

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЕЛЕМЕНТИ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ ТА ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за освітніми програми «Спеціальні системи електронних комунікацій»,
«Безпека державних інформаційних ресурсів», «Комп'ютерні системи і технології
спеціального зв'язку» спеціальності 172 Електронні комунікації та радіотехніка,
125 Кібербезпека та захист інформації, 122 Комп'ютерні науки

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2023

Автори: *Мазор С.Ю.*, кандидат технічних наук
Василенко С.В., кандидат технічних наук
Храновська Т.В.
Кузьменко В.В.
Мавріна О.С.

Рецензент *Павлов В.П.*, кандидат технічних наук, доцент, доцент Спеціальної кафедри № 3 Інституту спеціального зв'язку та захисту інформації Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”;
Гаттуров В.К., кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри телекомунікаційних систем Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”

Відповідальний редактор *Кононова І. В.*, кандидат технічних наук, доцент

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 1 від 07.09.2023 р.)
за поданням Вченої ради ІС33І КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 13 від 29.06.2023 р.)*

Викладено елементи теорії електродинаміки та поширення радіохвиль. Містить основні положення теорії електромагнітного поля, поширення радіохвиль, антенних пристроїв та радіочастотних ліній передачі.

загальні відомості з технічної електродинаміки, поширення радіохвиль та антенних пристроїв. Наведено основні параметри, величини та співвідношення, що зустрічаються під час вивчення електродинаміки та поширення радіохвиль. Наведено особливості вибору робочих частот та антен для зв'язку землею та іоносферною хвилями. В кінці розділів наведено контрольні питання та завдання для самоконтролю засвоєння матеріалу.

Навчальний посібник розроблено відповідно до програми навчальної дисципліни “Електродинаміка та поширення радіохвиль” і призначений для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальностями 172 Електронні комунікації та радіотехніка, 125 Кібербезпека та захист інформації, 122 Комп'ютерні науки, а також буде корисним для здобувачів інших спеціальностей при опануванні радіотехнологій.

Обсяг 7,4 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Перемоги, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© С. Ю. Мазор, С. В. Василенко, Т. В. Храновська, В. В. Кузьменко, О. С. Мавріна
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	4
ВСТУП	5
РОЗДІЛ 1 ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ	6
1.1 Основні характеристики електромагнітного поля	9
1.2 Комплексна діелектрична проникність	18
1.3 Поляризація електромагнітної хвилі	26
Питання до розділу 1	49
Завдання для самоконтролю	50
РОЗДІЛ 2. ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ	63
2.1 Гранична дальність зв'язку, відстань прямої видимості	69
2.2 Іоносферний радіозв'язок	73
2.3 Тропосферний радіозв'язок	76
Питання до розділу 2	79
РОЗДІЛ 3 АНТЕНІ ПРИСТРОЇ	81
3.1 Параметри антен	81
3.2 Конструкції антен	90
3.3 Правила вибору антен для декаметрового радіозв'язку	119
3.4 Вибір робочих частот і антен для зв'язку землею хвилею	121
3.5 Вибір робочих частот і антен для зв'язку іоносферними хвилями	125
Питання до розділу 3	137
РОЗДІЛ 4 РАДІОЧАСТОТНІ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ	140
4.1 Коаксіальна лінія передачі	140
4.2 Однопровідна лінія передачі	144
4.3 Двопровідна лінія передачі	147
Питання до розділу 4	153
Завдання для самоконтролю	154
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	159
ПРИМІТКИ	161

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

1. АБХ антени бігучої хвилі;
2. АЗВ антени зенітного випромінювання;
3. ДС діаграма спрямованості;
4. ДЛП двопровідна лінія передачі;
5. ЕД електричний диполь;
6. ЕМХ електромагнітна хвиля;
7. ЕРС електрорушійна сила;
8. КБХ коефіцієнт бігучої хвилі;
9. ККД коефіцієнт корисної дії;
10. КНД коефіцієнт направленої дії;
11. КП коефіцієнт підсилення;
12. КСХ коефіцієнт стоячої хвилі;
13. КХ короткі хвилі;
14. ЛП лінія передачі;
15. МЗЧ максимально застосована частота;
16. МККР міжнародний консультативний комітет радіозв'язку;
17. НЗЧ найменш застосована частота;
18. ОЛП однопровідна лінія передачі;
19. ОРЧ оптимальна робоча частота;
20. РРЗ радіорелейний зв'язок;
21. РРЛ радіорелейна лінія;
22. РРХ радіорелейні хвилі;
23. ТЕМП теорія електромагнітного поля;
24. ТТД тактико-технічна документація;
25. УКХ ультра-короткі хвилі;
26. ХС характеристика спрямованості.

ВСТУП

Навчальний посібник призначений для узагальнення знань з технічної електродинаміки, поширення радіохвиль і антенних пристроїв, а також для більш наочного представлення параметрів, величин та співвідношень, що зустрічаються в дисциплінах “Електродинаміка та поширення радіохвиль”, “Технічна електродинаміка”, “Телекомунікаційні технології”, “Проектування антенних пристроїв”, “Проектування спеціальних інформаційно-телекомунікаційних систем”, “Основи телекомунікацій”.

Цей навчальний посібник буде корисним для курсантів (студентів), які навчаються в Інституті за спеціальностями 172 Електронні комунікації та радіотехніка, 122 Комп'ютерні науки, 125 Кібербезпека та захист інформації.

В навчальному посібнику в розділі “Основні положення теорії електромагнітного поля” показані основні залежності функцій, з яких складається електромагнітна хвиля та її параметри, від впливу середовища на рівні фізичного змісту та наочного уявлення.

В розділі “Поширення радіохвиль” проведено порівняння різних ліній зв'язку та розглянуті основні принципи розрахунку різних видів зв'язку.

В розділі “Антенні пристрої” розглянуто антени переважно для мобільного зв'язку, що застосовується в Державній службі зв'язку і захисту інформації. З урахуванням того, що у найближчий час передбачається розробка нової командно-штабної машини, в посібнику значна увага приділена організації зв'язку земною хвилею та іоносферного зв'язку.

В розділі “Радіочастотні лінії передачі” розглянуто вплив конструкцій довгих ліній та їх параметрів, що впливають при передачі енергії до антен та від них до апаратури.

В кінці кожного розділу, з метою оцінки засвоєння пройденого матеріалу, наведено контрольні запитання.

РОЗДІЛ 1.

ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ ТЕОРІЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ

Електромагнітне поле

Електромагнітне поле це особливий вид матерії, що характеризується здатністю поширюватись у вакуумі зі швидкістю, що наближається до 300 000 км/с і створює силову дію на заряджені частини.

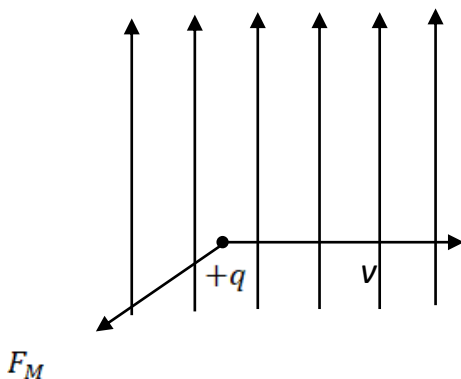
Напруженість електричного поля

Напруженість електричного поля (\vec{E}) в заданій точці простору – це векторна величина, що чисельно визначається силою F_e , з якою діє у вакуумі електричне поле на одиничний нерухомий позитивний заряд q , який знаходиться в цій точці.

$$\vec{E} = \frac{F_e}{q}, [\text{В/М}].$$

Магнітна індукція

Магнітна індукція (\vec{B}) – це векторна величина, яка чисельно визначається силою \vec{F}_M , з якою діє однорідне магнітне поле на одиничний позитивний заряд q , що рухається у вакуумі перпендикулярно магнітно-силовим лініям зі швидкістю v (рис.1).



$$\vec{B} = \frac{\vec{F}_M}{qv}, [\text{Т}].$$

Рисунок 1 – Силкові лінії магнітного поля

Електричне зміщення

Електричне зміщення (електрична індукція) в заданій точці простору (\vec{D}) – векторна величина, що характеризує напруженість електричного поля (\vec{E}) в середовищі з довільними параметрами. У вакуумі \vec{D} – електрична стала.

$$D = \varepsilon \vec{E}, [\text{Кл}/\text{м}^2],$$

де \vec{E} – діелектрична проникність середовища;
 ε – абсолютна діелектрична проникність.

Напруженість магнітного поля

Напруженість магнітного поля (H) – це векторна величина, яка характеризує магнітну індукцію (B) в середовищі з довільними параметрами. У вакуумі H – магнітна проникність.

$$H = B/\mu, [\text{А}/\text{м}],$$

де μ – абсолютна магнітна проникність середовища.

Відносна діелектрична проникність

Відносна діелектрична проникність – безрозмірна величина, що показує у скільки разів сила взаємодії електричних зарядів (F_e) у даному середовищі відрізняються від сили взаємодії зарядів у вакуумі (F_0) та визначається як:

$$\varepsilon' = \frac{F_0}{F_e}.$$

Абсолютна діелектрична стала

Абсолютна діелектрична стала (ϵ_0) відноситься до числа фундаментальних фізичних констант, числове значення якої визначено експериментально.

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} * 10^{-9}, [\Phi / \text{м}].$$

Діелектрична проникність

Діелектрична проникність (ϵ) середовища – величина, що дорівнює добутку його діелектричної відносної проникності (ϵ') і абсолютної діелектричної сталої (ϵ_0).

$$\epsilon = \epsilon' \epsilon_0, [\Phi / \text{м}].$$

Відносна магнітна проникність

Відносна магнітна проникність безрозмірна величина, що показує у скільки разів магнітна індукція (B) поля в даному середовищі більше магнітної індукції (B_0) у вакуумі.

$$\mu' = \frac{B}{B_0}.$$

Абсолютна магнітна стала

Абсолютна магнітна стала (μ_0) відноситься до числа фундаментальних фізичних констант і чисельне дорівнює

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}, [\Gamma / \text{м}].$$

Магнітна проникність

Магнітна проникність середовища (μ) – це величина, що дорівнює добутку його відносної магнітної проникності (μ') та абсолютної магнітної сталої (μ_0).

$$\mu = \mu' \cdot \mu_0, [\text{Г/м}].$$

Питома електрична провідність

Питоною електричною провідністю речовини (σ) називають величину, що чисельне дорівнює провідності g ділянки електричного кола довжиною l , яка дорівнює одиниці і площею поперечного перерізу S , що дорівнює одиниці.

$$\sigma = gl/S, [\text{См/м}].$$

1.1 Основні характеристики електромагнітного поля

Рівняння Максвелла в інтегральній формі

Електричний струм провідності

$$I = \int_S \bar{\delta} \alpha \bar{S},$$

де $\bar{\delta}$ – густина струму.

Рівняння, що визначає взаємозв'язок векторів поля у середовищі:

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E}; \bar{B} = \mu \bar{H}; \bar{\delta} = \sigma \bar{E}.$$

Перше рівняння Максвелла

$$I_{\text{повн}} = \oint_l \bar{H} d\bar{l} = I_1 - I_2 + I_3,$$

де $\oint_l \bar{H} d\bar{l}$ – магніторушійна сила, (циркуляція вектора \bar{H} по контуру l);
 I_k – токи, що проходять скрізь поверхню, що обмежена контуром l (рис. 2).

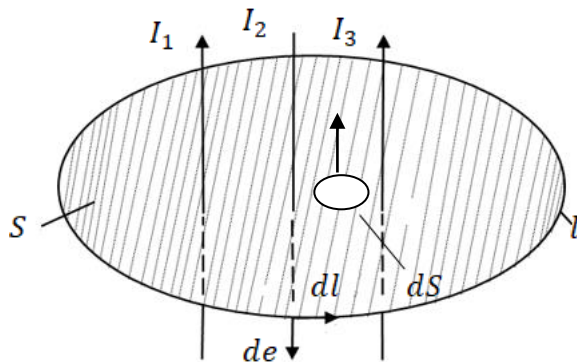


Рисунок 2 – Струми, що створюють магніторушійну силу

$$\oint_L \bar{H} d\bar{l} = I_{\text{пр}} + \frac{d}{dt} \int_S \bar{D} d\bar{S};$$

де $I_{\text{пр}}$ – струм провідності;

$\frac{d}{dt} \int_S \bar{D} d\bar{S}$ – струм зміщення, що є швидкість зміщення потоку вектора \bar{D} .

Магніторушійна сила в контурі, обмеженому поверхнею S , всередині якої існують струми провідності, та струми зміщення буде рівна сумі струмів провідності і зміщення.

Схожість струмів провідності і струмів зміщення полягає в тому, що вони створюють магнітне поле.

Відрізняються тим, що струм зміщення – лише змінний. Струм зміщення не пов'язаний з переміщенням електричних зарядів, він є своєрідною характеристикою змінного електричного поля.

Друге рівняння Максвелла

Друге рівняння Максвелла засноване на законі електромагнітної індукції, та передбачає, що у випадку, якщо провідник рухається в магнітному полі, у ньому виникає струм індуктивності (електрорушійна сила (ЕРС)). ЕРС індукції – це швидкість зміни магнітного потоку.

$$E_i = - \frac{d\Phi}{dt}.$$

Знак “–” в вище наведеному рівнянні походить з правила Ленца, яке визначає, що індукційний струм в контурі має напрям, що протидіє первинному магнітному полю B та створеному ним магнітному потоку Φ :

$$E_i = \oint_l \bar{E} d\bar{l};$$

$$\oint_l \bar{E} d\bar{l} = E_i = - \frac{d\Phi}{dt};$$

$$\oint_L \bar{E} d\bar{l} = - \frac{d}{dt} \int_S \bar{B} d\bar{S}.$$

Електрорушійна сила, що діє в довільному замкненому контурі простору, взята зі зворотнім знаком, пропорційна швидкості зміни у часі потоку вектора магнітної індукції через поверхню, обмежену цим контуром.

Головне значення перших двох рівнянь Максвелла полягає в тому, що при зміні часу магнітного поля, виникає змінне електричне поле, джерелами якого є не лише електричні заряди, а і точки в просторі, де є змінні електричне та магнітне поля.

Третє рівняння Максвелла

Потік вектора напруженості електричного поля крізь поверхні S та S_0 (рис. 3) визначається як:

$$E = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{q}{r^2} \vec{r}_0;$$

$$\oint_S \vec{E} d\vec{S} = \frac{q}{4\pi\epsilon r} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} r \sin \theta d\theta d\varphi;$$

$$\oint_S \vec{E} d\vec{S} = \frac{q}{\epsilon}.$$

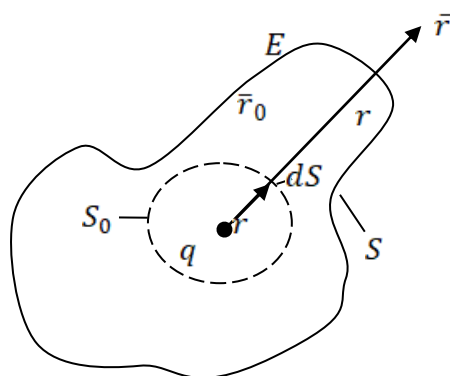


Рисунок 3 – Пояснення поняття потоку

Якщо потік вектора напруженості електричного поля через замкнену поверхню, не дорівнює 0 це означає, що всередині поверхні є заряд.

Якщо значення вектора напруженості електричного поля додатній, то заряд додатній, якщо від'ємний – заряд від'ємний.

Потік вектора напруженості через замкнуту поверхню дорівнює заряду, що знаходиться всередині цієї поверхні, з урахуванням параметрів середовища.

Четверте рівняння Максвелла

Потік вектора магнітної індукції через будь-яку замкнену поверхню тотожно рівний нулю:

$$\oint_S \vec{B} d\vec{S} = 0.$$

Рівняння Максвелла в диференціальній формі (однорідні)

Рівняння Максвелла в диференціальній формі визначає властивості електричного поля і взаємозв'язок між ним та магнітним полем в довільній точці простору при будь-якому розподіленні заряду. Ці рівняння можливо вивести з інтегральних рівнянь Максвелла.

Перше рівняння Максвелла

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \frac{d}{dt} \bar{D} + \bar{\delta}_{\text{пр}},$$

де $\frac{d}{dt} \bar{D}$ – густина струму зміщення, [А/м²];

$\bar{\delta}_{\text{пр}}$ – густина струму провідності.

Змінне електричне поле створює змінне магнітне поле.

Друге рівняння Максвелла

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{d}{dt} \bar{B}.$$

Змінне магнітне поле створює змінне електричне поле.

Третє рівняння Максвелла

$$\operatorname{div} \bar{E} = \frac{\rho}{\epsilon}.$$

Електричне поле, створюється об'ємною густиною заряду (ρ) в об'ємі (V) та дорівнює величині цього заряду з урахуванням електромагнітних властивостей середовища.

Четверте рівняння Максвелла

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0,$$

де $\operatorname{div} \bar{B}$ – не може бути не рівною нулю.

Фізичний зміст рівнянь Максвелла

Нехай в будь-якій точці простору існує відрізок провідника зі струмом провідності з щільністю δ . Тоді, у відповідності з першим рівнянням Максвелла навколо цього провідника виникає змінне магнітне поле \bar{H} , яке, створюючи вихрове електричне поле \bar{E} , виступає в якості причини у першому і другому рівняннях Максвелла та обумовлює взаємний процес.

Процес взаємної обумовленості розповсюдження змінного електричного та магнітного полів, що поширюється в просторі з кінцевою швидкістю (в вакуумі – зі швидкістю світла), називається електромагнітною хвилею (ЕМХ).

В четвертому рівнянні Максвелла силові лінії магнітного поля завжди замкнені, що дозволяє стверджувати про відсутність в природі магнітних зарядів.

$$H = \frac{\bar{B}}{\mu}$$

Розглянемо рівняння виду

$$\operatorname{div} \bar{H} = \operatorname{div} \left(\frac{\bar{B}}{\mu} \right) = \frac{1}{\mu} \operatorname{div} \bar{B} + \bar{B} \nabla \frac{1}{\mu}.$$

звідси

$$\operatorname{div} \bar{H} = B \nabla \frac{1}{\mu}$$

Якщо μ не постійна (неоднорідна) значить $\operatorname{div} \bar{H} \neq 0$. Отже силові лінії магнітного поля можуть виникнути на стику двох середовищ з різними магнітними провідностями.

Сторонні джерела електромагнітних полів

Рівняння Максвелла визначають зв'язок між електричним та магнітним полями в будь-якій точці простору в будь-який момент часу. Для того, щоб визначити конкретне значення поля в кожній точці простору, необхідно або знати першопричину цього поля (первинне стороннє джерело) або граничні умови в будь-якій точці простору і їх вплив на поле, або точку в просторі в якій в певний момент часу існують визначені поля (так званні вторинні джерела).

Рівняння Максвелла в гармонічній формі

Електромагнітне поле називається гармонічним, якщо векторні величини, що його характеризують, змінюються за гармонічним законом (синуса або косинуса).

Періодичні електромагнітні поля (ЕМП) мають важливе значення для радіотехніки. Відомо, що будь-яка періодична функція може бути представлена у виді кінцевої суми гармонічних коливань, а неперіодична функція – нескінченного ряду.

Електромагнітне поле називається гармонічним, якщо всі величини, які його характеризують, змінюються за гармонічним законом виду:

$$\bar{E}(t) = \bar{x}_0 E_{xm} \cos(\omega t + \psi_{Ex}) + \bar{y}_0 E_{ym} \cos(\omega t + \psi_{Ey}) + \bar{z}_0 E_{zm} \cos(\omega t + \psi_{Ez}),$$

де ω – циклічна частота $\omega = 2\pi f$;

ψ – кут між вектором \bar{E} та відповідними осями.

За допомогою формули Ейлера гармонічне коливання можна представити у виді його комплексного зображення виду:

$$e^{ix} = \cos x + i \sin x.$$

Для зведення диференційних та інтегральних рівнянь Максвелла до алгебраїчних використовують метод комплексних амплітуд.

Метод комплексних амплітуд

Сутність методу комплексних амплітуд зводиться до того, що миттєві значення гармонічної величини зводяться до комплексного виразу. При цьому, операції диференціювання зводяться до множення на $i\omega$, а інтегрування – на ділення на $i\omega$. Таким чином диференціальні та інтегральні рівняння перетворюються на алгебраїчні.

Гармонічний вектор, спрямований вздовж осі x матиме вид:

$$\bar{E}(t)_x = \bar{x}_0 E_{xm} \cos(\omega t + \psi_{Ex}) = \text{Re} \left[\dot{E}_x e^{i(\omega t + \psi)} \right] = \text{Re} \left(\bar{E}_{xm} e^{i\psi_{Ex}} e^{i\omega t} \right),$$

де $\dot{E}_{xm} e^{i\psi}$ – комплексна амплітуда проекції вектора $\dot{E}(t)$;

$$\dot{E}_x(t) = \dot{E}_{xm} e^{i\omega t} \text{ – комплексний вектор для дійсного вектора } \dot{E}(t)$$

На основі вище викладеного вираз для гармонічного вектору можна записати у наступному виді:

$$\bar{E}(t) = \text{Re} \left[\dot{E}(t) \right].$$

Комплексна амплітуда для всього вектора має наступний вид:

$$\dot{E}_m = \bar{x}_0 \dot{E}_{xm} + \bar{y}_0 \dot{E}_{ym} + \bar{z}_0 \dot{E}_{zm}.$$

Система рівнянь Максвелла в комплексній формі

У випадку якщо проекції векторів поля \vec{B} і \vec{E} змінюються в часі за синусоїдальним законом, причому фази всіх трьох прямокутних проекцій однакові (хвиля лінійно поляризована), то рівняння Максвелла можна записати в комплексній формі виду:

$$\dot{\vec{E}}(t) = \bar{x}_0 [E_{xm} \cos(\omega t + \psi_{ex}) + iE_{xm} \sin(\omega t + \psi_{ex})].$$

При цьому напруженість електричного поля в комплексно-спряженій формі буде мати вид:

$$\dot{\vec{E}}(t)^* = \bar{x}_0 [E_{xm} \cos(\omega t + \psi_{ex}) - iE_{xm} \sin(\omega t + \psi_{ex})].$$

Сума зазначених вище величин дорівнює

$$\frac{\dot{\vec{E}}(t) + \dot{\vec{E}}(t)^*}{2} = \bar{x}_0 E_{xm} \cos(\omega t + \psi_{Ex}) = \vec{E}(t);$$

де $\dot{\vec{E}}(t)$ – комплексний вектор;

$\dot{\vec{E}}(t)^*$ – комплексно-спряжений вектор.

Похідна від комплексного вектора дорівнює:

$$\frac{d\vec{E}(t)}{dt} = \frac{d}{dt} (\dot{E}_m e^{i\omega t}) = i\omega \dot{E}_m e^{i\omega t}.$$

Похідна від спряженого вектора дорівнює:

$$\frac{d\vec{E}(t)}{dt} = i\omega \frac{\dot{E}(t) - \dot{E}^*(t)}{2}.$$

У випадку, коли комплексний вектор та похідна від нього відома, можливо перейти до ти самих же величин, що і для спряженого вектора. Для зручності вирішення задач використовують систему рівнянь:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \dot{\vec{H}}_m = \dot{\vec{\delta}}_m + i\omega\varepsilon \dot{\vec{E}}_m; \\ \operatorname{rot} \dot{\vec{E}}_m = -i\omega\mu \dot{\vec{H}}_m. \end{cases}$$

На практиці індекс m та крапку не ставлять. При цьому система рівнянь мати вид:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \bar{\vec{H}} = \bar{\vec{\delta}} + i\omega\varepsilon \bar{\vec{E}}; \\ \operatorname{rot} \bar{\vec{E}} = -i\omega\mu \bar{\vec{H}}; \\ \operatorname{div} \bar{\vec{E}} = \bar{\rho}_m; \\ \operatorname{div} \bar{\vec{B}} \equiv 0. \end{cases}$$

Величини в рівняннях Максвелла не є векторами, а представляються у виді комплексних амплітуд, яким штучно виділяється часова залежність векторів та просторова залежність у зв'язку з поширенням хвилі у просторі.

1.2 Комплексна діелектрична проникність

Провідники та діелектрики

Запишемо перше рівняння Максвелла у наступному виді:

$$\operatorname{rot} \bar{\vec{H}} = \bar{\vec{\delta}}_{\text{зсм}} + \bar{\vec{\delta}}_{\text{пр}};$$

$$\operatorname{rot} \bar{\vec{H}} = i\omega\varepsilon \bar{\vec{E}} + \sigma \bar{\vec{E}} = i\omega\varepsilon_0 \left(\varepsilon' - i \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \right) \bar{\vec{E}};$$

$$\varepsilon - i\sigma\omega = \varepsilon_k,$$

де ε_k – комплексна діелектрична проникність, що дорівнює:

$$\varepsilon_k = \varepsilon_0 \left(\varepsilon' - i \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) = \varepsilon_0 \varepsilon'_k.$$

Після підстановки:

1. $f = \frac{c}{\lambda_0}$, де λ_0 – довжина хвилі в вакуумі;
2. $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ [Ф / м];
3. $c = 3 \cdot 10^8$ [м / с],

відносна комплексна діелектрична проникність буде визначатися як:

$$\varepsilon'_k = \varepsilon' - i60\sigma\lambda.$$

Комплексна діелектрична проникність

Якщо зобразити число, що характеризує відносну комплексну діелектричну проникність (ε_k) на комплексній площині, то за допомогою кута втрат (δ), можна характеризувати співвідношення між дійсною та уявною частинами рівняння.

На практиці для класифікації середовищ використовують вираз $tg\delta$:

$$tg\delta = \frac{60\sigma\lambda_0}{\varepsilon_r},$$

де $tg\delta$ – тангенс кута втрат, що залежить від середовища ($tg\delta < 0,1$ (для діелектрика), $tg\delta > 10$ (для провідника), $0,1 < tg\delta < 10$ (для напівпровідника)).

Вектор Пойнтинга

Вектором Пойнтинга ($\bar{\Pi}$) називають комплексну векторну величину, модуль і напрям якої характеризує величину і напрям потоку енергії випромінювання в кожній точці простору.

Чисельно вектор Пойнтинга визначається векторним добутком напруженості електричного (\bar{E}) і магнітного (\bar{H}) полів:

$$\bar{\Pi} = \frac{1}{2} [\bar{E} \times \bar{H}], [\text{Вт} / \text{м}^2].$$

Фронт хвилі

Фронтом хвилі називають поверхню, що проходить через точки з однаковими фазами. В залежності від форми поверхні рівних фаз розрізняють: сферичну, циліндричну і плоску хвилі.

Лінійне середовище

Середовище називається лінійним, якщо його макроскопічні параметри (ϵ, μ, σ) не залежать від величини електричного і магнітного полів.

Прикладом лінійного середовища є діелектрик.

Нелінійне середовище

Середовище називається нелінійним, якщо його макроскопічні параметри (ϵ, μ, σ) залежать від величини електричного і магнітного полів.

Прикладом нелінійного середовища є плазма (іоносфера).

Однорідне та ізотропне середовище

Середовище називається однорідним та ізотропним, якщо його макроскопічні параметри (ϵ, μ, σ) не залежать від координат точок простору.

Прикладом однорідного ізотропного середовища є діелектрик, метал, земля з незмінними властивостями.

Неоднорідне середовище

Середовище називається неоднорідним, якщо його макроскопічні параметри (ϵ, μ, σ), або хоча б один з них, є функціями координат точок простору. Прикладом не однорідного середовища є атмосфера та земля.

Анізотропне середовище

Середовище називається анізотропним, якщо хоча б один з її макроскопічних параметрів (ϵ, μ, σ) змінюються в різних напрямках.

Прикладом анізотропного середовища є напівпровідники, плазма та іоносфера.

Плоска однорідна хвиля

Хвиля називається плоскою однорідною, якщо її гармонійні вектори залежать тільки від координати розповсюдження (в нашому випадку (Z))(рис. 4).

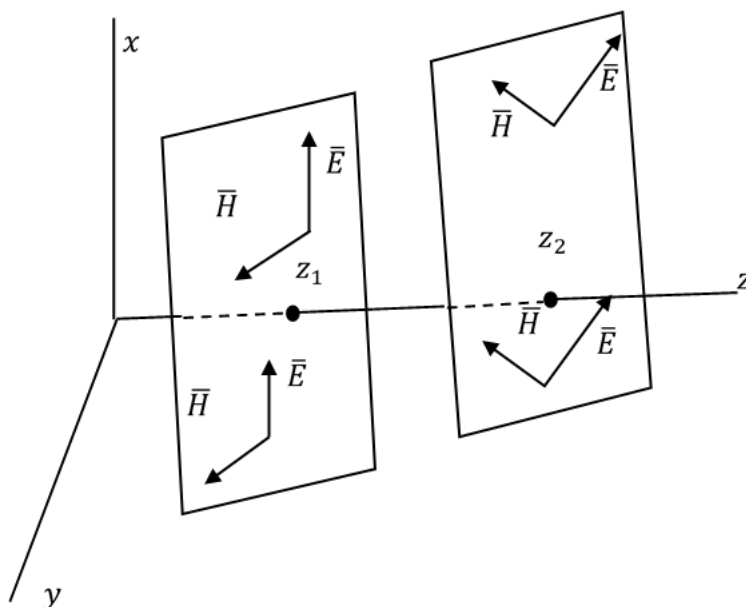


Рисунок 4 – Вектори напруженості поля плоскої хвилі

Плоска однорідна хвиля може бути представлена як:

$$E_{mx}(z, t) = E_{mx} \cos(\omega t - kz + \psi),$$

де E_{mx} – амплітуда хвилі;

$\omega t - kz + \psi$ – фаза коливання хвилі;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число.

Хвильове число

Хвильовим числом (k) називається комплексна величина, яка характеризує процес зміни параметрів електромагнітної хвилі, що поширюється в середовищі.

Чисельно, комплексне хвильове число дорівнює:

$$k = \omega \sqrt{\epsilon_k \mu}, [1 / \text{м}],$$

де ϵ_k – комплексна діелектрична проникність ($\epsilon_k = \epsilon_0 \left(\epsilon' + \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \right)$);

μ – комплексна магнітна проникність середовища;

ϵ_0 – абсолютна діелектрична проникність у вакуумі;

ω – кругова частота ($\omega = 2\pi f$).

Для середовищах без втрат ($\sigma = 0$) хвильове число набирає дійсного значення

$$k = \omega \sqrt{\epsilon \mu}.$$

Величина хвильового числа (k) у вакуумі ($\epsilon = \epsilon_0, \mu = \mu_0$) показує на скільки радіан змінюється фаза хвилі при проходженні фронтом одного метра шляху та визначається як:

$$k = 2\pi/\lambda_0, \text{ [рад / м]},$$

де λ_0 – довжина хвилі у вакуумі.

Стала поширення

Стала поширення (γ) це комплексна величина, дійсна частина (α) якої характеризує зміну амплітуди, а уявна частина (β) зміну фази хвилі в процесі поширення хвилі в середовищі з втратами та визначається як:

$$\gamma = ik = \alpha + i\beta,$$

де k — комплексне хвильове число.

Хвильовий опір середовища

Хвильовим опором середовища в даній точці простору ($W_{\text{ХВ}}$) називається комплексна величина, що визначається відношенням комплексних амплітуд напруженості електричного і магнітного полів в заданій точці простору.

$$W_{\text{ХВ}} = \frac{E}{H}, \text{ [Ом]}, \text{ чи}$$

$$W_{\text{ХВ}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_k}}.$$

Для середовищ без втрат ($\varepsilon_k = \varepsilon$ і $\mu = \mu_0$) хвильовий опір середовища перетворюється на дійсну величину:

$$W_{\text{хв}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}.$$

Для вакууму хвильовий опір вакууму W_0 дорівнює:

$$W_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120 \pi = 377 \text{ [Ом]},$$

де ε_0, μ_0 – електрична та магнітна сталі.

Фазова швидкість хвилі

Фазовою швидкістю хвилі (v_ϕ) називають швидкість руху фронту хвилі.

$$v_\phi = \frac{c}{\varepsilon_k},$$

де k – комплексне хвильове число;

ε_k – комплексна діелектрична проникність середовища.

Так як значення ε_k є функцією частоти, то в середовищах з втратами, хвилі з різними частотами мають різні фазові швидкості. Явище зміни фазової швидкості хвилі при зміні частоти називається дисперсією, а середовище в якому спостерігається цей процес – дисперсійним.

У зв'язку з явищем дисперсії сигнал із складною спектральною структурою зазнає спотворення. Для характеристики швидкості поширення сигналу, тобто швидкості перенесення енергії, введено поняття групової швидкості ($v_{гр}$).

В середовищах без втрат, де ε і μ – діелектрична та магнітна проникності середовища, групова швидкість не залежить від частоти, та визначається як:

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}.$$

У вакуумі групова швидкість дорівнює швидкості світла (C) та складає:

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = C = 3 \cdot 10^8, [\text{м/с}].$$

Зауваження:

Для будь-якого діелектричного середовища ($\varepsilon > \varepsilon_0$) фазова швидкість в діелектриках завжди менша за швидкість світла. Причому, чим більші значення ε , тим більшого сповільнення зазнає хвиля при її поширенні.

Коефіцієнт заломлення хвилі визначається як:

$$n = \sqrt{\varepsilon'}$$

де n – коефіцієнт сповільнення.

Довжина хвилі

Довжиною хвилі називається найменша відстань між двома точками в просторі, на якій фаза хвилі змінюється на 2π .

Довжиною хвилі також називають відстань, яку проходить фронт хвилі за час, що дорівнює одному повному коливанню (T).

$$\lambda = v_{\phi}T = v_{\phi}, [\text{м}],$$

де v_{ϕ} – фазова швидкість хвилі;

T – період коливання [сек], [секунд];

f – частота коливань [Гц], [Герц].

У вакуумі, де фазова швидкість дорівнює швидкості світла

$$\lambda_0[\text{м}] = 300 / f [\text{МГц}].$$

Оскільки фазова швидкість в діелектрику завжди менша ніж у вакуумі, то довжина хвилі в діелектрику (λ) завжди менша довжини хвилі в вакуумі (λ_0).

Чим більший коефіцієнт сповільнення середовища (n), тим більшого скорочення зазнає довжина хвилі. При цьому n є коефіцієнтом скорочення.

Для середовищ з великими втратами

$$\lambda = \frac{2\pi\sqrt{2}}{\sqrt{w\mu\sigma}}.$$

Дисперсія

Дисперсією називається явище зміни фазової швидкості електромагнітної хвилі, що розповсюджується в середовищах з втратами.

1.3. Поляризація електромагнітної хвилі

Поляризація електромагнітної хвилі

Під поляризацією електромагнітної хвилі розуміють орієнтацію вектора напруженості електричного поля (\vec{E}) в фіксованій точці простору.

Площина поширення

Площина поширення – площина, паралельна напрямку поширення вектора напруженості електричного поля (\vec{E}) при поширенні хвилі.

Площина поляризації

Площиною поляризації називається площина, в якій, при поширенні хвилі, змінюється вектор напруженості електричного поля (\vec{E}).

Кругова поляризація

Електромагнітна хвиля є хвилею кругової поляризації, якщо кінець вектора напруженості електричного поля (\vec{E}) з часом описує циліндричну кругову спіраль (рис. 5).

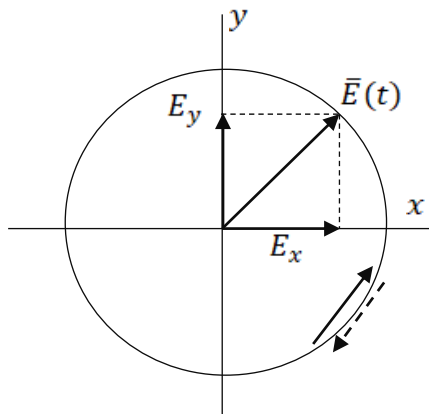


Рисунок 5 – Переріз циліндричної спіралі

При зміні координати розповсюдження вектор $\vec{E}(t)$ описує кругову гвинтову лінію, залишаючись нормальним (перпендикулярним) напрямку розповсюдження (рис. 6).

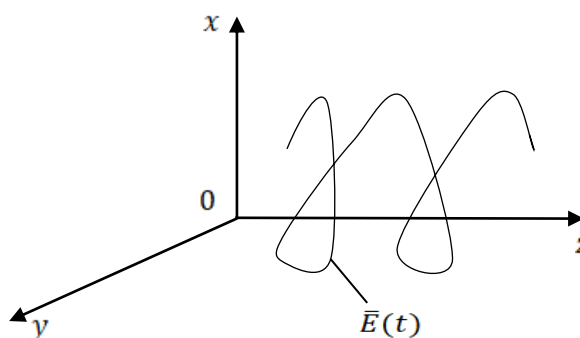


Рисунок 6 – Спіраль створена вектором \vec{E}

Кругову поляризацію можна отримати при складанні двох ЕМХ, кожна з яких поляризована лінійно в двох ортогональних площинах із зсувом фаз на $(\pm\pi/2)$ та за умови рівності амплітуд напруженості полів ($|E_1|=|E_2|$).

Приклад

$$E_1(t) = \bar{x}_0 |E_m| \cos(\omega t - kz);$$

$$E_2(t) = \bar{y}_0 |E_m| \cos\left(\omega t - kz + \frac{\pi}{2}\right).$$

$\bar{E}(t)$ результуючого коливання в деякій точці простору при $z = 0$ описує своїм кінцем коло, так як система рівнянь

$$\begin{cases} E_1(t) = |E_m| \cos \omega t; \\ E_2(t) = \pm |E_m| \sin \omega t \end{cases}$$

є рівняннями кола радіусом E_m в параметричній формі.

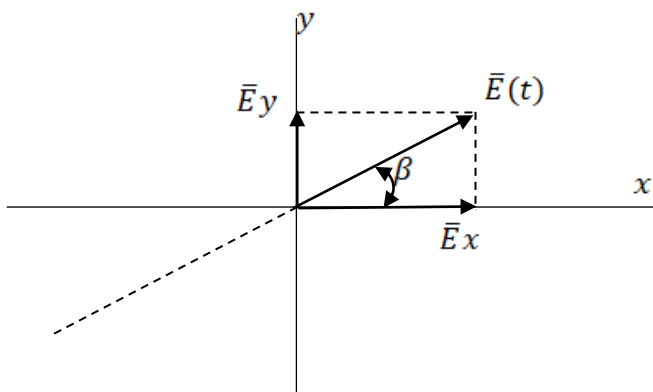
Припустимо, що $\bar{E}_2(t)$ відстає від $\bar{E}_1(t)$ на період $\pi/2$.

$$E_1(t) = \bar{x}_0 |E_m| \cos(\omega t - kz);$$

$$E_2(t) = \bar{y}_0 |E_m| \cos\left(\omega t - kz - \frac{\pi}{2}\right).$$

Лінійна поляризація

Електромагнітна хвиля називається лінійно поляризованою, якщо вектор напруженості електричного поля (\bar{E}) з часом переміщується паралельно до деякої прямої, що проходить через фіксовану точку простору (рис. 7).



$$\beta = \arctg \frac{E_y}{E_x}$$

де β – кут площини поляризації.

Рисунок 7 – Лінійна поляризація

Еліптична поляризація

Електромагнітна хвиля називається еліптично поляризованою, якщо кінець вектора напруженості електричного поля (\vec{E}) з часом у фіксованій точці простору описує еліпс (рис.8)

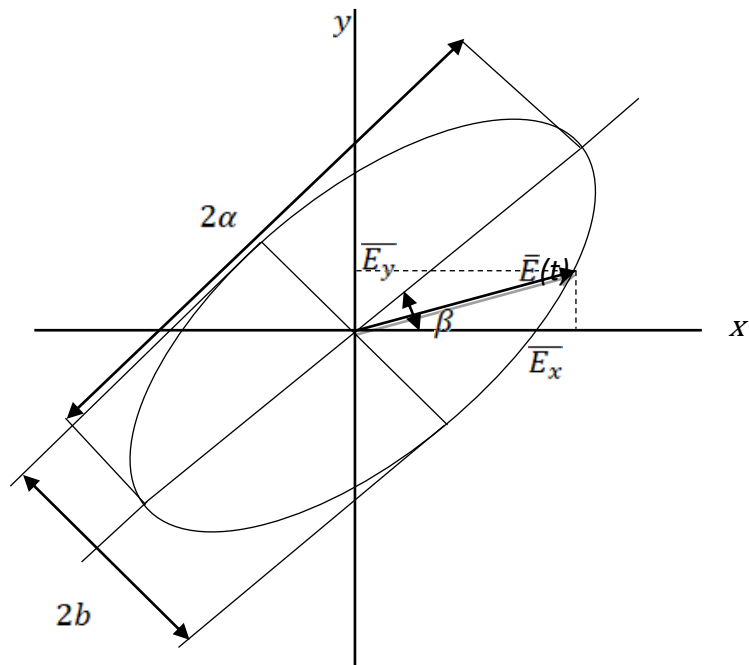


Рисунок 8 – Еліптична поляризація

Еліптична поляризація називається поляризацією правого обертання, якщо кінець вектора рухається за годинниковою стрілкою та лівого обертання – якщо проти (правило правого і лівого гвинтів). При цьому спостерігач повинен знаходитись в напрямку поширення хвилі.

Еліптична поляризація отримується в результаті суперпозиції двох хвиль лінійної поляризації, при цьому умови кругової поляризації не виконуються.

Якщо маємо суперпозицію двох хвиль, то еліптична поляризація матиме місце в наступних випадках:

1. Амплітуди складових x та y за модулем не рівні, але зсув фаз дорівнює $\pm \frac{\pi}{2}$:

$$|E_x| \neq |E_y|; \quad \varphi = \pm \frac{\pi}{2};$$

2. Амплітуди складових x та y за модулем рівні, але зсув фаз не дорівнює $\pm \frac{\pi}{2}$:

$$|E_x| = |E_y|; \quad \varphi \neq \pm \frac{\pi}{2};$$

3. Не виконується ні перший, ні другий випадок.

При цьому ступінь еліптичності поля характеризується наступними параметрами:

1. Коефіцієнт рівномірності:

$$m = \frac{b}{a}.$$

При $m = 1$ еліпс перетворюється на коло, а це випадок кругової поляризації.

При $m = 0$ – на лінію, випадок лінійної поляризації.

2. Кут нахилу великої вісі еліпса β – кут між великою піввіссю і будь-якою координатною віссю.

3. Поляризаційний коефіцієнт ρ – відношення комплексних амплітуд проєкцій векторів поля.

$$\rho = \frac{|E_y|}{|E_x|} e^{i\varphi};$$

$$|\rho| = \sqrt{\frac{m^2 + (1-m^2) \sin^2 \beta}{1 - (1-m^2) \sin^2 \beta}};$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2m}{(1-m^2) \sin 2\beta'}$$

де φ – кут фаз між векторами \vec{E}_x та \vec{E}_y .

Вертикально поляризована хвиля

Вертикально поляризованою хвилею називається лінійно поляризована хвиля, у якої вектор напруженості електричного поля (\vec{E}) розміщений в площині поширення (p) (рис. 9, 11).

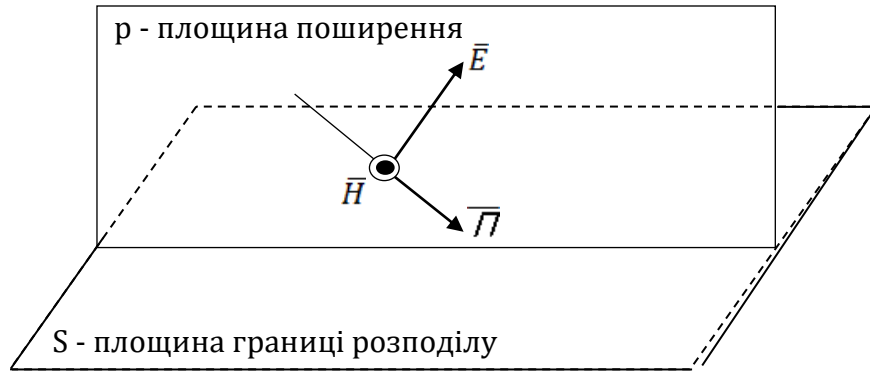


Рисунок 9 – Вектори полів вертикально поляризованої хвилі

Горизонтально поляризована хвиля

Горизонтально поляризованою хвилею називається лінійно поляризована хвиля, у якої вектор напруженості електричного поля (\vec{E}) перпендикулярний до площини поширення (p) (рис. 10).

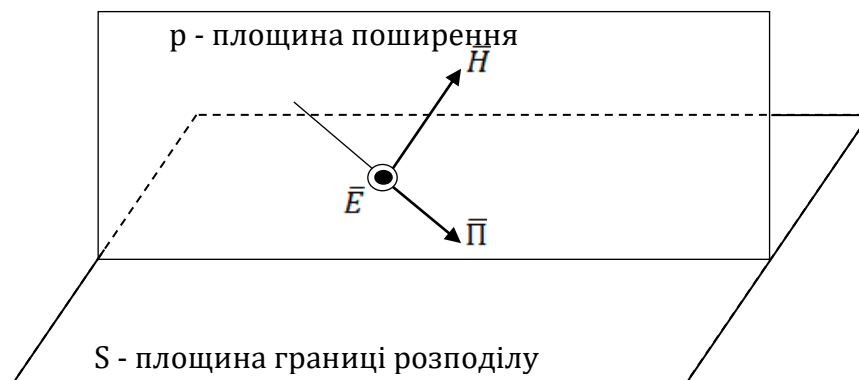


Рисунок 10 – Вектори полів горизонтально поляризованої хвилі

Кут падіння

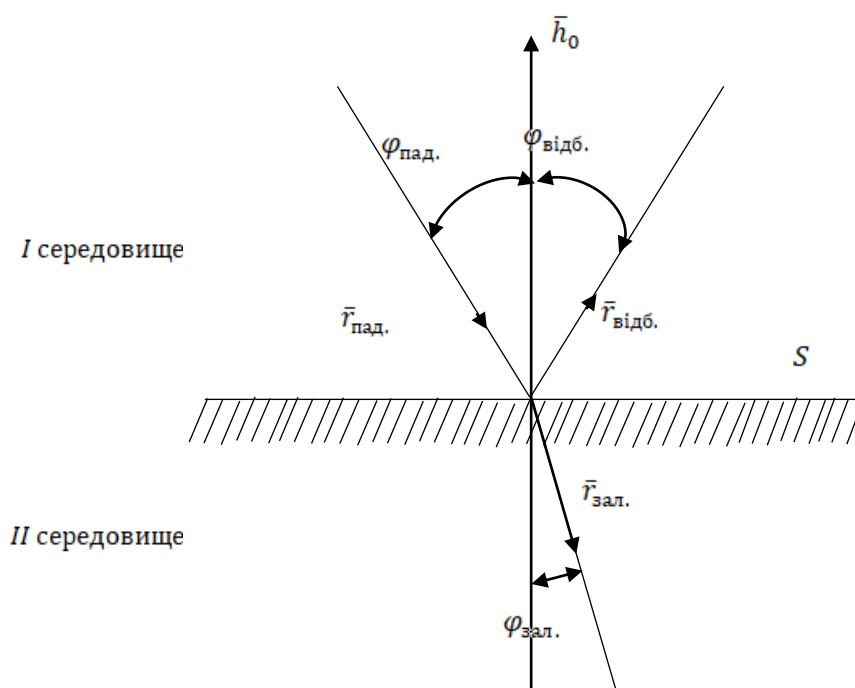


Рисунок 11 – Кути хвиль, що падають, відбиваються та заломлюються

Кутом падіння ($\varphi_{пад}$) хвилі на площину межі поділу двох середовищ (S) називають найменший кут між нормаллю до поверхні поділу (S) і напрямом поширення хвилі, що падає.

Кут відбивання

Кутом відбивання хвилі ($\varphi_{від}$) від площини межі поділу двох середовищ (S) називають найменший кут між нормаллю до поверхні поділу (S) і напрямом поширення відбитої хвилі.

Кут заломлення

Кутом заломлення хвилі ($\varphi_{зал}$) називається кут між нормаллю до поверхні поділу (S) і напрямом поширення заломленої хвилі.

Коефіцієнт відбивання

Коефіцієнтом відбивання (S_{11}) називається комплексна величина, що визначається відношенням комплексних амплітуд відбитої (E^-) і падаючої (E^+) хвиль, визначених в околі точки відбивання:

$$S_{11} = \frac{E^-}{E^+}.$$

Коефіцієнт заломлення

Коефіцієнтом заломлення (S_{21}) називається комплексна величина, що визначається відношенням комплексних амплітуд заломленої ($E^{\text{зал}}$) і падаючої (E^+) хвиль, визначених в околі точки заломлення:

$$S_{21} = \frac{E^{\text{зал}}}{E^+}.$$

Кут Брюстера

Кутом Брюстера ($\varphi_{\text{БР}}$) називається кут падіння вертикально поляризованої хвилі на межу поділу двох середовищ, при якому відбита хвиля відсутня, тобто хвиля повністю переходить в інше середовище (рис. 12):

$$\text{arctg } \varphi_{\text{БР}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_2'}{\varepsilon_1'}},$$

де ε_1' і ε_2' – відносні діелектричні проникності першого та другого середовищ

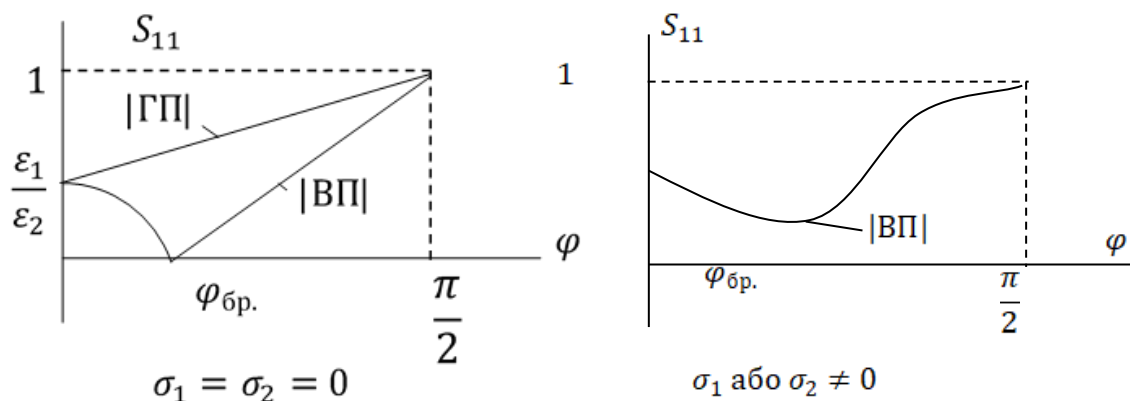


Рисунок 12 – Коефіцієнти відбиття в залежності від властивостей середовищ

Теорема Умова-Пойнтинга

Фізичний зміст теореми Умова-Пойнтинга полягає у тому, що вона комплексно виражає закон збереження енергії або баланс потужності електромагнітного поля в деякому об'ємі V , який обмежений поверхнею S , де знаходиться стороннє джерело $\bar{\delta}_{\text{сте}}$ (рис. 13).

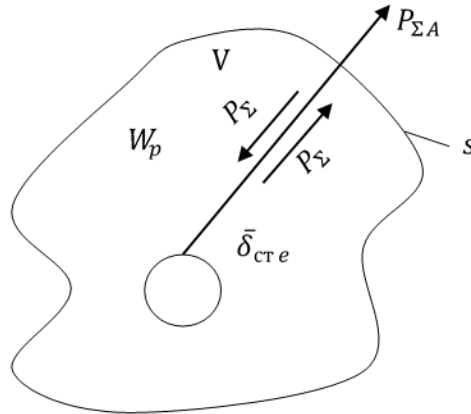


Рисунок 13 – Потужності створені стороннім джерелом

Помноживши перше рівняння на \bar{E} , а друге на \bar{H}^* отримаємо систему рівнянь

$$\begin{cases} \bar{E} \text{rot} \bar{H}^* = -i\omega \epsilon_k^* \bar{E} \bar{E}^* + \bar{\delta}_e^* \bar{E}; \\ \bar{H}^* \text{rot} \bar{E} = -i\omega \mu \bar{H} \bar{H}^*. \end{cases}$$

Виразимо друге рівняння через перше:

$$\bar{E} \text{rot} \bar{H}^* - \bar{H}^* \text{rot} \bar{E} = i\omega (\mu |\bar{H}|^2 - \epsilon_k |\bar{E}|^2) + \bar{\delta}_e^* \bar{E}$$

Враховуємо, що

$$\bar{E} \text{rot} \bar{H}^* - \bar{H}^* \text{rot} \bar{E} = -\text{div} [\bar{E} \bar{H}^*].$$

Ділимо обидві частини рівняння навпіл та інтегруємо щодо об'єму V .

Для цього скористаємося теоремою Гауса

$$\int_V \operatorname{div} [\bar{E} \bar{H}^*] dV = \oint_S [\bar{E} \bar{H}^*] dS.$$

В результаті ми отримаємо

$$-\frac{1}{2} \int_V \bar{\delta}_e \bar{E} dV = -\frac{1}{2} \oint_S [\bar{E} \times \bar{H}^*] dS + iw \int_V \left(\frac{\mu |\bar{H}|^2}{2} - \frac{\varepsilon_k^* |\bar{E}|^2}{2} \right) dV.$$

Розглянемо другий інтеграл правої частини рівняння та підставимо у нього значення ε_k^* :

$$\varepsilon_k = \varepsilon' - i \frac{\sigma}{w};$$

$$\varepsilon_k^* = \varepsilon' + i \frac{\sigma}{w};$$

$$\varepsilon_k^* = \varepsilon' - \frac{\sigma}{iw}.$$

У результаті отримаємо теорему Умова-Пойнтинга

$$\frac{1}{2} \int_V \bar{\delta}_e \bar{E} dV = \frac{1}{2} \oint_S [\bar{E} \times \bar{H}] dS + \frac{1}{2} \int_V \bar{\sigma} |\bar{E}|^2 + iw \int_V \left(\frac{\varepsilon' |\bar{E}|^2}{2} - \frac{\mu |\bar{H}|^2}{2} \right) dV.$$

$$\dot{P}_{ct} = \dot{P}_\sigma + \dot{P}_\Sigma + iw \dot{W},$$

де P_{ct} – потужність стороннього джерела;

P_Σ – потужність випромінювання;

P_σ – потужність втрат;

W – реактивна потужність.

Потужність сторонніх джерел поділяється на потужність теплових втрат, потужність випромінювання та на запас енергії електромагнітного поля в об'ємі V .

Потужність втрат виникає за рахунок провідності в об'ємі V . Ця потужність є тільки активною.

Потужність випромінювання складається з активної та реактивної складової та визначається як:

$$P_{\Sigma} = P_{\Sigma A} + P_{\Sigma P}.$$

Ця величина комплексна, а її активна частина буде покриватися за рахунок активної потужності сторонніх джерел та буде виражати зворотній процес випромінювання електромагнітної енергії в простір за об'єм V .

Вектор Пойнтинга

$$P_{\Sigma} = \int_S \bar{\Pi} d\bar{S},$$

де $\bar{\Pi} = [\bar{E}\bar{H}]$ [Вт/м²] – густина потоку потужності, напрямок якого показує напрям випромінювання хвилі.

Так як і активна потужність вектор Пойнтинга буде комплексним.

Реактивна енергія, що створюється з інтерференції падаючої та відбитої хвиль – це енергія, яка міститься в об'ємі V , та складається з двох складових – магнітної і електричної енергії, які переходять одна в іншу в даному об'ємі V .

Якщо сторонні джерела перестали діяти, то ця енергія поступово затухає через втрати. Баланс активних потужностей визначається як:

$$Re[P_{ст}] = P_{\sigma} + Re[P_{\Sigma}].$$

Потужність сторонніх джерел буде витратитися на втрати в середині об'єму та на перенос енергії в об'ємі V .

Теорема єдності розв'язку рівнянь Максвелла

Рішення рівнянь Максвелла визначається електромагнітним полем, якщо це рішення задовольняє граничні умови для дотичних складових вектора поля в якій-небудь точці простору або співпадає з відомим полем.

Лема Лоренца та теорема взаємності

Лема Лоренца встановлює залежність між електромагнітними полями двох сторонніх джерел та цими сторонніми джерелами та діє для лінійних ізотропних середовищ.

$$\int_{V_1} \bar{\delta}_{e_{1cm}} \bar{E}_2 dV = \int_{V_1} \bar{\delta}_{e_{2cm}} \bar{E}_1 dV,$$

де \bar{E}_2 – поле створене другим джерелом в місці розташування першого;

\bar{E}_1 – поле створене першим джерелом в місці розташування другого (рис.14).

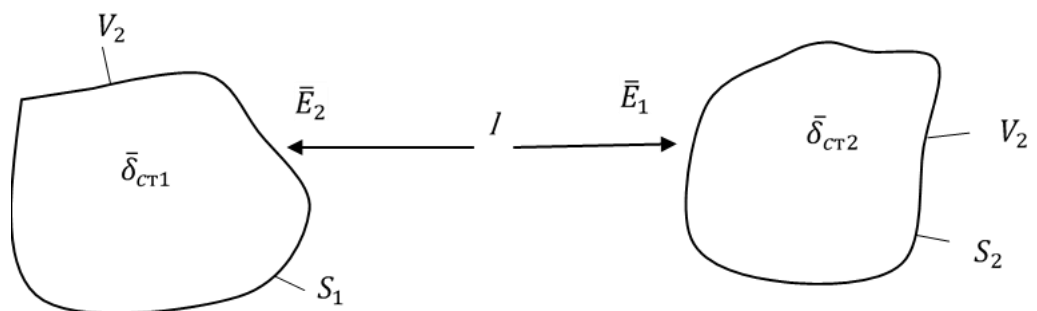


Рисунок 14 – Поля сторонніх джерел

Якщо в місці розташування першого стороннього джерела відомо поле другого стороннього джерела, то ми можемо визначити величину другого стороннього джерела, розрахувавши поле від першого джерела в місці його розташування.

Теорема взаємності

Теорема взаємності передбачає наявність двох сторонні джерел, наприклад антен (рис. 15).

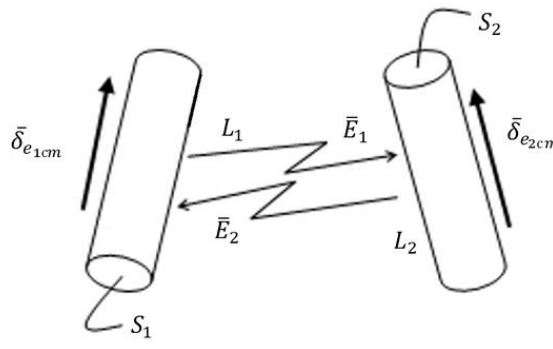


Рисунок 15 – Поля антен кореспондентів

$$\int_{S_1} \delta_{e1cm} \overline{dS} \int_{L_1} \vec{E}_2 \overline{dL} = \int_{S_2} \delta_{e2cm} \overline{dS} \int_{L_2} \vec{E}_1 \overline{dL},$$

$$I_{1cm} \varepsilon_{12} = I_{2cm} \varepsilon_{21},$$

де I_{1cm} – струм першого джерела;

ε_{12} – електрорушійна сила наведена другим джерелом на перший провідник;

I_{2cm} – струм другого джерела;

ε_{21} – електрорушійна сила наведена першим джерелом на другий провідник.

Товщина скін-слоя

Товщиною скін-слоя (Δ) називається глибина проникнення електромагнітної хвилі в середовище, на якому напруженість електричного поля зменшується в e -разів порівняно з її величиною на поверхні. (e – стала Ейлера) (рис. 16).

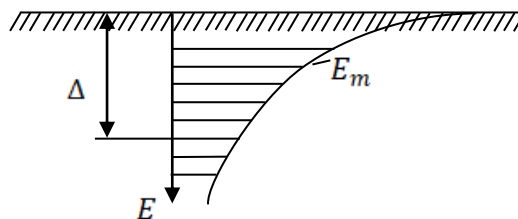


Рисунок 16 – Зміна направленності електромагнітного поля в залежності від глибини проникнення

Елементарний електричний випромінювач

Елементарним електричним випромінювачем називається короткий, в порівнянні з довжиною хвилі, відрізок прямолінійного провідника (l), обтічний струмом, амплітуда і фаза якого за всією довжиною провідника незмінні (рис. 17).

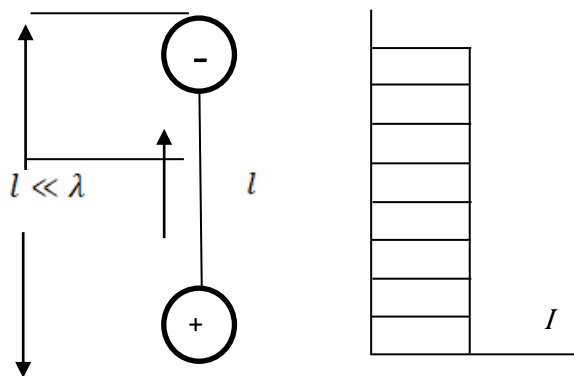


Рисунок 17 – Електромагнітний диполь
Стороннє джерело електричного типу

$$\bar{\delta}_e = i\omega\varepsilon\bar{E}_{cm};$$

$$\bar{E}_0 = \frac{i K l l Z}{4\pi} \cdot \frac{e^{-iKr}}{r} \sin \theta \cdot \bar{\theta}_0;$$

$$H_\varphi = \frac{\bar{E}_\theta}{Z} \cdot \bar{\varphi}_0.$$

Фізичною моделлю елементарного електричного випромінювача є модель диполя Герца у виді короткого відрізка провідника з зарядами на кінцях.

Елементарний магнітний диполь

Елементарним магнітним диполем (випромінювачем) називають виток з струмом, у якого амплітуда і фаза струму за периметром незмінні, а периметр рамки (D) набагато менший за довжину хвилі. Фізичною моделлю

елементарного магнітного випромінювача може бути рамка з тонкого провідника, периметр якої набагато менший за довжину хвилі. Рамка повинна бути такого розміру, щоб магнітне поле, яке і є джерелом, не змінювалося в площині рамки (рис. 18).

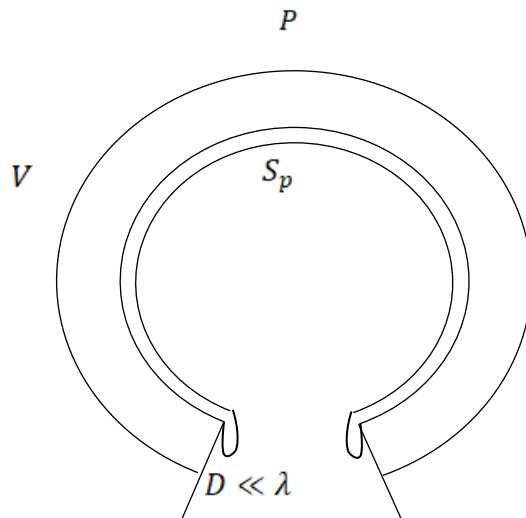


Рисунок 18 – Магнітний диполь

Стороннє джерело магнітного типу можна представити як:

$$\bar{\delta}_h = i\omega\mu H_{cm}.$$

Оскільки рамка розташована перпендикулярно ($\theta = 0^0$)

$$\bar{H}_{\theta_n} = -\frac{I_p(k^2 S_p)}{4\pi} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} \sin \theta;$$

$$\bar{E}_{\varphi_n} = -H_{\theta_n} \cdot Z \cdot \bar{\varphi}_0,$$

де Z – хвильовий опір.

Принцип перестановочної подвійності

$$(\bar{E}_\theta, \bar{H}_\varphi)_e \Rightarrow (\bar{E}, \bar{H})_h,$$

де $(\bar{E}_\theta, \bar{H}_\varphi)_e$ – поля електричного диполя;

$(\bar{E}, \bar{H})_h$ – поля магнітного диполя.

Рішення для електричних полів, створених електричним джерелом, можливо використовувати для полів, створених магнітним джерелом, якщо зробити наступні формальні заміни:

$$E \Leftrightarrow H;$$

$$\bar{\delta}_e \Leftrightarrow -\bar{\delta}_h;$$

$$\varepsilon \Leftrightarrow -\mu.$$

Розглядаючи поле випромінювання магнітного диполя в дальній зоні випромінювання рамки зі струмом, що розташована перпендикулярно ($\theta = 0$) згідно принципу перестановочної подвійності буде дорівнювати:

для поля електричного диполя:

$$E_{\theta_e} = \frac{iklIZ}{4\pi} \cdot \frac{e^{-ikr}}{r} \sin \theta;$$

$$H_{\theta_e} = i \frac{(Il)k \cdot e^{-ikr}}{4\pi Zr} \sin \theta;$$

$$k = \sqrt{\varepsilon\mu};$$

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}};$$

для поля магнітного диполя:

$$\begin{cases} \bar{H}_{\theta_n} = -\frac{I_p(k^2 S_p)}{4\pi} \cdot \frac{e^{ikr}}{r} \sin \theta \cdot \bar{\theta}_0; \\ \bar{E}_{\varphi_n} = -H_{\theta_n} \cdot Z x e \cdot \bar{\varphi}_0. \end{cases}$$

Метод розділення полів

Метод розділення полів – метод рішення рівнянь Максвелла, який сходиться до неоднорідних рівнянь Гельмгольца (хвильових рівнянь), для яких існує стандартне рішення.

Основні рівняння Максвелла для електричного джерела (рис. 19).

$$\begin{cases} \text{rot} \bar{H} = i\omega \varepsilon \bar{E}_1 + \bar{\delta}_e; \\ \text{rot} \bar{E} = -i\omega \mu \bar{H}. \end{cases}$$

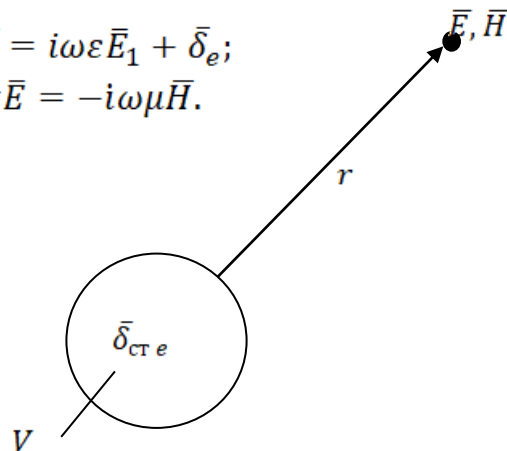


Рисунок 19 – Поля створені стороннім джерелом

Рівняння Гельмгольца (хвильове рівняння) визначається як:

$$\nabla^2 \bar{E} + k^2 \bar{E} = -\left[\frac{1}{i\omega \varepsilon} \nabla(\text{div} \bar{\delta}_e) + i\omega \mu \bar{\delta}_e \right] = G_1,$$

де ∇ – оператор Набла

∇^2 – похідна від ∇ .

Якщо ліва частина рівняння Гельмгольца не дорівнює 0, то рівняння неоднорідне.

Аналогічно можна отримати рівняння для магнітного поля \bar{H} :

$$\nabla^2 \bar{H} + k^2 \bar{H} = \text{rot} \bar{\delta}_e = G_2;$$

$$\bar{E}, \bar{H}_2 = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{G_{1,2} e^{-ikr}}{r} dv,$$

$$k \left[\frac{360^\circ}{M} \right] r [M] \text{ - Фаза [градус].}$$

До недоліків методу розподілення полів відносять:

наявність операції просторового диференціювання, яке сильно ускладнюється, якщо функції щільності струму переривчасті (як правило так і ϵ);

необхідність визначення шести невідомих, оскільки вектори \bar{E} і \bar{H} в будь-якій системі координат мають 3 проекції.

Метод електродинамічних потенціалів

Запишемо чотири рівняння Максвелла:

$$\begin{cases} \text{rot} \bar{H} = i\omega \epsilon \bar{E}_1 + \bar{\delta}_e \\ \text{rot} \bar{E} = -i\omega \mu \bar{H} \\ \text{div} \bar{E} = \frac{q}{\epsilon} \\ \text{div} \bar{B} = 0 \end{cases}$$

На підґрунті властивостей функцій ротора і градієнта введемо векторний електродинамічний потенціал $\bar{A} \cdot B = \text{rot} \bar{A}$ і скалярний електродинамічний потенціал φ . При цьому:

$$\bar{E} = -\nabla \varphi - i\omega \bar{A}.$$

Векторний електродинамічний потенціал \bar{A} на основі властивостей вектора магнітної індукції \bar{B} і математичного вектора ротор можна записати як:

$$\bar{B} = \text{rot}\bar{A}$$

Відповідно до рівнянь Гельмгольца ці потенціали можна представити як:

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int \frac{\bar{\delta}_e}{r} e^{-ikr} dV;$$

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_V \frac{\rho_1 e^{-ikr}}{r} dV.$$

Перевагою методу електродинамічних потенціалів над методом розділення полів є використання значно простіших рівнянь Гельмгольца, які не мають операцій просторового диференціювання та визначення чотирьох невідомих замість шести.

Важливість визначення поля диполя визначається тим, що будь-яку провідникову антену можливо представити в виді сукупності диполів. Визначимо поле диполя за допомогою методу електромагнітних потенціалів. Якщо ми зорієнтуємо диполь вздовж напрямку $\theta = 0$, і розташуємо його в центрі сферичної системи, що співпадає з центром декартової системи координат, то отримаємо вирази для поля випромінювання в дальній та ближній зонах:

$$\bar{E}_\theta = \frac{Ilz_0}{4\pi ik} (1 + kr - (kr)^2) \frac{e^{-ikr}}{r} \sin \theta \cdot \bar{\theta}_0;$$

$$\bar{E}_r = \frac{Ilz_0}{4\pi ik} \frac{1+ikr}{r^2} \frac{e^{-ikr}}{r} \cos \theta \cdot \bar{r}_0;$$

$$\bar{H}_\varphi = \frac{Il}{4\pi} \frac{1+ikr}{r} \frac{e^{ikr}}{r} \sin \theta \bar{\phi}_0 = H_y \bar{y}_0.$$

При цьому дальньою (хвильовою) зоною випромінювання називається область простору, в межах якої виконується умова:

$$(kr)^2 \gg kr,$$

де $kr \gg 1$ або $r \gg \lambda$;

при дослідженні антен зазвичай приймають значення

$$r_{g3} > \frac{2D^2}{\lambda},$$

де D – поперечний габарит антени.

При цьому

$$E_\theta = \frac{ikllz_0}{4\pi} \frac{e^{-ikr}}{r} \sin \theta;$$

$$H_\phi = \frac{ikll}{4\pi} \frac{e^{-ikr}}{r} \sin \theta = \frac{E_\theta}{z_0}.$$

Поле електричного диполя в ближній зоні:

$$kr \ll 1,$$

$$kr \gg (kr)^2;$$

$$E = -i \frac{llz_B}{4\pi kr^3} \sin \theta;$$

$$E_r = -i \frac{llz_B \cos \theta}{2\pi kr^3} \cos \theta,$$

$$H_\phi = \frac{ll}{4\pi r^2} \sin \theta.$$

Вектори поля в ближній і дальній зонах (рис. 20)

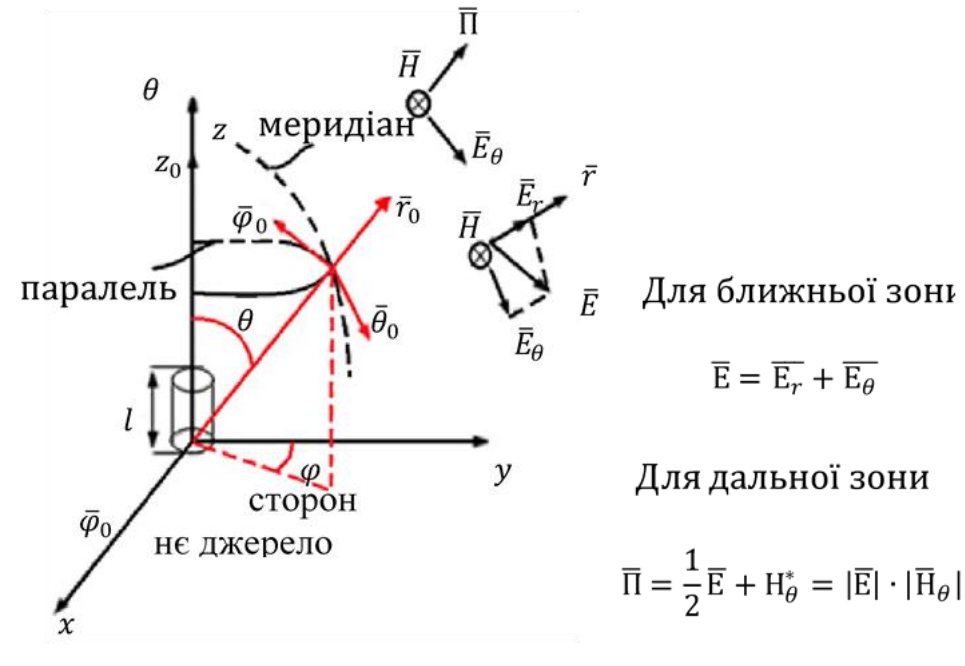


Рисунок 20 – Вектори полів в ближній та дальній зонах

Потужність випромінення електричного диполя через замкнену поверхню визначається як:

$$P_{\Sigma e} = 10I^2 (ke)^2;$$

$$P_{\Sigma e} = 400I^2 \left(\frac{e}{\lambda}\right)^2.$$

Якщо в формулу для P_Σ підставити вектор Пойнтинга і представити, що $Z_B = Z_0 = 120\pi$ Ом, то отримаємо:

$$|E_\theta| = 30 \frac{Ikl}{r} \sin \theta.$$

Враховуючи, що $dS = r^2 \sin \theta d\theta d\phi$, отримаємо:

$$P_{\Sigma l} = \frac{900}{240\pi} |I|^2 (kl)^2 \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi \sin^2 \theta d\theta = 10|I|^2 (kl)^2.$$

Після підстановки $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ отримуємо:

$$P_{\Sigma l} = 400|I|^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2.$$

Опір випромінювання електричного поля

Опір випромінювання R_{Σ} – це такий гіпотетичний опір, на якому виділяється потужність випромінювання та крізь який проходить струм, рівний струму у випромінювачі.

$$P_{\Sigma e} = 20(kl)^2;$$

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{I^2};$$

$$R_{\Sigma e} = 800 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2,$$

де $\frac{l}{\lambda} \ll 1$.

Потужність випромінювання магнітного диполя

Аналогічно, з електричним диполем можна вивести вираз для потужності випромінювання магнітного поля:

$$\begin{cases} P_{\Sigma h} = 10|I_p|^2 (k^2 S_p)^2 \\ P_{\Sigma h} = 400|I_p|^2 \left(\frac{S_p}{\lambda}\right)^2, \end{cases}$$

де S_p – площинна рамки.

Опір випромінювання магнітного диполя

Для того, щоб відійти від струму I_p , який залежить від потужності передавача, вводиться характеристика – опір випромінювання ($R_{\Sigma h}$), яка визначається як:

$$R_{\Sigma h} = \frac{2P_{\Sigma}}{I^2};$$

$$\begin{cases} R_{\Sigma h} = 20(k^2 S_p)^2 \\ R_{\Sigma h} = 800 \left(\frac{S_p}{\lambda}\right)^2 \end{cases}$$

Метод дзеркальних зображень для електричного та магнітного диполя

На практиці часто зустрічаються випадки, коли джерела випромінювання знаходяться поблизу добре провідних поверхонь. Якщо антена розташована на поверхні землі або над нею, то через те, що земля є напівпровідником, вона буде створювати відбиваючу дію на поле антени. Іншим прикладом є розташування антен поблизу металевих поверхонь літаків, кораблів. Так як антена являє собою сукупність диполів, то для урахування впливу відбиваючих поверхонь на поле антен необхідно розглянути питання про поле диполів, розташованих поблизу провідних поверхонь.

Зазвичай складні поверхні зводять до деяких форм, для яких задача строго вирішена (площина, куля, циліндр).

Поверхню обирають поблизу джерела випромінювання на відстані у межах 10λ .

Фізичний зміст застосування методу полягає в тому, що систему випромінювач (провідну поверхню) можливо звести до системи випромінювача і його дзеркального зображення. при цьому поле визначається в верхній напівплощині відносно поверхні.

Питання до розділу 1

1. Дати визначення величин, що характеризують електромагнітне поле і параметри середовища. Вказати їх розмірність.
2. Пояснити фізичний зміст рівнянь Максвелла.
3. Пояснити фізичний зміст струмів провідності та зміщення електричного диполя.
4. Дати визначення електричного диполя. Пояснити структуру поля електричного диполя в дальній зоні, характеристики спрямованості, потужність і опір випромінювання.
5. Пояснити метод дзеркальних зображень. Навести приклади його використання для знаходження полів елементарних джерел, розміщених поблизу відбиваючих поверхонь.
6. Що таке плоскі хвилі та які основні характеристики плоских хвиль в середовищі без втрат і з втратами?
7. Що таке поляризація плоских хвиль? Які види поляризації електромагнітних хвиль існують? Дайте їх коротку характеристику.
8. Дати визначення горизонтально і вертикально поляризованих хвиль, площини падіння хвилі.
9. Поясніть закони відбиття і заломлення плоских хвиль при похилому падінні ЕМХ на межу розподілу двох середовищ та явище повного відбиття і заломлення.

Завдання для самоконтролю

Завдання № 1

Відстань між зарядами 10 см. Напруженість електричного поля між ними 10 В/м. Як зміниться E , якщо діелектрична проникність ϵ збільшиться у 2 рази?

- а) збільшиться у 2 рази;
- б) збільшиться у 4 рази;
- в) зменшиться у 2 рази;
- г) не зміниться.

Завдання № 2

Як зміниться електрична складова сили Лоренца, якщо швидкість обертання пробного заряду навколо заряду, що створює поле, збільшиться у 2 рази?

- а) збільшиться у 2 рази;
- б) збільшиться у 4 рази;
- в) зменшиться у 2 рази;
- г) не зміниться.

Завдання № 3

Як зміниться потік вектора напруженості через замкнуту поверхню S_0 якщо радіус цієї поверхні збільшиться в 3 рази?

- а) збільшиться у 3 рази;
- б) збільшиться у 9 разів;
- в) зменшиться у 3 рази;
- г) не зміниться.

Завдання № 4

Як зміниться потік через замкнуту поверхню S , якщо заряд, що створює поле, збільшиться у 2 рази?

- а) збільшиться у 2 рази;
- б) збільшиться у 4 рази;
- в) зменшиться у 4 рази;
- г) не зміниться.

Завдання № 5

Якщо в середину замкнутої поверхні помістити заряди, рівні за величиною та протилежні за знаком, чи обов'язково поле E зовні поверхні дорівнюватиме нулю?

- а) необов'язково;
- б) так;
- в) ні;
- г) лише коли $|q| > 0$.

Завдання № 6

Чи може потік вектора через замкнуту поверхню дорівнювати нулю, якщо дивергенція вектора всередині цієї поверхні не дорівнює нулю?

- а) так, може;
- б) ні, не може;
- в) залежить від координат;
- г) залежить від напрямку.

Завдання № 7

Навіщо потрібні рівняння Максвелла у комплексній формі?

- а) для того, щоб рівняння були стійкі до диференціювання;
- б) для того, щоб розглядати рівняння Максвелла у диференціальній формі;
- в) для того, щоб привести інтегральні та диференціальні рівняння до алгебраїчного виду;
- г) щоб рівняння були стійкі до інтегрування.

Завдання № 8

У чому перевага рівнянь Максвелла у диференціальній формі порівняно з рівняннями Максвелла у комплексній формі?

- а) рівняння Максвелла в диференціальній формі дають відповідь на питання розподілу заряду всередині поверхні;
- б) рівняння Максвелла в диференціальній формі дають відповідь на питання розподілу заряду зовні поверхні;
- в) можна вивчити негармонічні процеси;

г) рівняння Максвелла в диференціальній формі застосовують тому, що хвилі поширюється не тільки в часі, але і в просторі.

Завдання № 9

Переваги рівнянь Максвелла у диференціальній формі в порівнянні з рівняннями Максвелла в інтегральній формі.

- а) стійкість до інтегрування;
- б) стійкість до диференціювання;
- в) можна досліджувати заряди у кожній точці об'єму;
- г) можна досліджувати напруженість електричного та магнітного поля у будь-якій точці простору.

Завдання № 10

Що спільного між струмами провідності та зміщення?

- а) обидва створюють електрорушійну силу, тобто електричне поле;
- б) обидва створюють магніторушійну силу, тобто магнітне поле;
- в) обидва створюють електромагнітну рушійну силу;
- г) обидва створюють змінні магнітні поля.

Завдання № 11

Фізичний зміст вектора ротора (*rot*):

- а) показує кривизну силових ліній;
- б) проводить просторове диференціювання;
- в) показує швидкість зміни функції;
- г) фізичного сенсу немає.

Завдання № 12

Як отримати дійсний вектор знаючи комплексну амплітуду?

- а) комплексну амплітуду потрібно помножити на $i\omega t$;
- б) комплексну амплітуду необхідно поділити на $i\omega t$;
- в) комплексну амплітуду потрібно помножити на e^{-ikr} та знайти дійсну частину;
- г) комплексну амплітуду слід поділити на e^{-ikr} .

Завдання № 13

Як зміниться кут заломлення плоскої хвилі для середовища з ϵ_2 порівняно з кутом падіння для середовища з ϵ_1 якщо $\epsilon_2 > \epsilon_1$?

- а) не зміниться;
- б) збільшиться;
- в) зменшиться;
- г) такого не може бути.

Завдання № 14

Хвиля кругової поляризації падає на межу розділу двох немагнітних діелектриків, співвідношення діелектричних проникностей яких $\epsilon_2/\epsilon_1 = 3$. Визначити кут падіння, якщо відомо, що відбита хвиля є горизонтально поляризованою.

- а) 90° ;
- б) 60° ;
- в) 45° ;
- г) 30° .

Завдання № 15

Яка умова отримання хвилі кругової поляризації із двох хвиль лінійної поляризації?

- а) амплітуди мають бути рівними. Хвилі мають поширюватися в ортогональних площинах;
- б) амплітуди мають бути рівними. Хвилі повинні розповсюджуватися в ортогональних площинах. Між цими хвилями має бути зсув фаз, який дорівнює $\pi/2$;
- в) амплітуди мають бути різні. Хвилі повинні розповсюджуватися в ортогональних площинах. Між цими хвилями має бути зсув фаз, який дорівнює π ;

г) амплітуди мають бути рівними. Хвилі повинні поширюватися в паралельних площинах. Між цими хвилями має бути зсув фаз, що дорівнює $\pi/2$.

Завдання № 16

Поясніть фізичний зміст теореми Умова-Пойнтинга .

- а) втрати в процесі випромінювання дорівнюють реактивній потужності;
- б) запас реактивної потужності в об'ємі V дорівнює одиниці;
- в) потужність випромінювання не дорівнює нулю;
- г) баланс потужностей (баланс миттєвих значенні потужностей гармонійного електромагнітних полів).

Завдання № 17

Поясніть фізичний зміст теореми взаємності.

- а) показує взаємодію з різними джерелами;
- б) зв'язує між собою поля від різних джерел;
- в) показує взаємодію між зарядами однаковими за величиною;
- г) показує зв'язок між електричним і магнітним полями.

Завдання № 18

Зв'язок між вектором Пойнтинга, вектором напруженості електричного поля і вектором напруженості магнітного поля.

а) $\vec{P} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}$;

б) $\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}$;

в) $\vec{P} = 2\vec{E} \times \vec{H}$;

г) $\vec{P} = \frac{1}{3} \vec{E} \times \vec{H}$.

Завдання № 19

Що зміниться в плоскій електромагнітній хвилі у середовищі з втратами?

- а) тільки групова швидкість;
- б) тільки довжина хвилі;
- в) групова швидкість, довжина хвилі, фазова швидкість;
- г) тільки фазова швидкість.

Завдання № 20

Фізичний сенс тангенса кута втрат.

- а) характеризує втрати в середовищі при гармонійній зміні електромагнітного поля;
- б) потужність, що розсіюється в електроізоляційному матеріалі під дією на нього електричного поля;
- в) швидкість, що розсіюється в електроізоляційному матеріалі під дією на нього електричного поля;
- г) є відношення катета, що є протилежним, до прилеглого тільки у геометричному змісті.

Завдання № 21

Яка фаза хвильового опору (Ψ_Z) для середовища з великими втратами?

- а) 45^0 ;
- б) 30^0 ;
- в) 60^0 ;
- г) 90^0 .

Завдання № 22

Чи зміняться групова і фазова швидкості в середовищах з втратами і без втрат?

- а) в середовищах з втратами і без втрат вони різні;
- б) в середовищах з втратами і без втрат вони однакові;
- в) в середовищах без втрат вони різні, а в середовищах з втратами однакові;
- г) в середовищах без втрат вони однакові, а в середовищах з втратами різні.

Завдання № 23

Від чого залежить електричне поле електричного диполя?

- а) тільки від середовища;
- б) тільки від струму в диполі;
- в) тільки від електричного зміщення;

г) від відстані, довжини диполя, діелектричної проникності середовища, довжини хвилі та струму в диполі.

Завдання № 24

Яка діаграма спрямованості $F(\theta, \varphi) = \frac{P\Sigma(\theta, \varphi)}{P\Sigma_{\max}}$?

- а) нормована по напруженості поля;
- б) нормована;
- в) ненормована;
- г) нормована по потужності випромінювання.

Завдання № 25

Чи залежить нормована діаграма спрямованості електричного диполя по напруженості електричного поля в сферичній і декартовій системах координат від довжини диполя?

- а) ні;
- б) іноді;
- в) так;
- г) не обов'язково.

Завдання № 26

Провести порівняння електричного і магнітних диполів.

- а) фази полів різні, вектори Пойнтинга однакові, вектори \vec{E} і \vec{H} міняються місцями з урахуванням принципу перестановочної подвійності;
- б) фази полів однакові, вектори Пойнтинга однакові, вектори \vec{E} і \vec{H} міняються місцями з урахуванням принципу перестановочної подвійності;
- в) немає істотної різниці;
- г) фази полів однакові, вектори Пойнтинга однакові, вектори полів не змінюються.

Завдання № 27

Ефективність електричного і магнітного диполів.

- а) однакова;
- б) не ефективні;

- в) електричний диполь ефективніший;
- г) магнітний диполь ефективніший.

Завдання № 28

Суть методу дзеркальних відображень полягає у наступному:

- а) відображення вектору Пойнтинга уздовж провідної поверхні;
- б) відображення вектору електричного поле уздовж провідної поверхні;
- в) це сума кіл відображеної і заломленої хвиль, що падає;
- г) визначається сума полів випромінювача і його дзеркального зображення над провідною поверхнею.

Завдання № 29

Суть методу розділення полів для вирішення рівнянь Максвелла полягає у тому, що:

- а) магнітне поле визначається через електричне і знаходиться стандартним рішенням рівнянь Гельмгольца;
- б) магнітне поле визначається через електричне і знаходиться стандартним рішенням інтегральних рівнянь;
- в) електричне поле визначається через магнітне і знаходиться стандартним рішенням диференціальних рівнянь;
- г) електричне поле визначається через магнітне і знаходиться стандартним рішенням інтегральних рівнянь.

Завдання № 30

Суть методу електродинамічних потенціалів для вирішення рівнянь Максвелла.

- а) з урахуванням властивостей градієнта за допомогою калібрувального рівняння вводиться скалярний і векторний електродинамічні потенціали;
- б) з урахуванням властивостей градієнта за допомогою калібрувального рівняння вводяться скалярний і векторний магнітний баланс;
- в) з урахуванням властивостей градієнта за допомогою калібрувального рівняння вводяться скалярні рівняння Максвелла для електромагнітного поля;

г) з урахуванням властивостей ротора і градієнта вводиться скалярний і векторний електродинамічні потенціали.

Завдання № 31

Як пов'язані електричні і магнітні поля в коаксіальній лінії передачі?

- а) вектор \vec{E} перпендикулярний вектору \vec{H} ;
- б) вектори \vec{E} перпендикулярні металевим поверхням;
- в) вектор \vec{E} паралельний вектору \vec{H} ;
- г) не пов'язані.

Завдання № 32

Які параметри плоскої хвилі можна визначити з коефіцієнтів Френеля в загальному виді?

- а) кут падіння хвилі і напрям відбитої хвилі;
- б) тільки у скільки разів зміниться амплітуда заломленої хвилі;
- в) частоту хвилі, що падає;
- г) амплітуди відбитої і заломленої хвиль.

Завдання № 33

Що таке поляризація хвилі?

- а) поляризаційний потік напруженості електричного поля;
- б) орієнтація вектору напруженості електричного поля;
- в) поляризаційний потік напруженості магнітного поля;
- г) орієнтація вектору напруженості магнітного поля.

Завдання № 34

Які складові електричного поля електричного диполя в дальній зоні?

- а) \vec{E}_φ ;
- б) \vec{E}_θ ;
- в) \vec{E}_r ;
- г) \vec{E}_φ і \vec{E}_r .

Завдання № 35

Які складові електричного поля електричного диполя у ближній зоні?

- а) \vec{E}_φ і \vec{E}_r ;
- б) \vec{E}_r ;
- в) \vec{E}_θ и \vec{E}_r
- г) \vec{E}_φ

Завдання № 36

Які параметри середовища визначають втрати?

- а) втрати не визначаються параметром середовища;
- б) втрати визначають питому провідність;
- в) втрати визначають магнітну проникність;
- г) втрати визначають діелектричну проникність.

Завдання № 37

Як залежить загасання в коаксіальному кабелі від його довжини?

- а) не залежить;
- б) протилежно-пропорційно;
- в) прямо-пропорційно;
- г) загасання в коаксіальному кабелі не буває.

Завдання № 38

Чи можливо визначити магнітне поле в коаксіальному кабелі, знаючи електричне поле?

- а) можливо у будь-якій точці, знаючи параметри кабелю;
- б) можливо, якщо діелектрик без втрат;
- в) можливо, якщо коаксіальний кабель ідеальний;
- г) можливо, знаючи силу Лоренца.

Завдання № 39

З яких міркувань вибирають розміри коаксіальної лінії передачі?

- а) з міркувань мінімальних втрат або мінімальних спотворень;
- б) щоб в полі було менше зарядів;
- в) по довжині, щоб частота було великою;

г) щоб був менший опір.

Завдання № 40

Як спрямовані горизонтальні і вертикальні струми при використанні методу дзеркальних відображень?

а) горизонтальні струми поширюються уздовж поверхні, а вертикальні – по вертикалі;

б) горизонтальні струми поширюються по осі x , а вертикальні – по осі y ;

в) горизонтальні струми протилежні реальним, а вертикальні – спрямовані в ту ж сторону;

г) горизонтальні струми поширюються по зміщенню вектора \vec{H} , вертикальні – по зміщенню вектора \vec{E} .

Завдання № 41

Якщо земля на якій-небудь частоті була б ізолятором, то чи може вона на іншій частоті стати діелектриком?

а) може;

б) може тільки в середовищі без втрат;

в) може тільки в середовищі з втратами;

г) не може.

Завдання № 42

Переваги методу електродинамічних потенціалів в порівнянні з методом розділення полів?

а) більше невідомих;

б) треба визначати чотири невідомих замість шести;

в) можна визначити потенціал для будь-яких полів;

г) переваг немає.

Завдання № 43

Як буде спрямований вектор Пойнтинга електричного диполя в дальній зоні?

а) від джерела;

б) до джерела;

в) по орту $\bar{\theta}_0$;

г) по орту $\bar{\varphi}_0$.

Завдання № 44

Як буде спрямований вектор Пойнтинга електричного диполя у ближній зоні?

а) в залежності від заряду(- або +);

б) в залежності відстані точки виміру векторів \bar{E} і \bar{H} ;

в) залежно від величини змінних векторів \bar{E}_θ і \bar{E}_r ;

г) залежно від радіусу дії електромагнітного поля .

Завдання № 45

Як буде спрямований вектор Пойнтинга магнітного диполя у ближній зоні?

а) залежно від величини вектору \bar{H} ;

б) паралельно диполю;

в) у залежності від заряду(- або +);

г) перпендикулярно диполю.

Завдання № 46

Як буде спрямований вектор Пойнтинга магнітного диполя в дальній зоні?

а) паралельно напрямку орта $\bar{\theta}_0$;

б) від джерела;

в) у протилежному напрямку орта $\bar{\varphi}_0$;

г) паралельно напрямку орта $\bar{\varphi}_0$.

Завдання № 47

Що таке фронт хвилі?

а) хвиля з постійною швидкістю;

б) зміна деякої сукупності фізичних величин;

в) хвиля зі змінною швидкістю;

г) поверхня з однаковими фазами.

Завдання № 48

Як визначити реальний вектор електричного поля, знаючи його комплексне зображення?

- а) треба позбавитись від фазового множника;
- б) треба знайти дійсну частину;
- в) треба знайти уявну частину;
- г) треба знайти векторну частину.

Завдання № 49

Чим відрізняється комплексна амплітуда вектора від його реальної амплітуди?

- а) реальна амплітуда має добуток $e^{-i\omega t}$;
- б) реальна амплітуда – це амплітуди що залежить від часу, а комплексна – від напрямку ;
- в) реальна амплітуда – це амплітуда гармонійного коливання, а комплексна амплітуда додатково враховує множник $e^{i\psi}$ і напрям;
- г) немає відмінності.

Завдання № 50

Показати, що частота вектору Пойнтинга в 2 рази більша, ніж векторів \vec{E} та \vec{H} .

- а) $k + 2b$;
- б) $\vec{P} = 2(\vec{E} + \vec{H})$;
- в) $e^{2i\omega t}$;
- г) вони рівні.

РОЗДІЛ 2 ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ

Радіохвиля

Радіохвилями називаються електромагнітні хвилі, які використовують для зв'язку.

Примітка: Діапазон частот, які використовують для спеціального зв'язку зараз, знаходиться в межах від одного Гц до десяти ГГц і є умовним, оскільки з розвитком науки і техніки межі нього діапазону будуть розширюватись як в бік низьких, так і в бік високих частот.

Радіолінія

Радіолінією називається лінія зв'язку, що включає в себе сукупність засобів (комплексів) радіозв'язку та середовище поширення радіохвиль (рис. 21).

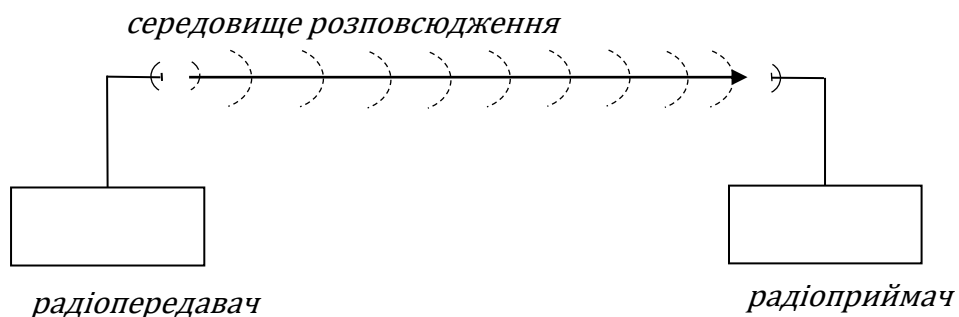


Рисунок 21 – Схема радіолінії

Прямі хвилі

Прямими називаються хвилі, що поширюються від джерела випромінювання по прямолінійній траєкторії (рис.22).

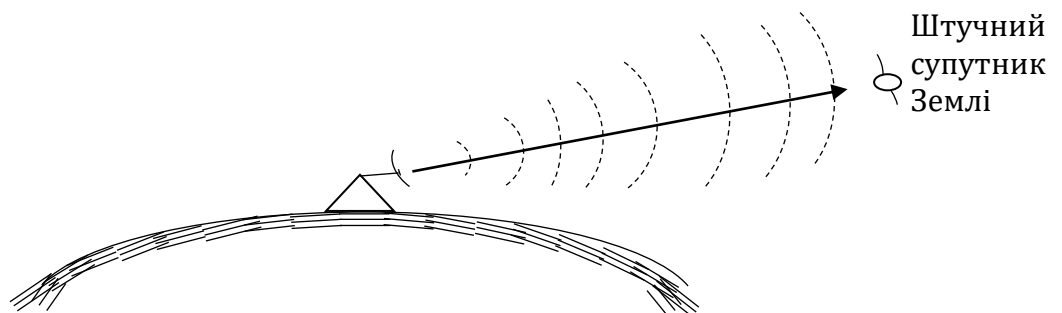


Рисунок 22 – Радіолінії прямих хвиль

Земні (поверхневі) хвилі

Радіохвилі, що поширюються в безпосередній близькості від поверхні Землі та частково огинають її за рахунок дифракції, називають земними (поверхневими) хвилями (рис.23).

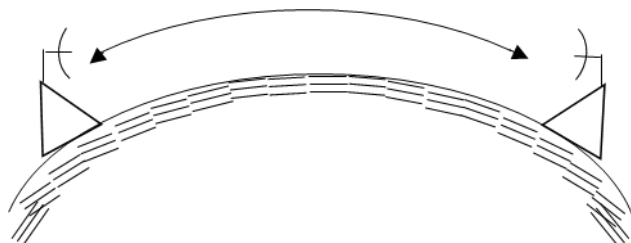


Рисунок 23 – Радіолінії земних хвиль

Тропосферні хвилі

Радіохвилі, що поширюються на великі відстані за рахунок розсіювання на неоднорідностях в тропосфері, що знаходяться на висоті до 15 км, називаються тропосферними (рис. 24).

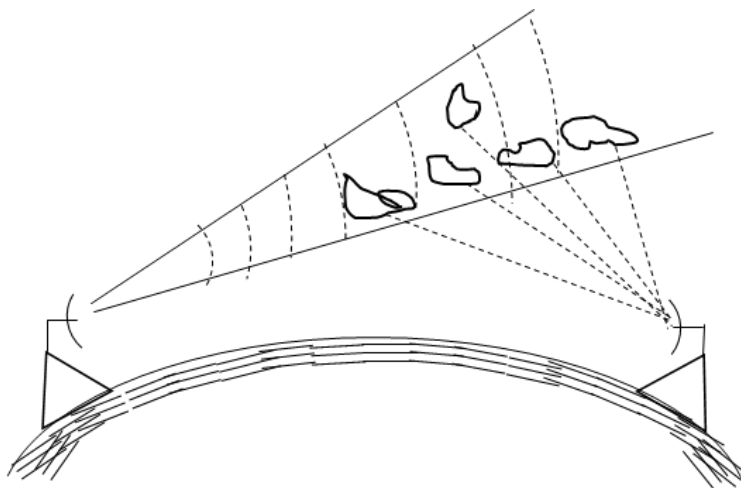
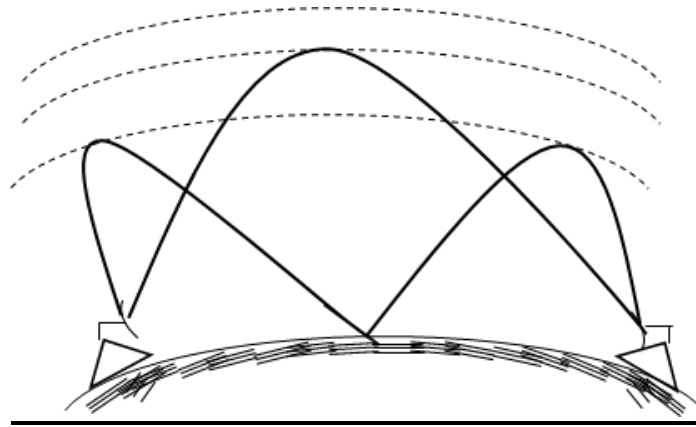


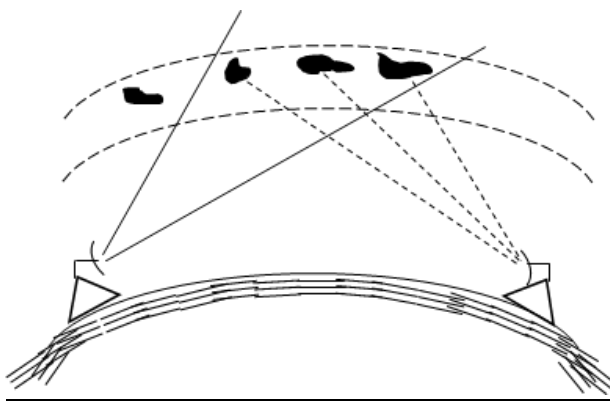
Рисунок 24 – Тропосферні радіолінії

Іоносферні хвилі

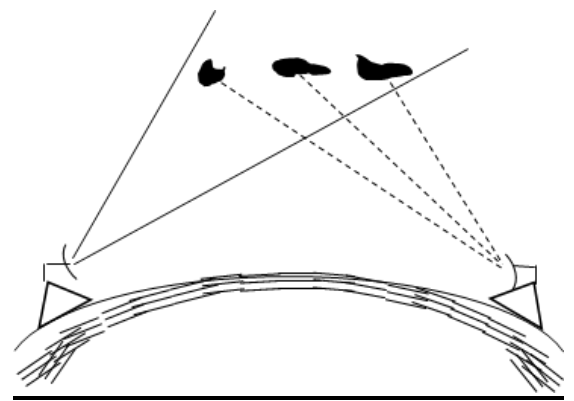
Радіохвилі, що поширюються шляхом відбивання від іоносфери, розсіюванням на неоднорідностях іоносфери або на іонізованих слідах метеорів, називаються іоносферними (просторовими) хвилями(рис. 25).



Розсіювання на іоносферних шарах



Розсіювання на неоднорідностях іоносфери



Розсіювання на іонізованих шарах метеорів

Рисунок 25 – Іоносферні (короткохвильові) радіолінії

Умови здійснення радіозв'язку

Умови здійснення радіозв'язку дотримані, якщо:

спотворення сигналу в процесі поширення радіохвиль не перевищують допустиму норму;

на вході приймального пристрою потужність сигналу в необхідне число разів перевищує потужність завад та чутливість приймача.

Область, суттєва для розповсюдження

Областю, суттєвою для розповсюдження радіохвиль, називається область простору, що обмежена першою третиною першої зони Френеля.

Радіус зони, суттєвою для поширення (ρ_c), залежить від довжини хвилі (λ) і положення точки, де визначається радіус, відносно пунктів зв'язку (r_1, r_2). Радіус визначається в місті розташування перешкоди та у залежності від того, наскільки перешкода увійде до цієї зони, траси поділяються на відкриті, напіввідкриті та закриті (рис. 26).

$$\rho_c = \sqrt{\frac{r\lambda S(1-S)}{3}},$$

де S – відносна відстань ($S = \frac{r_1}{r}$).

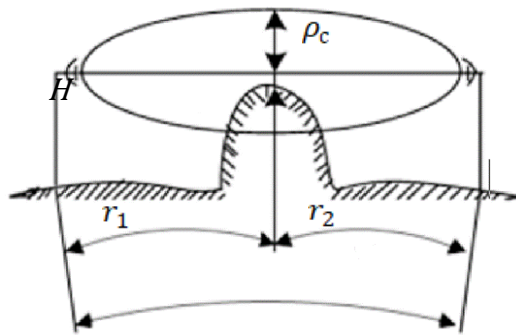


Рисунок 26 – Вплив перешкоди на УКХ радіолінію

Область, істотна для відбиття

Областю, істотною для відбиття, називається область відбиваючої поверхні, що утворена від перетину зони еліпсу, між приймаючою антеною і дзеркальним зображенням передавальної антени. Площа зони, залежить від довжини робочої хвилі (λ), відстані зв'язку (r) і висот антен (h_1, h_2) та визначається через параметри еліпса і включає в себе 8-12 зони Френеля.

Рівняння еліпсів, визначальних суттєву і мінімальну зони відбиваючої поверхні, можна отримати, вирішивши спільно рівняння еліпсоїдів обертання і рівняння відбиваючої площини.

Формули для визначення великої осі $2a_c$ еліпса суттєвої зони відбиваючої поверхні, малої осі $2b_c$ і зміщення C_c центра еліпса відносно точки відображення C матимуть вид:

$$2a_c = r \frac{\sqrt{(8 \div 12)\lambda r[(8 \div 12)\lambda r + 4h_1 h_2]}}{(8 \div 12)\lambda r + (h_1 + h_2)^2};$$

$$2b_c = \sqrt{\frac{(8 \div 12)\lambda r[(8 \div 12)\lambda r + 4h_1 h_2]}{(8 \div 12)\lambda r + (h_1 + h_2)^2}};$$

$$C_c = \frac{h_2 - h_1}{2(h_1 + h_2) \left[1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{(8 \div 12)\lambda r} \right]}.$$

В реальних умовах кути відбиття малі, тому еліптична суттєва зона в відбиваючій поверхні сильно витягнута вздовж траси, тобто велика вісь еліпса набагато більше малої осі. При рівних висотах антени ($h_1 = h_2$) зона відбиваючої поверхні розташовується по середині радіолінії, при чому центр еліпса співпадає з точкою відображення C . При $h_1 < h_2$ центр еліпса зміщений ближче до точки прийому, а при $h_1 > h_2$ – ближче до точки передачі по відношенню до точки відображення C .

Крім суттєвої зони відбиваючої поверхні, виділяють також мінімальну зону, яка формується у результаті перетину відбиваючої площини мінімальної області простору між точками A і B . Мінімальна зона відображення поверхні також представляє собою еліпс, але більш витягнутий вздовж траси.

$$2a_{min} = r \frac{\sqrt{\frac{1}{3}\lambda r \left(\frac{1}{3}\lambda r + 4h_1 h_2 \right)}}{\frac{1}{3}\lambda r + (h_1 + h_2)^2};$$

$$2b_{min} = \sqrt{\frac{\frac{1}{3}\lambda r \left(\frac{1}{3}\lambda r + 4h_1 h_2 \right)}{\frac{1}{3}\lambda r + (h_1 + h_2)^2}}.$$

Поняття мінімальної зони відбиваючої поверхні дозволяє оцінити вплив різних ділянок нерівностей та перешкод відбиваючої поверхні на величину коефіцієнта відображення.

Щоб оцінити величину коефіцієнта відображення від нерівної поверхні, слід визначити положення і розміри мінімальної зони відбиваючої поверхні.

Зони Френеля

Зоною Френеля називається область простору, в межах якої фази полів, створених в точці прийому вторинними джерелами випромінювання (елементів Гюйгенса), розташованими по поверхні фронту хвилі, створеної первинним джерелом випромінювання, відрізняються на 180° . Радіуси n -ої зони Френеля залежать від координати точки спостереження щодо випромінювача (точка A) і точки прийому (B), а також від довжини хвилі(λ).

Огинаючи, що з'єднують кінці радіусів зон Френеля з однаковими порядковими номерами, але в різних перетинах, створюють на площині систему конфокальних еліпсів з фокусами в точках передачі та прийому. У просторі для кожної зони Френеля входять еліпсоїди обертання, утворені обертанням еліпсів навколо прямої AB (рис. 27).

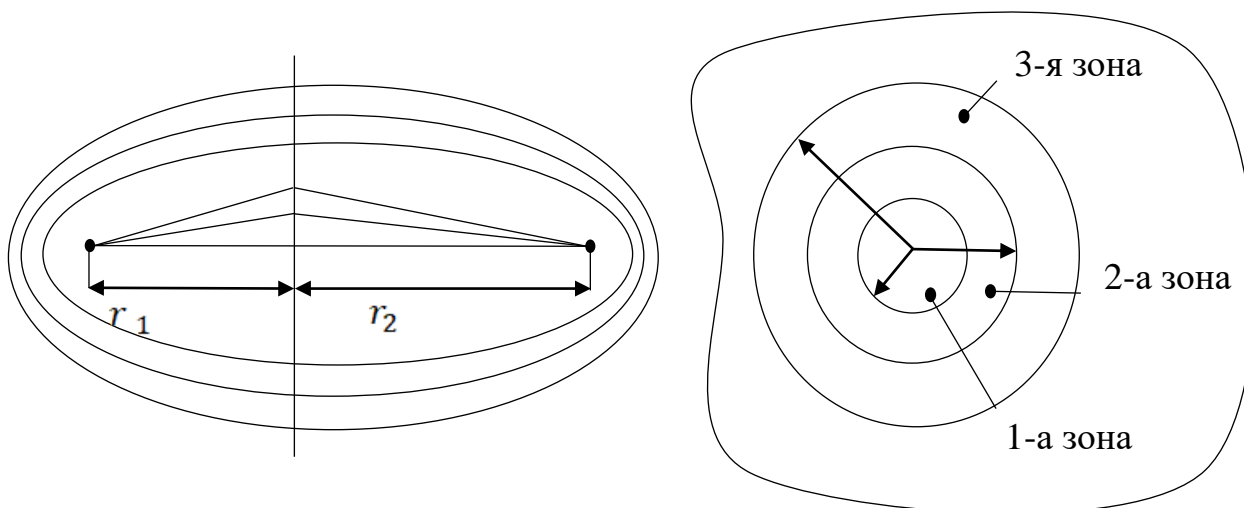


Рисунок 27 – Зони Фернеля

Множник ослаблення

Множником ослаблення F називають число, що показує у скільки разів змінюється напруженість електричного поля сигналу E при поширенні електромагнітної хвилі в реальних умовах, в порівнянні з напруженістю поля при поширенні хвилі у вільному просторі (вакуумі) (E_{CB}).

$$F = E/E_{CB}.$$

2.1 Гранична дальність зв'язку, відстань прямої видимості

Граничною називається така дальність зв'язку на УКХ ($r_{пр.}$), при якій пряма, що з'єднує фазові центри антени, є дотичною до сферичної поверхні Землі.

При відомих висотах підйому антен (h_1 та h_2), гранична дальність зв'язку (радіогоризонт) дорівнює:

$$r_{пр} = \sqrt{2a}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

де a – радіус Землі, що враховує рефракцію радіохвиль в тропосфері.

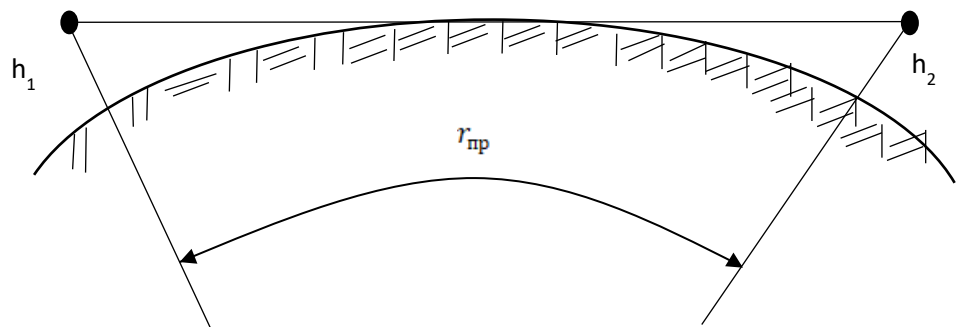


Рисунок 28 – Відстань прямої видимої (радіогоризонт)

Без урахування рефракції $a = 6370$ км:

$$r_{пр}[\text{км}] = 3,57 (\sqrt{h_1}[\text{м}] + \sqrt{h_2}[\text{м}]);$$

При урахуванні нормальної рефракції $a_e = 8500$ км, де a_e – еквівалентний радіус Землі:

$$r_{\text{пр}}[\text{км}] = 4,12 (\sqrt{h_1[\text{м}]} + \sqrt{h_2[\text{м}]})$$

Область прямої видимості

Область простору, в межах якої виконується умова $r < 0,8r_{\text{пр}}$, називається областю прямої видимості, або зоною освітлення.

Область тіні

Область простору, в межах якої виконується умова $r < 1,2r_{\text{пр}}$, називається областю тіні.

Область півтіні

Область простору, в межах якої виконується умова $0,8r_{\text{пр}} < r < 1,2r_{\text{пр}}$, називається областю півтіні.

Класифікація трас в залежності від величини провіту

Наявності відбитої хвилі та її величення залежить від попадання перешкоди в область $1/3$ першої зони Френеля.

Величина провіту (закриття) траси є відстань між вершиною перешкоди і прямою, що з'єднує центри приймальної і передавальної антен.

Величині провіту приписується знак плюс, якщо вершина перешкод нижче лінії, що з'єднує центри антен, та знак мінус – якщо вище. Величина провіту дорівнює нулю, якщо пряма, що з'єднує центри антен є дотичною до вершини перешкоди.

Відкрита траса

Траса називається відкритою, якщо величина провіту H між вершиною найвищої перешкоди більше радіуса зони істотної для поширення.

Закрита траса

Траса називається закритою, якщо величина просвіту між вершиною хоча б одної з перешкод на шляху H менше нуля.

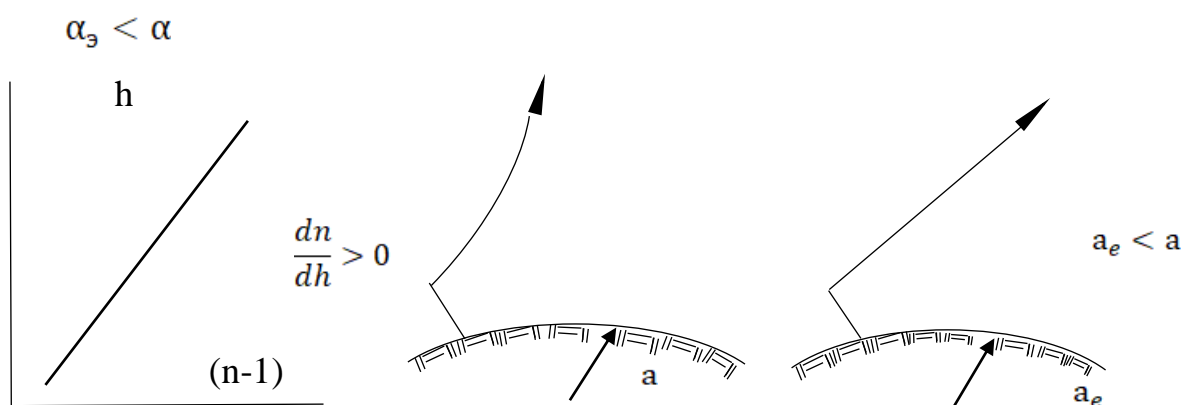
Напіввідкрита траса

Траса називається напіввідкритою, якщо величина просвіту (H_0) між найбільшою вершиною перешкод на шляху менше радіуса зони, істотної для поширення (r_c).

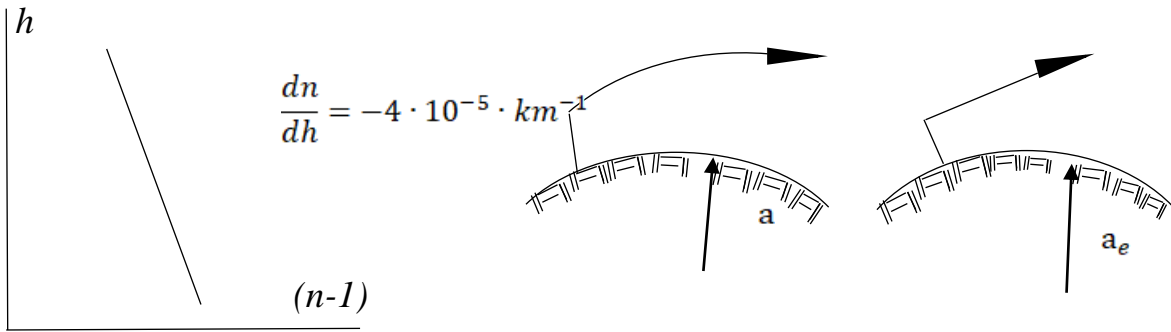
Рефракція

Явище викривлення траєкторії радіохвиль, що розповсюджуються в тропосфері, внаслідок зміни з висотою діелектричної проникності тропосфери, називається рефракцією. Тропосферну рефракцію в залежності від знаку і величини градієнту коефіцієнту переломлення (dn/dh) можна класифікувати в розрахункових формулах дальності зв'язку вважаючи, що траєкторія хвилі пряма, а кривизна Землі враховується змінюючи еквівалентний радіус Землі (рис.29).

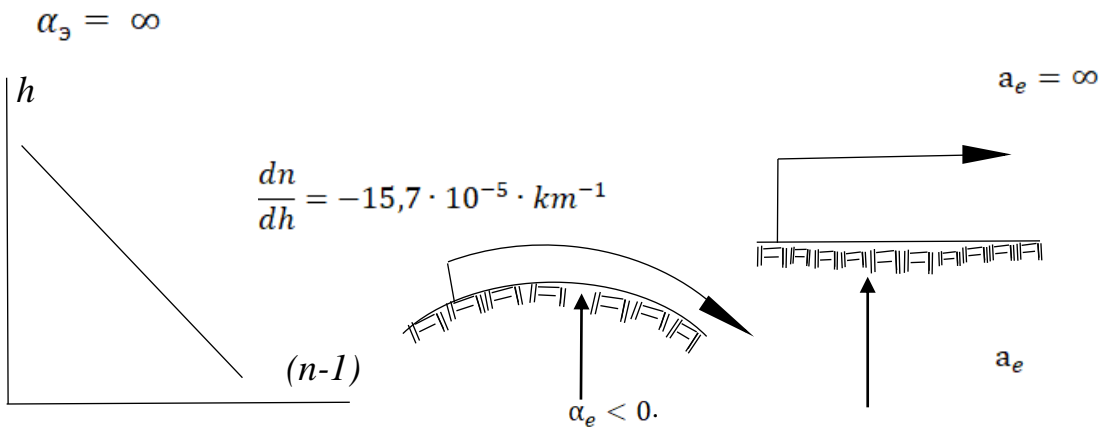
Негативна рефракція



Нормальна рефракція



Критична рефракція



Надrefракція

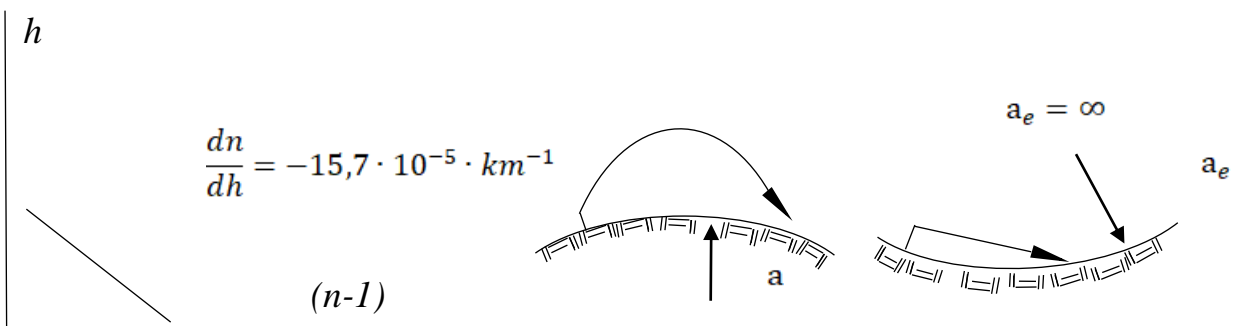


Рисунок 29 – Типи рефракції

2.2. Іоносферний радіозв'язок

Іоносфера

Іоносферою називається область атмосфери, яка розташовується на висоті від 50-60 км до 15000-20000 км, в межах якої ступінь електронної концентрації виявляється достатньою для впливу на розповсюдження в ній радіохвиль.

Іоносферний (короткохвильовий) зв'язок

В цьому сенсі межами іоносфери є висоти від 70-100 км до 200-800 км.

Ступінь електронної концентрації (N_0 , ел/см³) змінюється з висотою нерівномірно і залежить, крім того від часу доби, сезону року та 11-річного циклу сонячної активності (рис. 30). У відповідності з наявними максимумами електронної концентрації розрізняють наступні області або шари іоносфери:

шар D – нерегулярний, існує тільки вдень на висотах 50-80 км;

шар E – регулярний, існує завжди на висотах 100-110 км;

шар F_1 – нерегулярний, існує тільки влітку вдень на висотах 200-230 км;

шар F_2 – регулярний, існує завжди на висотах 250-800 км;

шар E_s – спорадичний (непостійний) шар – нерегулярні утворення, які являють собою області іоносфери на рівні шару E з значно більш високим рівнем електронної концентрації ніж у шарі E , після області значної для розповсюдження.

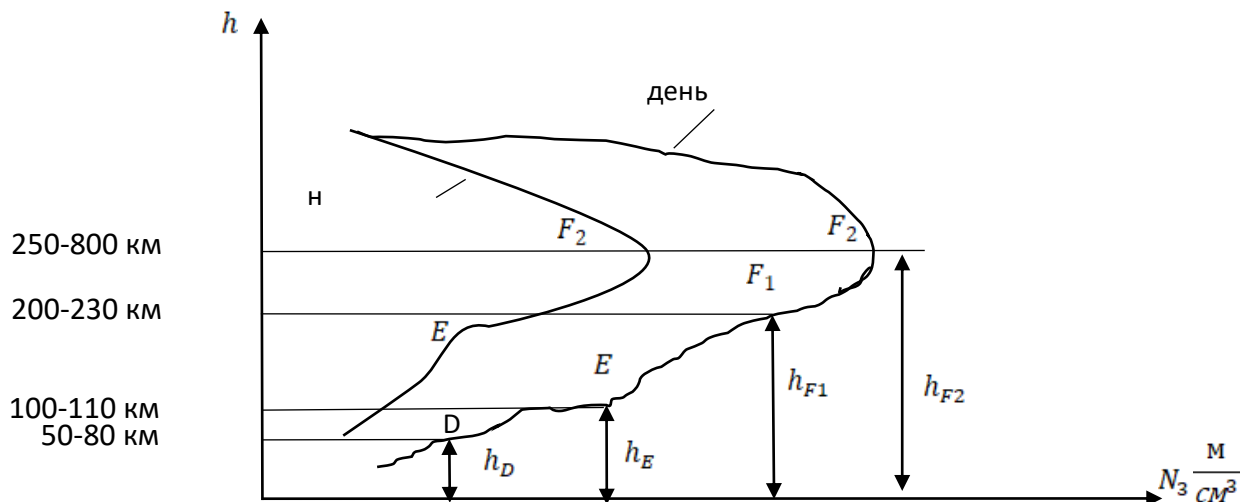


Рисунок 30 – Залежність електронної концентрації від висоти

Число Вольфа

Число Вольфа (W) є характеристикою сонячної активності і чисельно дорівнює відносному числу сонячних плям:

$$W = n + 10g,$$

де n – число плям, що можливо спостерігати на диску Сонця;

g – число груп плям.

Кут падіння хвилі на іоносферу

Кутом падіння хвилі на відповідний шар іоносфери (φ_0) називається кут між дотичною до траєкторії хвилі і радіусом, проведеним з центру Землі. Максимальне значення кута φ_0 на нижній межі іоносфери обмежено кривизною Землі (рис. 31) та може бути визначено з співвідношення:

$$\varphi_{0max} = \arcsin\left(\frac{a}{a+h_0}\right),$$

де h_0 – висота нижньої границі іоносфери.

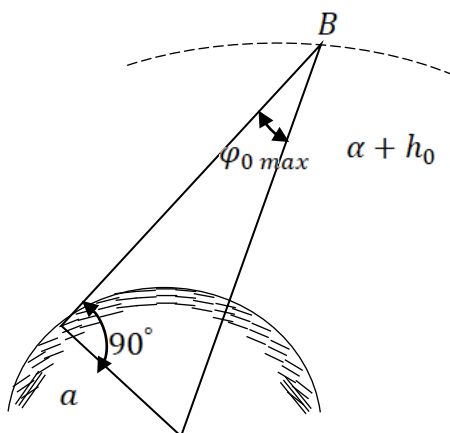


Рисунок 31 – Кут падіння хвилі на іоносферу

Максимально застосовна частота

Максимально застосовна частота (МЗЧ) це найбільша частота хвилі, яка відбивається від іоносфери при заданій величині щільності електронної концентрації (N_0) і заданому куті падіння на іоносферу (φ_0):

$$f_{max} = \left[80,8 N_{emax} \frac{a+2h}{2h} \right]^{1/2},$$

де a – радіус Землі ($a = 6370$ км);

N_{emax} – максимальне значення ступеня електронної концентрації шару на висоті відбивання.

h – висота, за якої досягається максимальна концентрація.

Критичний кут

Найменше значення кута падіння на іоносферу ($\varphi_{кр}$), при якому ще відбувається відбивання хвилі заданої частоти від іоносфери, називається критичним кутом.

Критична частота

Найбільша частота, при якій хвиля відбивається в разі вертикального падіння на іоносферний шар, називається критичною.

$$f_{кр} = \sqrt{80,8 N_{emax}},$$

де N_{emax} – максимальний рівень електронної концентрації іоносферного шару.

Найменш застосовна частота

Найменша застосовна частота (НЗЧ) є тією мінімальною частотою, при якій напруженість поля сигналу в місці прийому на даній радіолінії ще дорівнює необхідній напруженості поля і визначається технічним фактором.

Зона мовчання

Зоною мовчання при короткохвильовому радіозв'язку називається кільцева область навколо передаючої антени, в якій прийом сигналів неможливий в той час, як поза її межами, тобто ближче до передавача і далі від нього відбувається впевнений прийом.

Внутрішній радіус зони мовчання (r_1) визначається граничною дальністю зв'язку земною хвилею, а зовнішній (r_2) – мінімально можливим зв'язком (іоносферною хвилею) при заданому куті падіння хвилі на іоносферу.

Радіоехо

Сигнал, прийнятий за рахунок кругосвітнього поширення радіохвиль шляхом багаторазового відбиття від іоносфери, називається радіоехом.

Об'єм перевипромінювання

Об'єм тропосфери, утворений переміщенням просторових характеристик спрямованості, приймальної і передавальної антени при роботі радіоліній дальнього тропосферного зв'язку називається об'ємом перевипромінювання.

2.3. Тропосферний радіозв'язок

Тропосфера

Область атмосфери, що простягається від поверхні Землі до висоти 10-15 км, називається тропосферою.

Параметри тропосфери залежать від атмосферного тиску p , температури T , вологості E .

Нормальною вважається тропосфера з наступними параметрами:
атмосферний тиск біля поверхні Землі $P_0 = 10^5$ Па (зі збільшенням висоти зменшується на $1,2 \cdot 10^{-4}$ Па/км);
температура біля поверхні Землі $T = 288^\circ\text{K}$ (зі збільшенням висоти зменшується на $5,5^\circ\text{град/км}$);
відносна вологість $E = 50\%$ і не змінюється з висотою;
висота нормальної тропосфери прийнята рівною 11 км.

Об'єм перевипромінювання

Обсяг тропосфери, утворений переміщенням просторових характеристик спрямованості, приймальної і передаючої антени при роботі радіоліній дальнього тропосферного зв'язку називається об'ємом перевипромінювання.

Стандартний множник ослаблення

Стандартним множником ослаблення напруженості поля при дальній зоні тропосферного зв'язку називається множником ослаблення (F), призначений для деяких стандартних метеорологічних, кліматичних і географічних умов радіолінії.

Стандартними вважаються такі припущення:
місцевість між пунктами зв'язку рівнинна (гладка сферична поверхня Землі);
метеорологічні умови відповідають індексу заломлення $N = 310$ (середньоєвропейська територія, зима);
центри антен підняті над землею на 5 м.

Кут закриття

Кут, складений прямою, проведеною з фазового центру антени дотичної до вершини перешкоди, і горизонтальною площиною, яка проходить через фазовий центр антени.

Оптимальна робоча частота

Оптимальною робочою частотою називається найбільша частота, яка відображається від іоносфери з ймовірністю рівною 90 %.

Частота з числа виділених для радіозв'язку придатна як за умов розповсюдження радіохвиль, так і за умов обстановки завод в точці прийому і яка забезпечує максимально можливий час роботи без зміни з необхідною надійністю називається оптимальною робочою частотою.

Питання до розділу 2

1. Наведіть класифікацію радіохвиль по діапазонах і способах розповсюдження. Дайте коротку характеристику основних способів розповсюдження радіохвиль.
2. Наведіть особливості РРЛ.
3. Наведіть основні закономірності розповсюдження радіохвиль в вільному просторі та залежність величин поля від відстані, потужності передавача і параметрів передаючої антени.
4. Що таке земні хвилі? Які основні закономірності розповсюдження земних хвиль, залежності величин поля від частоти сигналу, параметрів ґрунту і відстані? Наведіть порядок розрахунку поля сигналу на лініях зв'язку земними хвилями по графікам МККР.
5. Яка структура поля земної хвилі? Наведіть факти доцільності застосування вертикальних і горизонтальних наземних та підземних антен.
6. Поясніть будову іоносфери та дайте коротку характеристику її шарів.
7. Відбиття і поглинання радіохвиль в іоносфері. МЗЧ, НЗЧ, ОРЧ та їх залежність від стану іоносфери і параметрів радіолінії.
8. Пояснити порядок розрахунку МЗЧ по місячним і сезонним радіопрогнозам.
9. Порядок вибору частоти для забезпечення цілодобового радіозв'язку на радіолініях, що використовують іоносферні хвилі.
10. Що таке швидкі та повільні завмирання сигналу на радіолініях іоносферних хвиль і які методи боротьби з ними?
11. Зона мовчання при здійсненні зв'язку іоносферної хвилі зв'язку. Способи відновлення зв'язку з кореспондентом, який потрапив в зону мовчання.
12. Радіоехо, причини його появи та міри боротьби з ним.
13. Наведіть зміст та порядок визначення районів, суттєвих для розподілу і відбиття радіохвиль при поширенні УКХ.

14. Розповсюдження УКХ над плоскою земною поверхнею. Інтерференційна зона та формула Введенського в задачах розповсюдження УКХ. Залежність поля від відстані і висоти антени в інтерференційній зоні.

15. Як враховується сферична форма Землі при розповсюдженні УКХ. Що таке зона дифракції? Залежність поля від відстані і висоти антен в зоні дифракції.

16. Особливості розповсюдження УКХ над місцевістю з перешкодами. Відкриті, напіввідкриті і закриті інтервали зв'язку при забезпеченні РРЗ.

17. Сутність ефекту підсилення перешкодою і його використання для підвищення якості роботи на лініях РРЗ.

18. Вплив рефракції на розподіл УКХ в тропосфері. Завмирання сигналу на лініях РРЗ, викликані багатопрореневістю та методи боротьби з ними.

19. Механізм дальнього тропосферного УКХ-зв'язку. Особливості тропосферних радіоліній.

20. Оптимальний діапазон частот для супутникового радіозв'язку. Основні особливості розповсюдження радіохвиль на шляхах космічного зв'язку.

РОЗДІЛ 3

АНТЕНІ ПРИСТРОЇ

Антенним називається пристрій призначений для випромінювання або прийому електромагнітних хвиль.

3.1 Параметри антен

Характеристика спрямованості антени в режимі передачі

Характеристикою спрямованості (ХС) антени називається залежність параметрів випроміненого електромагнітного поля (амплітуди, фази, поляризації) від кутових координат.

У загальному випадку ХС є векторною комплексною функцією, що повністю визначає кутовий розподіл, усі поляризаційні та фазові параметри випроміненого антеною електромагнітного поля в дальній зоні і може бути представлена у виді трьох співмножників:

$$F(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi), \rho(\theta, \varphi) e^{i\varphi(\theta, \varphi)},$$

де $F(\theta, \varphi)$ – амплітудна ХС;

$\rho(\theta, \varphi)$ – поляризаційна ХС;

$e^{i\varphi(\theta, \varphi)}$ – фазова ХС.

Амплітудною ХС антени називається залежність амплітуди випромінюючого поля від кутових координат.

Характеристика спрямованості антени в режимі прийому

Характеристикою спрямованості антени в режимі прийому називається залежність наведеної на затискачах антени електрорухомої сили (ЕРС) від напрямку приходу ЕМХ.

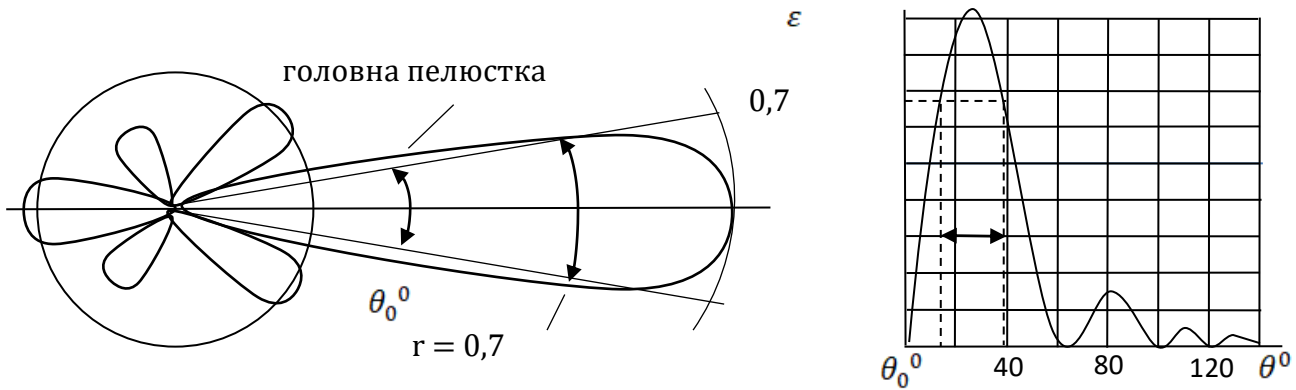


Рисунок 32 – Діаграми спрямованості

Діаграма спрямованості антени (рис. 32)

Діаграмою спрямованості (ДС) антени називається графічне зображення її характеристики спрямованості.

Діаграма спрямованості характеризується:

шириною головної пелюстки;

направленням максимуму випромінювання;

наявністю бокових и задніх пелюсток і їх рівнем;

напрямами нульового випромінювання.

Напрямок максимального випромінювання антени – це напрямок, в якому характеристика спрямованості має найбільше значення.

Напрямок нульового випромінювання антени – це напрямок, в якому випромінювання відсутнє.

Пелюсткою характеристики спрямованості називається сукупність значень характеристики спрямованості між двома сусідніми напрямками нульового випромінювання.

Головною пелюсткою характеристики спрямованості називається пелюстка, напрямок максимуму якої співпадає з напрямком максимального випромінювання антени.

Задньою пелюсткою характеристики спрямованості називається пелюстка характеристики спрямованості протилежна по напрямленню до головної.

Шириною головної пелюстки діаграми спрямованості називається величина кута між направленостями, вздовж яких потужність випромінюваного поля зменшується більше ніж в 2 рази.

Ширина ДС може бути визначена і на інших рівнях поля чи випроміненої потужності.

Ізотропний гіпотетичний випромінювач

Ізотропним називають гіпотетичний випромінювач без втрат, амплітуда випроміненого електромагнітного поля якого не залежить від кутових координат.

Тобто, об'ємна амплітуда ДС представляє собою сферичну поверхню. Гіпотетичним даний випромінювач називають через те, що технічно він не може бути реалізований.

Коефіцієнт спрямованої дії антени в режимі передачі

Коефіцієнт спрямованої дії антени (D) є параметром, що характеризує спрямовані властивості антени при умові, що на однаковій відстані r обидві антени створюють однакову напруженість поля E ($r = const; E = const$) та чисельно визначається як:

$$D = \frac{P_{\Sigma 0}}{P_{\Sigma}},$$

де $P_{\Sigma 0}$ – відношення потужності випромінювання гіпотетичного ізотропного випромінювача;

P_{Σ} – потужність випромінювання конкретної антени.

В такому формулюванні коефіцієнт направленої дії (КНД) визначається в напрямку максимуму випромінювання антен. При відомих значеннях КНД по направленню максимуму випромінювання ($P_{\Sigma_{\max}}$) і нормальної ДС по потужності $F(\theta, \varphi)$, величина КНД в довільному напрямку (наприклад, що визначається кутом (θ_1, φ)), $D(\theta_1, \varphi)$ може бути обчислена як:

$$D(\theta_1, \varphi_1) = D_{\max} F(\theta_1, \varphi_1).$$

Коефіцієнт корисної дії антени, що передає

Коефіцієнт корисної дії (η) – це параметр, що характеризує втрати в антені і чисельно визначається як:

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_A},$$

де P_{Σ} – потужність випромінювання;

P_A – потужність підведена до антени.

Потужність, яку витрачає джерело на створення поля випромінювання, називають потужністю випромінювання.

Коефіцієнт підсилення антени

Коефіцієнтом підсилення (КП) антени (G) називається параметр, що характеризує направленні властивості антени з урахуванням в ній теплових втрат і чисельно визначається як:

$$G = \frac{P_0}{P_A},$$

де P_0 – потужність підведена до ізотропного гіпотетичного випромінювача;

P_A – потужність підведена до антени,

при умові, що на однаковій відстані (r) обидві антени створюють однакову напруженість поля (E) ($r = const, E = const$).

Іншими словами, коефіцієнт підсилення характеризує енергетичний виграш за рахунок використання в радіолінії направленої антени в порівнянні з ненаправленою антеною, яка має ККД 100%.

Оскільки $P_A = \frac{P_\Sigma}{\eta}$, то коефіцієнт підсилення антени можна записати як:

$$G = \eta \frac{P_{\Sigma 0}}{P_\Sigma} \text{ або } G = \eta D,$$

де η – коефіцієнт корисної дії антени;

D – коефіцієнт направленої дії антени.

Якщо немає спеціальних обумовлень, під КП розуміють його значення в напрямку максимуму випромінювання (F). Величина КП у довільному напрямку (наприклад у визначеному кутами θ_1, φ_1) при відомій та нормованій ДС по потужності F , визначається виразом:

$$G(\theta_1, \varphi_1) = F(\theta_1, \varphi_1) G_{max}.$$

Коефіцієнт направленої дії антени в режимі прийому

Коефіцієнт направленої дії антени (D) в режимі прийому є параметр, що характеризує її направленні властивості, а його числове значення показує, у скільки разів необхідно збільшити потужність передавача, щоб при прийомі на ізотропну антену отримати теж саме відношення потужності сигналу до потужності перешкод, як і при прийомі на дану антену, за умови, що густина потужності завад рівномірна в усіх напрямках.

Коефіцієнт корисної дії приймальної антени

Коефіцієнт корисної дії (ККД) приймальної антени (η) – параметр, що характеризує теплові втрати в антені і чисельно визначається як:

$$\eta = \frac{P_A}{P_0},$$

де P_0 – потужність приймальної антени з узгодженим навантаженням;

P_A – потужність, що передає таке ж навантаження антеною без втрат.

При такому визначенні ККД приймальної антени витрати на лінії передач не враховуються.

Опір випромінювання антени

Опором випромінювання антени (P) називається коефіцієнт пропорційності, який пов'язує потужність випромінювання (P_Σ) з половиною квадрата модуля струму в антені (I_A):

$$P = \frac{R_\epsilon |I_A|^2}{2}.$$

Опір випромінювання (P) можна подати у виді гіпотетичного активного опору, на якому буде розсіюватись потужність, що, за умови протікання в електричному колі струму рівного струмові в антені, дорівнює потужності випромінювання (рис. 33)

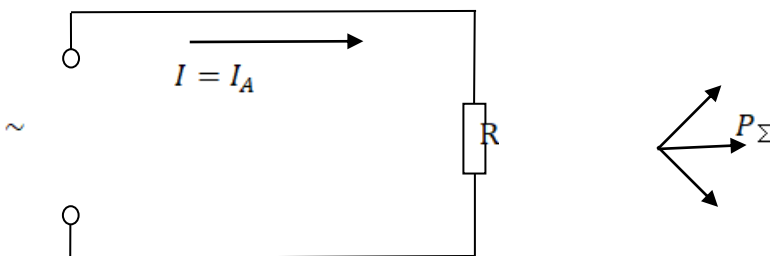


Рисунок 33 – Опір випромінювання

Вхідний опір антени

Вхідний опір антени (Z_{Δ}) – комплексна величина, що визначається відношенням комплексних амплітуд напруги (E) та струму (I_A) на затискачах антени:

$$Z_{\Delta} = \frac{E}{I_A} = R_A + iX_A,$$

де R_A – активна складова вхідного опору;

X_A – реактивна складова вхідного опору.

Діюча довжина (висота) антени

Діючою довжиною (висотою) антени, називається довжина гіпотетичного вібратора з рівномірним розподілом струму, що дорівнює струму на затискачах вібраторної антени, який за напрямком максимуму випромінювання створює таку саму величину напруженості поля, що і антена, яка розглядається.

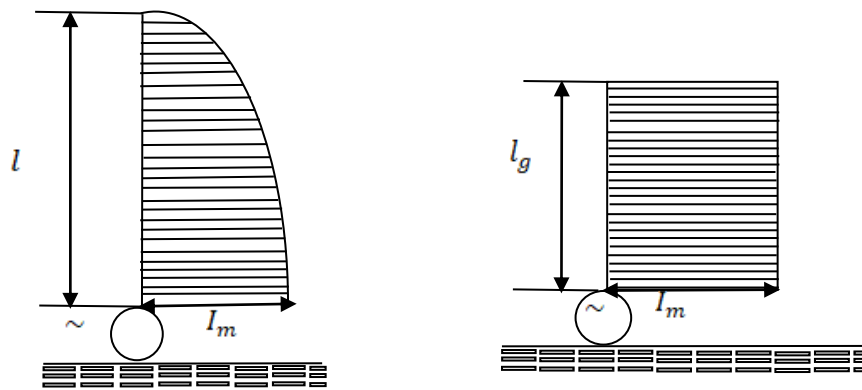


Рисунок 34 – Діюча довжина антени

Для приймальних антен діюча довжина (висота) визначається відношенням ЕРС, наведеної на затискачах антени (\mathcal{E}) до амплітуди напруженості електричного поля (E).

$$l_g = \frac{\mathcal{E}_A}{E}$$

Ефективна площа (поверхня) антени

Ефективною площею (поверхнею) антени ($A_{\text{ефф}}$) називається величина поверхні фронту плоскої хвилі, з якої антена бере та передає в узгоджене навантаження потужність. За умови, що антена узгоджена за поляризацію з хвилею, яка падає $A_{\text{ефф}}$ визначається як:

$$A_{\text{ефф}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_{\text{max}}$$

де D_{max} – максимальне значення коефіцієнта направленої дії;

λ - довжина хвилі.

Для антени з випромінюючим розкриттям D_{max} забезпечується за умови, що поле в розкритті антени S розподілено синфазно і рівноамплітудно.

В цьому випадку:

$$D_{\text{max}} = \frac{4\pi S}{\lambda^2},$$

Тобто, ефективну площу антени можна трактувати як площу розкриття гіпотетичної антени з однаковою амплітудою і синфазним розподілом поля, яке отримує з фронту падаючої хвилі таку ж потужність, як і реальна антена:

$$\nu = \frac{A_{\text{ефф}}}{S_{\text{r}}},$$

де S_{r} – геометрична площа антени;

ν – коефіцієнт використання площі (КВП) антени.

Шумова температура антени

Шумова температура приймальної антени (T_a) – це параметр, що характеризує сумарну потужність шуму в смузі робочих частот на вході антени. Чисельно T_a дорівнює абсолютній температурі еквівалентного активного опору, на затискачах якого в одиничній смузі частот виникає потужність шуму.

Сумарна потужність шуму $P_{ш}$ визначається через шумову температуру T_A наступним співвідношенням:

$$P_{ш} = k\Delta f T_A,$$

де k – стала Больцмана ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град);

Δf – смуга частот, в мережах якої визначається потужність шуму.

Джерелами завад є:

внутрішні джерела що створюють завади в результаті теплового руху електронів в провідниках антени і фідерної лінії;

зовнішні джерела випромінювання, що створюють біля антени електромагнітне поле завад.

Робочий діапазон антени

Робочим діапазоном антени називається полоса частот, в межах якої її основні електричні параметри змінюються в допустимих межах.

Параметром, зміна якого в допустимих межах обмежує робочий діапазон, може бути:

коефіцієнт підсилення;

форма діаграми спрямованості та її ширина

рівномірність поляризаційної структури сигналу;

вхідний опір і т. д.

3.2. Конструкції антен

Симетричний вібратор

Симетричний вібратор складається з двох металевих стержнів однакової довжини, розміщених на одній прямій, внутрішні кінці яких з'єднані з джерелом високочастотного струму. Стержні симетричного вібратора називають плечима вібратора, а їх довжина l набагато перевищує діаметр $2a$ (рис. 35).

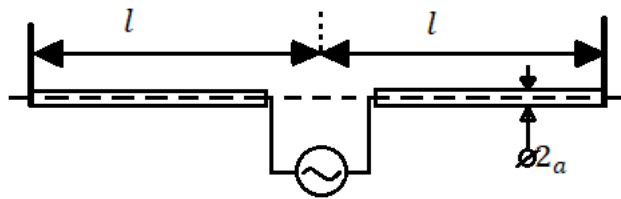


Рисунок 35 – Симетричний вібратор

Характеристика спрямованості антени має вид:

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

де θ – кут між віссю вібратора та напрямком точки спостереження.

При цьому антена випромінює лінійно поляризовані хвилі зі сферичним фронтом.

Фазовий центр антени збігається з центром симетрії антени.

Площина поляризації електромагнітної хвилі проходить через вісь вібратора.

При цьому напруженість поля в точці спостереження визначається як:

$$E(\theta) = i \frac{60I_m}{r} f(\theta) e^{-ikr},$$

де I_m – струм у максимумі антени;

r, θ – координати точки спостереження.

Струм у максимумі для таких вібраторів зв'язаний зі струмом на затискачах співвідношенням:

$$I_m = \frac{I_A}{\sin kl}$$

Як впливає з формули характеристики спрямованості діаграми спрямованості (ДС) симетричного вібратора має нулі вздовж напрямку вібратора, і при $l < 0,7\lambda$ максимума випромінювання будуть перпендикулярними осі вібратора. Діаграма спрямованості не залежить від кута φ , тому в площині, перпендикулярній осі вібратора (площині H) – є ненаправленою антеною.

Для ілюстрації наведено діаграму спрямованості вібратора з довжиною плеча $l = 0,625\lambda$. Вісь вібратора збігається з вертикальною віссю системи координат ($\theta = 0^\circ$). При цьому ширина ДС становить $2 \cdot \theta_{0,5} = 30^\circ$ (рис. 36).

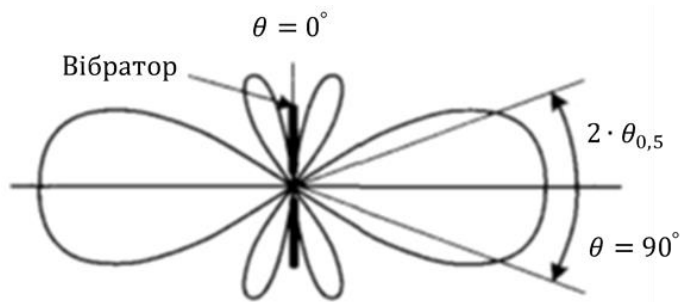


Рисунок 36 – ДС симетричного вібратора

Розподіл напруги та струму у півхвильовому вібраторі наведено на рисунках 37.

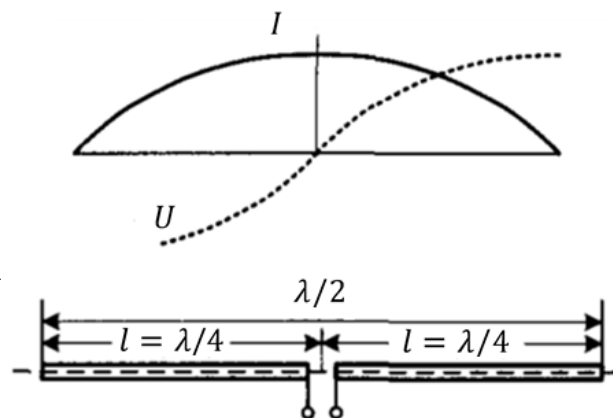


Рисунок 37 – Струм та напруга вздовж СВ

У середній частині симетричного вібратора спостерігається максимум струму, а напруга дорівнює нулю. На кінцях вібратора навпаки – пучність напруги збігається з вузлом струму. Звідси випливає, що півхвильові елементи у геометричній середині можна кріпити струмопровідним кронштейном безпосередньо до заземленої опори антени, оскільки кріплення в нульовому потенціалі напруги не потребує ізоляції. Але у цьому випадку напруга в середині випромінювача буде дещо відрізнятися від нуля, а струм на кінцях вібратора не досягатиме нульового значення через кінцевий ефект, що виникає коли вібратор не є нескінченно тонким. Тому розподіл струму та напруги вздовж півхвильового вібратора є не зовсім синусоїдальним. В узгодженому півхвильовому вібраторі хвильовий опір Z_D розраховується за формулою:

$$Z_D = 120 \ln \left(0,575 \cdot \frac{l}{2a} \right).$$

Теоретично півхвильовий вібратор $l < 0,25\lambda$ має чисто активний вхідний опір, який дорівнює опору випромінювання та становить 73,1 Ом. Але це справедливо лише для тонкого провідника $\left(\frac{l}{2a} \rightarrow \infty \right)$ на нескінченно великій відстані від земної поверхні. У КХ та УКХ діапазонах рідко зустрічаються випромінювачі діаметром менше 2 мм, тому на практиці в цих діапазонах вхідний опір півхвильових вібраторів не перевищує 65 Ом. Ширина ДС півхвильового вібратора дорівнює $\theta^0_{0,5} \sim 80^0$.

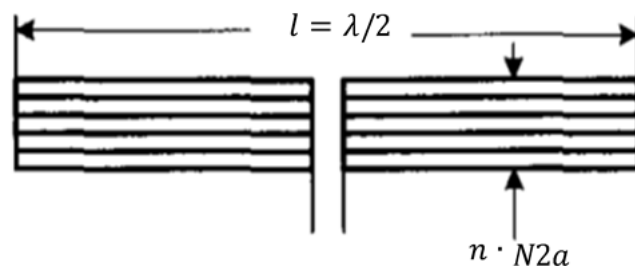


Рисунок 38 – Вібратор Брауде

Вібратору з більшою товщиною, наприклад вібратор ?? , або вібратор Брауде (рис.38) притаманна ширша смуга частот пропускання порівняно з тонким. Такі широкосмугові антени легко впізнати за великими кількостями випромінювачів. На практиці електричні та механічні довжини випромінювачів дещо відрізняються. Останнє обумовлене тим, що реальні провідники мають кінцеву товщину й механічно кріпляться за допомогою ізоляторів до опори на кінцевій відстані від земної поверхні, що призводить до появи додаткового ємнісного кінцевого навантаження.

Максимальний рівень напруженості E електричного поля, що наводиться випромінюванням півхвильового вібратора з вихідною потужністю P на відстані r , може бути розрахований за формулою:

$$E[\text{МВ/М}] = 7 \frac{\sqrt{P[\text{Вт}]}}{r[\text{км}]}$$

Ефективність випромінювання півхвильового вібратора є нерівномірною. У загальному випадку вважається, що обидва кінці півхвильового вібратора є дуже тонкими, а струм на його кінцях наближається до нуля. На практиці часто використовуються так звані “скорочені” диполі, конструкція яких передбачає використання на кінцях вібраторів ємнісні навантаження (рис. 39).

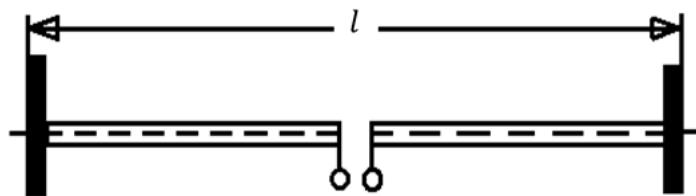


Рисунок 39 – Вібратор з ємнісним навантаженням

Конструкція ємнісного навантаження може бути дуже різноманітною та представлятися у виді дисків, кількох радіальних провідників, циліндра, куба тощо. Струми в ємнісному навантаженні протікають від центру до його країв, тому випромінювання окремих провідників ємнісного навантаження взаємно компенсується і не впливає на випромінювання вібратора. За наявності ємнісних навантажень струм на кінцях вібраторів вже не дорівнює нулю. Нижче зображено розподіл напруги вздовж вібратора. Зазвичай розміри ємнісного навантаження обираються такими, щоб вхідний опір антени був суто активним.

Вібратор, електрична довжина l якого дорівнює довжині хвилі λ , зветься хвильовим вібратором (рис.40).

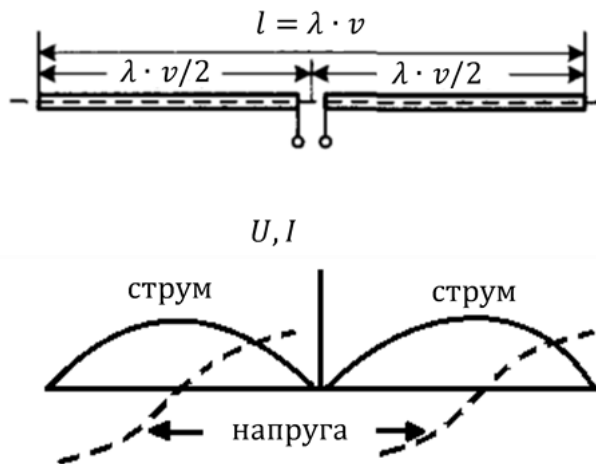


Рисунок 40 – Хвильовий вібратор

Максимальний рівень напруженості поля E , що наводиться хвильовим вібратором з вихідною потужністю P на відстані r , розраховується як:

$$E[\text{мВ/м}] = 6 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{P[\text{Вт}]}}{r[\text{км}]}$$

Одним із різновидів хвильового вібратора є плоский хвильовий вібратор з розширеною смугою частот, який за своєю формою в англомовній літературі називається “метеликом” (рис. 41).

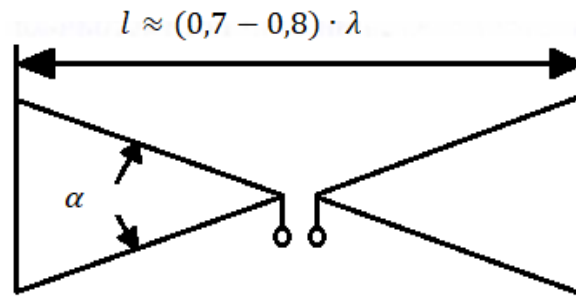


Рисунок 41 – Вібратор «метелик»

Вибір трикутних елементів дає змогу узгодити вхід антени у виді вершин трикутників, зменшити ємнісний крайовий ефект та надає можливість скоротити довжину вібратора. Вхідний опір, коефіцієнт скорочення й інтервал робочих частот визначаються кутом розкриву α .

За конструктивними міркуваннями в УКХ діапазоні кут розкриву обирають близько 30° , в ДВЧ діапазоні для розширення смуги частот оптимальними є значення кута від 60° до 80° .

При $\alpha = 30^\circ$ вхідний опір становить близько 350 Ом, а довжина – $0,8\lambda$.

Несиметричний вібратор (шпир)

Простота та висока випромінювальна здатність несиметричного вібратора забезпечили його широке застосування. Конструкція несиметричного вібратора походить від конструкції симетричного вібратора із заміненим плечем ідеальною провідною площиною (рис. 42).

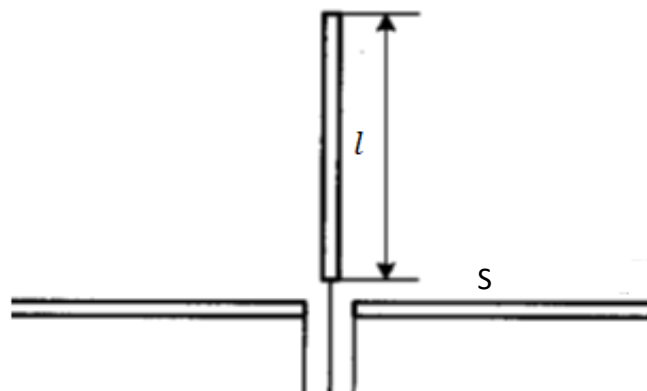


Рисунок 42 – Несиметричний вібратор

Несиметричний вібратор довжиною l приєднується до центрального провідника коаксіального кабелю. Обплетіння коаксіального кабелю приєднується до провідної площини - екрана S . Несиметричний вібратор над екраном нескінчених розмірів має розподіл струму вздовж плеча такий самий як і розподіл струму в плечі симетричного вібратора. Вхідний опір несиметричного вібратора з плечем l вдвічі менший, ніж вхідний опір симетричного вібратора довжиною $2l$.

При цьому характеристика спрямованості визначається як:

$$f(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}.$$

Наприклад, діаграма несиметричного вібратора довжиною $l = 0,625\lambda$ має вид (рис. 43).

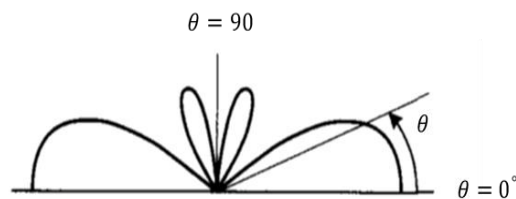


Рисунок 43 – ДС несиметричного вібратора над нескінченнопровідною поверхнею

Найбільше значення коефіцієнта спрямованої дії має вібратор з довжиною $l = 5\lambda/8 = 0,625\lambda$, та становить 5,165 дБ. Такий вібратор широко використовують у системах рухомого зв'язку.

Розподіл струму вздовж звичайного чвертьхвильового вібратора наведено нижче (рис. 44).

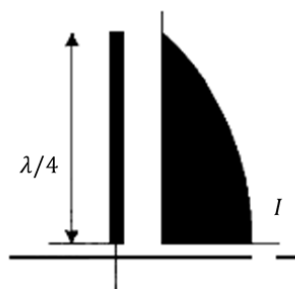


Рисунок 44 – Розподіл струму

Ефективна довжина такого вібратора дорівнює $\lambda/2\pi$, опір – 36,6 Ом. Максимальний рівень напруженості E електричного поля, що наводиться випромінюванням чвертьхвильового вібратора з вихідною потужністю P на відстані r , розраховується як:

$$E[\text{мВ/м}] = 10 \cdot \frac{\sqrt{P[\text{Вт}]}}{r[\text{км}]}$$

Крім класичного вертикального чвертьхвильового вібратора на практиці використовують також скорочені вертикальні вібратори з кінцевим ємнісним навантаженням, яке забезпечує рівномірний розподіл напруги вздовж вібратора (ефективна довжина l_e дорівнює висоті вібратора h) (рис. 45).

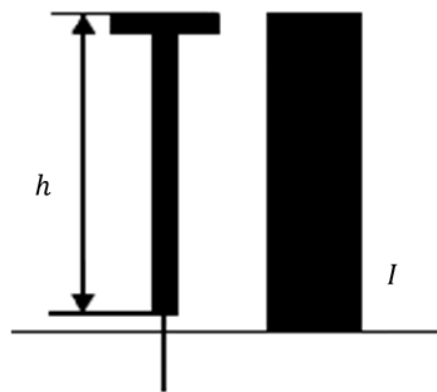


Рисунок 44 – Розподіл струму при вібраторі діючої довжини

Скорочені вертикальні вібратори, без кінцевого ємнісного навантаження. В даному випадку висота вібратора $h \leq \lambda/10$, а ефективна висота $l_e = h/2$.

Лінійна антенна решітка

Антенні системи, що складаються з ідентичних, однаково орієнтованих у просторі випромінювачів, називають антенними решітками.

У загальному випадку характеристика спрямованості (ХС) антенної решітки $f(\theta, \varphi)$ являє собою добуток ХС елемента антенної решітки – окремого випромінювача $F_1(\theta, \varphi)$ та множника системи $f_c(\theta, \varphi)$:

$$f(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) f_c(\theta, \varphi).$$

Множник системи залежить від геометричного розміщення елементів у решітці та співвідношень між амплітудами та фазами струмів живлення елементів і його визначають як:

$$f_c(\theta, \varphi) = \left| \sum_{s=1}^n a_s e^{i(k\Delta r_s + \psi_s)} \right|,$$

де n – кількість випромінювачів (елементів) в антенній решітці;

a_s – відносна амплітуда струму живлення s -го елемента антенної решітки;

ψ_s – фаза струму живлення s -го елемента;

Δr_s – різниця ходу променів від s -го випромінювача до точки спостереження і від початку обраної сферичної системи координат до точки спостереження.

Найпростішою є лінійна рівноамплітудна еквідистантна антенна решітка. Елементи решітки розміщуються так, щоб їх фазові центри знаходилися на прямій лінії – осі антени. Відстані між елементами решітки однакові та дорівнюють d . У системах рухомого зв'язку часто використовують лінійну антенну решітку із симетричних вібраторів, осі яких збігаються з віссю антени. За умови, що $\Delta r_s = d(s - 1) \sin \theta$ і $\psi_s = -(s - 1)\psi$, вищевказана формула набуває виду:

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

де ψ — зсув фаз струмів суміжних вібраторів.

Напруженість поля в точці спостереження, що перебуває в дальній зоні, визначається як:

$$E(\theta) = i \frac{60I_m}{r} f_1(\theta) f_c(\theta) e^{-ikr},$$

де I_m – струм у максимумі симетричного вібратора.

Характеристика спрямованості симетричного вібратора дещо відрізняється від ХС несиметричного вібратора, оскільки кут θ відраховується від перпендикуляра до осі антени:

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

У загальному випадку ХС лінійної антенної решітки визначається як:

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

Через складність виготовлення та доволі велику вартість адаптивні антенні решітки використовуються переважно у радіолокаційних станціях.

Дзеркальні антени

Дзеркальні антени, які також називаються рефлекторними антенами, складаються із випромінювача та відбивача (рефлектора). У дзеркальних антенах рефлектор являє собою поверхню спеціальної форми, виготовлену із провідного матеріалу (металу) та призначена для формування ДС потрібної форми. У більшості випадків її переріз в одній площині відповідає параболічному.

Ододзеркальні антени

Основними елементами ододзеркальної антени є рефлектор у виді дзеркала та випромінювача. Джерелом електромагнітних хвиль є випромінювач, який є слабонаправленою антеною. Фронт хвиль, що створюється випромінювачем, є сферичним, і хвилі поширюються у бік дзеркала. У більшості випадків форма дзеркала створюється у виді параболоїда обертання. Призначенням дзеркала є перетворення сферичного фронту хвилі на плоский, що забезпечує формування гострої ДС. Такий принцип дії дзеркальної антени ґрунтується на властивостях параболоїда обертання (рис.46).

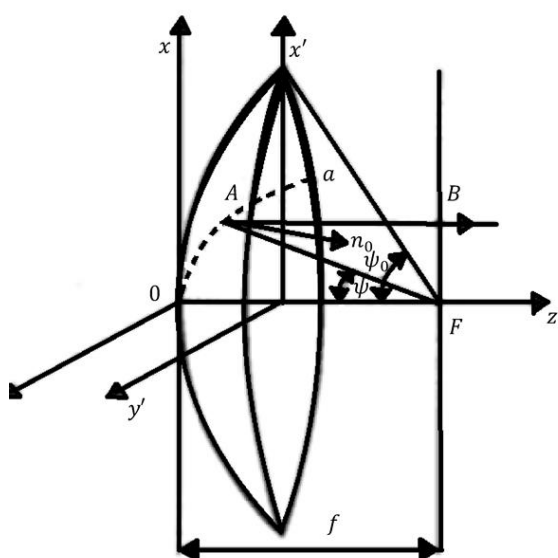


Рисунок 46 – Принцип дії параболічної антени

В осесиметричній антені дзеркало утворюється в результаті обертання параболи навколо фокальної осі f , де F – фокус дзеркала. Антену типу офсет виконують так, щоб випромінювач винести із зони поширення відбитих від дзеркала хвиль (рис. 47).

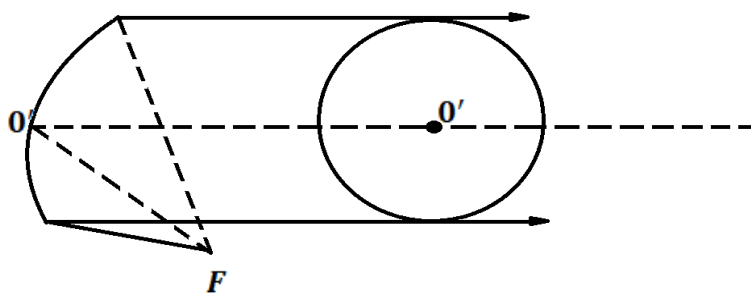


Рисунок 47 – Антени типу офсет

Рефлектор повинен мати такий контур, щоб еквівалентна апертура мала форму круга.

Очевидно, що в антені типу офсет відбиття від рефлектора не впливає на режим роботи фідера, а випромінювач не викликає дифракційних ефектів у полі відбитих хвиль через затінення апертури. Антена типу офсет менше піддається впливу метеопадів, ніж осесиметрична антена. Крім того, в антені типу офсет простіше розміщувати елементи фідерного тракту та зручніше підводити живлення.

Дводзеркальні антени

Принцип дії дводзеркальних антен полягає в перетворенні сферичного хвильового фронту електромагнітної хвилі, яка випромінюється джерелом, на плоский хвильовий фронт у розкритті антени за рахунок послідовного перевідбивання від двох дзеркал: допоміжного й основного з відповідними профілями. Дводзеркальні антени, за визначенням, мають у своєму складі два дзеркала (основне та допоміжне) й випромінювач. Випромінювач, як і в однодзеркальній антені являє собою слабо направлене джерело електромагнітних хвиль. Випромінювання випромінювача потрапляє на допоміжне дзеркало і після відбиття від нього спрямовується в бік основного дзеркала, основна функція якого – сформувати поле випромінювання з плоским фронтом.

До основних переваг дводзеркальних антен відносять:

розширення можливості у створенні необхідного амплітудно-фазового розподілу в розкритті антени;

можливість вибору опромінювача;

зменшення довжини фідерних трактів;

поліпшення умов щодо розміщення необхідних радіотехнічних блоків;

можливість зменшення перетікання потужності через краї апертури основного дзеркала.

Але разом з перевагами виникають і деякі проблеми, а саме:

збільшення площі затінення вузлів, розташованих на оптичній осі антени;

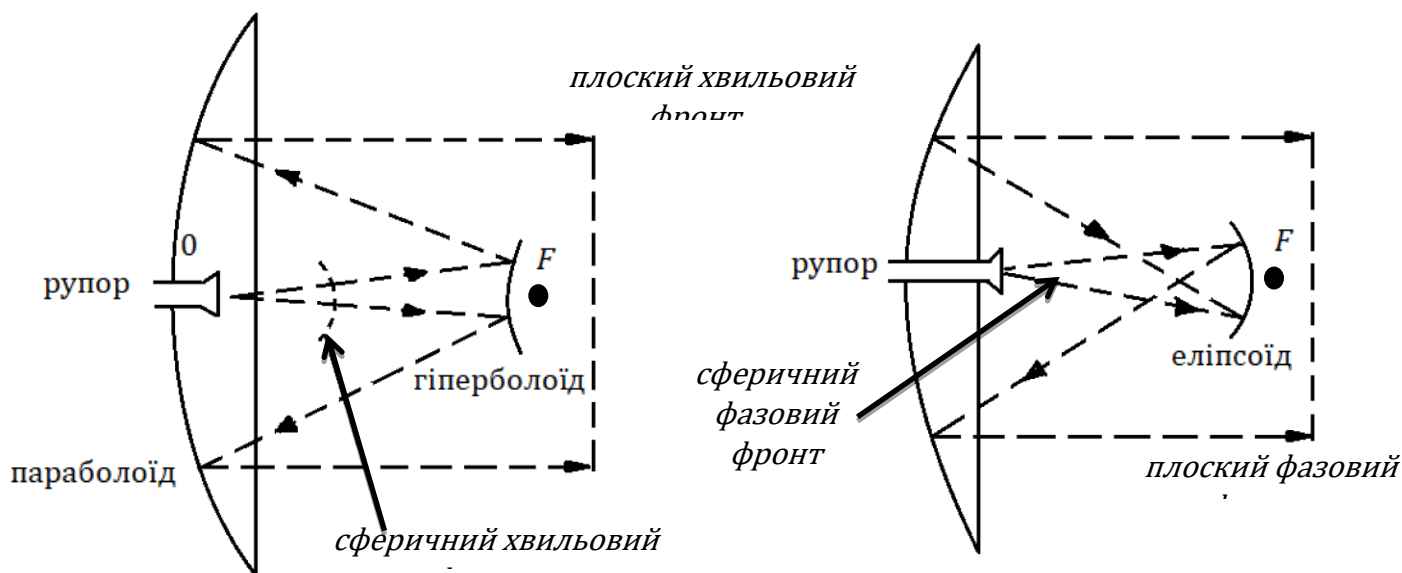
збільшення геометричних розмірів складного випромінювача, до якого відноситься допоміжне дзеркало;

збільшення рівня бічних пелюсток, що прилягають до головної пелюстки діаграми спрямованості;

збільшення вартості антени.

Зі збільшенням діаметра апертури антени переваги дводзеркальних конструкцій стають вагомішими порівняно з однодзеркальними.

Найчастіше дводзеркальні антени будують за схемою Касегрена, або за схемою Грегорі (рис. 48).



Дводзеркальна антена Касегрена

Дводзеркальна антена Грегорі

Рисунок 48 – Дводзеркальні антени

У класичних схемах Касегрена і Грегорі використовується геометрооптична властивість відбиття сферичної хвилі від поверхонь другого порядку. При цьому сферична хвиля, що випромінюється джерелом з фазовим центром, який збігається з одним із фокусів довільної поверхні другого порядку, в результаті перевідбиття від неї перетворюється знову на сферичну хвилю, але з фазовим центром, який збігається з іншим фокусом.

Важливим параметром, що характеризує якість функціонування антенно-фідерного пристрою, є характеристика узгодження антени з фідером. Кількісно узгодження визначається коефіцієнтом відбиття, або коефіцієнтом стоячої хвилі (КСХ) чи коефіцієнтом бігучої хвилі (КБХ). Модуль коефіцієнта відбиття Γ обчислюють за формулою:

$$\Gamma = \sqrt{\frac{P_{\text{в}}}{P_{\text{п}}}}$$

де $P_{\text{в}}$ – потужність відбитої електромагнітної хвилі;

$P_{\text{п}}$ – потужність падаючої електромагнітної хвилі.

При цьому, на відміну від антени Грегорі, що має короткофокусний параболоїд, антени Касегрена можуть мати параболоїд як і коротко- так і довгофокусним, що дозволить зменшити розмір антени.

Опромінювачі дзеркальних супутникових антен

Діаграма спрямованості випромінювача визначає певною мірою характеристики всієї антени. Тому до випромінювачів висувають низку вимог, основними з яких є:

опромінювач повинен створювати оптимальний амплітудний розподіл напруженості поля в апертурі антени або на поверхні допоміжного дзеркала у дводзеркальних антенах;

фазовий центр опромінювача повинен бути точковим, положення якого б не змінювалось при зміні довжини хвилі;

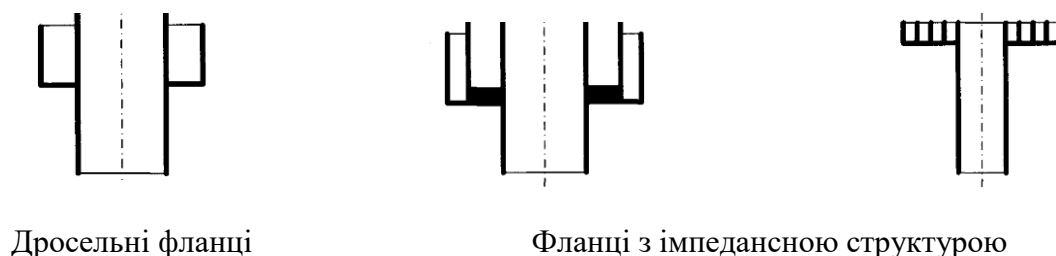
опромінювання випромінювача повинне різко зменшуватися до нуля за межами кута нахилу дзеркала;

рівень кросполяризації повинен бути низьким;

опромінювач повинен добре узгоджуватися з фідером.

Для однозеркальних антен ширина ДС опромінювача знаходиться в межах від 90° до 120° , а для двозеркальних антен – від 50° до 60° .

Найпростішим опромінювачем є відкритий кінець круглого хвилеводу, який може використовуватися для однозеркальних антен. Вадю такого джерела електромагнітного поля є доволі високий рівень кросполяризації, яка виникає внаслідок затікання струмів на зовнішню поверхню хвилеводу та відмінність діаграм спрямованості на основній поляризації в ортогональних площинах. Для зменшення рівня кросполяризації та розбіжності діаграм спрямованості в площинах E і H використовують дросельні фланці, або фланці з імпедансною структурою (рис.49).



Дросельні фланці

Фланці з імпедансною структурою

Рисунок 49 – Дросельні фланці

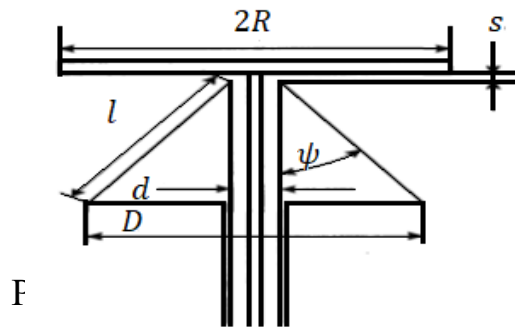
Дросельні фланці найчастіше мають глибину, що дорівнює чверті середньої довжини хвилі робочої смуги частот. Глибину пазів фланців імпедансної структури вибирають з умов мінімізації рівня кросполяризації. Окрім дроселів і фланців для оптимізації характеристик хвильового випромінювача використовують імпедансні структури на внутрішніх стінах хвилеводу.

Дискоконусна антена

З метою створення ДС, яка б задовольняла вимоги до зони покриття, кронштейн антени можна вкорочувати.

Вібратори, встановлені на щоглах, діаметри яких дорівнюють 60 мм і 160 мм, тобто відносні розміри в довжинах хвиль не перевищують $0,25\lambda$, випромінюють у всі боки. Випромінювання в бік щогли менш інтенсивне ніж випромінювання в бік вібратора. Нерівномірність ДС зростає при зменшенні

відстані h . Якщо діаметр щогли перевищує $0,3\lambda$. (250 мм і 600 мм), то ДС стає однонаправленою (рис. 50).



При невеликих відстанях ДС має форму кардіоїди, а при великих відстанях – розподіл поля у просторі наближається до розподілу випромінювання системи двох протифазних симетричних вібраторів. Очевидно, що поле випромінювання симетричного вібратора, встановленого вертикально на металевій щоглі, розподіляється у горизонтальній площині нерівномірно. Недоліком такої антени є також і досить сильна залежність форми ДС від довжини хвилі.

Діаграма спрямованості в горизонтальній площині є ненаправленою (колоподібною). У вертикальній площині ДС з частотою дещо змінюється від 1 та змінюється напрямок максимального випромінювання.

Наведені ДС дискоконусних антен у вертикальній площині для трьох значень довжини хвилі та для двох значень кута ψ . Із наведених ДС видно, що збільшення кута ψ розширює робочу смугу частот, тобто ДС при збільшенні частоти менше деформується (рис. 51).

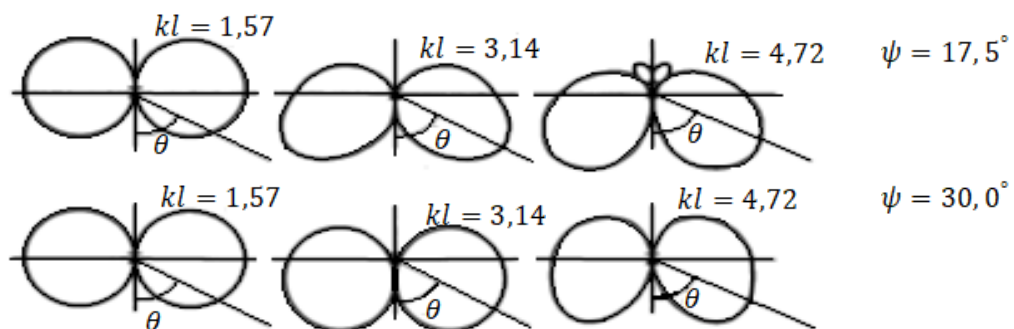


Рисунок 51 – ДС дискоконусних антен

Багатоелементні ненаправлені антени

Під ненаправленими антенами розуміють антени, випромінювання яких у горизонтальній площині розподіляється рівномірно у всіх напрямках, тобто його інтенсивність не залежить від азимутального кута. На практиці, у вертикальній площині такі антени мають певну направленість, яка визначається конструктивною схемою антени. Антени цього типу, як правило, є слабонаправленими у вертикальній площині, і це закономірно, бо розміри антен у вертикальній площині, звичайно, менші довжини хвилі. Вагомою вадою розглянутих антен є якраз їх значна ширина ДС у вертикальній площині, що зменшує площу обслуговування станцією, оскільки радіус обслуговування базової станції істотно залежить від концентрації потоків енергії над поверхнею землі. Отже, для ефективного використання потужності передавача необхідно встановлювати на базових станціях (БС) антени з вузькою ДС у вертикальній площині, головні пелюстки якої були б притиснуті до поверхні землі. Відомо, що вузькі ДС у вертикальній площині формуються багатоелементними антенами, а саме – лінійними антенними решітками, елементами яких можуть бути симетричні вібратори.

Виходячи з цих міркувань, передавачі базових станцій часто працюють в комплекті з лінійними антенними решітками. Однією з досить простих лінійних (колінеарних) антенних решіток є антена Франкліна, яку було створено у 1926 році (рис. 52).

Як видно з конструктивної схеми, антена складається з металевих стержнів, завдовжки $0,5\lambda$, і індуктивних котушок, що з'єднують стержні. На рисунку показано розподіл струму вздовж антени. Генератор живить антену за допомогою коаксіального кабелю, який приєднується до затискачів антени через узгоджувальний пристрій (автотрансформатор).

При відповідному виборі частоти генератора на стержнях укладається півдовжини хвилі, і стержні випромінюють електромагнітні хвилі так, як і півхвильові симетричні вібратори. Котушки індуктивності поглинають половину стоячої довжини хвилі, чим забезпечують синфазне збудження вібраторів.

Значення індуктивності вибирають досить великим, щоб на витках котушок також укладалась половина довжини хвилі. При розрахунку котушок індуктивності необхідно враховувати розподілену ємність між витками.



Антенa Франкліна

Еквівалентна схема

Рисунок 52 – Антенa Франкліна

Котушки індуктивності в даному випадку можна замінити чвертьхвильовими відрізками закороженої лінії. У кінці лінії – місці короткого замикання – струм досягає максимального значення, тобто в кінці лінії виникає пучність струму. Вхідні затискачі лінії приєднуються до вібраторів і завдяки вибраній довжині на входах лінії утворюються вузли струму. У проводах лінії струм протікає в протифазі, тому випромінюванням чвертьхвильових короткозамкнених відрізків лінії можна нехтувати. Таким чином, провідники, що утворюють чвертьхвильові відрізки короткозамкнених ліній, відбирають на себе стоячі півхвилі струму, які знаходяться у протифазі до струму у вібраторах. Отже, вібратори живитимуться синфазними струмами, і антену Франкліна можна розглядати як синфазну антенну решітку.

У сучасних колінарних антенах котушки індуктивності використовують при невеликій кількості елементів.

Намагання створити більш технологічні конструкції призвело до появи решіток, виконаних з відрізків жорсткого коаксіалу, кожен з яких є вібратором (рис.53).

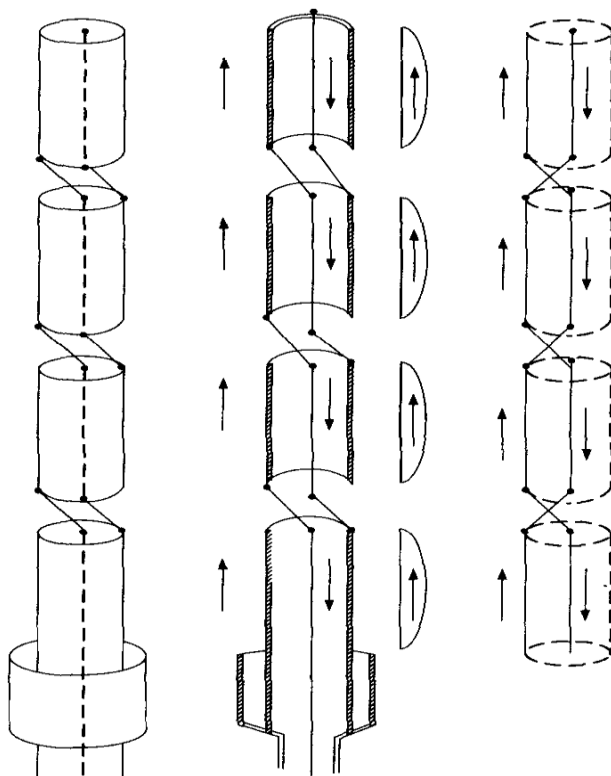


Рисунок 51 – Решітка, виконана з відрізків жорсткого коаксіалу

Вище зображено поздовжній розріз колінарної антени.

Із наведеної схеми видно, що відрізки з'єднуються перехресно, що забезпечує синфазність струмів на зовнішній поверхні трубчатих стержнів за умови, що на кожному відрізку укладається половина довжини хвилі. Синфазні струми протікають також і на центральних провідниках коаксіалу.

При такій схемі з'єднання відрізків у двохпровідній лінії, яка еквівалентна решітці із відрізків коаксіалу, поле було б потенціальним і структура з перехресним з'єднанням провідників не випромінювала б. Якщо ж провідники, що знаходяться на одній вертикалі (наприклад, з правого боку), екранувати, то з'явиться поле випромінювання, створене струмами

провідників лівої вертикалі. Фактично, при екрануванні правої вертикалі симетричної лінії циліндрами, здійснюється перехід до схеми, наведеної вище. Для збудження найнижчого відрізка необхідно його нижній кінець електрично від'єднати від зовнішньої поверхні обплетіння коаксіального кабелю (фідера). Це досягається за допомогою чвертьхвильового стакану, вхідний опір якого надзвичайно високий. Завдяки цьому струми та заряди, які збуджуються на зовнішній поверхні найнижчого відрізка, не перетікають на коаксіальний кабель, що живить антену.

Малогабаритні антени рухомих радіотехнічних засобів

Серед рухомих радіотехнічних засобів найбільш поширеними є портативні радіоприймачі, радіотелефони стільникового зв'язку, радіостанції УКХ зв'язку та бездротові телефонні трубки. Розміри таких засобів досить малі, тому габарити антен також мусять бути невеликими. Жорсткі вимоги щодо габаритів антен істотно звужують коло типів антен, які можуть використовуватися в компактних радіотехнічних засобах.

У переносних портативних радіоприймачах використовують, як правило, два типи антен: несиметричний вібратор і феритову антену. Несиметричний вібратор виконують у виді телескопа із металевих трубок, які входять одна в одну, завдяки чому у складному виді вібратор скорочується до розмірів корпусу приймача, а розгорнутий вібратор досягає резонансної довжини у високочастотній частині метрового діапазону. Найчастіше вібратор встановлюють у вертикальному положенні, тому його ДС у горизонтальній площині ненаправлена. У вертикальній площині ДС формується з урахуванням впливу поверхні землі, яка в метровому діапазоні хвиль за електричними властивостями наближається до діелектрика. Реактивну складову вхідного опору вібратора певною мірою можна компенсувати за рахунок реактивного вхідного опору приймача.

Феритова антена радіоприймачів являє собою рамку з магнітним осердям. Для більшої наочності аналізу принципу дії розглянемо прямокутну рамку в полі плоскої електромагнітної хвилі. Локально плоскою хвиля буде за умови, що розміри рамки набагато менші довжини хвилі ($h \ll \lambda$), і що джерело поля досить віддалене ($r \gg \lambda$, де r – відстань від рамки до джерела поля) (рис. 54).

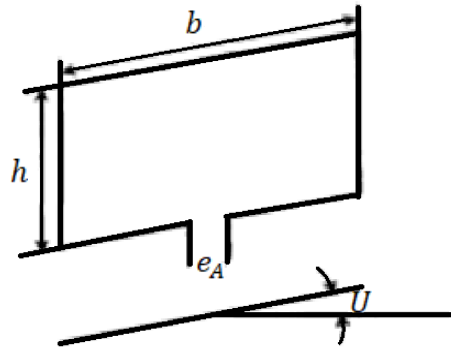


Рисунок 51 – Принцип дії рамки

При цьому напрямок поширення хвилі визначається орієнтацією вектора Пойнтинга і знаходиться під кутом ϑ до площини рамки.

Панельні антени

У стільникових системах зв'язку в основному використовують секторні антени, які дають можливість багаторазово використовувати одну і ту саму частоту у різних стільниках при найбільшому числі абонентів. На БС, що обслуговують лише один стільник, встановлюють антени із секторними ДС, які опромінюють стільник в певному секторі, кут розхилу якого може становити 60° , 90° , 120° або 180° .

Нині найпоширенішими секторними антенами є панельні антени, які являють собою антенні решітки, що конструктивно виконуються як дзеркальні антени з плоским дзеркалом. У горизонтальній площині ширина їх ДС повинна перекривати визначений сектор стільника, а у вертикальній площині ДС мусить бути гостронаправленою з максимумом випромінювання спрямованим вздовж лінії горизонту, або ж нахилена під невеликим кутом вниз від лінії горизонту.

Панельні антени виготовляють або як повністю завершену (цілісну) конструкцію антенної решітки, установленної на прямокутному металевому екрані і закриту обтікачем, або як сукупність декількох елементів, кожний із яких є слабонаправленою у вертикальній площині панельною антеною.

Щоб розкрити основні особливості панельних антен, розглянемо найпростішу антену, яку можна використати окремо або як елемент антенної лінійної решітки (рис. 55).

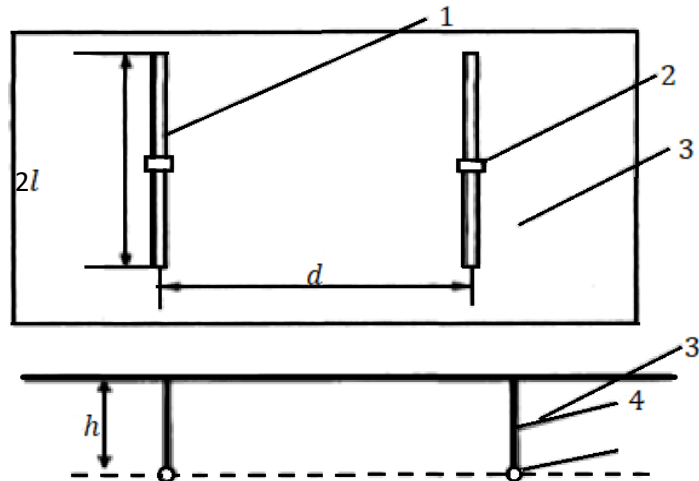


Рисунок 55 – Принцип дії рамки

На рисунку представлена схема конструкції панельної антени, яка має у своєму складі лише два випромінюючих вібратора. Такі панельні антени виготовляють різні виробники майже на всі частоти метрового та дециметрового діапазонів. Симетричні вібратори 1, плечі яких роз'єднані ізоляторами 2, за допомогою стояків 4 закріплюються на металевому екрані 3. Відстань між осями паралельних вібраторів позначена як d , а відстань від вібратора до екрана становить h .

Вважаючи, що розміри екрана досить великі, ХС антени у горизонтальній площині (площині H) запишемо у виді:

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

де $F_1(\varphi) = \cos\left(\frac{kd \cos \varphi}{2}\right)$ – множник, що враховує ХС двох синфазних вібраторів;

$$F_2(\varphi) = \frac{\sin(kh \cos \varphi)}{\sin kh} - \text{множник, що враховує вплив дзеркала (екрана) на}$$

поле випромінювання;

φ – азимутальний кут, що відраховується від перпендикуляра до площини екрана.

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

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

де $F_1(\Delta) = \frac{\cos(kl \sin \Delta) \cos kl}{\cos \Delta}$ – множник, що враховує направлені властивості симетричного вібратора з довжиною плеча рівною l ;

$F_2(\Delta) = \frac{\sin(kh \cos \Delta)}{\sin kh}$ – множник, що враховує дзеркальне зображення вібратора, тобто це характеристика спрямованості, що визначає вплив дзеркала у вертикальній площині.

Δ – кут місця, що відраховується від лінії горизонту.

Кутикові антени

Кутикова антена є дзеркальною антеною, у якій рефлектор виготовлений з двох прямокутних плоских екранів, розміщених під кутом один до одного. Випромінювачем дзеркала є симетричний вібратор, який найчастіше встановлюють на бісектрисі кута (рис. 56).

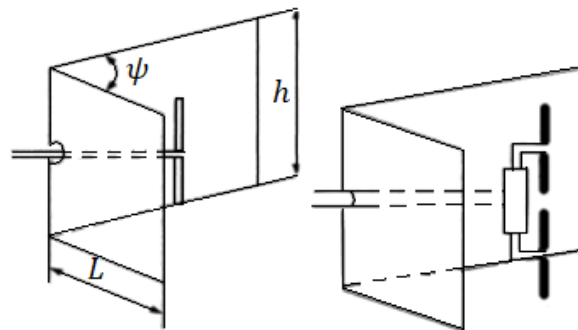


Рисунок 51 – Кутикова антена

При необхідності зменшити ширину ДС у вертикальній площині (площині E) використовують випромінювач, що складається з двох або більшої кількості вібраторів. Геометричними параметрами кутикової антени є кут розхилу плоских екранів ψ , висота рефлектора h і довжина кожного із екранів L . Кут ψ , як правило, вибирають рівним $180^\circ/n$, де n – ціле число ($n = 1,2,3,\dots$). Висоту рефлектора h беруть трохи більшою від довжини вібратора, а розмір L повинен бути не меншим довжини хвилі λ . Що менший кут розхилу рефлектора, тим більшим мусить бути розмір L .

Для інженерних розрахунків використовують метод дзеркальних зображень. При строгому підході він справедливий за умови, що $L = \infty$ і $h = \infty$. (рис. 57)

Для реальних куткових антен методом дзеркальних зображень отримують наближені формули для розрахунку ДС. Кількість дзеркальних зображень вібратора залежить від кута розкриття дзеркала. Так, при $\psi=60^\circ$ вібратор і його дзеркальні зображення створюють антенну систему, що складається із шести випромінювачів. Випромінювач 1 – це реальний вібратор, а випромінювачі 2, 3, 4, 5, 6 – його дзеркальні зображення. Струми вібратора 1 і дзеркальних зображень 3 та 5 збігаються за фазою. Струми фіктивних вібраторів 2, 4 і 6 зсунуті за фазою на 180° відносно 1-го.

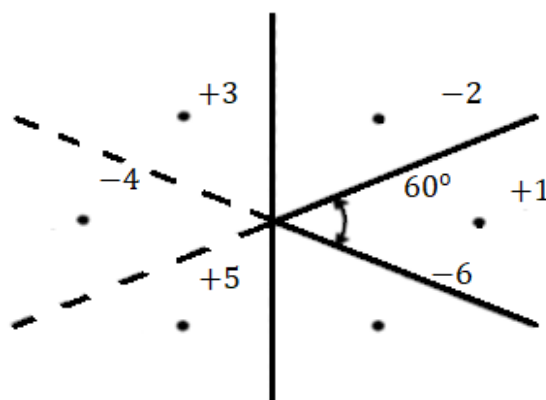


Рисунок 57 – Принцип дії кутикової антени

Фазові співвідношення струмів позначені знаками плюс і мінус. З аналізу поля випромінювання приведеної системи випливає, що напруженість поля в секторі кутів $|\varphi| < \psi/2$ визначається як:

$$E(\varphi) = 2E_0 \left\{ \sin(kS \cos \varphi) - \sin \left[kS \cos \left(\frac{\pi}{3} - \varphi \right) \right] - \sin \left[kS \cos \left(\frac{\pi}{3} + \varphi \right) \right] \right\},$$

де E_0 – напруженість поля випромінювання випромінювача (реального вібратора) у площині H без рефлектора;

k – хвильове число;

l – відстань від площини кута.

У площині E за допомогою метода дзеркальних зображень знайдено такий вираз для ДС:

$$f(\Theta) = f_1(\Theta) \sin \left(\frac{kS}{2} \cos \Theta \right) \sin^2 \left(\frac{kS}{4} \cos \Theta \right),$$

де $f(\Theta)$ – характеристика спрямованості вібратора (випромінювача) у вільному просторі;

Θ – кут між напрямком у точку спостереження та перпендикуляром до осі вібратора (ребра рефлектора).

У кутикових антенах серійного виробництва рефлектор являє собою решітку металевих стержнів, осі яких паралельні осі вібратора (рис. 58).

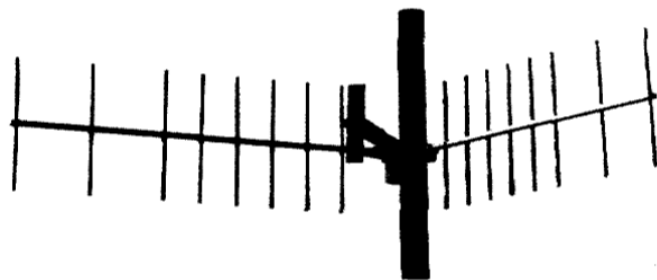


Рисунок 58 – Конструкція кутикової антени

Зображена на рисунку антена працює у смузі частот 360-490 МГц, забезпечуючи коефіцієнт підсилення близько 11 дБі.

Директорні та логоперіодичні антени

Директорні антени являють собою лінійні антенні решітки, елементами яких є симетричні вібратори. Один із цих вібраторів живиться від джерела енергії, інші - пасивні. Їх осі паралельні одна одній (рис. 59).

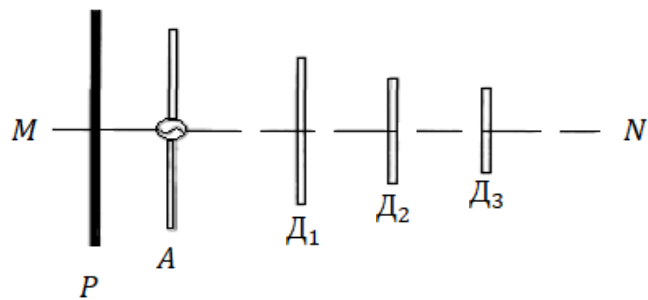


Рисунок 59 – Логоперіодична антена

Вібратор *P* називають рефлектором і він зменшує випромінювання активного вібратора *A* у задній півпростір. Вібратори *D1*, *D2*, *D3* збільшують концентрацію інтенсивності електромагнітних хвиль навколо осі антени *MN* і їх називають директорами.

Для БС мобільного зв'язку такі антени використовують для роботи в метровому діапазоні хвиль. Кількість елементів, включаючи й активний вібратор, коливається від трьох (активний вібратор, пасивний рефлектор і директор) до десяти і більше.

Автомобільні антени

Антени, що розміщуються на дахах автомобілів і працюють як в режимі приймання, так і в режимі випромінювання, за частотними властивостями поділяються на одночастотні та багаточастотні. Одночастотні антени працюють в одній смузі частот, тобто в одній мережі зв'язку, багаточастотні випромінюють і приймають радіохвилі у декількох смугах частот.

Якщо довжини вібраторів зменшуються за тим же законом що і відстані між ними, то така антена називається логоперіодична.

Найчастіше одночастотні антени виконують у виді несиметричного вібратора з пристроєм для кріплення антени на даху, який забезпечує одночасно високочастотний контакт з корпусом автомобіля. Довжина вібратора може бути резонансною $l = 0,25\lambda$ з коефіцієнтом підсилення $G = 3 \text{ дБ}$. Ширина смуги робочих частот штирової антени може становити (5... 10)% при коефіцієнті бігучої хвилі (КБХ) у фідері близько 0,6...0,7. Щоб збільшити коефіцієнт підсилення, використовують вібратор завдовжки $l=0,625\lambda$, але тоді у пристрої кріплення антени встановлюють елемент узгодження вхідного опору вібратора з хвильовим опором фідера.

Колінеарні антени вирізняються дещо кращими характеристиками. Найчастіше використовують колінеарні антени з двома секціями та однією фазувальною секцією, найчастіше котушкою. Смуга робочих частот колінеарної двоелементної антени майже така, як і у простої вібраторної антени при КБХ 0,6...0,7, але ДС менше залежить від розмірів і електричних параметрів даху автомобіля. Крім того, головні пелюстки ДС у вертикальній площині більш притиснуті до горизонту, що розширює зону впевненого зв'язку. Коефіцієнт підсилення таких антен, становить 5 дБ (рис. 60).

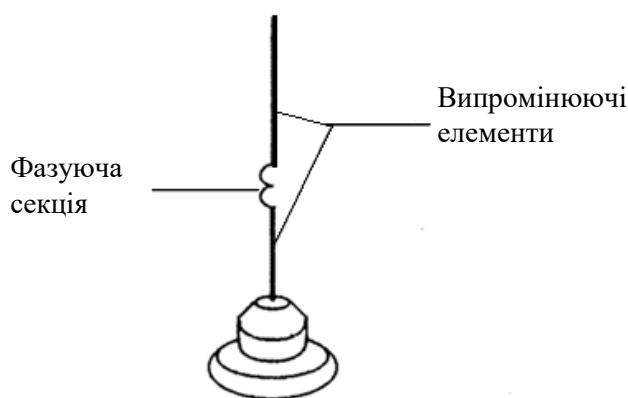


Рисунок 60 – Колінеарна антена

Застосовуються також малогабаритні зовнішні автомобільні антени для постійного кріплення. Вібратор із шунтовим живленням (чвертьхвильовий

штир), зігнутий у виді літери Г, є несиметричним вібратором з ємнісним навантаженням (рис. 61).

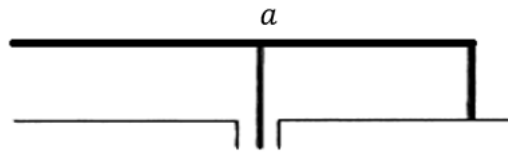


Рисунок 61 – Несиметричний вібратор з ємнісним живленням

Обираючи положення точки приєднання фідера a здійснюється узгодження фідера з антеною. Антена є вузькосмуговою, оскільки зменшення вертикальної частини вібратора призводить до зменшення смуги робочих частот. ДС такої антени нічим не відрізняється від ДС звичайного несиметричного вібратора.

У діапазоні декаметрових хвиль антени мобільного зв'язку виготовляють у виді вкороченого несиметричного вібратора, оскільки використати несиметричний вібратор з резонансною довжиною на автомобілі, практично, неможливо. Вкорочений вібратор з подовжувальною котушкою має знижений ККД і звужену смугу робочих частот. Крім того, потрібно використовувати узгоджувальні пристрої для приєднання фідера із затискачами антени.

Схема узгодження вхідного опору антени з хвильовим опором фідера представлено на рисунку (рис.62).

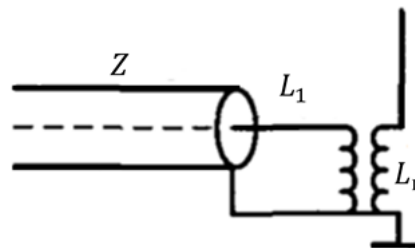


Рисунок 62 – Узгодження несиметричного вібратора

При ввімкненні подовжувальної котушки на затискачах вібратора узгодження можна досягти при використанні трансформаторного живлення

антени, у цьому випадку кількість витків n_1 , обмотки зв'язку L_1 , обчислюють за формулою:

$$n_1 = n_2 \sqrt{\frac{Z}{\omega L_{\Pi}}}$$

де n_2 – кількість витків подовжувальної котушки з індуктивністю L_{Π} ,
 Z – хвильовий опір фідера.

Можлива також автотрансформаторна схема живлення несиметричних вібраторів. Розрахунок коефіцієнта трансформації виконують таким же чином, як і для трансформаторної схеми (рис. 63).

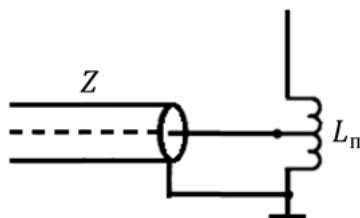


Рисунок 63 – Автотрансформаторна схема живлення несиметричних вібраторів

Більш досконалыми є схеми живлення несиметричних вібраторів з конденсатором C , який з'єднує узгоджувальну котушку L_y з корпусом автомобіля (рис. 64).

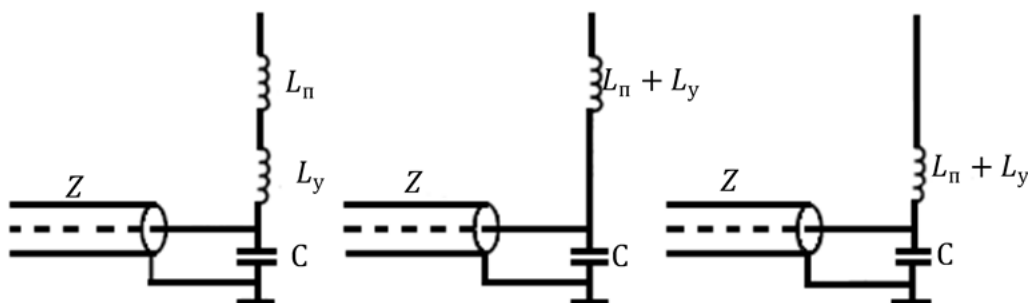


Рисунок 64 – Схема живлення з застосуванням конденсатора

Подовжувальна котушка $L_{\text{п}}$ може приєднуватися ближче до верхнього кінця штиря, що зменшує втрати в котушці. Узгоджувальна та подовжувальна котушки можуть об'єднуватися в одну конструктивно цілісну індуктивність $(L_{\text{п}} + L_{\text{у}})$. Таку котушку розміщують або всередині вібратора або біля вхідних затискачів.

Застосовуються також несиметричні вібратори, у яких подовжувальну котушку замінюють розподіленою індуктивністю. Такий вібратор являє собою трубу, виконану із діелектрика (скловолокно, полістирол, поліетилен тощо), на яку намотують дротом по всій довжині витки. Порівняно з вертикальним штирем такої самої довжини з подовжувальною котушкою вібратор з розподіленою індуктивністю має вищий опір випромінювання і більш широку смугу робочих частот. Для зменшення втрат крок витків роблять нерівномірним. Він зменшується при збільшенні відстані від входу антени.

3.3 Правила вибору антен для декаметрового радіозв'язку

При організації радіозв'язку на визначені відстані перед командиром підрозділу (начальником радіозасобу) обов'язково виникають питання вибору робочих частот і типів антен, які будуть найбільш повно забезпечувати стійкий радіозв'язок.

Загальними міркуваннями для вибору робочих частот і антен є:

Визначення виду хвилі (земна чи іоносферна), яка необхідна для підтримки зв'язку з кореспондентом

Дане завдання вирішується в залежності від дальності зв'язку з кореспондентом, яка в свою чергу, залежить від типу радіо засобів, що використовуються. Тут і нижче приведені рекомендації щодо використання радіостанцій середньої потужності, які мають потужність передавача рівну 1кВт і діапазон робочих частот 1,5 – 30 МГц. При цьому комплект антен радіостанції залежить від апаратури, що використовується.

Відомо, що перевагою ліній зв'язку, які працюють земними хвилями є відносно висока стійкість рівня сигналу в точці прийому (при відсутності або малій інтенсивності відбитої від іоносфери хвилі). Приблизна дальність зв'язку на радіостанції середньої потужності земною хвилею складає до 100 км. На цю відстань слід орієнтуватися, приймаючи рішення на забезпечення зв'язку. Однак, слід враховувати, що в нічний час зростають впливи перешкод (а рівень сигналу земної хвилі залишається), і тому дальність зв'язку вночі земною хвилею може скоротитися у 2-3 рази, або значно знизитися її якість.

Однак загальну рекомендацію можна сформулювати так: якщо кореспондент розташований ближче 100 км, то необхідно спробувати встановити зв'язок з ним земною хвилею; а якщо рівень сигналу виявився недостатнім для забезпечення якісної роботи, то за можливості необхідно переходити на зв'язок іоносферними хвилями.

Для короткохвильових (КХ) радіостанцій, потужність передавача яких відрізняється від 1 кВт, орієнтовно можна оцінити радіус зв'язку на земній хвилі виходячи з наступного співвідношення:

$$r[\text{км}] \approx 100 \sqrt[4]{P[\text{кВт}]}.$$

Враховуючи, що напруженість поля на лініях земних хвиль убуває пропорційно квадрату відстані, то, наприклад для передавача потужністю 20 Вт отримаємо радіус зв'язку:

$$r[\text{км}] = 100 \sqrt[4]{0,02} \approx 40[\text{км}].$$

Наведені оцінки звісно є вельми і вельми орієнтовними, оскільки дальність зв'язку залежить від багатьох факторів (рівень перешкод, вид роботи, антени, що застосовуються, параметри ґрунту, вимоги до якості зв'язку, і т.д.), але все ж вони дозволяють орієнтовно визначити радіусу дії

радіозасобу по земній хвилі без проведення громіздких розрахунків, виконання яких у польових умовах ускладнене. Вирішальну роль при виборі способу поширення радіохвиль, який буде використаний на запланованій радіостанції (а, отже і при виборі антен для радіозв'язку) може зіграти рельєф місцевості та рослинність, так як від даного фактору дуже залежить затухання земних хвиль.

Якщо наприклад кореспонденти будуть розділені екрануючою висотою (горою), то зв'язок земною хвилею на відносно невеликій відстані може виявитися взагалі неможливим навіть за допомогою передавача кіловатної потужності. Застосування в даному випадку антени зенітного випромінювання дозволить зробити якість зв'язку незалежною від рельєфу місцевості. Це необхідно враховувати при організації радіозв'язку в гірській місцевості.

Також слід враховувати, що дальність зв'язку земною хвилею в морі буде значно (в 3-4 рази) більше, ніж над сушею, так як поверхневі хвилі при розповсюдженні над високопровідною водною поверхнею зазнають значно менших поглинань.

Після прийняття рішення, щодо забезпечення зв'язку земною чи іоносферною хвилею, необхідно вибрати частоту та антени.

3.4 Вибір робочих частот і антен для зв'язку земною хвилею

При виборі робочих частот для зв'язку земною хвилею стикаємося з відомим протиріччям. З одного боку по умовам розподілу радіохвиль, робочі частоти повинні бути як можна нижчі, так як при цьому зменшиться загасання енергії хвилі в ґрунті, а з іншого боку, при існуючих реальних обмеженнях на габарити антенних пристроїв польових радіостанцій, чим нижче частота, тим нижче і ефективність роботи антен. Антени в нижній частині КХ діапазону працюють, як правило, в режимі подовження і навіть великого подовження, тобто їх довжина дорівнює $l < \lambda$ або $l \ll \lambda$ відповідно.

При збільшенні частоти загасання радіохвиль збільшується, але зростає ефективність антенних пристроїв, так як підвищується відношення довжини антени і довжини хвилі електромагнітних коливань (l/λ), отже, зменшаться втрати в органах налаштування антени і у її ближній зоні. Взагалі, верхня частина гектометрового діапазону хвиль, тобто частоти 1,5-3 МГц, включаються в діапазон КХ радіостанцій спеціально для здійснення зв'язку земною хвилею (звісно, це не виключає можливості забезпечення зв'язку на даних частотах і крутоспадаючими іоносферними хвилями, але загасання іоносферних хвиль в зазначеній ділянці, як правило, буде більшим). Приблизно однакові результати отримуємо, якщо для зв'язку земною хвилею крім вказаного діапазону частот 1,5-3 МГц будемо використовувати діапазон 3-6 МГц (загасання хвиль збільшується, але збільшиться і ефективність антен).

Отже, для зв'язку земною хвилею на вказані в попередньому розділі відстані, доцільно використовувати початкову ділянку спектру КХ радіостанцій, який лежить в межах 1,5-6 МГц (верхня грань вказана орієнтовно і може змінюватися в залежності від типу радіо засобу, що використовується).

Для зв'язку земною хвилею на зазначені відстані в комплектах антен польових радіостанцій є штирьові та Т-подібні передаючі антени, які працюють вертикально-поляризованою хвилею і мають максимум випромінювання вздовж земної поверхні, тобто відповідають основним потребам до антен земних хвиль. Отже, антена довжиною 10 м дозволяє здійснювати роботу в діапазоні частот 4-14 МГц. На більш низьких частотах антена входить в режим подовження, що веде до спадання ефективності (ККД). Ділянка діапазону 1,5-4 МГц перекривається за допомогою двох Т-подібних антен: 1,5-2 МГц та 2-4 МГц, які можуть створюватися шляхом несиметричного підключення відповідних похилих симетричних вібраторів.

Необхідно відмітити, що антени з верхнім навантаженням (якими і являються зазначені Т-подібні антени) повинні застосовуватися замість штирьових тільки в тих випадках, коли останні працюють в режимі,

близькому до режиму великого подовження ($l \ll \lambda$). Штирковим антенам, розміри яких близькі до резонансних, не потрібен «дах», який в даному випадку ніяк не покращить характеристику антени, а тільки може «зіпсувати» її, так як подовження дротів антени може привести до появи на дротах вертикального підйому вузла струму, що спричинить спотворення її ДС. Тому робота Т-подібних антен недопустима на частотах, які перевищують вказані для них верхні значення.

Вказані вище антени для зв'язку земною хвилею є мачтовими і можуть бути використані тільки для зв'язку під час стоянки.

В русі виникає необхідність працювати на малогабаритні дахові антени. Оскільки вони експлуатуються в режимі великого подовження (вимушена міра), то для уникнення небезпеки пробією антенного ізолятора, а також виходу з ладу органів налаштування передавача, що являється наслідком перенапруженості (великих струмів) в антенному контурі, необхідно понижувати потужність передавача зменшуючи рівень збудження вихідного каскаду. Зрозуміло, що поряд з падінням ККД антенного контуру, це слугуватиме причиною пониження якості зв'язку та зменшення її дальності.

Тому дахові антени радіостанцій повинні використовуватися тільки для зв'язку в русі та на коротких стоянках.

У всіх інших випадках, по можливості, повинні бути розгорнуті повногабаритні мачтові антени, що мають підвищену ефективність.

Іншим чином відбувається вибір прийомних антен. В умовах переважаючого впливу зовнішніх завад над внутрішніми шумами приймача, що характерно для вказаного вище діапазону частот для зв'язку земною хвилею у діапазоні частот 1,5-6 МГц, питання ККД антени відступають на другий план (це не означає, що ККД зовсім не враховується, оскільки сильно ослаблений через втрати в антені сигнал може виявитися нижче чутливості приймача і не буде ним прийнятий).

Головна вимога до приймальної антени – збереження виду ДС з тим, щоб напрям нульового прийому не співпав з напрямом на кореспондента, а

ще краще, щоб антена залишалась орієнтована максимумом ДН на кореспондента.

Антена з низьким ККД в однакової мірі послаблює сигнал і завади, залишаючи їх відношення практично незмінними, оскільки якість зв'язку визначається саме відношенням потужності сигналу та завади (ще раз підкреслимо, що дане твердження справедливу в умовах переважаючої дії зовнішніх завад над внутрішніми шумами приймача, тобто в діапазоні метрових і більш довгих хвиль). Тому в комплект прийомних антен зазвичай входить тільки одна ненаправлена штирвова антена, яка перекриває весь діапазон робочих частот станції. Такою антеною в комплекті військових радіостанцій середньої потужності є мачтова штирвова антена АШМ 4/12, що працює в діапазоні 1,5-30 МГц. В нижній частині указанного діапазону антена працює в режимі великого подовження, але при цьому у неї ДН практично така ж, що і при резонансі, а низький ККД антени в даному режимі компенсується трактами підсилення приймача, який має високу чутливість.

При зв'язку в радіонапрямку доцільно використання направленої приймальної антени, яка послаблює завади, які приходять з напрямку, не співпадаючому з напрямом головної пелюстки ДН і таким чином покращує відношення потужності сигнал/завади, що надходять на вхід приймача. Ця властивість антени (покращувати відношення потужностей сигнал/завади в порівнянні з ненаправленою антеною) чисельно оцінюється її коефіцієнтом направленої дії (КНД).

Таким чином, критерієм вибору прийомної антени являється її КНД, який повинен бути максимальним. Серед направлених антен земних хвиль польових радіостанцій найбільш розповсюдженою є однодротова антена бігучої хвилі (АБХ), яка працює в діапазоні 3-24 МГц і має у вказаному діапазоні КНД, що змінюється в межах до 10. Дана антена може застосовуватись для зв'язку іоносферними хвилями на велику відстань, що в загальному є її основним призначенням.

В тактико-технічній документації (ТТД) радіостанцій іноді вказується можливість здійснення зв'язку земною хвилею в верхній частині декаметрового (на частотах 20-30 МГц) та в ультракороткохвильовому (УКХ) метровому (на частотах 30-60 МГц) діапазонах хвиль, а також віддалення в десятки і навіть сотні кілометрів (до 150-300 км) на високо піднятих штирьових та направлених мачтових антенах.

В одному з цих випадків фактично використовуються інші механізми радіорелейних хвиль (РРХ) (а не земна хвиля). Так, при роботі на високопіднятих штирьових антенах, зв'язок здійснюється за рахунок механізму прямої хвилі, що розповсюджується між передаючою і прийомною антеною. Дальність зв'язку при цьому обмежується наявністю прямої видимості між антенами і може досягати 40-50 км.

При використанні λ -подібних і напівромбічних направлених антен дальність зв'язку радіостанцій середньої потужності може досягати 150 км (на частотах більше 20 МГц), але в цьому випадку зв'язок забезпечується за рахунок тропосферного розсіювання. Покращення якості зв'язку та збільшення її дальності можна отримати за рахунок використання антен горизонтальної поляризації (хвильовий канал, логоперіодична і т. д.), які на зазначених лініях дають значний енергетичний виграш.

3.5 Вибір робочих частот і антен для зв'язку іоносферними хвилями

Робочий діапазон радіоліній зв'язку іоносферними хвилями

Щоб іоносферна хвиля могла бути прийнята на вищезазначеній відстані від передавача необхідно виконати наступні умови:

повинна виконуватись умова відбиття хвилі від іоносфери;

напруженість електричного поля сигналу повинна перевищувати в необхідне число раз напруженість поля перешкод і чутливість приймача.

Ці дві умови обмежують діапазон застосованих робочих частот.

Зупинимося на першому з них

Для відбиття хвилі необхідно, щоб робоча частота радіо засобу була не вище значення, визначеного умовою відбиття

$$f < f_{\text{МЗЧ}},$$

де f – робоча частота;

$f_{\text{МЗЧ}}$ – максимально застосована частота.

Максимально застосована частота (МЗЧ) – найбільша частота, при якій хвиля відбивається від іоносфери при заданих величинах щільності електронної концентрації шару іоносфери, в якому відбувається відображення ($N_{\theta_{\text{макс}}}$) та кута падіння на іоносферу (θ_0).

Якщо робоча частота радіо засобу буде вибрана більше ніж МЗЧ, то хвиля, углиблюючись в іоносферу, досягає рівня максимуму електричної концентрації і пройде крізь нього. При цьому заломлюючі властивості іоносфери стають такими, що траєкторія хвилі починає вигинатися в сторону від поверхні землі. Така хвиля пронизує іоносферу та виходить в космічний простір (рис. 65).

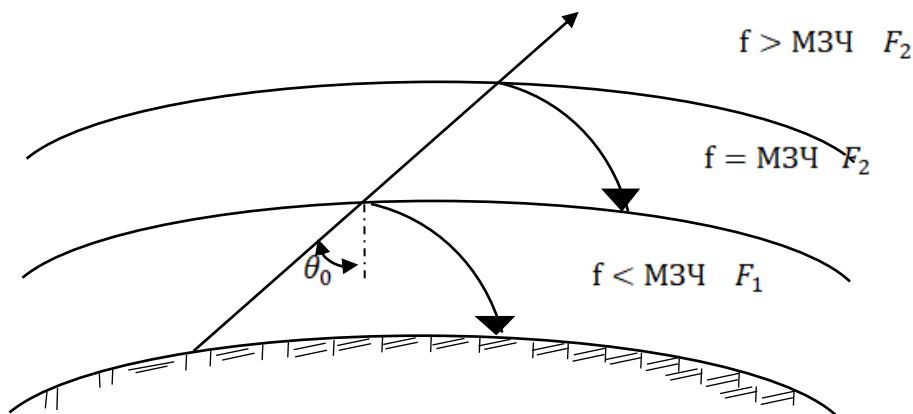


Рисунок 65 – Вплив шарів F_1 і F_2 на проходження радіохвиль

Слід пам'ятати, що в наслідок безперервних змін рівня електронної концентрації у верхніх шарах іоносфери МЗЧ також безперервно змінюється за випадковим законом. У радіопрогнозах вказують медіанні рівні МЗЧ, що забезпечують відображення тільки в 50% випадків. Отже, ймовірність забезпечення зв'язку на цих частотах буде дорівнювати 0,5. Щоб підвищити

ймовірність забезпечення зв'язку, необхідно працювати над зниженням МЗЧ. На практиці при відображенні від шару F_2 , робочу частоту знижують на 15%. Вибрана таким чином частота називається оптимальною робочою частотою (ОРЧ) Отже, для шару F_2

$$\text{ОРЧ}_{F_2} = 0,85 \times \text{МЗЧ}_{F_2}.$$

Хвилі даної частоти віддзеркалюються від іоносфери з ймовірністю $P = 0,9$. Подальше зниження робочих частот підвищує надійність відбиття та одночасно призводить до збільшення поглинання хвиль в іоносфері та зменшення напруженості поля сигналу. ОРЧ шару F_1 відрізняється від МЗЧ на 5%, а при відображенні від шару E ОРЧ і МЗЧ збігаються. Зауважимо, що МЗЧ шляху визначається тільки станом іоносфери та дальністю зв'язку і не залежить від потужності передавача, типу застосованих антен та виду сигналу, тобто не залежить від технічних характеристик радіостанцій.

Друга умова забезпечення радіозв'язку іоносферною хвилею обмежує робочий діапазон частот низу. При цьому чим нижче робоча частота (в межах діапазону КХ), тим сильніше поглиблення радіохвиль в іоносфері.

Найменш застосована частота (НЗЧ) є та мінімальна частота, при якій напруженість поля сигналу в місці прийому на даній радіостанції ще дорівнює необхідній напруженості поля. Таким чином, НЗЧ визначають з умови, що рівень сигналу повинен в необхідне число разів перевищувати рівень завад, а отже поглинання сигналу в шарах іоносфери повинно бути не більше допустимого.

Поглинання радіохвиль в іоносфері залежить від величини електронної концентрації в ній (і перш за все в основному поглинаючим для КХ шару D , а також в шарі E) від довжини траєкторії хвилі всередині іоносфери, тобто від дальності зв'язку. Мінімумально необхідний для забезпечення стійкого радіозв'язку рівень сигналу визначається потужністю передавача,

коефіцієнтами підсилення, направленої дії передавальної і прийомної антен, видом сигналу, заданою якістю роботи. НЗЧ залежить від всіх вище перелічених для чинників.

Для розрахунку НЗЧ існують спеціальні методики. Розроблені прогнози НЗЧ для років високої сонячної активності. Орієнтоване значення денних і нічних НЗЧ для різних відстаней вказується в сезонних радіопрогнозах.

Денні та нічні частоти для КХ радіозв'язку іоносферною хвилею

Декаметрові хвилі, які застосовують для радіозв'язку на великі відстані, прийнято розбивати на піддіпазони денних та нічних хвиль. Необхідність цього впливає з ходу добової залежності ОРЧ і НЗЧ (рис. 66).

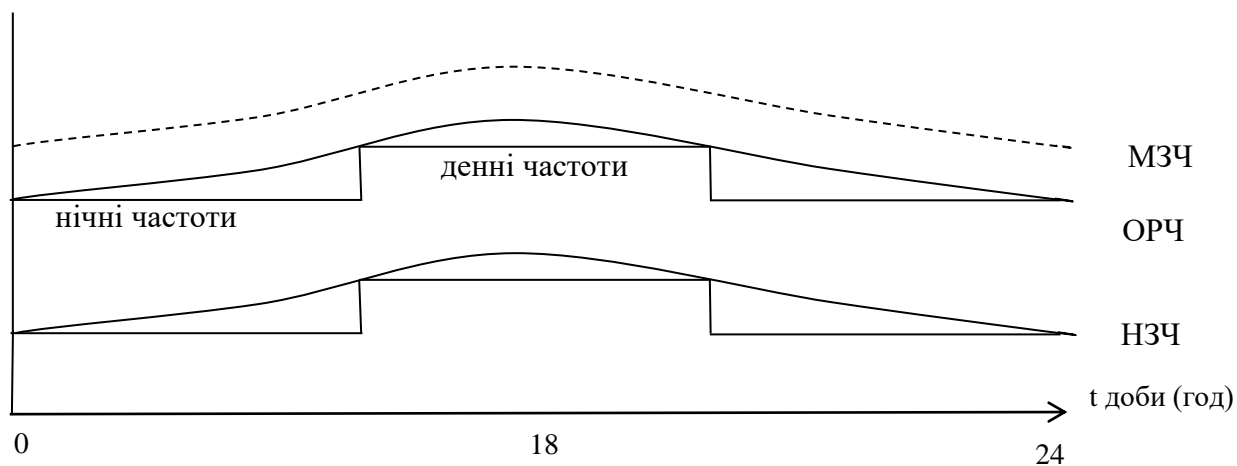


Рисунок 66 – Планшет частотної обстановки

Вказані залежності ОРЧ і НЗЧ від часу пояснюються тим, що вдень, в години освітленості, електронна концентрація шару досягає більших значень і від цього шару можуть відображатися радіохвилі більш високих частот, що обумовлює високі значення ОРЧ.

В той же час, зростає електронна концентрація шарів Д і збільшується поглинання радіохвиль, які в початковій частині декаметрового діапазону можуть стати недопустимо більшими. Внаслідок цього в денний час зростає НЗЧ.

В нічний час електронна концентрація шарів зменшиться (шар Д зникне зовсім), що приводить до зниження ОРЧ і НЗЧ.

Значення денних і нічних робочих частот слід вибрати в межах відповідних частотних інтервалів.

Якщо ж з настанням темряви продовжити роботу на денній хвилі, то внаслідок поступового зменшення електронної концентрації шару F_2 настане момент, коли робоча частота стане більше ОРЧ, а потім і МЗЧ, радіохвиля перестане відбиватися від шару, промінь, частково викривлюючись, пройде в космічний простір.

Якщо використовувати нічні (відносно низькі) частоти в денний час, то хвилі будуть відображатися від шару F_2 . Однак, проходячи через сильно іонізовані в денні часи шари D і E , нічні хвилі будуть відчувати дуже сильне поглинання. Напруженість поля сигналу в цьому випадку буде недостатньою для впевненого прийому, що є причиною втрати зв'язку.

Слід зауважити, що при зменшенні дальності зв'язку діапазони денних і нічних хвиль зближаються. На ділянках протяжністю 300 км можливо здійснення цілодобового зв'язку на одній частоті.

Отже, перед тим як організувати зв'язок іоносферною хвилею, потрібно уточнити по радіопрогнозу значення МЗЧ і ОРЧ та забезпечити виконання умови $f < \text{МЗЧ}$. Але і після цього мати на увазі, що чим нижча робоча частота, тим більше затухання хвилі в іоносфері. Тобто при виборі частоти необхідно вибирати останні якомога близьчі до ОРЧ.

Вимоги до антен іоносферних хвиль

Діаграма спрямованості антени в вертикальній площині повинна мати максимум під визначеним кутом до горизонту.

Досвід показує, що для радіоліній ближнього зв'язку (до 500 км) направлення максимального випромінювання антен повинно бути під кутом 90-60°. Антени, які забезпечують випромінювання (прийом) під такими кутами, називаються антенами зенітного випромінювання (прийому) – АЗВ та АЗП відповідно.

Випромінювання на середню відстань (500-1500 км) повинно бути під кутами 50-25°, а на дальню (магістральний радіозв'язок) (>2000 км) – при використанні гостронаправлених антен з максимумом випромінювання під кутами <20°.

Це орієнтовні дані. Уточнені значення кутів приходу відображених від шарів E і F іоносфери радіохвиль для одно і двострибкових радіошляхів, приведені в сезонних радіопрогнозах.

Так як умови розповсюдження іоносферних хвиль і завадова обстановка в місці прийому безперервно змінюються, то для забезпечення надійного радіозв'язку доводиться змінювати частоти зв'язку. Так, наприклад робота в день і вночі здійснюється в різних ділянках діапазону.

Тому антени для іоносферного зв'язку повинні працювати в великому діапазоні частот – бути діапазонними.

Діапазонна антена – це антена, характеристики якої залишаються в прийнятих межах при роботі в широкій смузі частот.

Перш за все це стосується збереження умов узгодження антени у діапазоні частот, при наявності яких в антену від передавача надходить максимальна потужність.

Умови узгодження більшою мірою відповідають антени, які працюють в режимі бігучої хвилі (ОБ, λ -подібні, напівромбічні, V-подібні та ромбічні) і логоперіодичні антени.

Умовою узгодження є

$$R_a \cong g_\phi; \quad X_a = 0,$$

де R_a – вхідний активний опір антени;

g_ϕ – хвильовий опір фідера;

X_a – вхідний реактивний опір антени.

Зазначені вище антени мають порівняно великі розміри (кілька довжин хвиль) і не завжди можуть бути використані в діапазоні декаметрових хвиль в комплектах мобільних радіостанцій.

З ціллю вирівнювання характеристик вхідного опору, зменшення меж зміни R_a і X_a у вібраторних антенах резонансного типу (симетричні вібратори, штирьові антени і т.п.) зменшують їх хвильовий опір шляхом штучного збільшення поперечного діаметру провідників антени або застосовують компенсуючі реактивні шунти.

Але крім умови узгодження для діапазонної антени важливо збереження сталості характеристик спрямованості при роботі в діапазоні частот. Порушення цієї умови є зазвичай причиною обмеження частотного діапазону антен зверху. Для антен резонансного типу “розвал” діаграм спрямованості відбувається зазвичай через появу на дротах антени ділянок з протифазовим стумом, спотворюючих випромінювання антени в напрямки максимуму її ДС. Крім того, слід пам’ятати і про те, що вид ДС залежить від висоти підвісу антен.

З цієї причини виникають, наприклад, труднощі забезпечення ефективної роботи в діапазоні частот для антен зенітного випромінювання, так як уже при $h > \frac{\lambda}{2}$ максимум ДС починає зміщуватися в бік від значення $\theta = 90^\circ$, а при $h = \lambda/2$ антена не випромінює в даному напрямку зовсім. Для горизонтальних симетричних вібраторів оптимальна висота підвісу антени визначається за формулою:

$$h_{\text{опт}} = \frac{\lambda}{4 \sin \theta_m},$$

де θ_m – кут приходу (випромінювання) хвилі на шляху.

Однак антени польових радіостанцій, якщо вони підвішуються на типових мачтах обумовлених розмірів (12 м та 22,5 м), напрямки

максимального випромінювання симетричних вібраторів можуть бути визначені за формулою:

$$\sin\theta_m \approx \frac{\lambda}{4h}.$$

Поляризоване узгодження на передачі та прийомі при роботі іоносферною хвилею не обов'язкове, так як спочатку лінійно-поляризовані хвилі, проходячи через іоносферу, стають еліптично поляризованими (або поляризованими по колу). Однак при прийомі відбитої хвилі на антену з лінійною поляризацією виникають поляризаційні втрати і поляризаційні замирання, для зменшення яких можливе застосування антен з круговою поляризацією.

Рекомендації щодо вибору антен для зв'язку іоносферними хвилями

Вихідними даними для прийняття рішення являються:

спосіб організації зв'язку (радіомережа, радіонапрямок);

порядок взаємного розміщення кореспондентів на місцевості;

відстань до кореспондентів;

номінали робочої частоти.

Робота в радіомережі зазвичай здійснюється для зв'язку на невеликій відстані (ℓ). При цьому повинні використовуватись ненаправлені або слабонаправлені антени зенітного випромінювання. Найбільш розповсюджена антена для здійснення подібного зв'язку – горизонтальний (або похилий) симетричний вібратор. Вибравши цю антену для зв'язку, необхідно уточнити режим роботи антени і напрямок максимуму її ДС в вертикальній площині на робочій частоті.

Режим роботи антени визначається відношенням l/λ , причому це відношення повинно знаходитись в межах $0,2 < \ell/\lambda < 0,7$.

При $l/\lambda < 0,2$ антена входить в режим подовження і зменшується її ККД. Можливе з'явлення небезпечних перенапруг на антені та її органах налаштувань.

При $l/\lambda > 0,7$ протифазні струми по довжині проводу антени спотворюють випромінювання в напрямку перпендикулярному до осі антени (напрямок головного випромінювача) і антена, перестає випромінювати в напрямку кореспондента (антена перестає випромінювати в зеніт, а це і є напрямлення на кореспондента)

Далі варто перевірити, чи задовольняє антена відношення h/λ , яке визначає напрямок максимального випромінювання в вертикальній площині.

Максимум ДС антен типу горизонтальних і похилих вібраторів буде направлений в зеніт, якщо $h/\lambda \leq 0,25$. Однак значна інтенсивність випромінювання в зеніті буде зберігатись аж до $h/\lambda = 0,4$. Дану нерівність будемо рахувати критерієм вибору висоти підвісу антени при зв'язку на відстані 300 км. При цьому антени горизонтальний та похилений вібратори загалом кажучи, можуть бути орієнтовані на місцевості довільним чином. Однак при зв'язку в радіомережі краще всього орієнтувати симетричний вібратор перпендикулярно напрямку на самого віддаленого кореспондента.

Радіозв'язок на відстані, що перевищує 300 км, як правило, здійснюється в радіонапрямку (для радіостанцій малої і середньої потужності) та потребує використання направлених антен. Вимоги до спрямованості збільшуються по мірі збільшення дальності зв'язку, тому на магістральних стаціонарних лініях радіозв'язку застосовують складні і громіздкі антенні системи з доволі високими коефіцієнтами підсилення, перевищуючими в десятки, навіть сотні разів коефіцієнти підсилення антени польових радіостанцій.

Але і в комплектах антен польових радіостанцій середньої і великої потужності є не дуже направлені антени, які випромінюють під відносно невеликими кутами до горизонту.

Для відстані до 700 км основним типом антени варто вважати симетричний вібратор. Критерії відношення антени по l/λ і h/λ лишаються

попередніми. При $r > 300$ км антену варто орієнтувати перпендикулярно напрямку на кореспондента.

Зв'язок на відстань більше 700 км доцільно забезпечувати за допомогою симетричних V-подібних антен, які входять в комплект радіостанцій середньої і великої потужності останніх модифікацій (VN-антени). VN-антени відносяться до класу антен, що працюють в режимі бігучої хвилі, а їх ефективність на низьких частотах обмежується допустимим рівнем зменшення ККД. Тому, наприклад VN-антена радіостанції середньої потужності забезпечує достатньо ефективну роботу тільки починаючи з частоти 10 МГц (діапазон – 10-30 МГц). Якщо робоча частота менша ніж 10 МГц, то для зв'язку на відстані до 1,5-2 тис. км може бути використаний симетричний вібратор. Але варто враховувати той факт, що симетричний вібратор на відстані являється малоефективною антеною, так як випромінює з низькою інтенсивністю під кутом до горизонту. Його використання в даному випадку є вимушеною мірою, продиктованою необхідністю, якщо в комплекті немає інших антен. VN-антена радіостанції середньої потужності працює в діапазоні 3-24 МГц і необхідність використання інших антен (з великими кутами) для зв'язку на велику відстань відпадає.

Також варто не забувати про можливість використання для зв'язку іоносферними хвилями несиметричних антен, таких як штирьові та з верхнім навантаженням. Вони маючих притиснені до землі діаграми спрямованості, тобто випромінюючи і приймаючи під малими кутами до горизонту, вони мають здатність забезпечити роботу на відстані більше 500 км (до 1500км). При дальності менше 500 км (орієнтовно) кореспондент може потрапити в зону мовчання. Однак при зниженні робочих частот до 2-4 МГц часто з'являється можливість працювати іоносферною хвилею за рахунок відображення від більш низькорозміщених шарів. При цьому зовнішній радіус зони мовчання може скоротитись до 200-300 км, а в деяких випадках

дорівнює внутрішньому радіусу зони, обумовленому граничною дальністю зв'язку земною хвилею. В цьому випадку зона мовчання буде зовсім відсутня.

Недоліком антен вібраторного типу для відстаней 800-1500 км є ненаправлена дія в горизонтальній площині, що призводить до нераціональної витрати енергії випромінювання та зниження прихованості роботи при роботі на передачу і зменшення завадозахищеності радіолінії при роботі на прийом.

У певних випадках для зв'язку іоносферними хвилями можуть бути використані так звані антени комбінованого випромінювання, що працюють як із земними так і з іоносферними (в тому числі і крутопадаючими) хвилями (похилий промінь, Г-подібна антена). Використання комбінованих антен для забезпечення зв'язку на відстані до 30 км не бажано, особливо при використанні передавачів малої потужності (5-10 Вт), так як вони обумовлюють появу в точці приймання земних та іоносферних (крутопадаючих) хвиль приблизно однакової інтенсивності. Ці дві хвилі, складаючись з довільним відношенням фаз, в деякий момент часу можуть майже повністю знищувати одна одну, викликаючи тим самим глибокі завмирання сигналів.

Для послаблення завмирань на прийомному кінці можна використовувати штиркові антени та антени бігучих хвиль, слабоприймаючих іоносферні хвилі, тобто приймати міри для ослаблення іоносферних хвиль (нагадаємо, що річ йде про дальність зв'язку).

Зауваження до вибору прийомних антен

При роботі на прийом в декаметровому діапазоні хвиль, в умовах переважного впливу завад, питання врахування ККД відступають на другий план, так як в антені з великими втратами з однаковим ступенем послаблюються і сигнал і завада, а їх відношення практично не змінне. Тому при прийманні рішення щодо вибору приймальних антен, з числа тих що маємо в наявності, є значення величини їх коефіцієнта направленої дії, так як

гостронаправлені антени з високим ККД приймають завади тільки в вузькому отворі головної пелюстки діаграми спрямованості і лиш частково по боковим пелюстках, а вся решта завад придушується.

КНД в режимі прийому чисельно рівний виграшу в відношенні потужності сигнал/завади, який надходить на вхід приймача і отримується при використанні направленої антени в порівнянні з ненаправленою.

Тому при зв'язку на великих відстанях доцільно використання гостронаправлених антен бігучої хвилі, а у разі їх відсутності – Т-подібні антени, що мають незначні кути підвищення максимуму ДН до горизонту.

КНД цих антен достатньо високий (десятки одиниць), що забезпечує їх високу ефективність при роботі на прийом, не дивлячись на низькі значення коефіцієнта підсилення (особливо для антен бігучої хвилі (АБХ)).

У зв'язку з цим (допустимість низького ККД) можуть використовуватись вібраторні антени, які працюють в режимі великого подовження, так як їх ДС практично не відрізняються від резонансних. Тому в комплект антен радіостанції середньої потужності зазвичай включають всього по одній штирьовій антені і по одній антені симетричний вібратор, які перекривають весь робочий діапазон станції.

Питання до розділу 3

1. Призначення і класифікація антен.
2. Вхідний опір антен і його компоненти. Умови узгодження антени з передавачем і приймачем.
3. ККД антени в режимах передачі та прийому. Врахування ККД при виборі передаючих і прийомних антен .
4. Характеристика та діаграма спрямованості антени в режимах передачі і прийому. На прикладі симетричного вібратора поясніть, яким чином знімають ДН антени в горизонтальній і вертикальній площинах.
5. Визначення та фізичний сенс КНД антени в режимі передачі.
6. Визначення, фізичний сенс коефіцієнта підсилення антени в режимі передачі. Його зв'язок з КНД.
7. Визначення та фізичний сенс дійсної довжини антени.
8. Визначення та фізичний сенс ефективної площини прийомної антени.
9. Розподіл струму в симетричному вібраторі в наближенні теорії довгих ліній без втрат.
10. Вхідний опір симетричного вібратора в наближенні теорії довгих ліній без втрат. Режими роботи симетричного вібратора.
11. Вказати недоліки антен, працюючих в режимі великого подовження.
12. Направлені параметри симетричного вібратора в вільному просторі для різних режимів роботи.
13. Вхідний опір симетричного вібратора з обліком втрат на випромінювання. Залежність вхідного опору вібратора від його хвильового опору.
14. Особливості радіозв'язку земними хвилями та основні вимоги до антени земних хвиль.
15. Параметри та характеристики вертикального несиметричного вібратора розміщеного над ідеальнопровідною землею, (КНД, ДН в різних режимах).

16. Принцип підвищення ефективності роботи та електричні характеристики несиметричних антен з верхнім навантаженням.

17. Втрати в антенних приладах. Заземлення і противаги.

18. Вплив кінцевої провідності землі на параметри ДН несиметричних антен: штиря, Г-подібної антени і антени “похилий промінь” над реальною землею.

19. Принцип дії та електричні характеристики Антени бігучої хвилі.

20. Принцип дії і електричні характеристики вертикальної напівромбічної і λ -подібної антени.

21. Особливості радіозв’язку іоносферними хвилями та вимоги до антен.

22. Можливість використання для зв’язку іоносферними хвилями антен з несиметричним живленням.

23. Принцип дії та електричні характеристики антен типу горизонтальний вібратор та похилений вібратор.

24. Діаграма спрямованості антени типу горизонтальний вібратор та похилений вібратор в горизонтальній площині при малих і великих кутах підвищення. Правила орієнтування антени на місцевості.

25. Необхідність підвищення діапазонних параметрів симетричних вібраторних антен.

26. Принцип дії та електричні характеристики прийомних рамочних і феритових антен.

27. Принцип дії та електричні характеристики дахових антен зенітного випромінювання. Особливості штирьових автомобільних антен.

28. Принцип дії та електричні характеристики дуплексної дахової антенної системи радіостанції середньої потужності.

29. Принцип дії та електричні характеристики дахової антен зенітного випромінювання П-рамкового типу.

30. Принцип дії та електричні характеристики антен ромбового, горизонтального та ромбово-експотенціального типів.

31. Принцип дії та електричні характеристики V-подібних антен.

32. Принципи побудови слабонаправлених вібраторних УКХ антен.
33. Принцип дії та електричні характеристики біконічної і дискоконусної антен.
34. Принцип дії та ДН антени хвильовий канал.
35. Принцип дії та електричні характеристики логарифмічно-періодичної антени.
36. Принцип дії та електричні характеристики зигзагоподібної антени.
37. Принцип дії та електричні характеристики антени з кутовим рефлектором.
38. Особливості використання діапазону НВЧ. Вимоги до антен. Принцип дії і електричні характеристики параболічних антен.
39. Особливості конструкцій та роботи рупорних і лінзових антен.
40. Принцип дії та електричні характеристики перископічних антен.
41. Призначення фідерних ліній та вимоги до них. Необхідність узгодження антени з фідером.
42. Чвертьхвильовий трансформатор.
43. Необхідність симетрування схеми живлення антени. Антенний ефект кабеля.
44. Симетруючий (запираючий) циліндр.

РОЗДІЛ 4 РАДІОЧАСТОТНІ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ

4.1 Коаксіальна лінія передачі

Коаксіальна лінія передачі (коаксіальний кабель) є направляючою системою, виконаною з двох провідників, розташованих співвісно та ізольованих один від одного діелектриком.

Лінія складається з трьох основних елементів: внутрішнього провідника, зовнішнього провідника та діелектрика між ними (рис. 67).

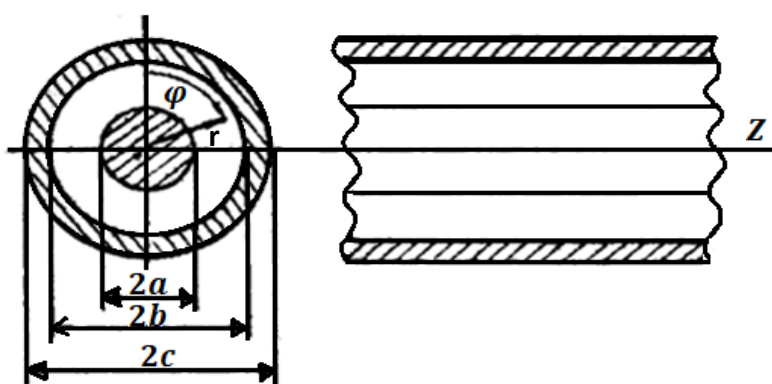


Рисунок 67 – Перерізи коаксіальної лінії

Електромагнітне поле коаксіальної лінії передачі

Найвища частота поля, за якої в коаксіальній лінії існує тільки хвиля основного типу дорівнює

$$f_{max} = \frac{c}{\pi(a+b)\sqrt{\epsilon}}$$

де c – швидкість світла у вакуумі;

a, b – поперечні розміри лінії провідника (відповідно радіус внутрішнього провідника та внутрішній радіус зовнішнього провідника).

Знаючи f_{max} , можна визначити діапазон частот, при яких в коаксіальній лінії розповсюджуватимуться тільки електромагнітні хвилі основного типу. Цей діапазон знаходиться в інтервалі $0 \leq f \leq f_{max}$.

При цьому якщо $f > f_{max}$, то в коаксіальній лінії разом з хвилею основного типу існуватимуть хвилі і вищих типів

При проходженні електричного струму по провідниках коаксіальної лінії в ній збуджується електромагнітне поле, яке описується рівнянням Максвелла:

$$\begin{cases} \text{rot} \bar{H} = \sigma \bar{E} + j\omega \bar{E} \\ \text{rot} \bar{E} = -j\omega \mu \bar{H} \end{cases}$$

Оскільки вісь x циліндричної системи координат вибрана співпадаючою з віссю лінії, то електромагнітне поле внаслідок циліндричної симетрії не залежатиме від координати V . Вважатимемо також, що лінії вектора щільності струму провідності в провідниках мають тільки поздовжню складову.

У циліндричній системі координат рівняння Максвелла з урахуванням спрощуючих умов запишеться у виді системи складних рівнянь

$$\begin{cases} -\frac{\partial \bar{H}_\varphi}{\partial z} = (\sigma + j\omega \varepsilon) E_r \\ \frac{\partial \bar{H}_\varphi}{\partial r} + \frac{1}{r} H_\varphi = (\sigma + j\omega \varepsilon) E_r \\ \frac{\partial \bar{E}_r}{\partial z} - \frac{\partial \bar{E}_z}{\partial r} = j\omega \mu H_\varphi \end{cases}$$

Напруженість магнітного поля містить лише одну складову H_φ . Це означає, що силові лінії вектора H мають вид концентричних кіл з центрами на осі Z .

При аналізі структури поля між провідниками розглядатимемо передачу енергії по ідеальнопровідній коаксіальній лінії, тобто без урахування втрат в проводах. При зробленому допущенні поздовжня складова напруженості електричного поля E_r області діелектрика рівна 0 і рівняння (1.4) для цієї області запишуться у виді:

$$\begin{cases} -\frac{\partial \bar{H}_\varphi}{\partial z} = j\omega\varepsilon E_r \\ \frac{\partial \bar{H}_\varphi}{\partial r} + \frac{1}{r} H_\varphi = 0. \\ \frac{\partial \bar{H}_r}{\partial z} = -j\omega\mu H_\varphi \end{cases}$$

При заданих розмірах кабелю величина допустимої напруги між провідниками визначається допустимим градієнтом напруги E_r доп.

Первинні параметри коаксіальної лінії

Коаксіальна лінія як лінія передачі характеризується чотирма первинними параметрами:

погонною індуктивністю L_0 ;

погонною ємності C_0 ;

погонним опором R_0 ;

погонною провідністю ізоляції G_0 .

Індуктивність коаксіальної лінії визначається трьома складовими:

внутрішньою індуктивністю внутрішнього провідника, внутрішньою індуктивністю зовнішнього провідника і міжпровідниковою індуктивність та визначається як:

$$L_0 = \frac{L}{l} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}, [\Gamma/\text{М}].$$

Погонна ємність коаксіальної лінії може бути визначена через відношення величини погонного електричного заряду на поверхні внутрішнього провідника до різниці потенціалів між провідниками лінії та визначається як:

$$C_0 = \frac{C}{l} = \left| \frac{q_0}{U_{ab}} \right| = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}, [\Phi/\text{М}].$$

Повний опір коаксіальної лінії складається з погонного опору внутрішнього і погонного опору зовнішнього провідника.

$$R_0 = R_{0a} + R_{0b}, [\text{Ом}/\text{М}].$$

$$R_0 = \frac{R}{l} = \frac{1}{\pi\sigma d} \left(\frac{1}{2a-d} + \frac{1}{2b-d} \right).$$

Погонна провідність ізоляції може бути визначена з формули:

$$G_0 = \frac{2\pi\omega\epsilon}{\ln \frac{b}{a}} \text{tg} \delta, \left[\frac{\text{СМ}}{\text{М}} \right].$$

Вторинні параметри

До вторинних параметрів коаксіальної лінії відносяться:

постійна розповсюдження γ ;

хвильовий опір лінії Z_B ;

коефіцієнт загасання α ;

коефіцієнт фази β .

Вторинні параметри визначаються через первинні параметри лінії як:

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta;$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

Для радіочастотного діапазону хвиль справедливо, що $R_0 \ll \omega L_0$, а $G_0 \ll \omega C_0$. При цьому:

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}};$$

$$Z_B = \frac{z_\partial}{2\pi} \ln \frac{b}{a}, \left[\frac{\text{Ом}}{\text{м}} \right];$$

$$\alpha = \frac{\frac{b}{a} + 1}{2d\sigma z_\partial \ln \frac{b}{a}};$$

$$\beta = \omega \sqrt{\omega \varepsilon}, \left[\frac{\text{рад}}{\text{м}} \right].$$

4.2 Однопровідна лінія передачі

Однопровідна лінія передачі (ОЛП) є металевим дротом (зазвичай круглого перетину) уздовж якого збуджується поверхнева електромагнітна хвиля (рис. 68).

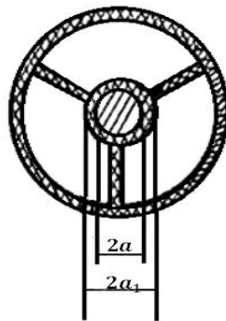


Рисунок 68 – Однопровідна лінія передачі

Для підключення ОЛП до джерела та збудження в ній поверхневих хвиль можуть бути використані коаксіальна лінія та спеціальні пристрої, що підключаються між коаксіальною та однопровідною лініями передачі і узгоджують їх. Такі узгоджуючі пристрої виконуються у виді коаксіально-рупорних переходів.

За допомогою коаксіально-рупорних переходів відбувається трансформація Т-поперечної електромагнітної хвилі (ТЕМ-хвиля), що існують в коаксіальній лінії, в так звану циліндрову поверхневу хвилю, що розповсюджується уздовж однопровідної лінії.

При відсутності у тракці передачі електромагнітних хвиль рупорних переходів на стику ОЛП та коаксіальних ліній виникали б відображені хвилі, що призводило до зниження інтенсивності поверхневої хвилі в ОЛП (або ТЕМ-хвилі в коаксіальному кабелі при передачі енергії в напрямку “ОЛП-коаксіальний кабель”.

На сьогоднішній день ОЛП знаходять застосування в рухомих радіорелейних станціях для зв'язку приймача та передавача з антеною.

Практичне використання ОЛП пов'язане з рядом властивих їм переваг:

- простота конструктивного виконання;
- широка смуга пропускання;
- можливості передачі великих потужностей;
- високий коефіцієнт корисної дії.

Разом з перевагами ОЛП володіють істотними недоліками, що обмежують їх ширше застосування. До таких недоліків відносять:

- значний вплив атмосферних опадів (дощу, снігу, туману, ожеледі) на параметри лінії;
- підлеглість виливу різного роду завад (атмосферних, промислових і т.д.);
- лінія може бути джерелом завад для інших радотехнічних пристроїв, що знаходяться поруч.

Структура електромагнітного поля ОЛП

Для вирішення завдання з визначення поля ОЛП доцільно скористатися циліндричною системою координат, обравши вісь z , співпадаючою з віссю приводу. Також вважатимемо, що середовище, яке оточує дріт, є однорідним, ізотропним та без втрат. Разом з цим умовимося, що вектор щільності поверхневого струму провідності в дроті ОЛП має тільки повздовжню складову.

Електромагнітне поле ОЛП характеризується однією поперечною напруженістю магнітного поля H , і двома складовими напруженості електричного поля – поперечною (E_r) та повздовжньою (E_z).

$$\begin{cases} E_r = -A \frac{j\gamma}{\omega\varepsilon} H_1^{(2)}(kr) e^{-\gamma z} \\ E_z = -A \frac{k\gamma}{\omega\varepsilon} H_1^{(2)}(kr) e^{-\gamma z} \end{cases}$$

Повздовжня складова напруженості електричного поля в поверхневій хвилі значно менше поперечної, тобто $E_r \gg E_z$.

Для пояснення процесу перетворення хвилі типу TEM, що існує в коаксіальній лінії, в поверхневу E -хвилю і назад за допомогою коаксіально-рупорних переходів розглянемо повздовжню структуру електричного поля в системі “Коаксіальний кабель – рупорний перехід – ОЛП”.

Лінії вектора \vec{H} у ОЛП, як і в коаксіальному кабелі, мають вид концентричних кіл з центрами на осі дроту.

Лінії струму провідності $\vec{\delta}$ при цьому замикаються з лініями струму зсуву $\vec{\delta}_{ст}$ в оточуючому дрiт просторі.

Параметри ОЛП

Однопровідна лінія передачі має наступні параметри:
коефіцієнти затухання і фази

$$\alpha = \frac{\lambda_0}{4\pi|r_0|^2} \sin 2\phi;$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_0}{2\pi|r_0|} \right)^2 \cos 2\phi \right],$$

де λ_0 – довжина хвилі у вакуумі;

$$\phi = \pi \left[\frac{1}{8} + \frac{1}{16 \ln 1,25 \left| \frac{r_0}{a} - \frac{1}{2} \right|} \right],$$

де r_0 – граничний радіус;

a – радіус дроту;

хвильовий опір (без урахування втрат)

$$Z_{\text{л}} \approx 60 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_0}{2\pi|r_0|} \right)^2} \ln \left(0,68 \left| \frac{r_0}{a} \right| \right).$$

Для лінії з діелектричним покриттям граничний радіус дорівнює

$$r_0 \approx \frac{1}{\frac{1}{2a} + \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \right) d_g \frac{\varepsilon' - 1'}{\varepsilon'}}$$

де d_g – товщина діелектричного шару ;

ε' – відносна проникність діелектрика.

4.3 Двопровідна лінія передачі

Двопровідна лінія передачі – лінія передачі електромагнітної енергії, що виготовлена з двох паралельних проводів. У радіочастотному діапазоні хвиль двопровідні лінії знаходять застосування головним чином в якості фідерів наземних короткохвильових станцій.

Двопровідна лінія є типовим симетричним приладом. Для збереження електричної симетрії обидва дроти в кожному перетині лінії повинні знаходитися в однакових умовах щодо екрану (землі) (рис. 69).

При виконанні умов симетрії струми в кожному перетині лінії рівні по величині та протилежні по напрямку.

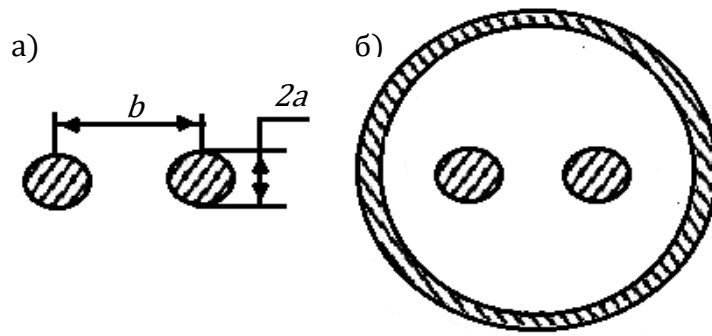


Рисунок 69 – Однопровідна вінія передачі

Якщо відстань b між проводами симетричної лінії вибрана таким чином, що виконується умова $\frac{b}{\lambda} \leq \frac{1}{20}$, то випромінювання і прийом електромагнітних хвиль в такій лінії не мають місця. При порушенні симетрії струми в проводах будуть мати різні значення i , навіть при виконанні умови $\frac{b}{\lambda} \leq \frac{1}{20}$, лінія може інтенсивно випромінювати та приймати електромагнітні хвилі. Це пояснюється тим, що поле випромінювання одного з дротів не компенсується полем випромінювання іншого дроту. З тих же причин навіть при симетрії відкрита двопровідна лінія випромінює і приймає електромагнітні хвилі, якщо відстань між проводами b стає рівною з довжиною хвилі λ .

Таким чином, у відкритій двопровідній лінії антенний ефект виникає або при порушенні умови симетрії, або при порушенні умови $\frac{b}{\lambda} \leq \frac{1}{20}$.

Відкрита двопровідна лінія має наступні недоліки:

схильність впливу зовнішнього середовища (корозія, ожеледь і т.п.);

необхідність збереження симетрії;

зростання антенного ефекту із зростанням частоти;

важкість отримання низьких значень хвильового опору.

Для усунення перших трьох з відмічених недоліків іноді застосовуються екрановані двопровідні лінії. Такі лінії виготовляються у виді двох проводів, симетрично розміщених усередині циліндрового металевого екрану.

Точна установка проходів усередині екрану досягається заповненням внутрішньої порожнини екрану еластичним діелектриком або періодичною

установкою уздовж лінії діелектричних шайб. Втрати в екранованій лінії дещо більше, ніж у відкритих за рахунок додаткових втрат в діелектрику.

Електромагнітне поле двопровідної лінії

Електромагнітне поле двопровідної лінії в загальному випадку є багатохвильовим, тобто можуть розповсюджуватися як хвилі типу TEM, так і хвилі вищих типів. Але в однорідній двопровідній лінії з хвилею типу TEM можна передавати електромагнітну енергію на будь-якій частоті – від постійного струму до скільки завгодно високих частот. Обмеження верхньої частоти визначається необхідністю виконання умови $\frac{b}{\lambda} \leq \frac{1}{20}$.

Двopовідна лінія передачі не володіє циліндричною симетрією і тому при рішенні задачі не можна скористатися циліндровою системою координат.

Хвилею основного типу в двопровідній лінії є хвиля типу TEM. Якщо розташувати дві паралельні ідеально провідні площини перпендикулярно лініям електричного поля, то (через рівність дотичних складових вектора \vec{E} на цих площинах нулю) вони не змінять електромагнітного процесу. Тому в області простору між цими площинами може розповсюджуватися плоска однорідна хвиля типу TEM. Пара таких паралельних площин є простим прикладом двопровідної лінії передачі.

Якщо піддати ці дві площини безперервній деформації, то через виконання граничних умов $E_{\tau} = H_n = 0$, лінії векторів \vec{E} і \vec{H} також почнуть деформуватися. В результаті такої деформації, плоска однорідна хвиля TEM, що існувала між паралельними площинами, перетвориться в плоску неоднорідну хвилю TEM в двопровідній лінії.

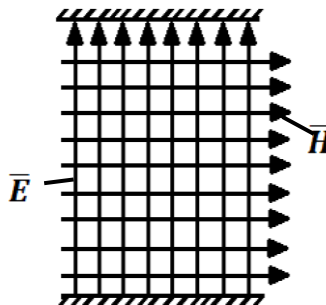


Рисунок 70 – Поля між двома довгими пластинами

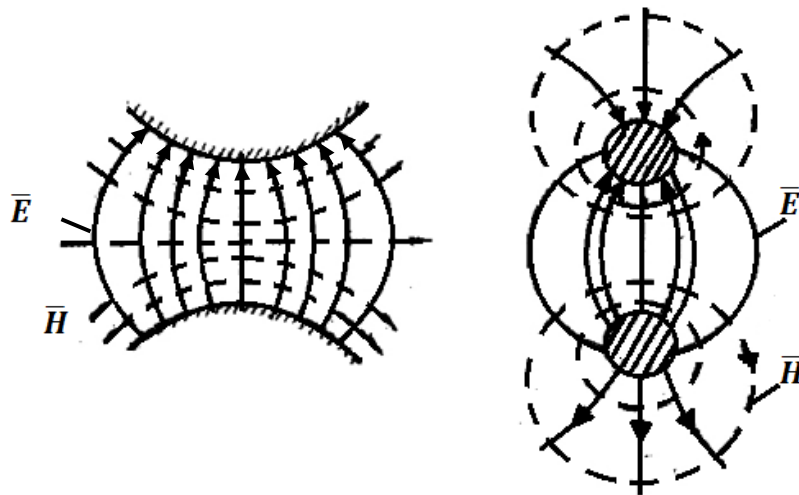


Рисунок 71 – Поля при загнутих пластинах

Відзначимо, що максимальна напруженість електричного поля має місце на тих ділянках поверхні провідників, які найбільш близькі один до одного (рис. 71). Це обумовлено так званим “ефектом близькості”, який полягає в тому, що завдяки взаємодії полів кожного з дротів, розподіл зарядів та струмів по колу стає нерівномірним.

Різнойменні заряди ж концентруються на одній стороні провідів (рис. 72).

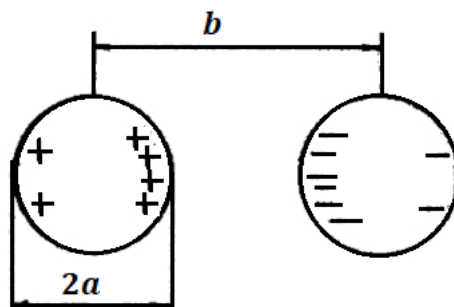


Рисунок 72 – Розподіл зарядів в перерізі двопровідної лінії

Очевидно, що із збільшенням відстані між проводами дія “ефекту близькості” виявляється в меншій мірі і розподіл зарядів по окружності провідника стає більш рівномірним.

Параметри двопровідної лінії передачі

Параметри двопровідної лінії передачі:

коефіцієнт затухання і фази

$$\alpha = \frac{\sqrt{\frac{\omega\mu}{a}}}{2aZ_g \ln \frac{b-a}{a}}$$

$$\alpha = \frac{\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}}{2aZ_g \ln \frac{b-a}{a}};$$

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon},$$

де a, b – радіус дротів лінії і відстань між ними відповідно;

$Z_g = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ – хвильовий опір середовища навколо лінії;

σ – питома провідність дротів лінії.

Отриманий вираз для коефіцієнта α враховує тільки втрати в проводах лінії і не враховує діелектричних втрат. З цього виразу виходить, що для лінії певної конструкції коефіцієнт загасання зростає із зростанням частоти поля. Коефіцієнт фази β визначається параметрами діелектрика і має лінійну частотну залежність;

хвильовий опір лінії

$$Z_{л} = \frac{Z_g}{\alpha} \ln \frac{b-a}{a}.$$

Хвильовий опір повітряної двопровідної лінії ($\mu = \mu_0, \varepsilon = \varepsilon_0$) визначається як:

$$Z_{\text{л}} = 120 \ln \frac{b-a}{a};$$

фазова швидкість хвилі для однорідної двопровідної лінії визначається очно так, як і для однорідної коаксіальної лінії.

Питання до розділу 4

1. Пояснити залежність коефіцієнту затухання від розмірів коаксіальної лінії передачі.
2. Пояснити залежність критичної частоти від розмірів коаксіальної лінії передачі.
3. Пояснити залежність коефіцієнта затухання від розмірів однопровідної лінії передачі.
4. Пояснити залежність хвильового опору від радіуса провідника та діелектричної проникності однопровідної лінії передачі.
5. Пояснити залежність коефіцієнта затухання від радіуса провідників двопровідної лінії передачі та відстані між ними.
6. Параметри середовища в повітряній двопровідної лінії передачі.

Завдання для самоконтролю

При вирішенні завдань характеристики антен радіостанцій брати з таблиці 1.

Таблиця 1 – Основні характеристики антен радіостанцій середньої потужності ($\Delta f = 1,5 - 30$ МГц; $P_A = 1000$ Вт)

Тип та характеристики антен	Хвилі, якими здійснюється передача							
	Земна хвиля				Іоносферна хвиля			
	В русі	Під час стоянки			В русі	Під час стоянки		
Передаюча	<i>AШ-4</i>	<i>AШ-10</i>	<i>ТН</i>	<i>ТН</i>	<i>AЗВ</i>	<i>ВН</i>	<i>ВН</i>	<i>ВН</i>
<i>Δf</i>	14-30	4-14	1,5-2	2-4	2-12	1,5-5	5-16	10-30
<i>G</i>	1,8-2,7	0,9-1,3	0,65-1	0,32-1,5	0,02-0,2	0,3-3,2	2,5-6,0	2-8,2
<i>R</i>	50	100	100	100	300	800	1000	2000
Приймальна	<i>AШ-4</i>	<i>AШМ</i>	-	-	<i>AЗВ</i>	<i>ВН</i>	<i>ВН</i>	-
<i>Δf</i>	1,5-30	1,5-30	-	-	1,5-12	1,5-17	10-30	-
<i>D</i>	3-4	4-6	-	-	6-7	9,2-12	8-40	-
<i>r</i>	50	100	-	-	300	1000	2000	-

Завдання №1

Визначити за допомогою методу дзеркальних зображень напрям максимумів і мінімумів випромінювання для горизонтального електричного диполя, розташованого від нескінченної провідної поверхні на відстані $\frac{\lambda}{4}$ та $\frac{\lambda}{2}$.

Завдання №2

На діелектричну пластину під кутом Брюстера падає кругополяризована електромагнітна хвиля. Чи зміниться поляризація хвилі після її відбиття від пластини?

Завдання №3

Пояснити чому при розповсюдженні УКХ над сухим ґрунтом для прийому доцільне використання горизонтальних антен, а над вологим ґрунтом – вертикальних.

Завдання №4

Пояснити чому дальність зв'язку земною хвилею над вологим ґрунтом, а також при зв'язку в русі, скорочується.

Завдання №5

Пояснить чому в вечірній час починають прослуховуватись віддаленні станції гектометрового і декаметрового діапазонів.

Завдання №6

Визначити за допомогою місячного радіопрогнозу МЗЧ і ОРЧ на шляху Львів – Одеса у вказаному місяці.

Завдання №7

Визначити за допомогою місячного радіопрогнозу ділянку робочого діапазону для зв'язку іоносферною хвилею для радіостанції яка має потужність випромінювання 100 Вт на шляху Житомир – Черкаси у вказаному місяці.

Завдання №8

Провести критичний розбір таких типових недоліків у експлуатації антен як: використання антен не за призначенням; використання антен ближнього зв'язку для роботи на великих відстанях та навпаки (навести приклади).

Завдання №9

Провести критичний розбір таких типових недоліків у експлуатації антен як: відмова розгортання на стоянці мачтових антен; використання для ближнього та дальнього зв'язку тільки дахових антен.

Завдання №10

Провести критичний розбір такого типового недоліку у експлуатації антен як довільна орієнтація антен під час роботи на дальніх шляхах.

Завдання №11

Провести критичний розбір такого типового недоліку у експлуатації антен як технічно неправильне розгортання антен (не підключення навантажувального опору до АБХ).

Завдання №12

Провести критичний розбір таких типових недоліків у експлуатації антен як: технічно неправильне розгортання антен; промені симетричних диполів закріплюються без відтяжок до анкерних крюків.

Завдання №13

Провести критичний розбір таких типових недоліків у експлуатації антен як: використання антен на частоті за межами їх робочого діапазону; використання на високих частотах великих диполів, призначених для роботи в низькочастотній частині декаметрового діапазону.

Завдання №14

Провести критичний розбір таких типових недоліків у експлуатації антен як: використання антен на частоті за межами їх робочого діапазону; використання на низьких частотах коротких диполів, призначених для роботи в високочастотній частині декаметрового діапазону.

Завдання №15

Зобразити діаграму спрямованості антени ВГ у вертикальній площині, якщо $f = 15\text{МГц}$. Дати рекомендації щодо використання даної антени при роботі на даній робочій частоті (приблизні дальності зв'язку, план орієнтування на місцевості), якщо висота підвісу складає 10м.

Завдання №16

Зобразити діаграму спрямованості антени ВГ у вертикальній площині, якщо $f = 10\text{МГц}$. Дати рекомендації щодо використання даної антени при роботі на даній робочій частоті (приблизні дальності зв'язку, план орієнтування на місцевості), якщо висота підвісу складає 10м.

Завдання №17

Зобразити діаграму спрямованості антени ВГ в горизонтальній площині, якщо $\frac{h}{\lambda} = 0,5$.

Чи доцільне використання даної антени на даній робочій частоті?

Завдання №18

Чи доцільно використання штирьових антен для зв'язку Києва з Одесою? Якщо ні, то які антени (з комплекту радіостанції середньої потужності) Ви вважаєте можливо використати на даному радіошляху?

Завдання №19

Чи доцільно використання ромбічних антен для зв'язку Києва з Одесою (відстань близько 500 км)? Якщо ні, то які типи антени (з комплекту радіостанції середньої потужності) Ви вважаєте можливо використати на даному радіошляху?

Завдання №20

Поясніть чому при забезпеченні зв'язку в гірській місцевості (навіть на невелику відстань) найбільш використовуються горизонтальні та похилі симетричні вібратори, які працюють в низькочастотній частині декаметрового діапазону хвилі.

Завдання №21

Чому симетричні вібратори бажано орієнтувати перпендикулярно до кореспондента?

Завдання №22

Яка висота підвісу ГСВ повинна використовуватися для зв'язку на відстань 800 км на частоті 10 МГц?

Завдання №23

Провести вибір передавальної і прийомної антен для зв'язку на відстань 2000 км. Чи можливе здійснення зв'язку на даній відстані в русі при частоті 3 МГц?

Завдання №24

Провести вибір передавальної та прийомної антен для здійснення радіозв'язку в радіомережі з пункту А в пункт В, С і Д по вказаній схемі. вказати відношення ϵ . Вказати порядок орієнтування антен на місцевості та в пункті А, висоту підвісу.

Завдання №25

Переваги та недоліки Т-подібних та штирьових антен.

Завдання №26

Поясніть яким чином потрібно орієнтувати антену “похилий промінь” при зв'язку в радіонапрямках.

Завдання №27.

Поясніть чому на штирьові антени в декаметровому діапазоні хвиль в морі підтримується зв'язок на будь-яку відстань, а при зв'язку на суші – створюється “мертва зона” в межах якої робота не можлива.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Організація військового зв'язку : навч. посіб. / Шолудькота В. Г. та ін. Київ: ВІТІ, 2017. 282 с.
2. Наритник Т. М., Почерняєв В. М., Повхліб В. С. Цифрові радіорелейні та тропосферні лінії зв'язку : навч. посіб. Одеса, 2019. 163 с.
3. Марченко С. В., Пристрої надвисоких частот : конспект лекцій. Кам'янське. ДДТУ, 2019. 93с.
4. Сайко В. Г., Казіміренко В. Я. Супутникові та радіорелейні системи передачі : конспект лекцій. Київ: ДУТ, 2015. 60 с.
5. Керівництво по радіозв'язку Збройних сил України. Частина II. – Київ.: Військове видавництво 2000. С. 1–84.
6. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Проектування телекомунікаційних мереж: навч. посіб. Київ: Техніка, 2002. 792 с.
7. Єрохін В. Ф., Раєвський В. М. Припущення щодо прогнозування характеристик перспективних радіозасобів силових структур / Зв'язок. – Київ, 2005, № 3. С. 61–64
8. Лінії радіозв'язку та антенні пристрої. : навч. посіб. / Ільїнов М. Д. та ін. Київ.: ВІТІ, 2018. 268 с.
9. Бондаренко І. М. Системи радіозв'язку. ч.1. Радіолінії зв'язку: навч. посіб. Харків.: ХІ ВПС, 2003. 162 с
10. Гряник М. В., Ломан В. И. Распространение радиоволн. учеб. пособ. Киев: КВВИУС, 1989. 382 с.
11. Ципоренко В. В. Цифровий метод широкосмугового комплексного спектрально-кореляційного пеленгування радіовипромінювань з використанням антенної решітки / Вісник Хмельницького національного університету. 2010. № 2. С. 106 –111.

12. Jabbar A. N. A novel ultra-fast ultra-simple adaptive blind beamforming algorithm for smart antenna arrays / Progress In Electromagnetics Research. 2011. Vol. 35. Pp. 329 –348.

13. Adaptive beamforming algorithms for anti-jamming / [Rana Liaqat Ali, Anum Ali, Anis-ur-Rehman and. oth.] / International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition. 2011. Vol. 4. № 1. Pp. 95 – 105.

