$

Отже, за відомого навантаження  $Z_n \neq W_A$  розподіл поля в просторі знайдемо як суму двох розподілів

$$\left. \begin{aligned} F(\theta, Z_i) &= F(\theta) + \Gamma_i F_a(\theta); \\ F(\Delta, Z_i) &= F(\Delta) + \Gamma_i F_a(\Delta). \end{aligned} \right\} \quad (8.25)$$

Очевидно, що у формулах (8.25) не враховуються фазові співвідношення між полями падаючої і відбитої хвиль, а тому за ними оцінюється найгірша ситуація.

Для розрахунку ромбічної антени найчастіше задають довжину радіотраси  $R$ , діапазон робочих довжин хвиль  $\lambda_{\min} \dots \lambda_{\max}$ , потужність живлення антени  $P_A$ .

### Порядок розрахунку ромбічної антени

8.1. Згідно з методикою, наведеною в підрозд. 2.1, розраховуємо напрям максимального випромінювання у вертикальній площині  $\Delta_m$ .

8.2. Визначаємо оптимальну довжину хвилі  $\lambda_0$  робочого діапазону ромбічної антени. Її значення залежить від багатьох чинників, тому наближено вважатимемо, що

$$\lambda_0 = \frac{\lambda_{\min} + \lambda_{\max}}{2}.$$

8.3. Обчислюємо довжину сторони ромба  $l$ , кут  $\Phi$  та висоту підвісу антени  $h$ . Із формули (8.5) оптимальне значення кута  $\Phi$  знаходимо за умови, що множник

$$B(\Phi) = \frac{\cos \Phi}{1 - \sin \Phi \cos \Delta_m}$$

набуває максимуму.

Для цього прирівнюємо похідну від  $B(\Phi)$  нулю

$$\frac{dB(\Phi)}{d\Phi} = 0$$

і знаходимо, що

$$\sin \Phi = \cos \Delta_m .$$

Отже,

$$\Phi = 90^\circ - \Delta_m .$$

Очевидно, що  $\Phi_0 = \Delta_m$ .

Оптимальне значення довжини сторони ромба  $l$  знаходять за умови, що другий множник виразу (8.5) набуває максимуму, тобто

$$\sin \left[ \frac{kl}{2} (1 - \sin \Phi \cos \Delta_m) \right] = 1 .$$

Тоді

$$\frac{l}{\lambda_0} (1 - \sin \Phi \cos \Delta_m) = \frac{1}{2} .$$

Звідси знаходимо, що

$$l = \frac{\lambda_0}{2(1 - \sin \Phi \cos \Delta_m)} .$$

Висота підвісу визначається з максимуму третього множника виразу (8.5):

$$\sin(kh \sin \Delta_m) = 1 .$$

Таким чином, оптимальна висота підвісу

$$h = \frac{\lambda_0}{4 \sin \Delta_m} .$$

8.4. Будуємо ДН антени в горизонтальній площині для мінімальної, оптимальної і максимальної довжин хвилі. Визначаємо ширину ДН за половинною потужністю  $2\theta_{0,5}$  і рівень бічних пелюсток (для бічної пелюстки з максимальною інтенсивністю).

8.5. Будуємо ДН антени у вертикальній площині для  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_0$ ,  $\lambda_{\max}$ . Знаходимо відхилення напряму максимального випромінювання від величини  $\Delta_m$  і ширину ДН для трьох довжин

хвиль. Якщо зміни напрямку максимального випромінювання не перевищують  $\Delta_{0,5}$ , то антена функціонуватиме в заданій смузі частот задовільно.

Визначаємо максимальні рівні бічних пелюсток у вертикальній площині.

8.6. Обчислюємо опір випромінювання однієї сторони ромба за формулою (8.12).

8.7. Розраховуємо коефіцієнт загасання  $\alpha$  за формулою (8.14). Значення хвильового опору  $W_A$  беремо 1000 Ом, або 700 Ом залежно від кількості проводів, що створюють сторони ромба.

8.8. Визначаємо опір випромінювання антени  $R_\Sigma$  за формулою (8.11).

8.9. Обчислюємо ККД антени  $\eta_A$  за формулами (8.17) або (8.18).

8.10. Знаходимо, використовуючи формулу (8.21), коефіцієнт підсилення антени в напрямку максимального випромінювання для довжин хвиль  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_0$ ,  $\lambda_{\max}$ .

8.11. Знаходимо потужність випромінювання антени

$$P_\Sigma = \eta_A P_A.$$

8.12. Обчислюємо максимальну амплітуду напруги між проводами ромбічної антени

$$U_{\max} = \sqrt{\frac{2P_A W_A}{K_{\dot{a},\delta\dot{a}}}},$$

де  $K_{\dot{a},\delta\dot{a}}$  — коефіцієнт біжучої хвилі в проводах ромбічної антени. Зазвичай припускають  $K_{\dot{a},\delta\dot{a}} \approx 0,5 \dots 0,7$ .

8.13. Розраховуємо максимальну напруженість поля біля проводів антени

$$E_{\max} = \frac{120U_{\max}}{ndW_A}, \quad (8.25)$$

де  $n$  — кількість проводів, з яких складається сторона ромба;  $d$  — діаметр проводу у сантиметрах.

Допустиме значення максимальної напруженості поля становить 7000 В/см.

Діаметр проводів вибирають з умов конструктивної і електричної міцності і він може становити від 0,15 см до 1,0 см. За досить високих рівнів потужності живлення  $P_A$  формула (8.26) може використовуватися для визначення мінімально допустимого діаметра проводу

$$d \geq \frac{120U_{\max}}{nE_{\text{доп}}W_A}.$$

8.14. Знаходимо потужність розсіяння в навантаженні антени

$$P_i = P_A(1 - \eta_A) = P_\Sigma \frac{1 - \eta_A}{\eta_A}.$$

8.15. Визначаємо діаметр проводу поглинальної лінії, мм

$$d_{\text{є.і}} \geq \sqrt{\frac{4}{\pi\delta}} \sqrt{\frac{P_\Sigma}{W_A}},$$

де  $\delta$  — допустима густина струму, А/мм<sup>2</sup>.

Діаметр проводів поглинальної лінії беруть у межах 2–4 мм.

8.16. Обчислюємо опір на одиницю довжини двопровідної поглинальної лінії (Ом/м)

$$R_1 = \frac{22 \cdot 10^3}{d_{\text{є.і}}} \sqrt{\frac{\mu\rho_{\text{п}}}{\lambda}},$$

де  $\mu$  — відносна магнітна проникність (на високих частотах магнітна проникність сталі і фехралю становить  $\mu = 80$ );  $\rho_c$  — питомий опір (для сталі  $\rho_c = 10^{-7}$  Ом·м, для фехралю  $\rho_c = 8 \cdot 10^{-7}$  Ом·м);  $\lambda$  — довжина хвилі, м.

8.16. Хвильовий опір поглинальної лінії для узгодження з антеною повинен дорівнювати приблизно 600 Ом. Вважаючи, що поглинальна лінія беззатратна, знаходимо відстань між проводами  $D_{\text{є.і}}$ . Для цього використовуємо формулу для хвильового опору беззатратної симетричної двопровідної лінії

$$W_{\text{є.і}} = 120 \ln \left[ \frac{D_{\text{є.і}}}{d_{\text{є.і}}} + \sqrt{\left( \frac{D_{\text{є.і}}}{d_{\text{є.і}}} \right)^2 - 1} \right].$$

Розв'язуючи рівняння відносно відстані між проводами, знаходимо

$$D_{\text{л.п}} = \frac{A^2 + 1}{2A} d_{\text{л.п}},$$

де  $A = \exp\left(\frac{W_{\text{л.п}}}{120}\right)$ .

8.17. Визначаємо хвильовий опір поглинальної лінії з урахуванням втрат

$$W_{\text{л.в}} = W_{\text{л.п}} \left(1 - i \frac{R_1}{2k W_{\text{л.п}}}\right),$$

де  $k = 2\pi/\lambda$  — хвильовий коефіцієнт.

8.18. Обчислюємо коефіцієнт відбиття електромагнітної хвилі від навантаження ромба

$$\tilde{\Gamma} = \frac{W_{\text{л.п}} - W_{\Lambda} - i \frac{R_1}{2k}}{W_{\text{л.п}} + W_{\Lambda} - i \frac{R_1}{2k}}.$$

Модуль коефіцієнта відбиття визначаємо як

$$\Gamma = \frac{\sqrt{(W_{\text{в.і}} - W_{\Lambda})^2 + \left(\frac{R_1}{2k}\right)^2}}{\sqrt{(W_{\text{в.і}} + W_{\Lambda})^2 + \left(\frac{R_1}{2k}\right)^2}}. \quad (8.27)$$

8.19. Знаходимо довжину поглинальної лінії  $l_{\text{в.і}}$  за умови, що

$$P_{\text{в.в}} = P_{\text{в.і}} e^{-\frac{R_1}{2W_{\text{в.і}}} 2l_{\text{в.і}}} = (0,05 \dots 0,1) P_{\text{в.і}}, \quad (8.28)$$

де  $P_{\text{в.в}}$  — потужність хвилі струму в кінці поглинальної лінії;  
 $P_{\text{в.і}}$  — потужність хвилі на вході поглинальної лінії (на вихідних затискачах ромба).

Звідси

$$l_{\text{в.і}} \geq \frac{W_{\text{в.і}}}{R_1} \ln(10 \dots 20). \quad (8.29)$$

Очевидно, що після відбиття хвилі від закороченого кінця поглинальної лінії до вихідних затискачів ромба поширюватиметься хвиля струму. Потужність її на вихідних затискачах ромба

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{вх}} e^{-\frac{R_1}{W_{\text{вх}}} l_{\text{вх}}}.$$

Отже, модуль коефіцієнта відбиття за рахунок хвилі, відбитої від закоротки поглинальної лінії, в перерізі, що проходить через вихідні затискачі ромба, становить

$$\Gamma_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{D_{\text{вх}}}{D_{\Lambda}}}.$$

Використовуючи формули (8.28) і (8.29), визначаємо

$$\Gamma_{\text{вх}} = e^{-\frac{R_1}{W_{\text{вх}}} l_{\text{вх}}}. \quad (8.30)$$

За формулами (8.29) і (8.30) обчислюємо довжину поглинаючої лінії  $l_{\text{вх}}$  і коефіцієнт відбиття  $\Gamma_{\text{вх}}$ .

Довжина поглинальної лінії становить (300...500) м у разі використання проводів зі сталі і (30...40) м — із фехрало.

8.20. Не враховуючи фазових співвідношень між відбитими хвилями струмів від затискачів поглинальної лінії і від закоротки в кінці поглинальної лінії, тобто, орієнтуючись на найгірший випадок, обчислюємо повний коефіцієнт відбиття в перерізі, де приєднується навантаження,

$$\Gamma_i \leq \Gamma + \Gamma_{\text{вх}},$$

де складові в правій частині мають значення, що обчислені за формулами (8.27) і (8.30).

8.21. Обчислюємо розподіл поля випромінювання, створеного відбитою хвилею, за формулами (8.23) і (8.24).

8.22. Ураховуємо вплив відбитої хвилі на поле випромінювання антени за формулами (8.25).

8.23. Для живлення ромбічної антени використаємо двопроводовий фідер, переріз якого показано на рис. 8.5.



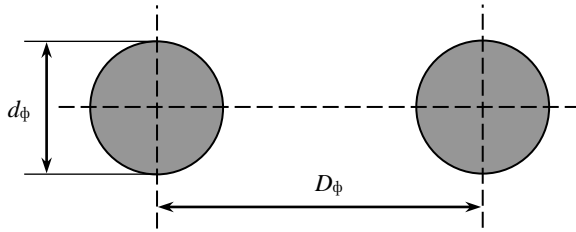


Рис. 8.5. Схематичне зображення двопроводового фідера

Діаметр проводів фідера визначаємо за формулою (см)

$$d_{\phi} = \frac{120\sqrt{2P_A}}{E_{\text{доп}} \sqrt{K_{\dot{a},\dot{o}\dot{a}} W_{\phi}}},$$

де  $E_{\text{доп}} = 7000$  В/см;  $K_{\dot{a},\dot{o}\dot{a}}$  — коефіцієнт біжучої хвилі у фідері;  $W_{\phi}$  — хвильовий опір фідера.

Коефіцієнт відбитої хвилі у фідері визначається лише для випадку, коли хвильовий опір фідера  $W_{\phi}$  не дорівнює хвильовому опору антени  $W_A$ . У цьому випадку  $K_{\dot{a},\dot{o}\dot{a}} = \frac{W_{\phi}}{W_A}$ , якщо  $W_{\phi} < W_A$ , або

$$K_{\dot{a},\dot{o}\dot{a}} = \frac{W_A}{W_{\phi}}, \text{ якщо } W_{\phi} > W_A.$$

Відбиту хвилю, яка виникає на затискачах навантаження, у режимі роботи фідера можна не враховувати, оскільки при поширенні вздовж сторін ромба її інтенсивність через випромінювання іс-тотно зменшується.

Отже, якщо задовольняється умова  $W_{\phi} = W_A$ , тоді  $K_{\dot{a},\dot{o}\dot{a}} \approx 1$ .

8.24. Розраховуємо відстань між проводами фідера за формулою

$$D_{\phi} \approx \frac{d_{\phi}}{2} \exp\left(\frac{W_{\phi}}{120}\right)$$

й уточнюємо значення хвильового опору фідера, Ом:

$$W_{\phi} = 120 \ln \left[ \frac{D_{\phi}}{d_{\phi}} + \sqrt{\left(\frac{D_{\phi}}{d_{\phi}}\right)^2 - 1} \right].$$

8.25. Коефіцієнт корисної дії фідера визначаємо за формулою

$$\eta_{\delta} = e^{-2\alpha_{\delta} l_{\phi}},$$

де  $\alpha_{\phi}$  — коефіцієнт загасання у фідері;  $l_{\phi}$  — довжина фідера.

Якщо загасання незначне, то, розкладаючи експоненту в ряд, знаходимо:

$$\eta_{\phi} = 1 - 2\alpha_{\phi} l_{\phi}.$$

Коефіцієнт загасання фідера визначаємо за формулою, виведеною для мідних провідників,

$$\alpha_{\delta} = \frac{R_1}{W_{\delta}} = \frac{2,96}{d_{\delta} W_{\delta} \sqrt{\lambda}}.$$

У цій формулі діаметр фідера виражаємо у міліметрах.

Для фідера, виконаного з іншого металу, 1/м

$$\alpha_{\delta} = \frac{22 \cdot 10^3}{d_{\delta} W_{\delta}} \sqrt{\frac{\mu \rho_{\text{іі}}}{\lambda}},$$

де  $d_{\delta}$  — діаметр проводів фідера, мм;  $\mu$  — відносна магнітна проникність металу;  $\rho_{\text{іі}}$  — питомий опір металу, Ом·м.

8.26. Будуємо конструктивну схему антени з фідером і поглинальною лінією.

### Порядок розрахунку дворомбічної антени

8.27. Виконуємо всі обчислення згідно з п.п. 8.1, 8.2, 8.3.

8.28. Вибираємо відстань між ромбами в антені

$$D_1 \approx \lambda_0.$$

8.29. Розраховуємо і будуємо ДН у горизонтальній площині для мінімальної, оптимальної і максимальної довжин хвилі

$$F_{\text{д.р}}(\theta) = F(\theta) \cos\left(\frac{kD_1}{2} \sin \theta\right),$$

де  $F(\theta)$  — характеристика напрямленості простої ромбічної антени (8.4).

Знаходимо ширину ДН  $2\theta_{0,5}$  і рівень бічних пелюсток.

8.30. Згідно з п. 8.5 будуємо ДН у вертикальній площині.

8.31. Виконуємо обчислення за п. 8.6. Знаходимо  $R_{\Sigma}^{\text{с.р}}$ .

8.32. Обчислюючи вношувані опори, нехтуємо впливом між непаралельними сторонами ромбів, тобто враховуємо вношувальні опори між паралельними провідниками, наприклад, між сторонами 1 і 2 (див. рис. 8.4). Для чіткого розуміння змісту величин, що входять у розрахункові формули, зобразимо взаємне розміщення паралельних сторін ромбів на рис. 8.6.

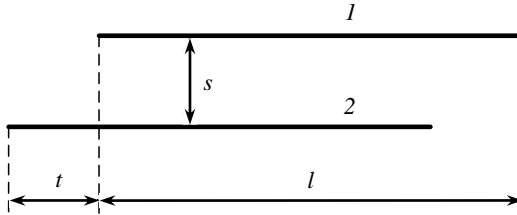


Рис. 8.6. Взаємне розміщення паралельних сторін ромбів

Позначимо вношуваний опір проводу 2 у провід 1 як  $R_{12}$ . Оскільки провідники 1 і 2 живляться струмом в одній і тій самій фазі з однаковими амплітудами, то вношуваний опір дорівнюватиме взаємному. Для обчислення взаємних опорів можна використати таку формулу [2]

$$R_{12} = 60[M_1 \cos kt + M_2 \sin kt],$$

де

$$M_1 = 2\text{Cik}(D_1 - t) - \text{Cik} \left[ \sqrt{s^2 + (t+l)^2} - (t+l) \right] - \\ - \text{Cik} \left[ \sqrt{s^2 + (t-l)^2} - (t-l) \right] - \frac{\sin k(D_1 - t)}{kD_1} + \\ + \frac{\sin k \left[ \sqrt{s^2 + (t+l)^2} - (t+l) \right]}{2k\sqrt{s^2 + (t+l)^2}} + \frac{\sin k \left[ \sqrt{s^2 + (t-l)^2} - (t-l) \right]}{2k\sqrt{s^2 + (t-l)^2}};$$

$$M_2 = -2\text{Sik}(D_1 - t) + \text{Sik} \left[ \sqrt{s^2 + (t+l)^2} - (t+l) \right] + \\ + \text{Sik} \left[ \sqrt{s^2 + (t-l)^2} - (t-l) \right] - \frac{\cos k(D_1 - t)}{kD_1} + \\ + \frac{\cos k \left[ \sqrt{s^2 + (t+l)^2} - (t+l) \right]}{2k\sqrt{s^2 + (t+l)^2}} + \frac{\cos k \left[ \sqrt{s^2 + (t-l)^2} - (t-l) \right]}{2k\sqrt{s^2 + (t-l)^2}};$$

$$s = D_1 \sin \frac{\Phi}{2} \quad \text{і} \quad t = D_1 \cos \frac{\Phi}{2}.$$

8.33. Повний опір випромінювання однієї сторони ромба визначаємо як

$$R_{\Sigma 1}^{\text{n},\delta} = R_{\Sigma}^{\text{n},\delta} + R_{12}.$$

8.34. Розраховуємо коефіцієнт згасання за формулою

$$\alpha' = \frac{R_{\Sigma 1}^{\text{n},\delta}}{W_{\lambda}}.$$

Хвильовий опір дворомбічної антени визначаємо згідно з рекомендаціями п. 8.7.

8.35. Визначаємо опір випромінювання дворомбічної антени

$$R_{\Sigma}^{\text{a},\delta} \cong 4R_{\Sigma 1}^{\text{c},\delta}.$$

8.36. Обчислюємо ККД антени

$$\eta_{\lambda} = 1 - e^{-\frac{R_{\Sigma}^{\text{a},\delta}}{W_{\lambda}}}.$$

8.37. Знаходимо коефіцієнт підсилення антени за формулою

$$G = \frac{15360}{W_{\lambda}} e^{-2\alpha'l} \frac{\cos^2 \Phi}{(1 - \sin \Phi \cos \Delta)^2} \times \\ \times \sin^4 \left[ \frac{kl}{2} (1 - \sin \Phi \cos \Delta) \sin(kh \sin \Delta) \right].$$

Обчислення виконуємо для довжин хвиль  $\lambda_{\min}$ ,  $\lambda_0$  і  $\lambda_{\max}$  у напрямі максимального випромінювання.

8.38. За формулою (8.22) розраховуємо коефіцієнт напрямленої дії.

8.39. Визначаємо потужність випромінювання антени

$$P_{\Sigma} = \eta_A P_A.$$

8.40. Обчислюємо максимальну амплітуду напруги між проводами антени

$$U_{\max} = \sqrt{\frac{P_A W_A}{K_{\dot{a}, \dot{\sigma} \dot{a}}}}.$$

Коефіцієнт біжучої хвилі  $K_{\dot{a}, \dot{\sigma} \dot{a}}$  беремо згідно з вказівками п. 8.12.

8.41. Максимальну напруженість поля біля проводів антени та діаметр проводів знаходять згідно з п. 8.13.

8.42. За формулою п. 8.14. знаходимо потужність розсіяння.

8.43. Поглинальну лінію виконуємо з чотирьох проводів, розміщених по вершинах квадрата (рис. 8.7).

Параметри поглинальної лінії визначаємо за методикою, що викладена в п.п. 8.15 і 8.16. При цьому необхідно використовувати діаметр проводів. Їх визначають як

$$d'_{\dot{\epsilon}, \dot{\iota}} = \frac{d_{\dot{\epsilon}, \dot{\iota}}}{\sqrt{2}}.$$

Поглиналий опір  $R_1$  розраховуємо за величиною  $d'_{\dot{\epsilon}, \dot{\iota}}$ .

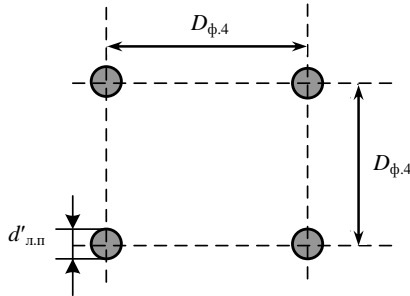


Рис. 8.7. Поперечний переріз чотирипровідної лінії передачі (фідера)

8.44. Хвильовий опір безвтратної чотирипровідної лінії визначають за формулою

$$W_0 = 60 \ln \frac{2\sqrt{2}D_{\phi, 4}}{d'_{\dot{\epsilon}, \dot{\iota}}}.$$

Тому відстань між проводами лінії знаходимо з виразу

$$D_{\delta,4} = \frac{d'_{e,i}}{2\sqrt{2}} e^{\frac{W_0}{60}},$$

де хвильовий опір лінії наближається до половини хвильового опору антени.

8.45. Коригуємо хвильовий опір лінії згідно з п. 8.17.

8.46. Згідно з п.п. 8.18, 8.19 і 8.20 обчислюємо коефіцієнти відбиття  $\tilde{\Gamma}$ ,  $\Gamma_{л.п}$ ,  $\Gamma_n$  і довжину поглинальної лінії.

8.47. Згідно з п.п. 8.21 і 8.22 враховуємо вплив відбитої лінії на розподіл поля випромінювання.

8.48. Для живлення дворомбічної антени використовуємо чотирипровідний фідер (рис. 8.7).

Діаметр проводів фідера визначаємо за формулою, (см) [2]

$$d_{\delta} = 60 \frac{\sqrt{P_A}}{E_{\text{аіі}} \sqrt{K_{\text{а.оа}} W_{\delta}}},$$

де  $E_{\text{аіі}} = (6 \dots 8) \cdot 10^3$  В/см.

Хвильовий опір фідера  $W_{\phi}$  може відрізнятись від вхідного опору дворомбічної антени, який дорівнює  $R_A = \frac{1}{2} W_A$ , тому коефіцієнт біжучої дії визначаємо як

$$K_{\text{а.оа}} = \frac{W_A}{2W_{\delta}}, \text{ якщо } 0,5W_A < W_{\delta},$$

або

$$K_{\text{а.оа}} = \frac{2W_{\delta}}{W_A}, \text{ якщо } 0,5W_A > W_{\delta}.$$

8.49. Відстань між провідниками фідера обчислюємо згідно з п. 8.44.

8.50. Коефіцієнт корисної дії фідера визначається так само, як ККД для фідера ромбічної антени (п. 8.25).

8.51. Проектуємо конструктивну схему антени з фідером і поглинальної лінії.



Хвильовий опір ромбічної антени в разі виконання її з окремих проводів змінюється зі зміщенням перерізу вздовж великої діагоналі. Так, біля тупих кутів опір буде наближатися до 1000 Ом, тоді як біля гострих кутів опір становитиме 700...800 Ом. Така зміна хвильового опору призведе до деякої зміни режиму поширення хвиль струму і, у свою чергу, до зміни характеру функціонування антени. Щоб забезпечити незмінність хвильового опору вздовж антени, сторони ромба виконують із двох проводів, які розходяться із наближенням до вершин тупого кута (рис. 8.8).

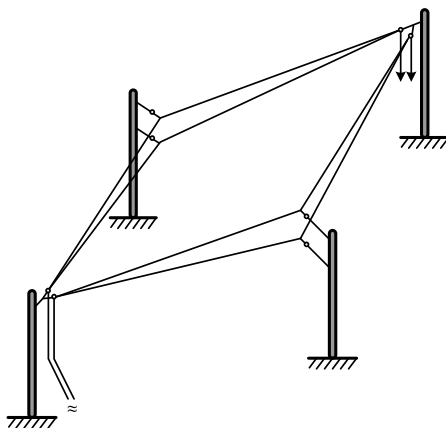


Рис. 8.8. Ромбічна антена

Відстань між проводами біля вершин тупого кута беруть у межах 0,02...0,03 довжини сторони ромба  $l$ . У цьому випадку хвильовий опір буде більш рівномірним і дорівнюватиме приблизно 700 Ом. Така конструкція антени підвищує ККД приблизно на (10...15)% відносно ККД антени, сторони якої виконані з одного проводу.

Оскільки ромбічна антена має ККД 0,5...0,8, то значна частина потужності живлення розсіюється в навантаженні. Тому навантаження виконують у вигляді двопроводової лінії з утратами. У прий-мальній ромбічній антені навантаження може використовуватись у вигляді резистора, який розміщують у герметичному контейнері, щоб запобігти впливу метеорологічних опадів.

Поглиналина лінія розміщується під ромбом уздовж великої діагоналі на опорах невеликої висоти. Кінець поглиналиної лінії

закорочують і закоротку з'єднують із заземленням для захисту антени від грозових розрядів.

Поглиняльну лінію необхідно підвішувати симетрично відносно сторін ромба, щоб уникнути наведення в ній значних струмів.



### Запитання для перевірки знань

---

1. Як формується ДН ромбічної антени?
2. Які вимоги ставляться до діапазонних антен?
3. Обґрунтуйте, у яких межах необхідно вибрати довжину сторони ромба.
4. За яким параметром визначають граничні значення частоти смуги пропускання ромбічної антени?
5. Поясніть незмінність вхідного опору ромбічної антени в діапазоні довжин хвиль.
6. Як виконують опори навантаження у приймальній та передавальній ромбічних антенах?
7. Поясніть низький ККД ромбічної антени.
8. Що таке опір випромінювання?
9. Наведіть визначення коефіцієнта загасання.
10. Наведіть визначення коефіцієнта підсилення антени.
11. Який зв'язок між коефіцієнтом підсилення і коефіцієнтом напрямленої дії?
12. Поясніть, що таке режим біжучої хвилі.
13. Як визначається ширина ДН з половинної потужності?
14. Як вибирають висоту підвісу ромбічних антен?



## 9. ДИРЕКТОРНА АНТЕНА

---

У діапазонах метрових і дециметрових хвиль доволі часто використовують директорну антену, яка належать до антен з біжучою хвилею і тому її називають ще антенною типу «хвильовий канал». Антена (рис. 9.1) складається з одного активного вібратора *1* і де-кількох пасивних: рефлектора *2* та директорів *3*.

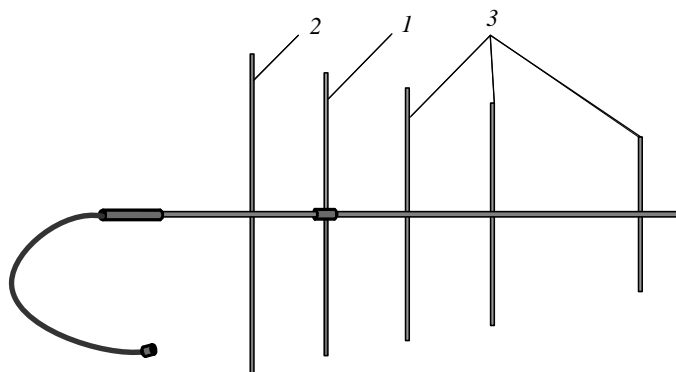


Рис. 9.1. Директорна антена

Рефлектор зменшує випромінювання у півпростір, що знаходиться зліва від нього. Оскільки за рефлектором поле значно ослаблене, то вистачає одного вібратора *2*, щоб створити однонаправлене випромінювання антени. Збільшення кількості рефлекторів майже не вплине на формування ДН, оскільки всі вібратори, розміщені лівіше від першого рефлектора, майже не збуджуватимуться.

Директори розміщують у напрямі поширення хвилі і, якщо підібрати фазові співвідношення струмів у вібраторі *3*, вони сприятимуть концентрації електромагнітної енергії біля осевого напрямку у просторі. Директорів установлюють не більше ніж десять, оскільки вплив кожного наступного директора, найбільш віддаленого від активного вібратора *1*, на формування ДН зменшується.

Для ослаблення поля в лівому півпросторі необхідно, щоб хвилі, які випромінюються вібратором *2*, були у протифазі із хвилями віб-

ратора 1 ц разі поширенні у лівий півпростір і були в фазі із хвилями вібратора  $l$  у разі поширенні у бік директорів. Ця умова задо-вольняється, якщо струм рефлектора за фазою випереджатиме струм активного вібратора. Досягти фазового випередження можна за рахунок індуктивного характеру повного опору рефлектора. Для цього необхідно, щоб довжина рефлектора була дещо більшою, 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 становить (0,1...0,25) $\lambda$ .

Щоб забезпечити максимум інтенсивності в напрямі осі антени, поле випромінювання директора має відставати за фазою від поля активного вібратора. Це досягається відставанням за фазою струмів у директорах. Для цього їх опір повинен мати ємнісний характер. Тому довжину директорів беруть на (5...15) % меншу від довжини активного вібратора. Відстані між активним вібратором і першим директором, а також між директорами вибирають у межах 0,1...0,35 довжини хвилі.

Конструктивно антену виконують з металевого стрижня, до якого без ізоляторів прикріплюють пасивні вібратори. Ізолятори не потрібні, оскільки посередині пасивних вібраторів установлюється вузол заряду, у зв'язку з чим у повздовжньому стрижні не виникають струми (від вібратора до вібратора). Якщо активним вібратором є простий симетричний вібратор, то його потрібно закріплювати на стрижні за допомогою ізолятора. У разі використання активного вібратора у вигляді шлейф-вібратора виникає можливість поз-бутися ізолятора і прикріпити шлейф-вібратор безпосередньо до стрижня. Не потрібен ізолятор також у випадку застосування шунтового живлення активного вібратора.

Вхідний опір директорної антени з активним вібратором, виконаним як симетричний вібратор, за рахунок уношуваних опорів відносно невеликий і дорівнює приблизно 20...30 Ом. Якщо активним вібратором є шлейф-вібратор, то вхідний опір підвищується до 120...180 Ом.

Недоліком директорної антени є вузькосмуговість і складність налаштування, оскільки потребує зміни будь-якого елемента конструкції.

Розрахунок директорної антени досить складний і для досягнення оптимальної конструкції потребує переобчислення основних параметрів, таких як відношення напруженостей поля: напруженості хвиль, що випромінюються в прямому напрямі  $E_{\max}(0)$ , до напруженості хвиль, що випромінюються у зворотному напрямі  $E_{\max}(\pi)$ ; як коефіцієнт напрямленої дії і ширина ДН. Такий перерахунок виконують у разі зміни конструктивних параметрів — відстаней між вібраторами, коригуванні довжин вібраторів, їх діаметрів і т. ін.

Для проектування директорної антени задають робочу довжину хвилі  $\lambda$  або основну частоту  $f$ , відносну смугу робочих частот  $\delta f$  %, коефіцієнт напрямленої дії  $D$  або ширину ДН  $2\theta_{0,5}^H$ .

### Порядок розрахунку директорної антени

9.1. Знаходимо довжину антени. Для проектування директорної антени її конструктивну схему подамо у вигляді, зображеному на рис. 9.2.

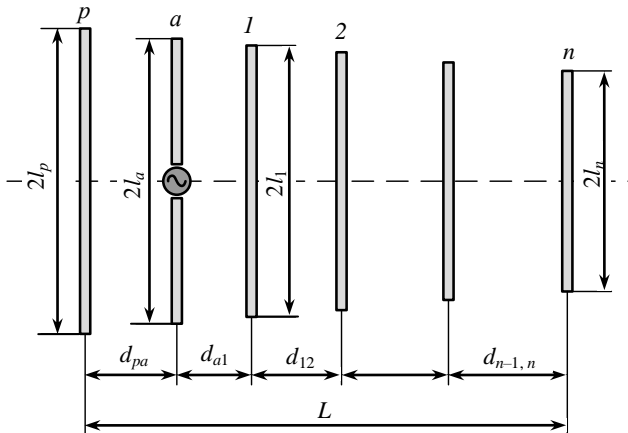


Рис. 9.2. Конструктивна схема директорної антени

Якщо заданий коефіцієнт напрямленої дії, то довжину антени визначаємо з рівняння

$$D = 5,5 + 4,5 \frac{L}{\lambda}.$$

Отже,

$$\frac{L}{\lambda} = \frac{D - 5,5}{4,5}.$$

Якщо задано ширину ДН у площині  $H$ , то приблизне значення відносної довжини антени знаходимо з графіка, зображеного на рис. 9.3.

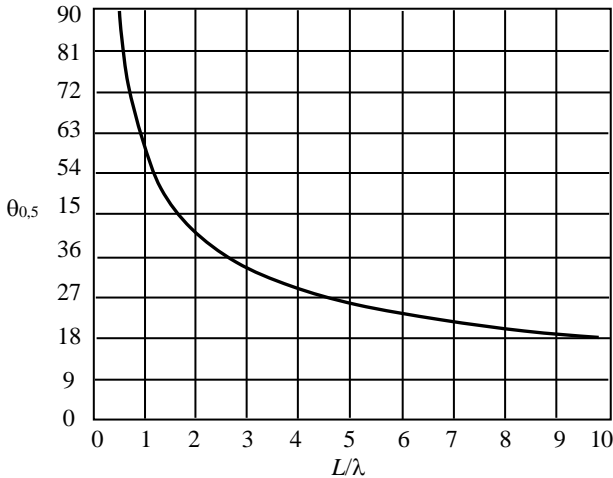


Рис. 9.3. Залежність відносної довжини антени від ширини ДН у площині  $H$

Довжина антени складається з відстаней між рефлектором і активним вібратором  $d_{\partial\partial}$ , між активним вібратором і директором  $d_{\partial 1}$  і між директорами (див. рис. 9.2), тобто

$$\frac{L}{\lambda} = \frac{d_{\partial\partial}}{\lambda} + \frac{d_{\partial 1}}{\lambda} + \sum_{s=2}^n \frac{d_{(s-1), s}}{\lambda}.$$

9.2. Вибираємо наближене значення відстаней між вібраторами і кількість вібраторів у антені.

Оскільки відстань між рефлектором і активним вібратором  $d_{pa}$  може становити від  $0,1\lambda$  до  $0,25\lambda$ , тоді

$$\frac{d_{\partial\dot{a}}}{\lambda} = 0,2.$$

Відстані між активним вібратором і першим директором, а також між директорами становлять від  $0,1\lambda$  до  $0,35\lambda$ . Покладемо, що

$$d_{a1} = 0,15\lambda, \text{ а } d_{n-1,n} = 0,3\lambda.$$

Обчислюємо довжину антени без рефлектора

$$\frac{L'}{\lambda} = \frac{L}{\lambda} - \frac{d_{\partial\dot{a}}}{\lambda}.$$

Визначаємо середню відстань між директорами

$$d_{\bar{n}} = \sqrt{d_{\dot{a}1}d_{n-1,n}}.$$

Припускаючи, що відстані між директорами в першому наближенні розподіляються за геометричною прогресією, знаходимо знаменник геометричної прогресії

$$q = \frac{L' + d_{n-1,n} - d_{a1}}{L'}.$$

Очевидно, що  $d_{\bar{n}} = d_{\dot{a}1}\sqrt{q^{n-1}}$  і  $d_{n-1,n} = d_{\dot{a}1}q^{n-1}$ .

Розраховуємо кількість директорів

$$n = \frac{\lg d_{n-1,n}}{\lg q} - \frac{\lg d_{\dot{a}1}}{\lg q} + 1.$$

Отже, директорна антена буде складатися з рефлектора, активного вібратора і  $n$  директорів, відстані між яким визначаються як

$$\frac{d_{s-1,s}}{\lambda} = \frac{d_{\dot{a}1}}{\lambda} q^{s-1}.$$

9.3. Вибираємо довжини вібраторів і діаметри стрижнів, з яких виготовлятимуться вібратори.

Рекомендують [6] виготовляти вібратори з труб діаметрами 18...22 мм для роботи на частотах від 48 до 100 МГц, 10...14 мм — від 100 до 250 МГц і 6...22 мм — на частотах від 400 до 700 МГц.

У цих смугах частот рекомендують вибирати діаметри осьового стрижня, на якому кріпляться вібратори, в межах 30...35 мм, 18...22 мм і 14...16 мм відповідно. Користуючись цими рекомендаціями, беремо однакові діаметри всіх вібраторів  $2a$ .

Припускаємо, що в першому наближенні довжина пліч вібраторів-директорів зменшується пропорційно відстані від рефлектора, тобто для  $q$ -го директора довжина плеча

$$l_q = l_n + \frac{l_\delta - l_n}{L} \sum_{s=q}^{n-1} d_{s,s+1}. \quad (9.1)$$

Довжина рефлектора

$$2l_\delta = \frac{\lambda}{2}. \quad (9.2)$$

Знаходимо наближене значення довжини активного вібратора

$$2l_a = 0,95 \frac{\lambda}{2}. \quad (9.3)$$

Відомо, що довжини директорів будуть на (5...15) % меншими від довжини активного вібратора. Тоді

$$2l_n = 0,9 \cdot 2l_a = 0,4275\lambda. \quad (9.4)$$

Використовуючи формули (9.1) — (9.4), визначаємо довжини всіх вібраторів антени.

9.4. Розраховуємо власні опори вібраторів антени за формулами (2.4) і (2.5), зважаючи на те, що замість еквівалентного радіуса  $r_e$  у формулі (2.5) необхідно підставляти реальний радіус поперечного перерізу вібратора  $a$ .

9.5. Розраховуємо за формулами (7.5), (7.6) взаємні опори між вібраторами антени. Індекс  $p$  послідовно набуває значень  $p, a, 1, \dots, n-1$ , а індекс  $q$  — значень  $a, 1, 2, \dots, n$ . Оскільки формули призначені для обчислення взаємних опорів, то  $p \neq q$ . Отже, індекси « $pq$ » у формулах (7.5), (7.6) трансформуються в індекси « $pa$ », « $p1$ », ..., « $pn$ »; « $a1$ », « $a2$ », ..., « $an$ »; « $12$ », « $13$ », ..., « $1n$ »; « $23$ », ..., « $2n$ »; ..., « $(n-1)n$ ».

Відстані між вібраторами антени визначаються таким чином:

– між рефлектором  $p$  і директором  $q$ :

$$d_{pq} = d_{pa} + d_{a1} + \sum_{s=1}^{q-1} d_{s,s+1}, \text{ де } q = \overline{2, n};$$

– між активним вібратором і  $q$ -м директором

$$d_{aq} = d_{a1} + \sum_{s=1}^{q-1} d_{s,s+1};$$

– між  $p$ -м  $q$ -м директорами

$$d_{pq} = \sum_{s=1}^{q-1} d_{s,s+1}, \text{ де } p = \overline{1, (n-1)} \text{ і } p < q.$$

9.6. За результатами обчислень складаємо систему рівнянь

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \dot{I}_p Z_{pp} + \dot{I}_a Z_{pa} + \dot{I}_1 Z_{p1} + \dot{I}_2 Z_{p2} + \dots + \dot{I}_n Z_{pn}; \\ 1 &= \dot{I}_p Z_{pa} + \dot{I}_a Z_{aa} + \dot{I}_1 Z_{a1} + \dot{I}_2 Z_{a2} + \dots + \dot{I}_n Z_{an}; \\ 0 &= \dot{I}_p Z_{p1} + \dot{I}_a Z_{a1} + \dot{I}_1 Z_{11} + \dot{I}_2 Z_{12} + \dots + \dot{I}_n Z_{1n}; \\ &\dots \\ 0 &= \dot{I}_p Z_{pn} + \dot{I}_a Z_{an} + \dot{I}_1 Z_{1n} + \dot{I}_2 Z_{2n} + \dots + \dot{I}_n Z_{nn}. \end{aligned} \right\}$$

Розв'язуючи систему рівнянь щодо струмів, знаходимо струми  $\dot{I}_p, \dot{I}_a, \dot{I}_1, \dots, \dot{I}_n$ .

9.7. Розраховуємо відношення амплітуд струмів і фазові зсуви струмів:

$$m_p = \frac{|\dot{I}_p|}{|\dot{I}_a|}; \quad m_1 = \frac{|\dot{I}_1|}{|\dot{I}_a|}; \quad m_2 = \frac{|\dot{I}_2|}{|\dot{I}_a|}; \quad \dots \quad m_n = \frac{|\dot{I}_n|}{|\dot{I}_a|}. \quad (9.5)$$

$$\psi_p = \arg \dot{I}_p - \arg \dot{I}_a; \quad \psi_1 = \arg \dot{I}_1 - \arg \dot{I}_a; \quad \dots \quad \psi_n = \arg \dot{I}_n - \arg \dot{I}_a. \quad (9.6)$$

Якщо результати обчислень струмів отримані в алгебричній формі, то доцільно їх подати в експоненціальній формі. Наприклад, струм рефлектора  $\dot{I}_p = I_p e^{i\psi_p}$ , струм активного вібратора  $\dot{I}_a = I_a e^{i\psi_a}$ , струм першого директора  $\dot{I}_1 = I_1 e^{i\psi_1}$  і т. ін. Тоді формули (9.5) та (9.6) набувають простого вигляду

$$m_p = \frac{I_p}{I_a}; \quad m_1 = \frac{I_1}{I_a}; \quad m_2 = \frac{I_2}{I_a}; \quad \dots \quad m_n = \frac{I_n}{I_a};$$

$$\psi_p = \psi'_p - \psi'_a; \quad \psi_1 = \psi'_1 - \psi'_a; \quad \dots \quad \psi_n = \psi'_n - \psi'_a.$$

9.7. Знайдемо напруженість поля випромінювання антени в площині  $H$ . Оскільки в площині  $H$  вібратори ненапрявлені, то напруженість поля залежатиме тільки від інтерференційного множника, який можемо визначити з рис. 9.4.

Якщо точка спостереження розміщена в дальній зоні, то напрямки поширення хвилі від активного вібратора і від будь-якого іншого вібратора будуть паралельні один одному. З рис. 9.4 видно, що відстань від  $s$ -го вібратора до точки спостереження  $r_s$  дорівнює

$$r_s = r_a - d_s \cos \theta.$$

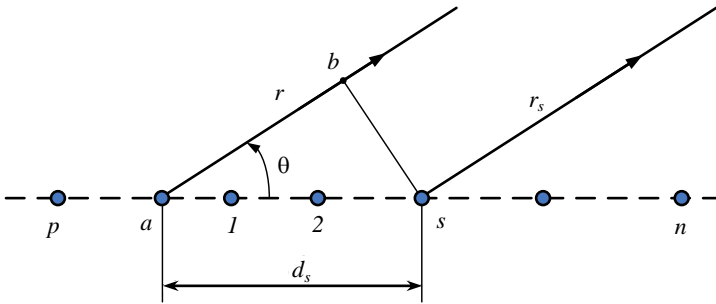


Рис. 9.4. До визначення множника інтерференції

Ураховуючи різниці відстаней, запишемо напруженість поля випромінювання в довільно взятій точці спостереження як суму полів усіх вібраторів з фазовими зсувами, що створюються зсувами фаз струмів і різницею ходу променів:

$$\dot{E} = \dot{E}_p e^{-ikd_{pa} \cos \theta} + \dot{E}_a + \sum_{s=1}^n \dot{E}_s e^{ikd_s \cos \theta}$$

або

$$\dot{E} = i \frac{60m_p I_a}{r} e^{-i(kd_{pa} \cos \theta - \psi_p)} + i \frac{60I_a}{r} + i \frac{60I_a}{r} \sum_{s=1}^n m_s e^{i(kd_s \cos \theta + \psi_s)},$$

де  $r$  — відстань від середини активного вібратора до точки спостереження;  $d_s$  — відстань від  $s$ -го директора до активного вібратора ( $d_s = d_{as}$  згідно з п. 9.5).

З цього виразу маємо формулу для ДН у площині  $H$ :



$$\dot{E} = i \frac{60I_a}{r} f_H(\theta),$$

де

$$f_H(\theta) = m_p e^{-i(kd_{pa} \cos\theta - \psi_p)} + 1 + \sum_{s=1}^n m_s e^{i(kd_s \cos\theta + \psi_s)}. \quad (9.7)$$

У площині  $E$ , маючи на увазі, що вібратори директорної антени за довжиною близькі до півхвильового вібратора, ДН матиме вигляд

$$f_E(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta\right)}{\cos\theta} f_H(\theta). \quad (9.8)$$

Обчислюємо відношення напруженості поля у зворотному напрямі  $E(180^\circ)$  до напруженості поля у прямому напрямі  $E(0^\circ)$

$$\frac{E(180^\circ)}{E(0^\circ)} = \frac{\left| m_p e^{i(kd_{pa} + \psi_p)} + 1 + \sum_{s=1}^n m_s e^{-i(kd_s - \psi_s)} \right|}{\left| m_p e^{-i(kd_{pa} - \psi_p)} + 1 + \sum_{s=1}^n m_s e^{i(kd_s + \psi_s)} \right|}.$$

Бажано, щоб відношення  $E(180^\circ)/E(0^\circ)$  було меншим за 0,1.

9.8. Для пошуку оптимальної конструкції антени змінюємо відстані між вібраторами.

Наприклад, збільшуємо відстань рефлектор — активний вібратор на 10 %, відстань  $d_{a1}$  зменшуємо на 20 % і збільшуємо відстань  $d_{n-1,n}$  на 5 %. Після цього розрахунки виконуємо згідно з пунктами 9.2—9.7.

Вибираючи декілька початкових значень відстаней, знаходимо відношення  $E(180^\circ)/E(0^\circ)$  і зупиняємось на такому розміщенні, яке забезпечує мінімальне значення  $E(180^\circ)/E(0^\circ)$ .

9.9. Змінюємо довжини вібраторів антени. Наприклад, збільшуємо довжину рефлектора, вважаючи її рівною  $2l_p = 0,52\lambda$  і зменшуємо або збільшуємо довжину останнього вібратора (директора) до значення  $2l_d = 0,4\lambda$ . При цьому треба зважати на те, що реак-тивна складова вхідного опору рефлектора додатна, а

директорів — від’ємна і перебуває в межах мінус 10...120 Ом. Повторюємо обчислення за п.п. 9.3—9.7.

За мінімумом відношення  $E(180^\circ)/E(0^\circ)$  вибираємо оптимальний варіант конструкції антени.

9.10. Коригуємо довжину активного вібратора. Відомо [1], що реактивний опір вібратора, довжина якого наближається до довжини хвилі, дорівнює

$$X_A = X_{aa} - W_A \operatorname{ctg} \left( \frac{2\pi}{\lambda} l_a \right) = X_{aa} - W_A \operatorname{ctg} \left( \frac{\pi}{2} \pm \frac{2\pi \Delta l_a}{\lambda} \right) \approx \approx X_{aa} - W_A \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l_a, \quad (9.9)$$

де  $X_{aa}$  — власна реактивна складова вхідного опору, визначена згідно з п. 9.4;  $W_A$  — хвильовий опір активного вібратора, обчислений за формулою (4.1);  $\Delta l_a$  — відхилення довжини вібратора від половини довжини хвилі, тобто  $\Delta l_a = l_a - \lambda/4$ .

Для узгодження антени з фідером бажано, щоб реактивна складова дорівнювала нулю. З цієї умови із формули (9.9) отримуємо необхідне вкорочення активного вібратора

$$\frac{\Delta l}{\lambda} \approx \frac{X_A - X_{aa}}{2\pi W_A}. \quad (9.10)$$

У формулі (9.10) не враховані вношувані опори, тому значення  $X_{aa}$  знаходимо із вхідного опору антени. Оскільки в системі рівнянь напруга на затискачах антени дорівнює 1 В, то вхідний опір

$$Z_A = \frac{1}{I_a} = m_p Z_{pa} e^{i\nu_p} + Z_{aa} + m_1 Z_{a1} e^{i\nu_1} + m_2 Z_{a2} e^{i\nu_2} + \dots + Z_{an} e^{i\nu_n}. \quad (9.11)$$

Із виразу (9.11) виокремлюємо активну  $R_A$  і реактивну  $X_{aa}$  складові. Отримане значення  $X_{aa}$  і  $X_A = 0$  підставляємо у формулу (9.10).

За повної компенсації реактивної складової за рахунок вкорочення вібратора вхідний опір антени буде активним і дорівнюватиме  $R_A$ .

9.11. Розраховуємо і будуємо ДН для оптимального варіанта конструкції директорної антени. Для цього використовуємо формули (9.7) і (9.8).

9.12. Із ДН визначаємо її ширини  $2\theta_{0,5}^E$  і  $2\theta_{0,5}^H$ , найбільше значення рівня бічних пелюсток

$$\upsilon_p = 20 \lg \frac{E_{\max p}}{E_{\max}},$$

де  $E_{\max p}$  — максимальне значення найбільшої  $p$ -ї пелюстки;  $E_{\max}$  — значення ДН, якщо  $\theta = 0$ .

Порівнюємо отримане значення  $2\theta_{0,5}^H$  із заданим значенням.

9.13. Обчислюємо коефіцієнт напрямленої дії антени за формулою

$$D = \frac{E_{\max}^2 r^2}{60 P_{\Sigma}}, \quad (9.12)$$

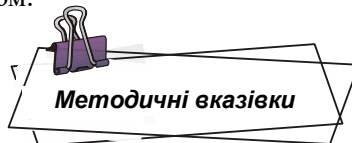
де  $P_{\Sigma}$  — потужність випромінювання антени.

Використовуючи формулу (9.7) і активну складову  $R_A$  вхідного опору антени (9.11), формулу (9.12) зводимо до вигляду

$$D = \frac{120}{R_A} \left| m_p e^{-i(kd_{pa} - \psi_p)} + 1 + \sum_{s=1}^n m_s e^{i(kd_s + \psi_s)} \right|^2.$$

Якщо для розроблення антени був заданий коефіцієнт напрямленої дії, то порівнюємо його значення із заданим і робимо відповідні висновки.

9.14. Розробляємо схему живлення антени стандартним коаксіальним кабелем. Для цього підбираємо схему трансформатора опору і симетрувального пристрою. Якщо вхідний опір антени буде чисто активним, то можна як симетрувальний пристрій використати U-коліно, а трансформатори опору виготовити у вигляді чверть-хвильових відрізків коаксіальної лінії з відповідним хвильовим опором.



Спосіб розрахунку директорної антени створений на основі синусоїдного розподілу струму у вібраторах. Реальний розподіл струму матиме дещо інший характер. Тому спроектована антена в процесі її виготовлення буде мати характеристики, які можуть не збігатися з розрахованими. Для коригування характеристик директорну антену виготовляють з елементами настроювання. За допомогою гвинтів, що вкручуються у торці вібраторів, регулюють довжину вібраторів. Для більш точного підбору відстаней між вібраторами передбачають можливість зміщення вібраторів уздовж стрижня-траверси.

Активний симетричний вібратор виготовляють у вигляді або шлейф-вібратора, або симетричного вібратора. І в першому, і в другому випадку ізолятори для прикріплення активного вібратора не потрібні. Симетричний вібратор виконують у вигляді суцільного стрижня, який у середньому перерізі  $l$  прикріплюється до траверса без ізолятора, а живлення підводять до вібратора за шунтовою схемою (рис 9.5).

Якщо відстань між точками 2—2', до яких підводиться живлення, дорівнює  $l_1$ , а довжина стрижня  $2l$  дещо менша за  $\lambda/2$ , то активна складова вхідного опору

$$R_{22'} \approx \frac{W_A^2 \operatorname{tg}^2 \left( \frac{kl_1}{2} \right)}{R'_A},$$

де  $R'_A = \frac{R_A}{\cos^2 \frac{kl_1}{2}}$  — активна

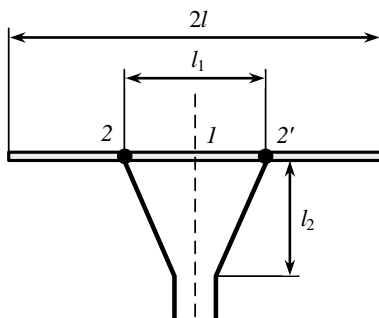


Рис. 9.5. Симетричний вібратор

складова опору вібратора, віднесена до точок живлення 2—2';  $R_A$  — активна складова вхідного опору антени, що обчислюється за формулою (9.11).

Довжину лінії зі змінними параметрами  $l_2$  вибирають так, щоб вхідний опір антени добре узгоджувався з фідером.

У разі використання в директорній антені шлейф-вібратора істотно зростає вхідний опір. Шлейф-вібратори розглядають як два

симетричні вібратори із синфазним живленням, що розміщені близько один від одного (рис. 9.6).

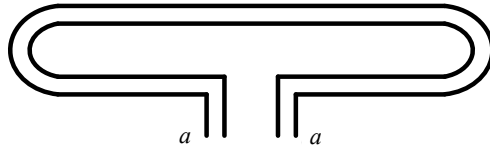


Рис. 9.6. Шлейф-вібратор

За умови, що діаметр провідника (стрижня), з якого виготовлено шлейф-вібратор, у цих перерізах однаковий, обидва вібратори будуть живитися струмом з однаковими амплітудами. Кожен вібратор матиме повний опір випромінювання вдвічі більшим, ніж обчислюється за формулою (9.11) для простого симетричного вібратора. Оскільки в шлейф-вібраторі нижній і верхній вібратори з'єднані послідовно, то повний опір випромінювання, віднесений до вхідних затискачів шлейф-вібратора, тобто вхідний опір директорної антени, потрібно знаходити як значення, обчислене за формулою (9.11) і помножене на чотири. Очевидно, що необхідно скорочувати довжину шлейф-вібратора. Для цього користуємось формулою (9.10), де під  $X_A$  розуміємо вчетверо більше значення реактивної складової, обчисленої виразом (9.11), а під  $X_{aa}$  беремо значення 170 Ом.

Діаграма напрямленості й коефіцієнт напрямленої дії директорної антени із шлейф-вібратором мають такі самі значення, як і значення директорної антени з простим активним вібратором.

Остаточні характеристики директорної антени встановлюють після узгодження.



#### Запитання для перевірки знань

1. Чому директорну антену оснащують одним рефлектором?
2. Чому рефлектор повинен мати індуктивний характер вхідного опору?
3. Чому кількість директорів не повинна бути набагато більшою від десяти?
4. Як впливає на вхідний опір укорочення вібратора?
5. Чому в конструкції директорної антени не потрібні ізолятори?
6. Якими величинами визначається взаємний опір між вібраторами?

7. Чим відрізняється вношуваний опір від взаємного опору?
8. Чому директори повинні мати ємнісний характер вхідного опору?
9. За якими параметрами оптимізують конструктивну схему директорної антени?
10. Чому в директорній антені найчастіше використовують активний вібратор у вигляді шлейф-вібратора?



## Список літератури

1. *Айзенберг Г. З.* Антенны ультракоротких волн / Г. З. Айзенберг. — М. : Связьиздат, 1957. — 700 с.
2. *Айзенберг Г. З.* Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг. — М. : Связьиздат, 1962. — 816 с.
3. *Дорохов А. П.* Расчёт и конструирование антенно-фидерных устройств / А. П. Дорохов. — Х. : Изд-во Харьк. ун-та, 1960. — 450 с.
4. *Драбкин А. Л.* Антенно-фидерные устройства / А. Л. Драбкин, В. И. Зузенко, А. Г. Кислов. — М. : Сов. радио, 1974. — 536 с.
5. *Жук М. С.* Проектирование антенно-фидерных устройств / М. С. Жук, Ю. Б. Молочков. — М. : Энергия, 1966. — 648 с.
6. *Капчинский Л. М.* Телевизионные антенны / Л. М. Капчинский. — М. : Энергия, 1979. — 128 с.
7. *Ильницький Л. Я.* Антенные устройства аэропортов гражданской авиации / Л. Я. Ильницький, А. А. Болбот. — М. : Транспорт, 1983. — 190 с.
8. *Ильницький Л. Я.* Антени та пристрої надвисоких частот: підруч. / Л. Я. Ильницький, О. Я. Савченко, Л. В. Сібрук; за ред. Л. Я. Ильницького. — К. : Укртелеком, 2003. — 496 с.
9. *Кюн Р.* Микроволновые антенны / Р. Кюн. — М. : Судостроение, 1967. — 520 с.
10. *Лавров Г. А.* Взаимное влияние линейных вибраторных антенн / Г. А. Лавров. — М. : Связь, 1975. — 128 с.
11. *Марков Г. Т.* Антенны / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. — М. : Энергия, 1975. — 528 с.
12. *Сверхширокополосные антенны* / под ред. Л. С. Бенексона. — М. : Мир, 1964. — 416 с.
13. *Фрадин А. З.* Антенно-фидерные устройства / А. З. Фрадин. — М. : Связь 1977. — 440 с.
14. *Янке Е.* Таблицы функций с формулами и кривыми / Е. Янке, Ф. Эмде. — М. : Физматиздат, 1959. — 420 с.





## ДОДАТОК

Таблиця Д1

### Стандартні хвилеводи прямокутного перерізу

Тип хвилеводу IES 153	Діапазон частот нижчого типу хвилі, ГГц		Внутрішній розмір перерізу, мм		Згасання, дБ/м		
	<i>a</i>	<i>b</i>	Частота, ГГц	Теоретичне	Максимальне		
P14	1,14	1,73	1,36	0,00522	0,007		
P18	1,45	2,20	1,74	0,00749	0,010		
P22	1,72	2,61	2,06	0,00970	0,013		
P26	2,17	3,30	2,61	0,0138	0,018		
P32	2,60	3,95	3,12	0,0189	0,025		
P40	3,22	4,90	3,87	0,0249	0,032		
P48	3,94	5,99	4,73	0,0355	0,046		
P58	4,64	7,05	5,57	0,0431	0,056		
P70	5,38	8,17	6,46	0,0576	0,075		
P84	6,57	9,99	7,89	0,0794	0,103		
P100	8,20	12,5	9,84	0,110	0,143		
P120	9,84	15,0	11,8	0,133	–		
P140	11,9	18,0	14,2	0,176	–		
P180	14,5	22,0	17,4	0,238	–		
P220	17,6	26,7	21,1	0,370	–		

Таблиця Д2

## Інтегралі Френеля

$x$	$C(x)$	$S(x)$	$x$	$C(x)$	$S(x)$	$x$	$C(x)$	$S(x)$
0	0	0	2,5	0,671	0,666	19,0	0,511	0,409
0,02	0,113	0,001	3,0	0,561	0,712	19,5	0,553	0,427
0,04	0,160	0,002	3,5	0,452	0,700	20,0	0,580	0,462
0,06	0,195	0,004	4,0	0,368	0,642	20,5	0,588	0,505
0,08	0,225	0,006	4,5	0,325	0,556	21,0	0,547	0,546
0,10	0,252	0,008	5,0	0,328	0,466	21,5	0,542	0,575
0,12	0,276	0,011	5,5	0,372	0,392	22,0	0,501	0,585
0,14	0,298	0,014	6,0	0,443	0,350	22,5	0,461	0,574
0,16	0,318	0,017	6,5	0,522	0,347	23,0	0,431	0,546
0,18	0,337	0,020	7,0	0,590	0,381	23,5	0,418	0,507
0,20	0,355	0,024	7,5	0,632	0,441	24,0	0,426	0,467
0,22	0,372	0,027	8,0	0,639	0,512	24,5	0,451	0,436
0,24	0,389	0,031	8,5	0,613	0,575	25,0	0,488	0,421
0,26	0,404	0,035	9,0	0,561	0,617	25,5	0,527	0,426
0,28	0,419	0,039	9,5	0,497	0,629	26,0	0,559	0,448
0,30	0,433	0,043	10,0	0,437	0,608	26,5	0,575	0,483
0,32	0,447	0,048	10,5	0,395	0,563	27,0	0,574	0,521
0,34	0,460	0,052	11,0	0,380	0,505	27,5	0,554	0,553
0,36	0,472	0,057	11,5	0,395	0,448	28,0	0,522	0,572
0,38	0,485	0,062	12,0	0,435	0,406	28,5	0,485	0,537
0,40	0,498	0,066	12,5	0,488	0,388	29,0	0,452	0,556
0,42	0,508	0,071	13,0	0,542	0,398	29,5	0,431	0,526
0,44	0,519	0,076	13,5	0,585	0,432	30,0	0,428	0,490
0,46	0,530	0,082	14,0	0,605	0,482	30,5	0,442	0,457
0,48	0,540	0,087	14,5	0,599	0,534	31,0	0,470	0,435
0,50	0,550	0,092	15,0	0,569	0,576	31,5	0,505	0,429
0,60	0,596	0,120	15,5	0,524	0,598	32,0	0,538	0,441
0,70	0,635	0,150	16,0	0,474	0,596	32,5	0,561	0,466
0,80	0,669	0,182	16,5	0,432	0,571	33,0	0,569	0,500
0,90	0,698	0,214	17,0	0,408	0,529	33,5	0,560	0,533
1,0	0,722	0,248	17,5	0,407	0,482	34,0	0,537	0,557
1,5	0,779	0,415	18,0	0,428	0,440	34,5	0,505	0,568
2,0	0,753	0,563	18,5	0,466	0,414	35,0	0,472	0,561

Таблиця ДЗ

## Взаємні опори півхвильових вібраторів

$h = 0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,00	+ 73,1	0,2	+ 42,5	7,4	0,50	- 12,5	2,9	- 29,9	2,4
0,02	+ 72,9	0,6	+ 35,1	7,3	0,52	- 15,4	2,5	- 27,5	2,6
0,04	+ 72,3	1,3	+ 27,8	7,0	0,54	- 17,9	2,2	- 24,9	2,9
0,06	+ 71,0	1,6	+ 20,8	6,8	0,56	- 20,1	1,8	- 22,0	3,0
0,08	+ 69,4	2,1	+ 14,0	6,5	0,58	- 21,9	1,4	- 19,0	3,1
0,10	+ 67,3	2,4	+ 7,5	6,1	0,60	- 23,3	1,1	- 15,9	3,2
0,12	+ 64,9	2,9	+ 1,4	5,8	0,62	- 24,4	0,6	- 12,7	3,2
0,14	+ 62,0	3,2	- 4,4	5,4	0,64	- 25,0	0,3	- 9,5	3,1
0,16	+ 58,8	3,6	- 9,8	4,9	0,66	- 25,3	0,0	- 6,4	3,1
0,18	+ 55,2	3,8	- 14,7	4,5	0,68	- 25,3	0,4	- 3,3	3,1
0,20	+ 51,4	4,0	- 19,2	4,0	0,70	- 24,9	0,7	- 0,2	2,8
0,22	+ 47,4	4,3	- 23,2	3,6	0,72	- 24,2	1,1	+ 2,6	2,7
0,24	+ 43,1	4,6	- 26,8	3,0	0,74	- 23,1	1,3	+ 5,3	2,6
0,26	+ 38,5	4,5	- 29,8	2,6	0,76	- 21,8	1,6	+ 7,9	2,3
0,28	+ 34,0	4,7	- 32,4	2,0	0,78	- 20,3	1,8	+ 10,2	2,0
0,30	+ 29,3	4,7	- 34,4	1,6	0,80	- 18,5	1,9	+ 12,2	1,8
0,32	+ 24,6	4,6	- 36,0	1,1	0,82	- 16,6	2,1	+ 14,0	1,6
0,34	+ 20,0	4,8	- 37,1	0,6	0,84	- 14,5	2,3	+ 15,6	1,3
0,36	+ 15,2	4,6	- 37,7	0,1	0,86	- 12,2	2,4	+ 16,9	1,0
0,38	+ 10,6	4,4	- 37,8	0,3	0,88	- 9,8	2,3	+ 17,9	0,6
0,40	+ 6,2	4,2	- 37,5	0,8	0,90	- 7,5	2,4	+ 18,5	0,5
0,42	+ 2,0	4,0	- 36,7	1,1	0,92	- 5,1	2,4	+ 19,0	0,1
0,44	- 2,0	3,8	- 35,6	1,7	0,94	- 2,7	2,2	+ 19,1	0,2
0,46	- 5,8	3,6	- 33,9	1,8	0,96	- 0,5	2,3	+ 18,9	0,4
0,48	- 9,4	3,1	- 32,1	2,2	0,98	+ 1,8	2,2	+ 18,5	0,8

Продовження табл. ДЗ

$h = 0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
1,00	+ 4,0	2,0	+ 17,7	0,9	1,50	- 1,8	1,6	- 12,3	0,5
1,02	+ 6,0	1,8	+ 16,8	1,1	1,52	- 3,4	1,4	- 11,8	0,6
1,04	+ 7,8	1,7	+ 15,7	1,2	1,54	- 4,8	1,2	- 11,2	0,8
1,06	+ 9,5	1,5	+ 14,5	1,6	1,56	- 6,0	1,1	- 10,4	0,9
1,08	+ 11,0	1,4	+ 12,9	1,6	1,58	- 7,1	1,0	- 9,5	1,1
1,10	+ 12,4	1,0	+ 11,3	1,8	1,60	- 8,1	0,9	- 8,4	1,2
1,12	+ 13,4	0,8	+ 9,5	1,9	1,62	- 9,0	0,8	- 7,2	1,3
1,14	+ 14,2	0,6	+ 7,6	1,8	1,64	- 9,8	0,5	- 5,9	1,2
1,16	+ 14,8	0,4	+ 5,8	1,9	1,66	- 10,3	0,4	- 4,7	1,4
1,18	+ 15,2	0,0	+ 3,9	2,0	1,68	- 10,7	0,2	- 3,3	1,3
1,20	+ 15,2	0,0	+ 1,9	1,8	1,70	- 10,9	0,0	- 2,0	1,4
1,22	+ 15,2	0,3	+ 0,1	1,9	1,72	- 10,9	0,2	- 0,6	1,4
1,24	+ 14,9	0,3	- 1,8	1,7	1,74	- 10,7	0,2	+ 0,8	1,2
1,26	+ 14,3	0,8	- 3,5	1,6	1,76	- 10,5	0,5	+ 2,0	1,3
1,28	+ 13,5	0,9	- 5,1	1,6	1,78	- 10,0	0,6	+ 3,3	1,1
1,30	+ 12,6	1,1	- 6,7	1,4	1,80	- 9,4	0,7	+ 4,4	1,1
1,32	+ 11,5	1,2	- 8,1	1,2	1,82	- 8,7	0,8	+ 5,5	1,0
1,34	+ 10,3	1,4	- 9,3	1,1	1,84	- 7,9	0,9	+ 6,5	0,9
1,36	+ 8,9	1,4	- 10,4	0,8	1,86	- 7,0	1,1	+ 7,4	0,6
1,38	+ 7,5	1,5	- 11,2	0,7	1,88	- 5,9	1,1	+ 8,0	0,7
1,40	+ 6,0	1,6	- 11,9	0,5	1,90	- 4,8	1,2	+ 8,7	0,4
1,42	+ 4,4	1,6	- 12,4	0,2	1,92	- 3,6	1,2	+ 9,1	0,3
1,44	+ 2,8	1,6	- 12,6	0,1	1,94	- 2,5	1,2	+ 9,4	0,1
1,46	+ 1,2	1,6	- 12,7	0,1	1,96	- 1,3	1,2	+ 9,5	0,0
1,48	- 0,4	1,4	- 12,6	0,3	1,98	- 0,1	1,2	+ 9,5	0,1

Продовження табл. ДЗ

$h = 0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
2,00	+ 1,1	1,1	+ 9,4	0,3	2,50	- 0,7	0,9	- 7,5	0,2
2,02	+ 2,2	1,1	+ 9,1	0,5	2,52	- 1,6	0,9	- 7,3	0,2
2,04	+ 3,3	1,0	+ 8,6	0,6	2,54	- 2,5	0,8	- 7,1	0,5
2,06	+ 4,3	0,9	+ 8,0	0,6	2,56	- 3,3	0,8	- 6,6	0,5
2,08	+ 5,2	0,9	+ 7,4	0,7	2,58	- 4,1	0,7	- 6,1	0,6
2,10	+ 6,1	0,7	+ 6,7	0,9	2,60	- 4,8	0,6	- 5,5	0,7
2,12	+ 6,8	0,6	+ 5,8	1,0	2,62	- 5,4	0,5	- 4,8	0,7
2,14	+ 7,4	0,5	+ 4,8	0,9	2,64	- 5,9	0,4	- 4,1	0,8
2,16	+ 7,9	0,3	+ 3,9	1,0	2,66	- 6,3	0,4	- 3,3	0,8
2,18	+ 8,2	0,2	+ 2,9	1,1	2,68	- 6,7	0,2	- 2,5	0,9
2,20	+ 8,4	0,1	+ 1,8	1,1	2,70	- 6,9	0,0	- 1,6	0,9
2,22	+ 8,5	0,1	+ 0,7	1,0	2,72	- 6,9	0,0	- 0,7	0,8
2,24	+ 8,4	0,1	- 0,3	1,1	2,74	- 6,9	0,1	+ 0,1	0,9
2,26	+ 8,3	0,3	- 1,4	0,9	2,76	- 6,5	0,3	+ 1,0	0,9
2,28	+ 8,0	0,4	- 2,3	1,0	2,78	- 6,5	0,2	+ 1,9	0,7
2,30	+ 7,6	0,6	- 3,3	0,9	2,80	- 6,3	0,5	+ 2,6	0,7
2,32	+ 7,0	0,7	- 4,2	0,8	2,82	- 5,8	0,5	+ 3,3	0,7
2,34	+ 6,3	0,7	- 5,0	0,7	2,84	- 5,3	0,5	+ 4,0	0,6
2,36	+ 5,6	0,7	- 5,7	0,6	2,86	- 4,8	0,7	+ 4,6	0,5
2,38	+ 4,9	0,9	- 6,3	0,5	2,88	- 4,1	0,7	+ 5,1	0,5
2,40	+ 4,0	0,9	- 6,8	0,4	2,90	- 3,4	0,7	+ 5,6	0,3
2,42	+ 3,1	0,9	- 7,2	0,2	2,92	- 2,7	0,8	+ 5,9	0,3
2,44	+ 2,2	1,0	- 7,4	0,2	2,94	- 1,9	0,8	+ 6,2	0,1
2,46	+ 1,2	1,0	- 7,6	0,0	2,96	- 1,1	0,8	+ 6,3	0,1
2,48	+ 0,2	0,9	- 7,6	0,1	2,98	- 0,3	0,8	+ 6,4	0,1

Продовження табл. ДЗ

$h = 0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
3,00	+ 0,5	0,8	+ 6,3	0,1	3,50	- 0,4	0,7	- 5,4	0,1
3,02	+ 1,3	0,7	+ 6,2	0,3	3,52	- 1,1	0,6	- 5,3	0,2
3,04	+ 2,0	0,7	+ 5,9	0,3	3,54	- 1,7	0,6	- 5,1	0,3
3,06	+ 2,7	0,7	+ 5,6	0,4	3,56	- 2,3	0,6	- 4,8	0,3
3,08	+ 3,4	0,6	+ 5,2	0,5	3,58	- 2,9	0,5	- 4,5	0,4
3,10	+ 4,0	0,5	+ 4,7	0,6	3,60	- 3,4	0,4	- 4,1	0,5
3,12	+ 4,5	0,4	+ 4,1	0,6	3,62	- 3,8	0,4	- 3,6	0,5
3,14	+ 4,9	0,4	+ 3,5	0,7	3,64	- 4,2	0,4	- 3,1	0,6
3,16	+ 5,3	0,3	+ 2,8	0,6	3,66	- 4,6	0,2	- 2,5	0,6
3,18	+ 5,6	0,1	+ 2,2	0,8	3,68	- 4,8	0,2	- 1,9	0,6
3,20	+ 5,7	0,2	+ 1,4	0,7	3,70	- 5,0	0,1	- 1,3	0,6
3,22	+ 5,9	0,0	+ 0,7	0,8	3,72	- 5,1	0,0	- 0,7	0,7
3,24	+ 5,9	0,1	- 0,1	0,7	3,74	- 5,1	0,1	0,0	0,6
3,26	+ 5,8	0,2	- 0,8	0,7	3,76	- 5,0	0,1	+ 0,6	0,6
3,28	+ 5,6	0,3	- 1,5	0,6	3,78	- 4,9	0,2	+ 1,2	0,6
3,30	+ 5,3	0,3	- 2,1	0,7	3,80	- 4,7	0,3	+ 1,8	0,5
3,32	+ 5,0	0,5	- 2,8	0,6	3,82	- 4,4	0,3	+ 2,3	0,6
3,34	+ 4,5	0,4	- 3,4	0,5	3,84	- 4,1	0,5	+ 2,9	0,4
3,36	+ 4,1	0,5	- 3,9	0,5	3,86	- 3,6	0,4	+ 3,3	0,5
3,38	+ 3,6	0,7	- 4,4	0,3	3,88	- 3,2	0,6	+ 3,8	0,3
3,40	+ 2,9	0,6	- 4,7	0,3	3,90	- 2,6	0,5	+ 4,1	0,3
3,42	+ 2,3	0,6	- 5,0	0,3	3,92	- 2,1	0,6	+ 4,4	0,2
3,44	+ 1,7	0,7	- 5,3	0,1	3,94	- 1,5	0,5	+ 4,6	0,1
3,46	+ 1,0	0,7	- 5,4	0,1	3,96	- 1,0	0,6	+ 4,7	0,1
3,48	+ 0,3	0,7	- 5,5	0,1	3,98	- 0,4	0,6	+ 4,8	0,1
					4,00	+ 0,2		+ 4,7	

Продовження табл. ДЗ

$h = 0,5$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,00	+ 26,4	0,1	+ 20,2	3,8	0,50	- 11,9	0,8	- 7,9	1,6
0,02	+ 26,3	0,4	+ 16,4	3,5	0,52	- 12,7	0,7	- 6,3	1,6
0,04	+ 25,9	0,5	+ 12,9	3,5	0,54	- 13,4	0,4	- 4,7	1,7
0,06	+ 25,4	0,8	+ 9,4	3,2	0,56	- 13,8	0,3	- 3,0	1,7
0,08	+ 24,6	1,1	+ 6,2	3,1	0,58	- 14,1	0,0	- 1,3	1,7
0,10	+ 23,5	1,2	+ 3,1	2,9	0,60	- 14,1	0,2	+ 0,4	1,7
0,12	+ 22,3	1,4	+ 0,2	2,6	0,62	- 13,9	0,4	+ 2,1	1,6
0,14	+ 20,9	1,6	- 2,4	2,4	0,64	- 13,5	0,5	+ 3,7	1,5
0,16	+ 19,3	1,7	- 4,8	2,2	0,66	- 13,0	0,8	+ 5,2	1,5
0,18	+ 17,6	1,9	- 7,0	1,9	0,68	- 12,2	0,9	+ 6,7	1,4
0,20	+ 15,7	1,9	- 8,9	1,7	0,70	- 11,3	1,0	+ 8,1	1,2
0,22	+ 13,8	2,1	- 10,6	1,3	0,72	- 10,3	1,2	+ 9,3	1,1
0,24	+ 11,7	2,1	- 11,9	1,1	0,74	- 9,1	1,4	+ 10,4	0,9
0,26	+ 9,6	2,2	- 13,0	0,9	0,76	- 7,7	1,3	+ 11,3	0,7
0,28	+ 7,4	2,2	- 13,9	0,6	0,78	- 6,4	1,5	+ 12,0	0,6
0,30	+ 5,2	2,1	- 14,5	0,3	0,80	- 4,9	1,6	+ 12,6	0,4
0,32	+ 3,1	2,0	- 4,8	0,2	0,82	- 3,3	1,4	+ 13,0	0,3
0,34	+ 1,1	2,1	- 15,0	0,3	0,84	- 1,9	1,6	+ 13,3	0,0
0,36	- 1,0	2,0	- 14,7	0,4	0,86	- 0,3	1,6	+ 13,3	0,1
0,38	- 3,0	1,9	- 14,3	0,6	0,88	+ 1,3	1,5	+ 13,2	0,4
0,40	- 4,9	1,7	- 13,7	0,8	0,90	+ 2,8	1,4	+ 12,8	0,4
0,42	- 6,6	1,6	- 12,9	1,1	0,92	+ 4,2	1,4	+ 12,4	0,7
0,44	- 8,2	1,4	- 11,8	1,2	0,94	+ 5,6	1,2	+ 11,7	0,8
0,46	- 9,6	1,2	- 10,6	1,3	0,96	+ 6,8	1,2	+ 10,9	0,9
0,48	- 10,8	1,1	- 9,3	1,4	0,98	+ 8,0	1,0	+ 10,0	1,1
					1,00	+ 9,0		+ 8,9	

Продовження табл. ДЗ

$h = 0,5$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
1,00	+ 9,0	0,9	+ 8,9	1,2	1,50	- 5,8	1,0	- 8,5	0,8
1,02	+ 9,9	0,8	+ 7,7	1,2	1,52	- 6,8	0,8	- 7,7	0,9
1,04	+ 10,7	0,6	+ 6,5	1,4	1,54	- 7,6	0,7	- 6,8	1,0
1,06	+ 11,3	0,4	+ 5,1	1,3	1,56	- 8,3	0,5	- 5,8	1,1
1,08	+ 11,7	0,3	+ 3,8	1,4	1,58	- 8,8	0,4	- 4,7	1,1
1,10	+ 12,0	0,1	+ 2,4	1,5	1,60	- 9,2	0,3	- 3,6	1,2
1,12	+ 12,1	0,1	+ 0,9	1,4	1,62	- 9,5	0,2	- 2,4	1,1
1,14	+ 12,0	0,2	- 0,5	1,4	1,64	- 9,7	0,0	- 1,3	1,2
1,16	+ 11,8	0,4	- 1,9	1,3	1,66	- 9,7	0,2	- 0,1	1,1
1,18	+ 11,4	0,6	- 3,2	1,3	1,68	- 9,5	0,2	+ 1,0	1,2
1,20	+ 10,8	0,7	- 4,5	1,2	1,70	- 9,3	0,4	+ 2,2	1,0
1,22	+ 10,1	0,8	- 5,7	1,2	1,72	- 8,9	0,6	+ 3,2	1,1
1,24	+ 9,3	0,9	- 6,9	0,9	1,74	- 8,3	0,6	+ 4,3	0,9
1,26	+ 8,4	1,0	- 7,8	0,8	1,76	- 7,7	0,7	+ 5,2	0,8
1,28	+ 7,4	1,1	- 8,6	0,7	1,78	- 7,0	0,9	+ 6,0	0,7
1,30	+ 6,3	1,2	- 9,3	0,6	1,80	- 6,1	0,9	+ 6,7	0,7
1,32	+ 5,1	1,3	- 9,9	0,5	1,82	- 5,2	0,9	+ 7,4	0,5
1,34	+ 3,8	1,3	- 10,4	0,3	1,84	- 4,3	1,0	+ 7,9	0,4
1,36	+ 2,5	1,3	- 10,7	0,1	1,86	- 3,3	1,1	+ 8,3	0,2
1,38	+ 1,2	1,3	- 10,8	0,0	1,88	- 2,2	1,0	+ 8,5	0,2
1,40	- 0,1	1,2	- 10,8	0,2	1,90	- 1,2	1,1	+ 8,7	0,0
1,42	- 1,3	1,3	- 10,6	0,3	1,92	- 0,1	1,0	+ 8,7	0,1
1,44	- 2,6	1,1	- 10,3	0,5	1,94	+ 0,9	1,1	+ 8,6	0,3
1,46	- 3,7	1,1	- 9,8	0,6	1,96	+ 2,0	1,0	+ 8,3	0,3
1,48	- 4,8	1,0	- 9,2	0,7	1,98	+ 3,0	0,9	+ 8,0	0,5
					2,00	+ 3,9		+ 7,5	



Продовження табл. ДЗ

$h = 0,5$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
2,00	+ 3,9	0,8	+ 7,5	0,6	2,50	- 2,7	0,7	- 6,5	0,4
2,02	+ 4,7	0,8	+ 6,9	0,7	2,52	- 3,4	0,7	- 6,1	0,5
2,04	+ 5,5	0,6	+ 6,2	0,7	2,54	- 4,1	0,6	- 5,6	0,6
2,06	+ 6,1	0,6	+ 5,5	0,8	2,56	- 4,7	0,6	- 5,0	0,6
2,08	+ 6,7	0,5	+ 4,7	0,9	2,58	- 5,3	0,4	- 4,4	0,7
2,10	+ 7,2	0,3	+ 3,8	0,9	2,60	- 5,7	0,4	- 3,7	0,8
2,12	+ 7,5	0,3	+ 2,9	1,0	2,62	- 6,1	0,3	- 2,9	0,8
2,14	+ 7,8	0,1	+ 1,9	0,9	2,64	- 6,4	0,1	- 2,1	0,8
2,16	+ 7,9	0,0	+ 1,0	1,0	2,66	- 6,5	0,1	- 1,3	0,8
2,18	+ 7,9	0,1	0,0	1,0	2,68	- 6,6	0,0	- 0,5	0,8
2,20	+ 7,8	0,3	- 1,0	0,9	2,70	- 6,6	0,2	+ 0,3	0,8
2,22	+ 7,5	0,3	- 1,9	0,8	2,72	- 6,4	0,2	+ 1,1	0,8
2,24	+ 7,2	0,4	- 2,7	0,9	2,74	- 6,2	0,3	+ 1,9	0,7
2,26	+ 6,8	0,6	- 3,6	0,7	2,76	- 5,9	0,4	+ 2,6	0,7
2,28	+ 6,2	0,6	- 4,3	0,8	2,78	- 5,5	0,5	+ 3,3	0,6
2,30	+ 5,6	0,7	- 5,1	0,6	2,80	- 5,0	0,5	+ 3,9	0,6
2,32	+ 4,9	0,3	- 5,7	0,5	2,82	- 4,5	0,6	+ 4,5	0,5
2,34	+ 4,1	0,8	- 6,2	0,4	2,84	- 3,9	0,7	+ 5,0	0,4
2,36	+ 3,3	0,8	- 6,6	0,3	2,86	- 3,2	0,7	+ 5,4	0,3
2,38	+ 2,5	0,9	- 6,9	0,2	2,88	- 2,5	0,7	+ 5,7	0,2
2,40	+ 1,6	0,9	- 7,1	0,1	2,90	- 1,8	0,8	+ 5,9	0,2
2,42	+ 0,7	0,9	- 7,2	0,0	2,92	- 1,0	0,7	+ 6,1	0,0
2,44	- 0,2	0,8	- 7,2	0,1	2,94	- 0,3	0,8	+ 6,1	0,0
2,46	- 1,0	0,9	- 7,1	0,3	2,96	+ 0,5	0,8	+ 6,1	0,2
2,48	- 1,9	0,8	- 6,8	0,3	2,98	+ 1,3	0,6	+ 5,9	0,2
					3,00	+ 1,9		+ 5,7	

Продовження табл. ДЗ

$h = 0,5$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
3,00	+ 1,9	0,7	+ 5,7	0,3	3,50	- 1,5	0,6	- 5,0	0,2
3,02	+ 2,6	0,6	+ 5,4	0,4	3,52	- 2,1	0,5	- 4,8	0,3
3,04	+ 3,2	0,6	+ 5,0	0,5	3,54	- 2,6	0,6	- 4,5	0,4
3,06	+ 3,8	0,6	+ 4,5	0,6	3,56	- 3,2	0,4	- 4,1	0,4
3,08	+ 4,4	0,3	+ 3,9	0,5	3,58	- 3,6	0,4	- 3,7	0,5
3,10	+ 4,7	0,4	+ 3,4	0,6	3,60	- 4,0	0,3	- 3,2	0,6
3,12	+ 5,1	0,3	+ 2,8	0,7	3,62	- 4,3	0,3	- 2,6	0,5
3,14	+ 5,4	0,2	+ 2,1	0,7	3,64	- 4,6	0,2	- 2,1	0,6
3,16	+ 5,6	0,1	+ 1,4	0,6	3,66	- 4,8	0,1	- 1,5	0,6
3,18	+ 5,7	0,1	+ 0,8	0,8	3,68	- 4,9	0,0	- 0,9	0,7
3,20	+ 5,6	0,0	0,0	0,7	3,70	- 4,9	0,0	- 0,2	0,6
3,22	+ 5,6	0,1	- 0,7	0,6	3,72	- 4,9	0,1	+ 0,4	0,6
3,24	+ 5,5	0,3	- 1,3	0,7	3,74	- 4,8	0,2	+ 1,0	0,6
3,26	+ 5,2	0,3	- 2,0	0,6	3,76	- 4,6	0,2	+ 1,6	0,5
3,28	+ 4,9	0,4	- 2,6	0,6	3,78	- 4,4	0,3	+ 2,1	0,5
3,30	+ 4,5	0,4	- 3,2	0,5	3,80	- 4,1	0,4	+ 2,6	0,5
3,32	+ 4,1	0,6	- 3,7	0,4	3,82	- 3,7	0,4	+ 3,1	0,4
3,34	+ 3,5	0,5	- 4,1	0,4	3,84	- 3,3	0,5	+ 3,5	0,4
3,36	+ 3,0	0,6	- 4,5	0,3	3,86	- 2,8	0,5	+ 3,9	0,3
3,38	+ 2,4	0,6	- 4,8	0,3	3,88	- 2,3	0,6	+ 4,2	0,2
3,40	+ 1,8	0,7	- 5,1	0,1	3,90	- 1,7	0,5	+ 4,4	0,2
3,42	+ 1,1	0,6	- 5,2	0,1	3,92	- 1,2	0,6	+ 4,6	0,0
3,44	+ 0,5	0,7	- 5,3	0,0	3,94	- 0,6	0,6	+ 4,6	0,1
3,46	- 0,2	0,6	- 5,3	0,1	3,96	0,0	0,6	+ 4,7	0,1
3,48	- 0,8	0,7	- 5,2	0,2	3,98	+ 0,6	0,5	+ 4,6	0,1
					4,00	+ 1,1		+ 4,5	

Продовження табл. ДЗ

$h = 1,0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,00	-4,1	0,0	-0,7	0,0	0,50	-0,8	0,5	+4,1	0,1
0,02	-4,1	0,0	-0,7	0,0	0,52	-0,3	0,4	+4,2	0,0
0,04	-4,1	0,0	-0,7	0,1	0,54	+0,1	0,5	+4,2	0,0
0,06	-4,1	0,0	-0,6	0,1	0,56	+0,6	0,4	+4,2	0,1
0,08	-4,1	0,0	-0,5	0,1	0,58	+1,0	0,5	+4,3	0,1
0,10	-4,1	0,0	-0,4	0,1	0,60	+1,5	0,4	+4,2	0,1
0,12	-4,1	0,0	-0,3	0,2	0,62	+1,9	0,5	+4,1	0,2
0,14	-4,1	0,0	-0,1	0,2	0,64	+2,4	0,4	+3,9	0,2
0,16	-4,1	0,1	+0,1	0,2	0,66	+2,8	0,4	+3,7	0,2
0,18	-4,0	0,0	+0,3	0,2	0,68	+3,2	0,4	+3,5	0,3
0,20	-4,0	0,1	+0,5	0,2	0,70	+3,6	0,4	+3,2	0,4
0,22	-3,9	0,1	+0,7	0,2	0,72	+4,0	0,3	+2,8	0,3
0,24	-3,8	0,0	+0,9	0,3	0,74	+4,3	0,3	+2,5	0,4
0,26	-3,8	0,2	+1,2	0,3	0,76	+4,6	0,3	+2,1	0,5
0,28	-3,6	0,1	+1,5	0,3	0,78	+4,9	0,2	+1,6	0,5
0,30	-3,5	0,2	+1,8	0,2	0,80	+5,1	0,1	+1,1	0,5
0,32	-3,3	0,2	+2,0	0,3	0,82	+5,2	0,1	+0,6	0,5
0,34	-3,1	0,2	+2,3	0,3	0,84	+5,3	0,1	+0,1	0,6
0,36	-2,9	0,2	+2,6	0,2	0,86	+5,4	0,0	-0,5	0,5
0,38	-2,7	0,3	+2,8	0,3	0,88	+5,4	0,1	-1,0	0,6
0,40	-2,4	0,2	+3,1	0,2	0,90	+5,3	0,1	-1,6	0,5
0,42	-2,2	0,3	+3,3	0,3	0,92	+5,2	0,2	-2,1	0,6
0,44	-1,9	0,3	+3,6	0,2	0,94	+5,0	0,3	-2,7	0,5
0,46	-1,6	0,3	+3,8	0,2	0,96	+4,7	0,3	-3,2	0,5
0,48	-1,3	0,5	+4,0	0,1	0,98	+4,4	0,3	-3,7	0,5
					1,00	+4,1		-4,2	

Продовження табл. ДЗ

$h = 1,0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
1,00	+ 4,1	0,4	- 4,2	0,4	1,50	- 6,2	0,2	+ 1,9	0,6
1,02	+ 3,7	0,5	- 4,6	0,4	1,52	- 6,0	0,3	+ 2,5	0,7
1,04	+ 3,2	0,5	- 5,0	0,4	1,54	- 5,7	0,4	+ 3,2	0,6
1,06	+ 2,7	0,6	- 5,4	0,3	1,56	- 5,3	0,5	+ 3,8	0,5
1,08	+ 2,1	0,6	- 5,7	0,2	1,58	- 4,8	0,5	+ 4,3	0,5
1,10	+ 1,5	0,6	- 5,9	0,2	1,60	- 4,3	0,5	+ 4,8	0,5
1,12	+ 0,9	0,6	- 6,1	0,0	1,62	- 3,8	0,6	+ 5,3	0,4
1,14	+ 0,3	0,7	- 6,1	0,1	1,64	- 3,2	0,7	+ 5,7	0,3
1,16	- 0,4	0,6	- 6,2	0,1	1,66	- 2,5	0,6	+ 6,0	0,2
1,18	- 1,0	0,6	- 6,1	0,1	1,68	- 1,9	0,7	+ 6,2	0,2
1,20	- 1,6	0,7	- 6,0	0,2	1,70	- 1,2	0,7	+ 6,4	0,1
1,22	- 2,3	0,6	- 5,8	0,1	1,72	- 0,5	0,8	+ 6,5	0,0
1,24	- 2,9	0,6	- 5,7	0,4	1,74	+ 0,3	0,7	+ 6,5	0,1
1,26	- 3,5	0,6	- 5,3	0,4	1,76	+ 1,0	0,7	+ 6,4	0,2
1,28	- 4,1	0,4	- 4,9	0,4	1,78	+ 1,7	0,7	+ 6,2	0,2
1,30	- 4,5	0,5	- 4,5	0,6	1,80	+ 2,4	0,6	+ 6,0	0,3
1,32	- 5,0	0,4	- 3,9	0,5	1,82	+ 3,0	0,6	+ 5,7	0,4
1,34	- 5,4	0,4	- 3,4	0,5	1,84	+ 3,6	0,6	+ 5,3	0,5
1,36	- 5,8	0,3	- 2,9	0,7	1,86	+ 4,2	0,5	+ 4,8	0,5
1,38	- 6,1	0,2	- 2,2	0,6	1,88	+ 4,7	0,4	+ 4,3	0,5
1,40	- 6,3	0,1	- 1,6	0,7	1,90	+ 5,1	0,4	+ 3,8	0,6
1,42	- 6,4	0,1	- 0,9	0,7	1,92	+ 5,5	0,3	+ 3,2	0,7
1,44	- 6,5	0,0	- 0,2	0,7	1,94	+ 5,8	0,2	+ 2,5	0,7
1,46	- 6,5	0,1	+ 0,5	0,7	1,96	+ 6,0	0,2	+ 1,8	0,7
1,48	- 6,4	0,2	+ 1,2	0,7	1,98	+ 6,2	0,1	+ 1,1	0,7
					2,00	+ 6,3		+ 0,4	

Продовження табл. ДЗ

$h = 1,0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
2,00	+ 6,3	0,0	+ 0,4	0,7	2,50	- 5,4	0,2	- 1,8	0,6
2,02	+ 6,3	0,2	- 0,3	0,7	2,52	- 5,6	0,1	- 1,2	0,7
2,04	+ 6,1	0,1	- 1,0	0,7	2,54	- 5,7	0,0	- 0,5	0,7
2,06	+ 6,0	0,3	- 1,7	0,6	2,56	- 5,7	0,1	+ 0,2	0,6
2,08	+ 5,7	0,3	- 2,3	0,7	2,58	- 5,6	0,2	+ 0,8	0,7
2,10	+ 5,4	0,4	- 3,0	0,6	2,60	- 5,4	0,2	+ 1,5	0,6
2,12	+ 5,0	0,4	- 3,6	0,5	2,62	- 5,2	0,3	+ 2,1	0,6
2,14	+ 4,6	0,6	- 4,1	0,5	2,64	- 4,9	0,4	+ 2,7	0,5
2,16	+ 4,0	0,5	- 4,6	0,4	2,66	- 4,5	0,4	+ 3,2	0,5
2,18	+ 3,5	0,6	- 5,0	0,3	2,68	- 4,1	0,5	+ 3,7	0,5
2,20	+ 2,9	0,7	- 5,3	0,3	2,70	- 3,6	0,5	+ 4,2	0,3
2,22	+ 2,2	0,6	- 5,6	0,2	2,72	- 3,1	0,6	+ 4,5	0,4
2,24	+ 1,6	0,7	- 5,8	0,1	2,74	- 2,5	0,6	+ 4,9	0,2
2,26	+ 0,9	0,7	- 5,9	0,1	2,76	- 1,9	0,6	+ 5,1,	0,2
2,28	+ 0,2	0,7	- 6,0	0,1	2,78	- 1,3	0,6	+ 5,3	0,1
2,30	- 0,5	0,7	- 5,9	0,1	2,80	- 0,7	0,7	+ 5,4	0,0
2,32	- 1,2	0,7	- 5,8	0,2	2,82	0,0	0,6	+ 5,4	0,1
2,34	- 1,9	0,6	- 5,6	0,2	2,84	+ 0,6	0,6	+ 5,3	0,1
2,36	- 2,5	0,6	- 5,4	0,4	2,86	+ 1,2	0,6	+ 5,2	0,5
2,38	- 3,1	0,5	- 5,0	0,4	2,88	+ 1,8	0,6	+ 5,0	0,3
2,40	- 3,6	0,5	- 4,6	0,5	2,90	+ 2,4	0,5	+ 4,7	0,3
2,42	- 4,1	0,4	- 4,1	0,5	2,92	+ 2,9	0,5	+ 4,4	0,4
2,44	- 4,5	0,4	- 3,6	0,5	2,94	+ 3,4	0,4	+ 4,0	0,4
2,46	- 4,9	0,3	- 3,1	0,7	2,96	+ 3,8	0,4	+ 3,6	0,5
2,48	- 5,2	0,2	- 2,4	0,6	2,98	+ 4,2	0,3	+ 3,1	0,6
					3,00	+ 4,5		+ 2,5	

Продовження табл. ДЗ

$h = 1,0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
3,00	+ 4,5	0,3	+ 2,5	0,5	3,50	- 3,7	0,3	- 2,8	0,5
3,02	+ 4,8	0,2	+ 2,0	0,7	3,52	- 4,0	0,3	- 2,3	0,5
3,04	+ 5,0	0,1	+ 1,3	0,5	3,54	- 4,3	0,1	- 1,8	0,5
3,06	+ 5,1	0,1	+ 0,8	0,7	3,56	- 4,4	0,1	- 1,3	0,6
3,08	+ 5,2	0,1	+ 0,1	0,6	3,58	- 4,5	0,1	- 0,7	0,5
3,10	+ 5,1	0,1	- 0,5	0,5	3,60	- 4,6	0,1	- 0,2	0,6
3,12	+ 5,0	0,2	- 1,0	0,6	3,62	- 4,5	0,0	+ 0,4	0,5
3,14	+ 4,8	0,3	- 1,6	0,6	3,64	- 4,5	0,2	+ 0,9	0,5
3,16	+ 4,5	0,3	- 2,2	0,5	3,66	- 4,3	0,2	+ 1,4	0,5
3,18	+ 4,2	0,4	- 2,7	0,5	3,68	- 4,1	0,3	+ 1,9	0,5
3,20	+ 3,8	0,4	- 3,2	0,4	3,70	- 3,8	0,3	+ 2,4	0,4
3,22	+ 3,4	0,5	- 3,6	0,4	3,72	- 3,5	0,4	+ 2,8	0,4
3,24	+ 2,9	0,5	- 4,0	0,3	3,74	- 3,1	0,4	+ 3,2	0,4
3,26	+ 2,4	0,5	- 4,3	0,2	3,76	- 2,7	0,5	+ 3,6	0,3
3,28	+ 1,9	0,5	- 4,5	0,2	3,78	- 2,2	0,5	+ 3,9	0,2
3,30	+ 1,4	0,6	- 4,7	0,1	3,80	- 1,7	0,5	+ 4,1	0,1
3,32	+ 0,8	0,6	- 4,8	0,0	3,82	- 1,8	0,6	+ 4,2	0,1
3,34	+ 0,2	0,6	- 4,8	0,0	3,84	- 0,7	0,6	+ 4,3	0,0
3,36	- 0,4	0,5	- 4,8	0,1	3,86	- 0,1	0,5	+ 4,3	0,0
3,38	- 0,9	0,6	- 4,7	0,2	3,88	+ 0,4	0,5	+ 4,3	0,1
3,40	- 1,5	0,5	- 4,5	0,2	3,90	+ 0,9	0,5	+ 4,2	0,1
3,42	- 2,0	0,5	- 4,3	0,3	3,92	+ 1,4	0,5	+ 4,1	0,2
3,44	- 2,5	0,5	- 4,0	0,4	3,94	+ 1,9	0,4	+ 3,9	0,3
3,46	- 3,0	0,4	- 3,6	0,3	3,96	+ 2,3	0,4	+ 3,6	0,3
3,48	- 3,4	0,3	- 3,3	0,5	3,98	+ 2,7	0,4	+ 3,3	0,4
					4,00	+ 3,1		+ 2,9	

Продовження табл. ДЗ

$h = 1,5$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,0	+ 1,7	0,0	+ 0,2	0,1	2,0	- 0,1	1,8	- 4,2	0,4
0,1	+ 1,7	0,0	+ 0,1	0,2	2,1	- 1,9	1,7	- 3,8	1,4
0,2	+ 1,7	0,1	- 0,1	0,4	2,2	- 3,6	0,7	- 2,4	2,2
0,3	+ 1,6	0,2	- 0,5	0,4	2,3	- 4,3	0,5	- 0,2	2,2
0,4	+ 1,4	0,3	- 0,9	0,5	2,4	- 3,8	1,6	+ 2,0	1,7
0,5	+ 1,1	0,6	- 1,4	0,4	2,5	- 2,2	2,2	+ 3,7	0,6
0,6	+ 0,5	0,9	- 1,8	0,2	2,6	0,0	2,3	+ 4,3	0,7
0,7	- 0,4	0,9	- 2,0	0,1	2,7	+ 2,3	1,5	+ 3,6	1,7
0,8	- 1,3	0,8	- 1,9	0,6	2,8	+ 3,8	0,3	+ 1,9	2,3
0,9	- 2,1	0,6	- 1,3	1,0	2,9	+ 4,1	0,8	- 0,4	2,2
1,0	- 2,7	0,1	- 0,3	1,3	3,0	+ 3,3	1,9	- 2,6	1,3
1,1	- 2,8	0,6	+ 1,0	1,2	3,1	+ 1,4	2,3	- 3,9	0,1
1,2	- 2,2	1,1	+ 2,2	1,0	3,2	- 0,9	2,0	- 4,0	1,2
1,3	- 1,1	1,5	+ 3,2	0,3	3,3	- 2,9	1,0	- 2,8	2,0
1,4	+ 0,4	1,7	+ 3,5	0,4	3,4	- 3,9	0,2	- 0,8	2,3
1,5	+ 2,1	1,3	+ 3,1	1,3	3,5	- 3,7	1,5	+ 1,5	1,7
1,6	+ 3,4	0,6	+ 1,8	1,8	3,6	- 2,2	2,1	+ 3,2	0,7
1,7	+ 4,0	0,4	0,0	1,9	3,7	- 0,1	2,1	+ 3,9	0,7
1,8	+ 3,6	1,4	- 1,9	1,6	3,8	+ 2,0	1,4	+ 3,2	1,7
1,9	+ 2,2	2,3	- 3,5	0,7	3,9	+ 3,4	0,2	+ 1,5	2,1
2,0	- 0,1		- 4,2		4,0	+ 3,6		- 0,6	

Продовження табл. ДЗ

$h = 2,0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,0	-1,0	0,0	-0,1	0,0	2,0	-2,5	0,6	+1,0	1,1
0,1	-1,0	0,1	-0,1	0,1	2,1	-1,9	1,1	+2,1	0,7
0,2	-0,9	0,0	0,0	0,2	2,2	-0,8	1,4	+2,8	0,11
0,3	-0,9	0,0	+0,2	0,2	2,3	+0,6	1,4	+2,9	0,6
0,4	-0,9	0,2	+0,4	0,2	2,4	+2,0	0,9	+2,3	1,2
0,5	-0,7	0,2	+0,6	0,2	2,5	+2,9	0,2	+1,1	1,5
0,6	-0,5	0,3	+0,8	0,2	2,6	+3,1	0,6	-0,4	1,5
0,7	-0,2	0,4	+1,0	0,2	2,7	+2,5	1,2	-1,9	1,0
0,8	+0,2	0,5	+1,2	0,1	2,8	+1,3	1,7	-2,9	0,3
0,9	+0,7	0,4	+1,1	0,2	2,9	-0,4	1,5	-3,2	0,6
1,0	+1,1	0,4	+0,9	0,4	3,0	-1,9	1,1	-2,6	1,3
1,1	+1,5	0,2	+0,5	0,7	3,1	-3,0	0,2	-1,3	1,8
1,2	+1,7	0,0	-0,2	0,7	3,2	-3,2	0,7	+0,5	1,5
1,3	+1,7	0,4	-0,9	0,7	3,3	-2,5	1,4	+2,0	1,0
1,4	+1,3	0,7	-1,6	0,5	3,4	-1,1	1,7	+3,0	0,1
1,5	+0,6	1,0	-2,1	0,2	3,5	+0,6	1,5	+3,1	0,8
1,6	-0,4	1,0	-2,3	0,3	3,6	+2,1	1,0	+2,3	1,4
1,7	-1,4	0,8	-2,0	0,7	3,7	+3,1	0,0	+0,9	1,8
1,8	-2,2	0,4	-1,3	1,0	3,8	+3,1	1,0	-0,9	1,5
1,9	-2,6	0,1	-0,3	1,3	3,9	+2,1	1,6	-2,4	0,7
2,0	-2,5		+1,0		4,0	+0,5		-3,1	



Продовження табл. ДЗ

$h = 2,5$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,0	+ 0,6	0,0	+ 0,1	0,1	2,0	+ 1,6	0,3	+ 0,8	0,7
0,1	+ 0,6	0,0	0,0	0,0	2,1	+ 1,9	0,1	+ 0,1	0,8
0,2	+ 0,6	0,0	0,0	0,1	2,2	+ 1,8	0,4	- 0,7	0,8
0,3	+ 0,6	0,1	- 0,1	0,1	2,3	+ 1,4	0,7	- 1,5	0,5
0,4	+ 0,5	0,0	- 0,2	0,1	2,4	+ 0,7	1,0	- 2,0	0,1
0,5	+ 0,5	0,1	- 0,3	0,2	2,5	- 0,3	0,9	- 2,1	0,2
0,6	+ 0,4	0,1	- 0,5	0,1	2,6	- 1,2	0,8	- 1,9	0,7
0,7	+ 0,3	0,2	- 0,6	0,1	2,7	- 2,0	0,3	- 1,2	1,0
0,8	+ 0,1	0,2	- 0,7	0,1	2,8	- 2,3	0,1	- 0,2	1,2
0,9	- 0,1	0,3	- 0,8	0,1	2,9	- 2,2	0,8	+ 1,0	0,9
1,0	- 0,4	0,3	- 0,7	0,1	3,0	- 1,4	1,0	+ 1,9	0,5
1,1	- 0,7	0,3	- 0,6	0,2	3,1	- 0,4	1,2	+ 2,4	0,0
1,2	- 1,0	0,1	- 0,4	0,4	3,2	+ 0,8	1,1	+ 2,4	0,8
1,3	- 1,1	0,0	0,0	0,4	3,3	+ 1,9	0,5	+ 1,6	1,0
1,4	- 1,1	0,1	+ 0,4	0,5	3,4	+ 2,4	0,0	+ 0,6	1,3
1,5	- 1,0	0,3	+ 0,9	0,3	3,5	+ 2,4	0,7	- 0,7	1,1
1,6	- 0,7	0,5	+ 1,2	0,3	3,6	+ 1,7	1,1	- 1,8	0,7
1,7	- 0,2	0,6	+ 1,5	0,2	3,7	+ 0,6	1,3	- 2,5	0,0
1,8	+ 0,4	0,7	+ 1,7	0,4	3,8	- 0,7	1,2	- 2,5	0,7
1,9	+ 1,1	0,5	+ 1,3	0,5	3,9	- 1,9	0,6	- 1,8	1,2
2,0	+ 1,6		+ 0,8		4,0	- 2,5		- 0,6	

Продовження табл. ДЗ

$h = 3,0$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,0	-0,5	0,0	0,0	0,0	2,0	-0,5	0,4	-1,1	0,2
0,1	-0,5	0,0	0,0	0,0	2,1	-0,9	0,4	-0,9	0,4
0,2	-0,5	0,0	+0,1	0,1	2,2	-1,3	0,2	-0,5	0,5
0,3	-0,5	0,0	+0,1	0,0	2,3	-1,5	0,1	0,0	0,6
0,4	-0,5	0,1	+0,1	0,1	2,4	-1,4	0,4	+0,6	0,6
0,5	-0,4	0,1	+0,2	0,1	2,5	-1,0	0,4	+1,2	0,3
0,6	-0,3	0,1	+0,3	0,1	2,6	-0,5	0,7	+1,5	0,1
0,7	-0,2	0,1	+0,4	0,1	2,7	+0,2	0,7	+1,6	0,2
0,8	-0,1	0,2	+0,5	0,0	2,8	+0,9	0,6	+1,4	0,4
0,9	+0,1	0,1	+0,5	0,1	2,9	+1,5	0,3	+1,0	0,8
1,0	+0,2	0,1	+0,6	0,1	3,0	+1,8	0,1	+0,2	0,8
1,1	+0,3	0,2	+0,5	0,1	3,1	+1,7	0,4	-0,6	0,7
1,2	+0,5	0,2	+0,4	0,1	3,2	+1,3	0,7	-1,3	0,5
1,3	+0,7	0,1	+0,3	0,2	3,3	+0,6	0,9	-1,8	0,1
1,4	+0,8	0,1	+0,1	0,3	3,4	-0,3	0,9	-1,9	0,3
1,5	+0,9	0,1	-0,2	0,3	3,5	-1,2	0,6	-1,6	0,7
1,6	+0,8	0,2	-0,5	0,3	3,6	-1,8	0,2	-0,9	1,0
1,7	+0,6	0,3	-0,8	0,2	3,7	-2,0	0,3	+0,1	1,0
1,8	+0,3	0,4	-1,0	0,1	3,8	-1,7	0,6	+1,1	0,7
1,9	-0,1	0,4	-1,1	0,0	3,9	-1,1	1,0	+1,8	0,3
2,0	-0,5		-1,1		4,0	-0,1		+2,1	

$h = 3,5$									
$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$	$d$	$R$	$\Delta$	$X$	$\Delta$
0,0	+ 0,3	0,0	0,0	0,0	2,0	- 0,1	0,4	+ 0,9	0,0
0,1	+ 0,3	0,0	0,0	0,0	2,1	+ 0,3	0,3	+ 0,9	0,1
0,2	+ 0,3	0,0	0,0	0,1	2,2	+ 0,6	0,2	+ 0,8	0,2
0,3	+ 0,3	0,0	- 0,1	0,0	2,3	+ 0,8	0,2	+ 0,6	0,5
0,4	+ 0,3	0,0	- 0,1	0,0	2,4	+ 1,0	0,1	+ 0,3	0,5
0,5	+ 0,3	0,0	- 0,1	0,1	2,5	+ 1,1	0,1	- 0,2	0,4
0,6	+ 0,3	0,1	- 0,2	0,1	2,6	+ 1,0	0,3	- 0,6	0,4
0,7	+ 0,2	0,1	- 0,3	0,0	2,7	+ 0,7	0,4	- 1,0	0,3
0,8	+ 0,1	0,0	- 0,3	0,1	2,8	+ 0,3	0,5	- 1,3	0,1
0,9	+ 0,1	0,1	- 0,4	0,0	2,9	- 0,2	0,5	- 1,2	0,0
1,0	0,0	0,1	- 0,4	0,0	3,0	- 0,7	0,5	- 1,2	0,4
1,1	- 0,1	0,2	- 0,4	0,0	3,1	- 1,2	0,2	- 0,8	0,6
1,2	- 0,3	0,1	- 0,4	0,1	3,2	- 1,4	0,0	- 0,2	0,7
1,3	- 0,4	0,1	- 0,3	0,1	3,3	- 1,4	0,3	+ 0,5	0,5
1,4	- 0,5	0,1	- 0,2	0,1	3,4	- 1,1	0,5	+ 1,0	0,4
1,5	- 0,6	0,0	- 0,1	0,2	3,5	- 0,6	0,7	+ 1,4	0,2
1,6	- 0,6	0,0	+ 0,1	0,2	3,6	+ 0,1	0,7	+ 1,6	0,2
1,7	- 0,6	0,1	+ 0,3	0,2	3,7	+ 0,8	0,5	+ 1,4	0,5
1,8	- 0,5	0,2	+ 0,5	0,2	3,8	+ 1,3	0,3	+ 0,9	0,7
1,9	- 0,3	0,2	+ 0,7	0,2	3,9	+ 1,6	0,0	+ 0,2	0,8
2,0	- 0,1		+ 0,9		4,0	+ 1,6		- 0,6	

Таблиця Д4

## Інтегральні синуси і косинуси

$x$	$Si(x)$	$Ci(x)$
0,00	+ 0,000000	$-\infty$
0,01	+ 0,010000	- 4,0280
0,02	+ 0,019999	- 3,3349
0,03	+ 0,029998	- 2,9296
0,04	+ 0,039996	- 2,6421
0,05	+ 0,049999	- 2,4191
0,06	+ 0,059999	- 2,2371
0,07	+ 0,06998	- 2,0833
0,08	+ 0,07997	- 1,9501
0,09	+ 0,08996	- 1,8328
0,10	+ 0,09994	- 1,7279
0,11	+ 0,10993	- 1,6331
0,12	+ 0,11990	- 1,5466
0,13	+ 0,12988	- 1,4672
0,14	+ 0,13985	- 1,3938
0,15	+ 0,14981	- 1,3255
0,16	+ 0,15977	- 1,2618
0,17	+ 0,16973	- 1,2020
0,18	+ 0,1797	- 1,1457
0,19	+ 0,1896	- 1,0925
0,20	+ 0,1996	- 1,0422
0,21	+ 0,2095	- 0,9944
0,22	+ 0,2194	- 0,9490
0,23	+ 0,2293	- 0,9057
0,24	+ 0,2392	- 0,8643
0,25	+ 0,2491	- 0,8247
0,26	+ 0,2590	- 0,7867
0,27	+ 0,2689	- 0,7503
0,28	+ 0,2788	- 0,7153
0,29	+ 0,2886	- 0,5816

Продовження табл. Д4

$x$	$Si(x)$	$Ci(x)$
0,30	+ 0,2985	- 0,6492
0,31	+ 0,3083	- 0,6179
0,32	+ 0,3182	- 0,5877
0,33	+ 0,3280	- 0,5585
0,34	+ 0,3378	- 0,5304
0,35	+ 0,3476	- 0,5031
0,36	+ 0,3574	- 0,4767
0,37	+ 0,3672	- 0,4511
0,38	+ 0,3770	- 0,4263
0,39	+ 0,3867	- 0,4022
0,40	+ 0,3965	- 0,3788
0,41	+ 0,4062	- 0,3561
0,42	+ 0,4159	- 0,3341
0,43	+ 0,4256	- 0,3126
0,44	+ 0,4353	- 0,2918
0,45	+ 0,4450	- 0,2715
0,46	+ 0,4546	- 0,2517
0,47	+ 0,4643	- 0,2325
0,48	+ 0,4739	- 0,2138
0,49	+ 0,4835	- 0,1956
0,50	+ 0,4931	- 0,1778
0,51	+ 0,5027	- 0,16045
0,52	+ 0,5123	- 0,14355
0,53	+ 0,5218	- 0,12707
0,54	+ 0,5313	- 0,11099
0,55	+ 0,5408	- 0,09530
0,56	+ 0,5503	- 0,07999
0,57	+ 0,5598	- 0,06504
0,58	+ 0,5693	- 0,05044
0,59	+ 0,5787	- 0,03619
0,60	+ 0,5881	- 0,02227
0,61	+ 0,5975	- 0,008675
0,62	+ 0,6069	+ 0,004606
0,63	+ 0,6163	+ 0,01758
0,64	+ 0,6256	+ 0,03026

Продовження табл. Д4

$x$	$S_i(x)$	$C_i(x)$
0,65	+ 0,6349	+ 0,04265
0,66	+ 0,6442	+ 0,05476
0,67	+ 0,6535	+ 0,06659
0,68	+ 0,6628	+ 0,07816
0,69	+ 0,6720	+ 0,08946
0,70	+ 0,6812	+ 0,10051
0,71	+ 0,6904	+ 0,11132
0,72	+ 0,6996	+ 0,12188
0,73	+ 0,7087	+ 0,13220
0,74	+ 0,7179	+ 0,14230
0,75	+ 0,7270	+ 0,15216
0,76	+ 0,7360	+ 0,16181
0,77	+ 0,7451	+ 0,17124
0,78	+ 0,7541	+ 0,1805
0,79	+ 0,7631	+ 0,1895
0,80	+ 0,7721	+ 0,1983
0,81	+ 0,7811	+ 0,2069
0,82	+ 0,7900	+ 0,2153
0,83	+ 0,7989	+ 0,2235
0,84	+ 0,8078	+ 0,2316
0,85	+ 0,8166	+ 0,2394
0,86	+ 0,8254	+ 0,2471
0,87	+ 0,8342	+ 0,2546
0,88	+ 0,8430	+ 0,2619
0,89	+ 0,8518	+ 0,2691
0,90	+ 0,8605	+ 0,2761
0,91	+ 0,8692	+ 0,2829
0,92	+ 0,8778	+ 0,2896
0,93	+ 0,8865	+ 0,2961
0,94	+ 0,8951	+ 0,3024
0,95	+ 0,9036	+ 0,3086
0,96	+ 0,9122	+ 0,3147
0,97	+ 0,9207	+ 0,3208
0,98	+ 0,9292	+ 0,3263
0,99	+ 0,9377	+ 0,3319

Продовження табл. Д4

$x$	$S_i(x)$	$C_i(x)$
1,0	+ 0,9461	+ 0,3374
1,0	+ 1,0287	+ 0,3849
1,2	+ 1,1080	+ 0,4205
1,3	+ 1,1840	+ 0,4457
1,4	+ 1,2562	+ 0,4620
1,5	+ 1,3247	+ 0,4704
1,6	+ 1,3892	+ 0,4717
1,7	+ 1,4496	+ 0,4670
1,8	+ 1,5058	+ 0,4568
1,9	+1,5578	+ 0,4419
2,0	+ 1,6054	+ 0,4230
2,1	+ 1,6487	+ 0,4005
2,2	+ 1,6876	+ 0,3751
2,3	+ 1,7222	+ 0,3472
2,4	+ 1,7525	+ 0,3173
2,5	+ 1,7785	+ 0,2859
2,6	+ 1,8004	+ 0,2533
2,7	+ 1,8182	+ 0,2201
2,8	+ 1,8321	+ 0,1865
2,9	+ 1,8422	+ 0,1529
3,0	+ 1,8487	+ 0,1196
3,1	+ 1,8517	+ 0,08699
3,2	+1,8514	+ 0,05526
3,3	+ 1,8481	+ 0,02468
3,4	+ 1,8419	- 0,004518
3,5	+ 1,8331	- 0,03213
3,6	+ 1,8219	- 0,05797
3,7	+1,8086	- 0,08190
3,8	+ 1,7934	- 0,1038
3,9	+ 1,7765	- 0,1235
4,0	+ 1,7582	- 0,1410

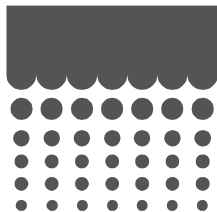
Продовження табл. Д4

$x$	$Si(x)$	$Ci(x)$
4,1	+ 1,7387	- 0,1562
4,2	+ 1,7184	- 0,1690
4,3	+ 1,6973	- 0,1795
4,4	+ 1,6758	- 0,1877
4,5	+ 1,6541	- 0,1935
4,6	+ 1,6325	- 0,1970
4,7	+ 1,6110	- 0,1984
4,8	+ 1,5900	- 0,1976
4,9	+ 1,5696	- 0,1948
5,0	+ 1,5499	- 0,1900
6	+ 1,4247	- 0,06806
7	+ 1,4546	+ 0,07670
8	+ 1,5742	+ 0,1224
9	+ 1,6650	+ 0,05535
10	+ 1,6583	- 0,04546
11	+ 1,5783	- 0,08956
12	+ 1,5050	- 0,04978
13	+ 1,4994	+ 0,02676
14	+ 1,5562	+ 0,06940
15	+ 1,6182	+ 0,04628
20	+ 1,5482	+ 0,04442
25	+ 1,5315	- 0,00685
30	+ 1,5668	- 0,03303
35	+ 1,5969	- 0,01148
40	+ 1,5870	+ 0,01902
45	+ 1,5587	+ 0,01863
50	+ 1,5516	- 0,00563
55	+ 1,5707	- 0,01817
60	+ 1,5867	- 0,00481
65	+ 1,5792	+ 0,01285
70	+ 1,5616	+ 0,01092
75	+ 1,5586	- 0,00533
80	+ 1,5723	- 0,01240
85	+ 1,5824	- 0,001935
90	+ 1,5757	+ 0,009986



Закінчення табл. Д4

$x$	$S_i(x)$	$C_i(x)$
95	+ 1,5630	+ 0,007110
100	+ 1,5622	- 0,005149
110	+ 1,5799	- 0,000320
120	+ 1,5640	+ 0,004781
130	+ 1,5737	- 0,007132
140	+ 1,5722	+ 0,007011
150	+ 1,5662	- 0,004800
160	+ 1,5769	+ 0,001409
170	+ 1,5653	+ 0,002010
180	+ 1,5741	- 0,004432
190	+ 1,5704	+ 0,055250
200	+ 1,5684	- 0,004378
300	+ 1,5709	- 0,003332
400	+ 1,5721	- 0,002124
500	+ 1,5726	- 0,0009320
600	+ 1,5725	+ 0,0000764
700	+ 1,5720	+ 0,0007788
800	+ 1,5714	+ 0,001118
900	+ 1,5707	+ 0,001109
$10^3$	+ 1,5702	+ 0,000826
$10^4$	+ 1,5709	- 0,0000306
$10^5$	+ 1,5708	+ 0,0000004
$10^6$	+ 1,5708	- 0,0000004
$10^7$	+ 1,5708	0,0
$\infty$	$\pi/2$	0,0



## ЗМІСТ

Вступ.....	3
1. АНТЕНИ ГЕКТОМЕТРОВИХ ХВИЛЬ.....	4
Порядок розрахунку антени гектометрових хвиль.....	5
Методичні вказівки.....	11
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	11
2. ДИПОЛЬ НАДЕНЕНКА.....	12
Порядок розрахунку диполя Надененка .....	13
Методичні вказівки.....	21
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	21
3. РУПОРНА АНТЕНА.....	22
Порядок розрахунку рупорної антени .....	23
Методичні вказівки.....	35
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	35
4. ПАРАБОЛІЧНІ АНТЕНИ.....	36
4.1. Порядок розрахунку параметрів опромінювачів параболічної антени.....	37
4.1.1. Двовібраторний опромінювач .....	38
4.1.2. Вібраторний опромінювач з плоским контррефлектором .....	43
4.1.3. Пірамідальний рупорний опромінювач.....	46
4.1.4. Конічний рупорний опромінювач .....	49
4.1.5. Двощілинний опромінювач .....	53
4.2. Порядок розрахунку параболічної антени .....	55
Методичні вказівки.....	64
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	65
5. ЦИЛІНДРО-ПАРАБОЛІЧНА АНТЕНА .....	66
5.1. Порядок розрахунку опромінювачів циліндро-параболічної антени .....	68
5.1.1. Вібраторний опромінювач .....	68

5.1.2. Хвилевідно-щілинний опромінювач .....	73
5.2. Порядок розрахунку циліндро-параболічної антени .....	76
Методичні вказівки.....	85
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	86
6. ПАНЕЛЬНІ АНТЕНИ .....	87
Порядок розрахунку панельної антени .....	94
Методичні вказівки.....	111
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	112
7. ЛОГОПЕРІОДИЧНА АНТЕНА.....	113
Порядок розрахунку логоперіодичної антени .....	115
Методичні вказівки.....	121
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	122
8. РОМБІЧНА АНТЕНА.....	123
Порядок розрахунку ромбічної антени .....	133
Порядок розрахунку дворомбічної антени .....	140
Методичні вказівки.....	144
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	145
9. ДИРЕКТОРНА АНТЕНА .....	146
Порядок розрахунку директорної антени .....	148
Методичні вказівки.....	156
<i>Запитання для перевірки знань</i> .....	158
Список літератури .....	159
ДОДАТОК .....	160

*Навчальне видання*

ІЛЬНИЦЬКИЙ Людвіг Якович  
СІБРУК Леонід Вікторович  
ЩЕРБИНА Ольга Алімівна

# ПРИСТРОЇ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ ТА АНТЕНИ

Навчальний посібник

Редактор *Р. М. Шульженко*  
Технічний редактор *А. І. Лавринович*  
Коректор *В. С. Слива*  
Художник обкладинки *Л. В. Карпук*  
Комп'ютерна верстка *Л. Т. Колодіної*

Підп. до друку 28.01.13. Формат 60×84/16. Папір офс.  
Офс. друк. Ум. друк. арк. 10,93. Обл.-вид. арк. 11,75.  
Тираж 300 пр. Замовлення № 12-1.

Видавець і виготівник  
Національний авіаційний університет  
03680. Київ-58, проспект Космонавта Комарова, 1  
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 977 від 05.07.2002

