

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)

кафедра радіотехнічних систем  
(повна назва кафедри)

## КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Моделювання багатопровідної лінії передачі прямокутного січення  
для побудови вузькосмугових фільтрів надвисокочастотного діапазону

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РРМ-61  
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

	 (підпис)	<u>Багрій М.В.</u> (прізвище та ініціали)
Керівник	 (підпис)	<u>Дунець В.Л.</u> (прізвище та ініціали)
Нормоконтроль	 (підпис)	<u>Хвостівська Л.В.</u> (прізвище та ініціали)
Завідувач кафедри	 (підпис)	<u>Дунець В.Л.</u> (прізвище та ініціали)
Рецензент	 (підпис)	<u>Дедів Л.Є.</u> (прізвище та ініціали)

Тернопіль  
2023

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії  
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем  
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

  
(підпис)

Дунець В.Л.

(прізвище та ініціали)

« 1 » грудня 2023 р.

### ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

за здобуття освітнього ступеня магістр  
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(шифр і назва спеціальності)

студенту Багрію Миколі Володимировичу  
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання багатопровідної лінії передачі прямокутного сичення для побудови вузькосмугових фільтрів надвисокочастотного діапазону

Керівник роботи Дунець Василь Любомирович, к.т.н.  
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 01 » грудня 2023 року № 4/7-1135

2. Термін подання студентом завершеної роботи 11 грудня 2023 року

3. Вихідні дані до роботи Технічне завдання, моделювання багатопровідної лінії передачі

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітична частина

2. Основна частина

3. Науково-дослідна частина

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

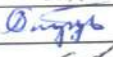
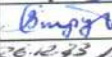


5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

1. Титульний аркуш. 2. Актуальність теми. 3. Лінії передачі НВЧ.

4. Моделювання однорідної лінії передачі. 5. Моделювання неоднорідної лінії.

6. Висновки.

### 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Стручок В.С., ст. викл. каф. ОХ		
	Клепчик В.М., ст. викл. каф. ОХ		

7. Дата видачі завдання 06.09.2023 року

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз завдання на кваліфікаційну роботу	06.09.2023	Виконано
2	Написання розділу 1	05.10.2023	Виконано
3	Написання розділу 2	21.10.2023	Виконано
4	Написання розділу 3	04.10.2023	Виконано
5	Написання розділу 4	18.11.2023	Виконано
6	Попередній захист	14.12.2023	Виконано
7	Захист	28.12.2023	Виконано

Студент

  
 \_\_\_\_\_  
 (підпис)

Багрий Микола Володимирович  
 \_\_\_\_\_  
 (прізвище та ініціали)

Керівник роботи

  
 \_\_\_\_\_  
 (підпис)  


Дунець Василь Любомирович  
 \_\_\_\_\_  
 (прізвище та ініціали)  
 Яворський Володимир Іванович

## АНОТАЦІЯ

Моделювання багатопровідної лінії передачі прямокутного січення для побудови вузькосмугових фільтрів надвисокочастотного діапазону // Кваліфікаційна робота магістра // Багрій Микола Володимирович // ТНТУ ім. І.Пулюя, ФПТ // Тернопіль, 2023 // с. - 102, рис. - 53, дод. - 1, бібл. - 24.

Ключові слова: НВЧ, ОДНОРІДНА ЛІНІЯ ПЕРЕДАЧІ, ДОБРОТНІСТЬ.

В роботі проведено моделювання багатопровідної лінії передачі прямокутного січення для побудови вузькосмугових фільтрів надвисокочастотного діапазону. Проведено розрахунки однорідної лінії передачі, як основи для виведення розрахункових виразів для неоднорідної лінії передачі. Проведено теоретичне дослідження параметрів екранованої багатопровідної лінії прямокутного перерізу з ізотропним діелектричним заповненням з циліндричними провідниками. Проведено моделювання неоднорідної лінії передачі прямокутного перерізу з діелектричним ізотропним заповненням. Отримано розрахункові вирази для оцінювання коефіцієнта зв'язку, погонної ємності, індуктивності, ефективної діелектричної проникності для різних типів нормальних коливань.

## ANNOTATION

Modeling of a multi-conductor transmission line of rectangular cross-section for the construction of narrow-band filters of the ultra-high-frequency range // Bagrii M.V. // TNTU, FPT // Ternopil, 2023 // p. - 102, tabl. - 53, appl. - 1, bibl. - 24.

Key words: UHF, HOMOGENEOUS TRANSMISSION LINE, GOODNESS.

In the master's thesis, the simulation of a multi-wire transmission line of rectangular cross-section was carried out for the construction of narrow-band filters of the ultra-high-frequency range. Calculations of a homogeneous transmission line were carried out as a basis for deriving calculation expressions for a non-homogeneous transmission line. A theoretical study of the parameters of the shielded multi-conductor line of rectangular cross-section with isotropic dielectric filling with cylindrical conductors was carried out. Simulation of a non-uniform transmission line of rectangular section with dielectric isotropic filling was carried out. Calculated expressions for evaluating the coupling coefficient, linear capacitance, inductance, effective dielectric constant for various types of normal oscillations were obtained.

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА.....	10
1.1 Лінії передачі з поперечними електромагнітними хвилями.....	10
1.2 Коаксіальна лінія передачі.....	12
1.3 Смушкові лінії передачі.....	15
1.4 Висновки до розділу 1.....	17
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	18
2.1 Розрахунок однорідної лінії передачі.....	18
2.2. Аналіз літературних джерел.....	21
2.3 Аналіз коаксіальної лінії.....	28
2.4 Лінія квадратного перерізу з провідником у центрі симетрії.....	31
2.5 Дослідження однорідної лінії.....	33
2.6 Висновки до розділу 2.....	38
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	40
3.1 Розрахунок неоднорідної двопровідної лінії передачі.....	40
3.2 Побудова першої моделі неоднорідної лінії.....	45
3.3 Аналіз першої моделі неоднорідної лінії передачі.....	55
3.4 Обчислення ефективної діелектричної проникності та коефіцієнта зв'язку.....	63
3.5 Інший випадок розрахунку неоднорідної двопровідної лінії передачі.....	66
3.6 Аналіз другої моделі неоднорідної лінії передачі.....	76
3.7 Обчислення ефективних діелектричних проникностей та коефіцієнта зв'язку.....	83

3.8 Висновки до розділу 3 .....	85
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .....	86
4.1 Охорона праці .....	86
4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях .....	87
4.3 Висновки до розділу 4 .....	96
ВИСНОВКИ .....	97
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	99
ДОДАТКИ	

## ВСТУП

**Актуальність.** Електромагнітні хвилі надвисоких частот (НВЧ) мають широке застосування в різних галузях науки та техніки. На початковому етапі НВЧ, або мікрохвильові, пристрої були розроблені для реалізації радіолокаційних засобів виявлення повітряних, наземних та морських об'єктів, оцінки їх координат, швидкості. Потім було вирішено завдання радіолокації космічних об'єктів, включаючи локацію планет. Останнім часом радіолокаційні методи застосовують для вирішення технологічних завдань, наприклад, у металургії, для медичної та спортивної діагностики. Мікрохвильові пристрої дозволяють вимірювати відстань до відбиваючих поверхонь в умовах відсутності можливості спостереження в оптичному діапазоні, наприклад, вночі, в умовах задимлення, або за наявності термічного навантаження, скажімо, в металургійному виробництві; дослідити вібрації у разі, якщо об'єкт знаходиться за перешкодою, наприклад, при проведенні рятувальних робіт.

Мікрохвильові технології, крім того, широко використовуються в інформаційно-телекомунікаційних системах. При цьому застосовуючи різні конструкції ліній передачі виготовляються спеціалізовані елементи НВЧ, зокрема подільники потужності, спеціалізовані фільтри. В основі створення таких елементів лежить розуміння процесів, що відбуваються в таких елементах в режимі дії НВЧ.

Відповідно важливим є удосконалення розрахункового апарату, що може бути використаний при створенні згаданих елементів НВЧ. Зокрема в роботі розглядається задача розрахунку найважливіших параметрів моделі багатопровідної однорідної екранованої лінії передачі прямокутного перерізу із наступним отриманням розрахункових виразів для неоднорідної лінії, відрізки якої можуть бути використані при виготовленні резонаторів, що є основою для вузькосмугових НВЧ-фільтрів.



**Мета.** Моделювання багатопровідної лінії передачі прямокутного січення для побудови вузькосмугових фільтрів надвисокочастотного діапазону. **Задачі:**

- аналіз ліній передачі НВЧ діапазону;
- аналіз однорідної одно та двопровідної лінії;
- виведення основних розрахункових виразів для неоднорідної лінії;
- моделювання неоднорідної лінії та виведення виразів для оцінювання основних параметрів та характеристик такої лінії.

*Об'єкт дослідження:* моделювання багатопровідної лінії передачі прямокутного січення НВЧ діапазону.

*Предмет дослідження:* спосіб врахування впливів неоднорідностей на роботу лінії передачі НВЧ діапазону.

**Наукова новизна.** Отримано вирази для розрахунку коефіцієнта зв'язку, погонної ємності, індуктивність, ефективної діелектричної проникності для різних типів нормальних коливань для неоднорідної багатопровідної лінії передачі прямокутного січення.

**Практичне значення.** Можливість проектування високоефективних вузькосмугових фільтрів НВЧ діапазону.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

#### 1.1 Лінії передачі з поперечними електромагнітними хвилями

Існує особливий клас розв'язків рівнянь Максвелла, для яких характерна відсутність поздовжніх складових як електричного так і магнітного векторів. Хвилі такого виду прийнято називати поперечними електромагнітними хвилями або, скорочено, ТЕМ-хвилями.

Найпростішим прикладом хвилі типу ТЕМ може служити змінне електромагнітне поле, що утворюється в хвилеводі з двох провідних площин при розповсюдженні плоскої ЕМ хвилі, що має паралельну поляризацію і падає під кутом  $\varphi = 90^\circ$  (рис. 1.1). Звертає на себе увагу той факт, що дане поле за своєю конфігурацією повністю збігається з однорідною плоскою хвилею: роль ідеально провідних стін зводиться лише до локалізації поля в просторі.

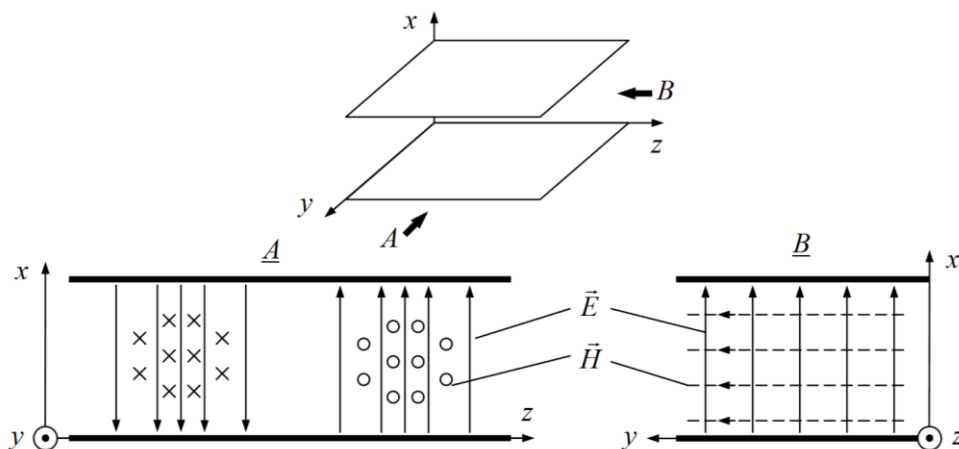


Рис. 1.1. Хвиля типу ТЕМ у просторі між двома провідними площинами

Зазначимо деякі основні властивості хвиль типу ТЕМ.

1. Оскільки граничні умови для вектора  $\vec{E}$  у зображеній лінії передачі задовольняються автоматично, структура поля залежить від відстані між площинами і від  $\lambda$ . Отже

$$\lambda_{кр}^{TEM} = \infty \quad (1.1)$$

тобто система пропускає коливання всіх частот до постійного струму.

2. Механізм поширення хвилі типу TEM пов'язаний з явищами багаторазових відбитків від стінок. Тому

$$\lambda_{г}^{TEM} = \lambda_0. \quad (1.2)$$

Тут під  $\lambda_0$  в загальному випадку слід розуміти довжину однорідної хвилі в заповнюючому діелектрику.

2. Виконується умова

$$Z_{сTEM} = \lim_{\lambda_{кр} \rightarrow \infty} Z_{сE} = \lim_{\lambda_{кр} \rightarrow \infty} Z_{сH} = Z_c. \quad (1.3)$$

У круглому та прямокутному хвилеводах хвилі типу TEM не можуть існувати. Це твердження можна обґрунтувати так: припустимо, що у хвилеводі поширюється хвиля, у якій вектори  $\vec{E}$  і  $\vec{H}$  лежать у поперечній площині. Силві лінії вектора  $\vec{H}$ , будучи замкнутими, повинні охоплювати лінії струму. Але струми провідності відсутні, оскільки всередині хвилеводу провідників немає. Отже, струмом може бути лише поздовжній струм. Тому повинна бути

поздовжня складова вектора  $\vec{E}$ , оскільки  $\vec{J}_{cm} = \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$ . Отже, TEM-хвиля (хвиля без поздовжньої складової вектора  $\vec{E}$ ) у хвилеводі не може поширюватися. З цих міркувань ясно, що для існування TEM-хвилі в замкнутій направляючій системі необхідно, щоб остання складалася не менше ніж з двох ізольованих провідників, якими може протікати струм провідності. Цій умові задовольняють такі лінії:

1. Коаксіальна;
2. Дво- та багатопровідна;
3. Смужкова.

## 1.2 Коаксіальна лінія передачі

З-поміж ліній передачі з хвилями TEM у техніці НВЧ найчастіше використовується коаксіальна лінія передачі, яка є провідними циліндрами з радіусами  $a$  і  $b$ , що розділені діелектриком (рис. 1.2). Для конкретності будемо вважати, що діелектрик не має власних магнітних властивостей ( $\mu = 1$ ), теплові втрати у ньому відсутні ( $\sigma = 0$ ), тоді як відносна діелектрична проникність його дорівнює  $\epsilon$ .

Аналізувати структуру поля в даному пристрої доцільно в циліндричній системі координат  $(z, \varphi, r)$ . Зважаючи на повну симетрію поперечного перерізу даного хвилеводу, шукатимемо складові ЕМ поля хвилі TEM, що задовольняють

наступним умовам: а) поле симетричне по координаті  $\varphi$ , тобто  $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$ ; б) складові поля залежать лише від координати  $r$ .

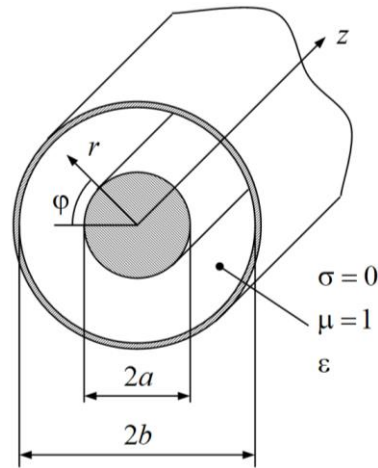


Рис. 1.2. Поперечний переріз коаксіальної лінії

Оскільки розподіл електричного поля в поперечній площині коаксіальної лінії, яка працює на хвилі типу TEM, має повторювати структуру поля в циліндричному конденсаторі, приходимо до висновку, що єдиною складовою електричного вектора тут служить складова  $E_r$ . Для знаходження конкретного виду залежності вважатимемо, що напруга між провідниками рівна  $U$ . Тоді мають бути справедливі такі співвідношення:

$$\begin{cases} \vec{E} = E_r \vec{r}_0 \\ \int_a^b E_r dr = U \\ \operatorname{div} \vec{E} = 0 \end{cases} \quad (1.4)$$

З першого співвідношення, а також формули для обчислення операції дивергенції в циліндричній системі координат випливає, що складова  $E_r$  має задовольняти співвідношенню

$$\frac{d}{dr}(rE_r) = 0, \quad (1.5)$$

звідки з точністю до довільної постійної  $A$

$$E_r = \frac{A}{r} \quad (1.6)$$

Постійну  $A$  слід вибирати так, щоб виконувалася друга рівність у попередній системі рівнянь. Остаточно отримаємо

$$E_r = \frac{U}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \frac{1}{r} \quad (1.7)$$

Комплексна амплітуда вектора  $E$  біжучої хвилі запишеться наступним чином:

$$\dot{E} = \frac{U}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \frac{1}{r} e^{-j\gamma z} \vec{r}_0 \quad (1.8)$$

Принциповою особливістю коаксіальної лінії є те, що струм у ній, який йде від генератора до навантаження по внутрішньому циліндру, повертається в генератор по зовнішньому провіднику. В силу цього неважко зрозуміти, що силові лінії магнітного вектора в просторі між циліндрами мають такий же вигляд, як і у разі протікання струму по одиночному циліндричному провіднику, тобто є концентричні кола; в циліндричній системі координат вектор  $\dot{H}$  має при

цьому єдину складову  $\dot{H}_\varphi$  (рис. 1.3). Амплітудна напруженість магнітного поля легко може бути знайдено через характеристичний опір хвилі.

$$Z_{cTEM} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon}} \quad (1.9)$$

Відповідна комплексна амплітуда набуває вигляду

$$\dot{H}_\varphi = \frac{U\sqrt{\varepsilon}}{120\pi \ln\left(\frac{b}{a}\right)} \frac{1}{r} e^{-j\gamma z} \quad (1.10)$$

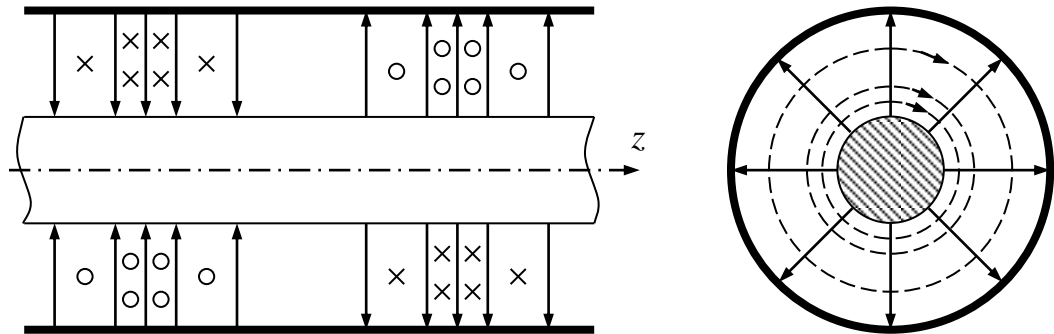


Рис. 1.3. Структура ЕМ поля в коаксіальній лінії

### 1.3 Смушкові лінії передачі

За останні десятиліття в техніку НВЧ міцно увійшли цікаві лінії передачі з видами TEM, що мають назву смушкових ліній передачі.

Будемо називати смушковою лінією спрямовуючу систему відкритого типу, яка включає два або більше ізольовані одна від одної провідні смуги. В даний час цей термін використовують для позначення настільки різних ліній передачі, що дати всеосяжне визначення смушкових ліній неможливо. Насправді

найчастіше використовуються такі лінії: симетрична смужкова лінія (ССЛ), несиметрична смужкова лінія (НСЛ), мікросмужкова лінія (МСЛ), щілинна смужкова лінія та інші. Як правило, лінії смуги виконуються у вигляді тонких металевих шарів, нанесених на листи діелектрика. Як діелектрик використовують матеріали з малими втратами в діапазоні НВЧ (малим тангенсом кута електричних втрат). Іноді застосовують повітряне наповнення ліній. При виготовленні смужкових ліній використовують або фольговані діелектрики, або наносять металеві смужки на поверхню діелектрика, застосовуючи тонкоплівкову або товстоплівкову технологію.

Незважаючи на відносно просту геометрію смужкових ліній, їх строгий аналіз представляє досить складне завдання, яке вирішується, як правило, за допомогою чисельних методів. Так як смужкові лінії відносяться до ліній відкритого типу, то при поширенні вздовж них електромагнітних хвиль виникають радіаційні втрати (частина потужності випромінюється з лінії у зовнішній простір). Насправді використовують смужкові лінії, поперечні розміри яких малі відносно довжини хвилі. Радіаційні втрати в таких лініях зазвичай незначні, і при аналізі структури поля та параметрів основних хвиль ними нехтують.

Простір між провідниками в симетричній лінії повністю заповнений однорідним діелектриком із параметрами  $\epsilon$ ,  $\mu=1$ ,  $\sigma_d$ . Струмнесучі елементи (смужка та екрануючі пластини) виконані з металу з  $\sigma_m$ . При  $\sigma_d=0$ ,  $\sigma_m=\infty$  і  $a=\infty$  основною хвилею в ССЛ є TEM-хвиля, для якої  $\lambda_{кр}=\infty$ .



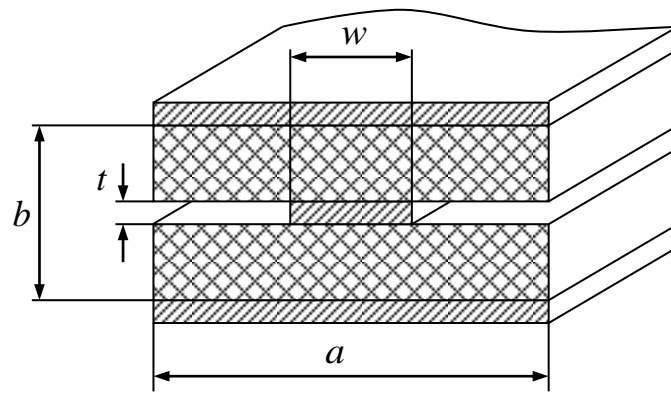


Рис. 1.4. Симетрична смужкова лінія

Несиметрична смужкова лінія НСЛ є двопровідною смужковою лінією, що складається зі смужки шириною  $w$  і товщиною  $t$ , що поміщена на відстані  $h$  над екрануючою пластиною із шириною  $a$ . Простір між провідниками та екраном заповнений діелектриком із відносною діелектричною проникністю. Якщо у ролі діелектрика виступає повітря, то така лінія зазвичай називається НСЛ.

#### 1.4 Висновки до розділу 1

Проаналізовано лінії передачі з поперечними електромагнітними хвилями, котрі є окремим класом розв'язків рівнянь Максвелла, для яких характерна відсутність поздовжніх складових як електричного так і магнітного векторів. Найпростішим прикладом такої хвилі може служити змінне електромагнітне поле, що утворюється в хвилеводі з двох провідних площин при поширенні плоскої електромагнітної хвилі, що має паралельну поляризацію і падає під кутом  $90^\circ$ .

Проаналізовано в цьому плані коаксіальну лінію передачі, а також смужкові симетричні та несиметричні лінії передачі. Наведено основні розрахункові формули.

## РОЗДІЛ 2

### АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

#### 2.1 Розрахунок однорідної лінії передачі

У першу чергу необхідно провести теоретичне дослідження параметрів екранованої багатопровідної лінії прямокутного перерізу з ізотропним діелектричним заповненням з циліндричними провідниками.

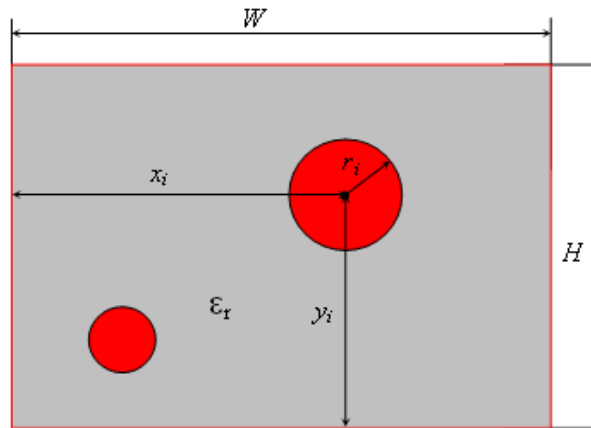


Рис. 2.1. Поперечне січення двопровідної лінії передачі з циліндричними провідниками

Практичне значення такої лінії полягає у таких відмінних параметрах, як висока власна добротність порівняно з планарними мікросмушковими лініями.

У техніці надвисоких частот широке застосування знаходять мікросмушкові лінії, що відрізняються високою мініатюрністю.

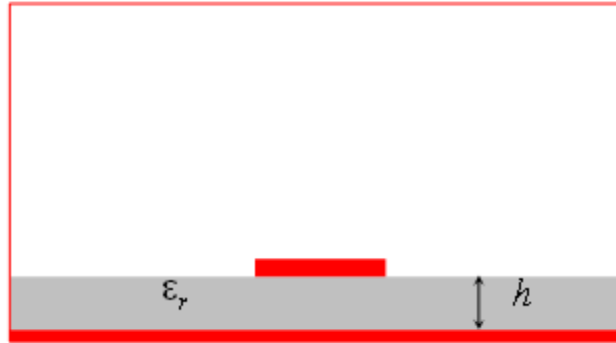


Рис. 2.2. Поперечне січення мікросмужкової лінії на діелектричній підкладці

Добротність резонатора або лінії  $Q$  можна подати наступним співвідношенням:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}, \quad (2.1)$$

де  $Q_c$  - добротність провідників,  $Q_d$  - добротність діелектрика. Величину  $Q_d$ , можна оцінити виразом:

$$Q_d = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}. \quad (2.2)$$

У цьому виразі  $\operatorname{tg} \delta$  - тангенс кута діелектричних втрат, що залежить від матеріалу діелектрика  $h$  набагато менше відстані до екрана лінії.

Величина  $Q_c$  залежить від взаємного розташування провідників, їх форми та провідності. Для мікросмужкової лінії вона оцінюється виразом

$$Q_c = \frac{h}{\Delta}. \quad (2.3)$$

У цьому виразі  $h$  - товщина підкладки,  $\Delta$  – товщина скін-шару. Ця формула (3) є точною для плоского хвилеводу. Застосовувати її для мікросмужкової лінії можна за умови, що її ширина набагато більша за  $h$ .

Для міді на частоті 1 ГГц  $\Delta=2.09$  мкм товщина  $h$  має значення близько 1 мм, за цих умов  $Q_c \approx 500$ . Зауважимо, що  $Q_c \ll Q_d$ , і враховуючи співвідношення (1),  $Q_c$  робить більший внесок у значення внутрішньої добротності  $Q$ .

Низька добротність мікросмужкових ліній пояснюється тим, що щільність електромагнітної енергії в них вкрай нерівномірно розподілена за об'ємом - в основному в проміжку між центральним провідником та основою підкладки (рис. 2.2). Тому там, де потрібна передача енергії з малими втратами, застосовують лінії з конструкцією, аналогічною досліджуваній, які мають добротність у кілька або навіть у десятки разів більші за добротність планарних мікросмужкових ліній.

Лінія, розглянута в цій роботі відрізняється від мікросмужкової тим, що на її параметри значно впливають як поперечні, так і поздовжні координати провідників у поперечному перерізі, а електромагнітна енергія більш рівномірно розподілена за об'ємом.

Дослідження проводилося на основі готового програмного модуля, написаного в середовищі Compaq Visual Fortran, мета роботи якого – отримувати набір  $Z_m$  хвильових опорів для кожної моди електромагнітних коливань. Вхідні параметри модуля - кількість провідників  $N$ , їх радіуси  $r_i$ , координати центрів  $x_i$ ,  $y_i$ , висота та ширина оболонки лінії, а також відносна діелектрична проникність.

У процесі роботи в програму були внесені доповнення: можливість отримання матриці погонної ємності  $C$  у Ф/м, матриці погонної індуктивності  $L$  в Гн/м, нормованих амплітуд струмів на  $i$ -му провіднику від  $m$  хвилі  $I_{im}$ .

## 2.2. Аналіз літературних джерел

Метод, реалізований в алгоритмі, ґрунтується на аналітичному вирішенні телеграфних рівнянь:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{U} &= \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I} \\ -\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I} &= \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{U} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Продиференціюємо друге рівняння системи (2.4) за координатою, перше за часом і підставимо перше до другого:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \mathbf{I} = \mathbf{CL} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{I} \quad (2.5)$$

Рівняння (2.5) називається рівнянням Гельмгольца для лінії. Розв'язання цього рівняння шукаємо у вигляді вектора струмів гармонійної Т-хвилі, яка поширюється по лінії (у даному випадку координатна вісь  $z$ , що направлена вздовж лінії), де  $\mathbf{I}_m$  - вектор амплітуд  $m$ -ї нормальної хвилі:

$$\mathbf{I}(z, t) = \mathbf{I}_m e^{i(k_m z - \omega t)} \quad (2.6)$$

В результаті виходить формула:

$$(k_m^2 - \omega^2 \mathbf{CL}) \mathbf{I}_m = 0 \quad (2.7)$$

Хвильовий вектор залежить в даній задачі тільки від частоти та діелектричної проникності:

$$k_m = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_m} \quad (2.8)$$

Формула (2.7) при підстановці виразу (2.8) перетворюється на такий вид:

$$(\epsilon_m - c^2 \mathbf{CL}) \mathbf{I}_m = 0 \quad (2.9)$$

Так як напруга змінюється за тим самим законом, що і струм

$$\mathbf{U}(z, t) = \mathbf{U}_m e^{i(k_m z - \omega t)}, \quad (2.10)$$

то при підстановці (2.10) у перше телеграфне рівняння отримуємо формулу, що зв'язує амплітуди напруг та струмів:

$$\mathbf{U}_m = \frac{\omega}{k_m} \mathbf{L} \mathbf{I}_m = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_m}} \mathbf{L} \mathbf{I}_m \quad (2.11)$$

Лінія, що розглядається в цій роботі, є однорідною, тому  $\epsilon_m = \epsilon_r$ , тобто діелектрична проникність однакова для всіх мод лінії. Ця умова означає рівність фазових швидкостей для всіх мод Т-хвилі. В іншому випадку, якщо фазові швидкості хвиль будуть різні, між усіма модами з'явиться різниця фаз, що неприпустимо, оскільки призведе до спотворення сигналу.

Формулу (2.11), використовуючи рівняння (2.9), можна подати через матрицю зворотної ємності.

$$\mathbf{L} = \frac{\varepsilon_r}{c^2} \mathbf{C}^{-1} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{U}_m = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{c} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{I}_m \quad (2.13)$$

Для розрахунку матриці погонної ємності можна перейти до погонних зарядів  $Q_j$ :

$$Q_j = \sum_{k=1}^N [\mathbf{C}]_{jk} U_k \quad (2.14)$$

Подальшим кроком у цьому методі є застосування конформного відображення за допомогою еліптичних функцій, в результаті якого прямокутна область з круглими контурами провідників перетворюються на напівплощину з гладкими контурами над нею. Конформним називається таке відображення, яке переводить одну область до іншої, причому якщо у першій області існувало вирішення рівняння Лапласа  $\Delta\Phi = 0$ , то вирішення існуватиме і в другій області.

Якщо  $x, y$  - координатні осі у старій системі координат, то  $u, v$  - у новій

$$z = x + iy \Rightarrow w = u + iv$$

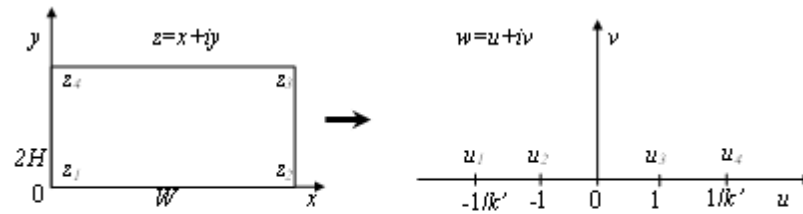


Рис. 2.3. Конформне відображення

Конформне відображення  $w(z)$ :

$$w(z) = -\frac{\operatorname{dn}(zK'/H, k)}{k'} \quad (2.15)$$

де  $k$  і  $k' = \sqrt{1-k^2}$  - додаткові модулі,  $K(k)$  та  $K'(k) = K(k')$  - пов'язані повні нормальні еліптичні інтеграли Лежандра першого роду,  $\operatorname{dn}(z, k)$  - еліптична функція Якобі.

Значення  $k$  оцінюється з умови

$$K(k)/K'(k) = W/H \quad (2.16)$$

Погонний заряд  $Q_j$  на  $j$ -му провіднику пов'язаний з потенціалом формулою

$$Q_j = -\varepsilon_0 \varepsilon_r \iint_{S_j} \Delta \Phi(z) dS \quad (2.17)$$

де інтегрування проводиться по ділянці поперечного перерізу  $S_j$ , що охоплює  $j$ -й провідник і не охоплює інші провідники.

У результаті вирішення зводиться до знаходження потенціалу  $j$ -го провідника



$$\Phi_j(\varphi) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \sum_{k=1}^N \operatorname{Re} \left[ \begin{aligned} & Q_k \ln \frac{w(z_j + r_j \exp(i\varphi)) - w^*(z_k)}{w(z_j + r_j \exp(i\varphi)) - w(z_k)} + \\ & + \sum_{l=1}^L \frac{B'_{kl}}{[w(z_j + r_j \exp(i\varphi)) - w(z_k)]^l} - \\ & - \sum_{l=1}^L \frac{B'_{kl}}{[w^*(z_j + r_j \exp(i\varphi)) - w(z_k)]^l} \end{aligned} \right], \quad (2.18)$$

де  $L$  - максимальний порядок мультипольного розкладання (в ідеальному випадку  $L \rightarrow \infty$ ). При цьому має виконуватися умова  $\Phi_j(\varphi_n) = \Phi_j(0)$  (циліндричний провідник екіпотенційний у будь-якій точці поперечного перерізу).

Зворотна матриця погонної ємності пов'язана з потенціалом таким співвідношенням:

$$[C^{-1}]_{jk} = \Phi_j(\vec{Q}^{(k)}), \quad (2.19)$$

де  $\vec{Q}^{(k)}$  - лінійно незалежні вектори одиничних зарядів,

$$\begin{aligned} \vec{Q}^{(1)} &= (1, 0, \dots, 0) \\ \vec{Q}^{(2)} &= (0, 1, \dots, 0) \\ &\dots\dots\dots \\ \vec{Q}^{(N)} &= (0, 0, \dots, 1) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Потім зворотна матриця погонної ємності підставляється у формулу (2.13),

що дає нам амплітуди напруг  $U_{jm}$  на  $j$ -му провіднику від  $m$ -го провідника, яким тече одиничний струм.

Відповідно до (2.12) і (2.13), формули для  $C$ ,  $L$  виглядають таким чином:

$$\mathbf{L} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} \mathbf{U} \quad , \quad (2.21)$$

$$\mathbf{C} = \frac{\epsilon_r}{c^2} \mathbf{L}^{-1} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} \mathbf{U}^{-1} \quad , \quad (2.22),$$

де  $\mathbf{U}$ -матриця, складена з елементів  $U_{jm}$ .

Враховуючи співвідношення (11), (21) та зв'язок між амплітудами напруг і струмів через хвильовий опір  $\mathbf{U}_m = \mathbf{Z}_m \mathbf{I}_m$  отримуємо рівняння:

$$(\mathbf{Z}_m - \mathbf{U}) \mathbf{I}_m = 0 \quad \text{або} \quad \left( \mathbf{Z}_m - \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} \mathbf{C}^{-1} \right) \mathbf{I}_m = 0 \quad (2.23),$$

яке вирішується чисельно засобами бібліотеки IMSL, повертаючи нормовані на одиницю амплітуди струмів на  $j$ -му провіднику від  $m$ -ї нормальної

хвилі  $\sum_{j=1}^N (I_{jm})^2 = 1$ , а також набір хвильових опорів для нормальних хвиль.

Добротність лінії  $Q$  дорівнюватиме добротності резонатора, зробленого з відрізка такої лінії:

$$Q = \omega' \frac{W}{P} \quad , \quad (2.24)$$

$W$  - запасена енергія,  $P$  - усереднена за часом потужність втрат,

$$W = \frac{ZI^2(z)}{2}, \quad (2.25)$$

$$P = \frac{RI^2(z)}{2}. \quad (2.26)$$

Відповідно до закону збільшення індуктивності,

$$R = \omega\Delta L, \quad (2.27)$$

формула (2.24) перетворюється на

$$Q = \frac{Z}{\Delta Z}, \quad (2.28)$$

де  $\Delta Z$ - збільшення хвильового опору при переході від ідеального провідника до реального. В даному методі це перехід від вихідної конфігурації провідників до такої, коли ширина та висота прямокутної лінії збільшуються на  $\Delta$ , а діаметри провідників зменшуються на  $\Delta$ , де  $\Delta$  – товщина скін-шару,

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\omega\mu_r\mu_0}} \quad (2.29)$$

Якщо врахувати незначимість  $\Delta$  порівняно з розмірами лінії та провідників, то для аналітичного визначення  $\Delta Z$  багатопровідної лінії застосовується наступне рівняння:

$$\Delta Z = \frac{\Delta}{2} \sum_i \frac{\partial Z}{\partial n_i}, \quad (2.30)$$

де  $n_i$  – нормаль до поверхні  $i$ -го провідника. Підставляючи (30) в (28) отримуємо вираз для  $Q$ :

$$Q = \frac{2Z}{\Delta \sum_i \frac{\partial Z}{\partial n_i}} \quad (2.31)$$

Формула (2.31) застосовується, якщо є аналітичний вираз для  $Z$ . Якщо ж  $Z$  розраховується чисельними або наближеними методами, то використовується (2.28).

### 2.3 Аналіз коаксіальної лінії

Коаксіальна лінія є найпростішою однорідною однопровідною лінією в розрахунку завдяки циліндричній симетрії. Розраховується аналітично.

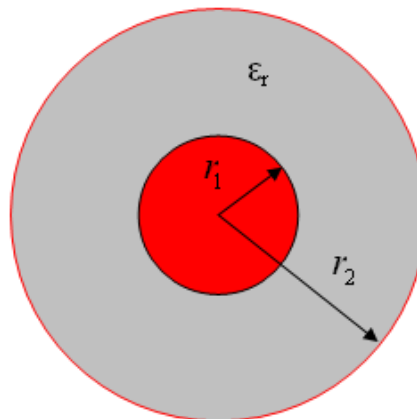


Рис. 2.4. Поперечне січення коаксіальної лінії з діелектричним заповненням

Погонна ємність:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (2.32)$$

Погонна індуктивність, згідно (2.12):

$$L = \frac{\mu_0 \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi} \quad (2.33)$$

Хвильовий опір:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_r\epsilon_0}} \quad (2.34)$$

Графік залежності хвильового опору від  $\frac{r_2}{r_1}$  з точністю до  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ :

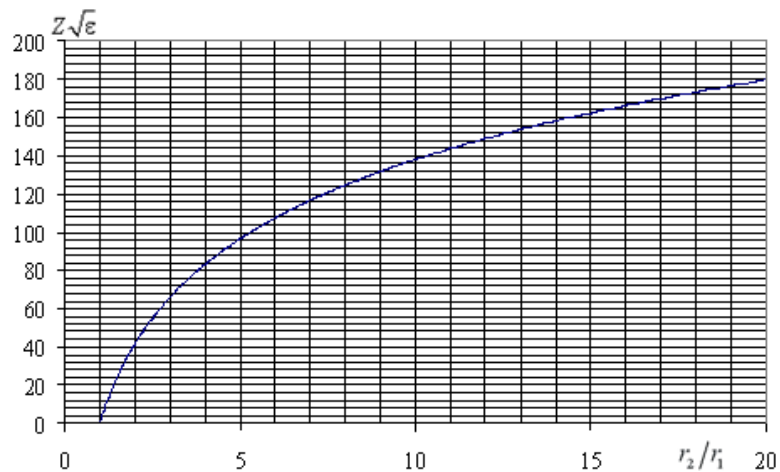


Рис. 2.5. Хвильовий опір коаксіальної лінії

Добротність, згідно (2.34) та (2.31):

$$Q = \frac{2r_2}{\Delta(1+r_2/r_1)} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \quad (2.35)$$

Нижче наведено графік залежності  $Q(r_2/r_1)$  з точністю до множника  $\frac{2r_2}{\Delta}$ :

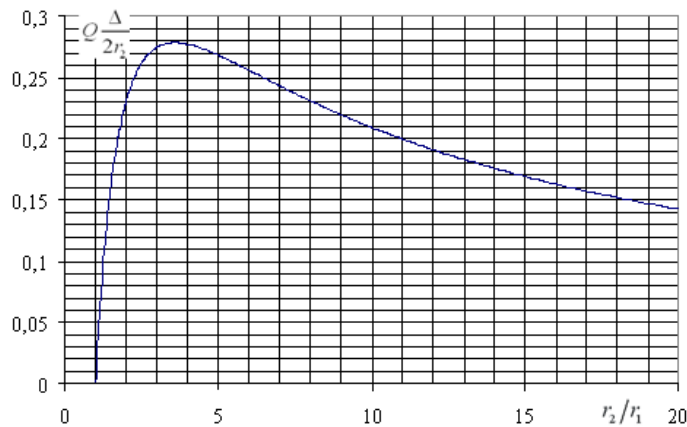


Рис. 2.6. Добротність коаксiальної лiнii

Очевидно, що iснує певний оптимальний параметр  $p = r_2/r_1$ , при якому добротність максимальна. Знайдемо  $p$ :

$$\frac{\partial}{\partial p} \left( \frac{\ln(p)}{(1+p)} \right) = 0 \Rightarrow p = 3.591121478\dots$$

Тодi  $C(p) = 43.5151 \cdot \epsilon_r$  (пФ/м);  $L(p) = 0.2557$  (мкГн/м);

$$Z(p) = \frac{76.6548}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ (Ом)}; \quad Q(p) = 0.2784 \frac{2r_2}{\Delta} .$$

При  $\varepsilon_r = 1$ ,  $r_2 = 0,5$  см,  $r_1 = \frac{r_2}{p} = 1,3$  мм,  $\Delta = 2,09$  мкм (мідь, частота 1 ГГц)  
 $Q(p) = 1332$ .

#### 2.4 Лінія квадратного перерізу з провідником у центрі симетрії

Метод розрахунку такої лінії є наступний. Хвильовий опір дорівнює

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln\left(1,08 \frac{b}{d}\right) \quad (\text{Ом}) \quad (2.36)$$

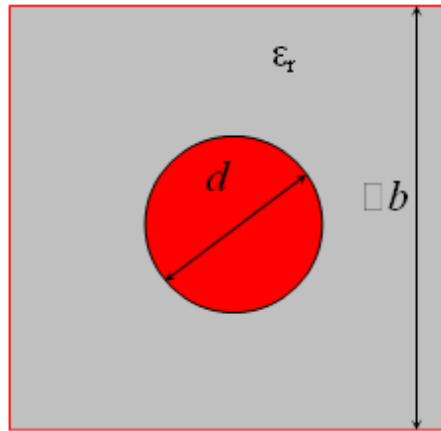


Рис. 2.7. Поперечне січення квадратної лінії з діелектричним заповненням

Формула (36) є наближеною і може бути застосована при  $\frac{d}{b} < 0.5$ .

Нижче наведено, як і для коаксіальної лінії, графіки залежностей  $Z\left(\frac{b}{d}\right)$  і  $Q\left(\frac{b}{d}\right)$ .

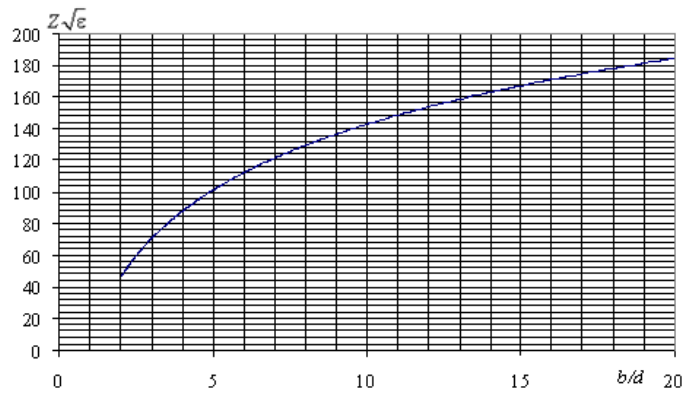


Рис. 2.8. Хвильовий опір однопровідної лінії з квадратним січенням

Відповідно до (2.31) і (2.36) отримуємо вираз для добротності коаксіальної лінії:

$$Q = \frac{2b}{\Delta(1+b/d)} \ln\left(1.08 \frac{b}{d}\right) \quad (2.37)$$

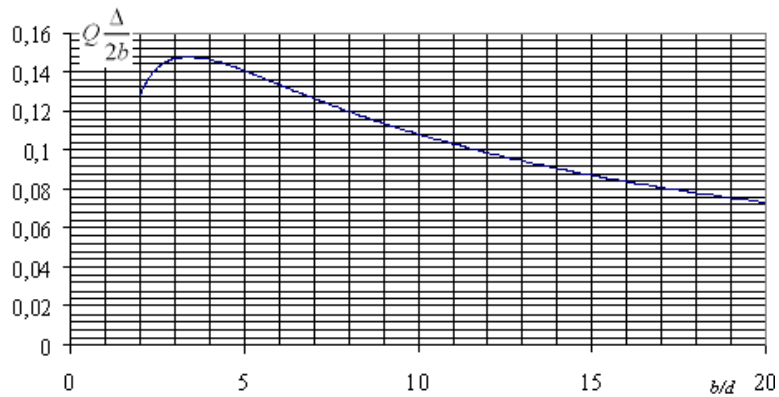


Рис. 2.9. Добротність однорідної лінії з квадратним січенням

За аналогією з коаксіальною лінією, оптимальне відношення

$$p = \frac{b}{d} = 3.382664994 \quad ; \quad Z(p) = \frac{77.7374}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Ом}); \quad Q(p) = 0,1478 \frac{2b}{\Delta} .$$



При  $\varepsilon_r = 1$ ,  $b = 1$  см,  $d = \frac{b}{p} = 2,95$  мм,  $\Delta = 2,09$  мкм (мідь, частота 1 ГГц)  
 $Q(p) = 1414$ .

## 2.5 Дослідження однорідної лінії

Важливим є дослідження одно- та двопровідної ліній прямокутного перерізу, що становлять найбільший інтерес. Моделі розрахунку однопровідних ліній, розглянутих вище, містять у собі обмеження, зокрема вимоги до високої симетрії.

### 2.5.1 Лінія квадратного перерізу

Новий метод розрахунку дозволяє точніше знаходити параметри лінії. Нижче наведено результати роботи програми для такої ж лінії, як на малюнку 7, щоб упевнитися відповідно до результатів нового методу з раніше відомим методом. ( $W=H=b=1$  см,  $\Delta=2.09$  мкм,  $\varepsilon=1$ , радіус провідника змінюється від 5 мм до 0,25 мм із кроком 0,01 мм).

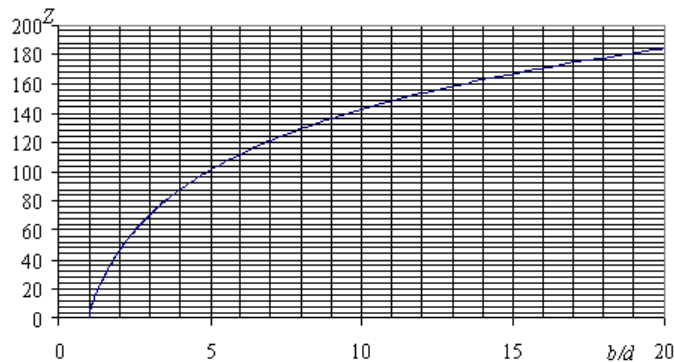


Рис. 2.10. Розрахований хвильовий опір однопровідної лінії квадратного сечення

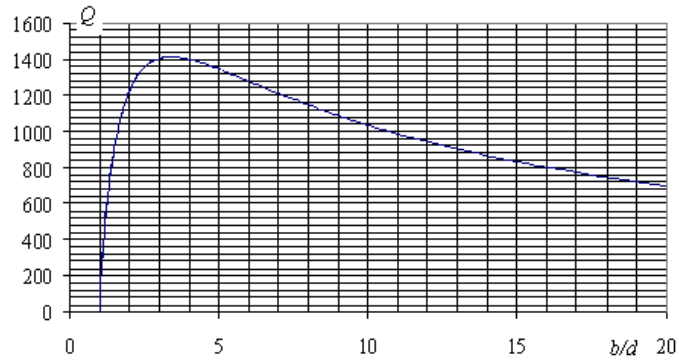


Рис. 2.11. Розрахована добротність лінії квадратного січення

Оптимальне відношення

$$p = \frac{b}{d} = 3.37837, \quad r = \frac{b}{2p} = 1,48 \text{ мм}$$

при максимальній добротності  $Q=1413$ ;  $Z=77.5 \text{ Ом}$ .

Відмінність від попередніх результатів становить трохи більше 1%.

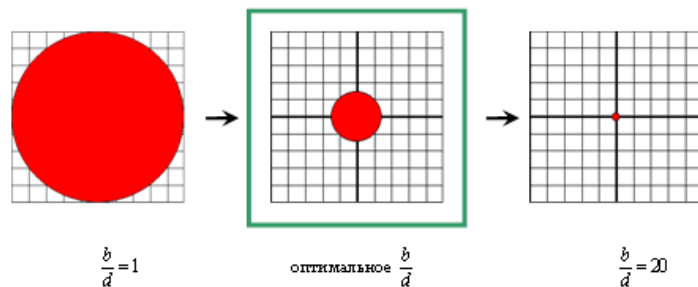


Рис. 2.12. Дослідження квадратної лінії з провідником в центрі симетрії.

Крок дрібної масштабної сітки рівний 1мм.

### 2.5.2 Прямокутна лінія з двома симетричними провідниками

Двопровідна лінія є основою виготовлення резонаторів. У лінії такого типу буде вже 2 типи нормальних коливань (мод). 1-а мода - синфазні коливання

(парна, even), 2-а мода - коливання в протифазі струму та напруги на різних провідниках (непарна, odd).

Розглянута лінія складена з двох квадратних ліній, між якими забрана провідна перегородка.  $W=10$  мм,  $H=20$  мм,  $\Delta=2.09$  мкм. Радіуси обох провідників змінюються від 5 мм до 0,25 мм з кроком 0,01 мм,  $\epsilon=1$ .

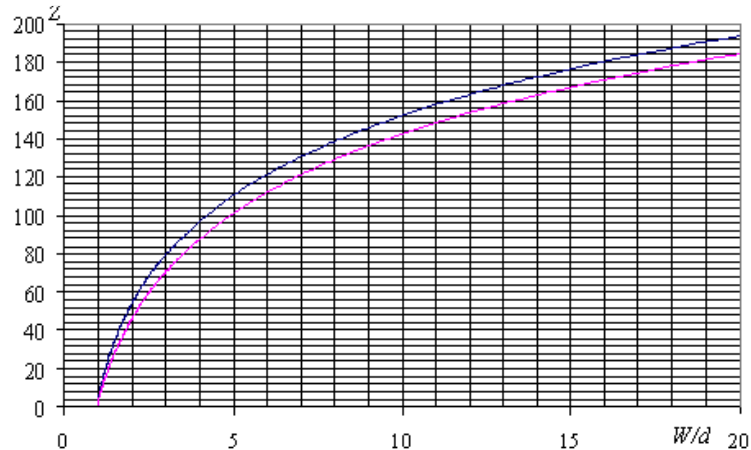


Рис. 2.13. Хвильовий опір різних мод двопровідної лінії

Як видно, хвильові опори для різних мод різняться. Нижче наведено графік відношення  $Z_e/Z_o$ .

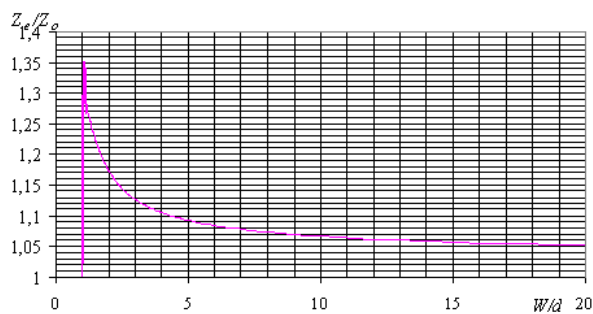


Рис. 2.14. Відношення хвильових опорів різних мод двопровідної лінії

Добротність для обох типів коливань:

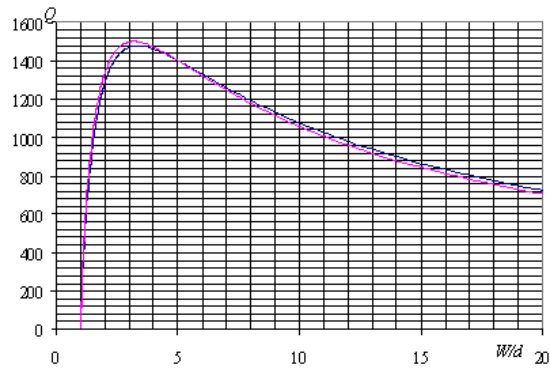


Рис. 2.15. Добротність різних мод двопровідної лінії

Графіки добротності для двопровідної лінії цікаві тим, що є два екстремальні значення  $Q$ , а також має місце точка перетину цих графіків. Добротність пов'язана з поглинанням енергії лінії співвідношенням (25), а сигнал, що передається в даній лінії, є суперпозицією двох типів нормальних коливань. Різне поглинання для різних мод може спотворити форму сигналу, тому оптимальна конфігурація лінії буде, коли добротності мод рівні:

$$Q_e = Q_o = 1405 ; Z_e = 109,7 \text{ Ом} ; Z_o = 100,4 \text{ Ом} ; W/d = 4,95.$$

Пік парної хвилі:

$$Q_e = 1478 ; Z_e = 86,2 \text{ Ом} ; Z_o = 77,1 \text{ Ом} ; W/d = 3,36.$$

Пік непарної хвилі:

$$Q_o = 1500,5 ; Z_e = 83,0 \text{ Ом} ; Z_o = 74,0 \text{ Ом} ; W/d = 3,18.$$

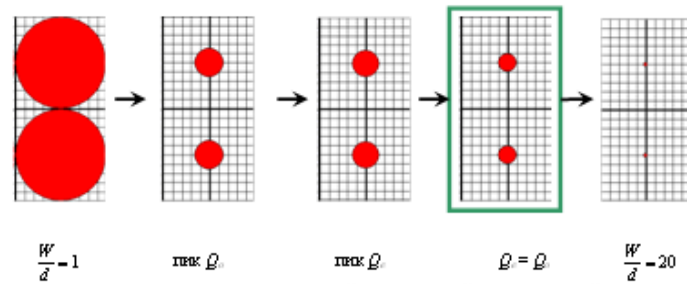


Рис. 2.16. Дослідження прямокутної двопровідної лінії, що має площину симетрії

Можна розглянути вплив відстані між провідниками на параметри лінії. У тому випадку, коли  $Q_e = Q_0$  при тих же розмірах поперечного перерізу діаметр провідників  $d = 1,01$  мм. У ході цього дослідження два провідники переміщуються від протилежних стінок назустріч один одному до дотику.

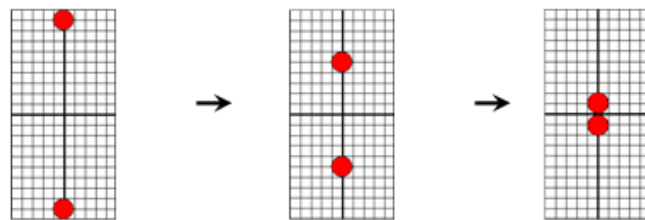


Рис. 2.17. Дослідження прямокутної двопровідної лінії, що має площину симетрії. Зняття залежності від відстані між провідниками. Крок дрібної масштабної сітки рівний 1 мм.

Нижче наведено графіки залежності  $Z(R)$  та  $Q(R)$ , де  $R$  - відстань між центрами провідників у міліметрах.

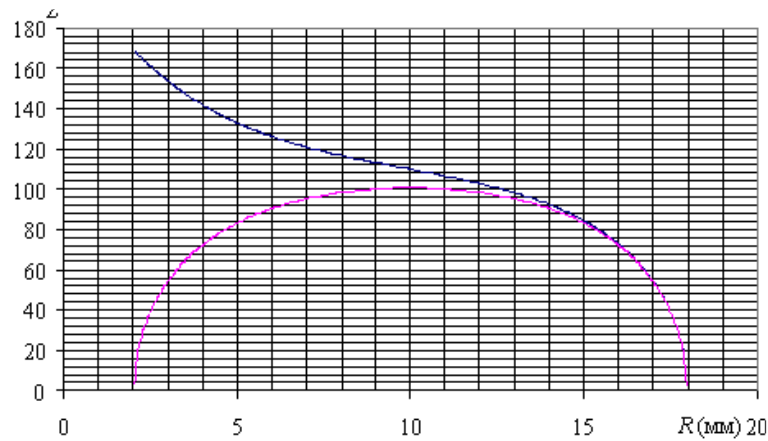


Рис. 2.18. Хвильовий опір різних мод двопровідної лінії в залежності від відстані між провідниками

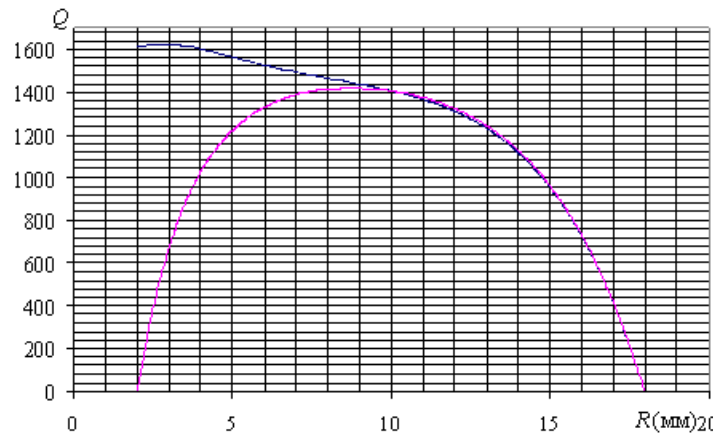


Рис. 2.19. Добротності різних мод двопровідної лінії в залежності від відстані між провідниками

Як видно з графіків, сильне зближення провідників між собою призводить до великої різниці між хвильовими опорами і добротностями коливальних мод, що може спричинити спотворення сигналу.

## 2.6 Висновки до розділу 2

В розділі проведено розрахунки однорідної лінії передачі, як основи для виведення розрахункових виразів для неоднорідної лінії передачі. В першу чергу проведено теоретичне дослідження параметрів екранованої багатопровідної лінії

прямокутного перерізу з ізотропним діелектричним заповненням з циліндричними провідниками. В цьому плані проведено аналіз коаксіальної лінії, що є найпростішою однорідною однопровідною лінією для розрахунку завдяки циліндричній симетрії. Отримано вирази для погонної ємності, індуктивності, хвильового опору, добротності. Також розглянуто лінію квадратного перерізу з провідником у центрі симетрії та наведено метод її розрахунку. Також розглянуто однопровідну та двопровідну лінії квадратного січення. Встановлено, що для таких ліній сильне зближення провідників між собою призводить до великої різниці між хвильовими опорами і добротностями коливальних мод, що може спричинити спотворення сигналу.

## РОЗДІЛ 3

### НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

#### 3.1 Розрахунок неоднорідної двопровідної лінії передачі

Після дослідження однорідної лінії було виконано розрахунок коефіцієнта зв'язку відрізка неоднорідної багатопровідної екранованої лінії прямокутного перерізу з діелектричним ізотропним заповненням, що містить циліндричні провідники. Розрахунки проводилися для лінії, що містить два симетрично розташовані провідники і одну поздовжню щілину (рис. 3.1).

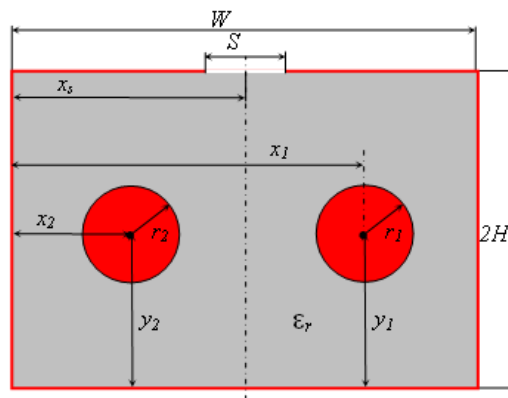


Рис. 3.1. Поперечне сечення двопровідної лінії передачі з двома циліндричними провідниками і щілинним отвором в екрані

Ця лінія за умови  $\epsilon_r > 1$  є неоднорідною лінією передачі, яка має електромагнітне поле за межами діелектрика. Практичне значення такої лінії полягає в тому, що на основі таких ліній можуть бути створені монолітні вузькосмугові діелектричні фільтри.

Електричні параметри квазіпоперечних хвиль в області квазістатичного наближення можуть бути визначені вирішенням системи телеграфних рівнянь,



які були представлені (2.4).

$$\begin{aligned} -\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{U} &= \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I} \\ -\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I} &= \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{U} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Продиференціюємо друге рівняння системи (2.4) за координатою, перше за часом та підставимо перше у друге:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \mathbf{I} = \mathbf{CL} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{I} \quad (3.2)$$

Рівняння (3.2), яке було представлено (2.5), називається рівнянням Гельмгольца для лінії. Розв'язання цього рівняння шукаємо у вигляді вектора струмів гармонійної Т-хвилі, що біжить уздовж лінії (у даному випадку координатна вісь  $z$  спрямована вздовж лінії), де  $\mathbf{I}_m$  - вектор амплітуд струмів  $m$ -ї нормальної хвилі,  $\mathbf{U}_m$  - вектор амплітуд напруг  $m$ -ї нормальної хвилі :

$$\mathbf{I}(z, t) = \mathbf{I}_m e^{i(k_m z - \omega t)}, \quad (3.3)$$

$$\mathbf{U}(z, t) = \mathbf{U}_m e^{i(k_m z - \omega t)} \quad (3.4)$$

В результаті вирішення виходить формула:

$$(k_m^2 - \omega^2 \mathbf{CL}) \mathbf{I}_m = 0 \quad (3.5)$$

Хвильовий вектор залежить у даній задачі тільки від частоти та

діелектричної проникності для  $m$ -ї нормальної хвилі:

$$k_m = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_m} \quad (3.6)$$

Формула (3.5) при підстановці виразу (3.6) перетворюється на такий вид:

$$(\epsilon_m - c^2 \mathbf{CL}) \mathbf{I}_m = 0 \quad (3.7)$$

Система рівнянь (3.7) дозволяє знайти  $\epsilon_m$  - діелектричні проникності середовища для різних нормальних хвиль, які у випадку неоднорідної лінії не рівні  $\epsilon_r$ .

Коефіцієнт зв'язку резонатора, зробленого з відрізка неоднорідної лінії передачі, може бути поданий наступним чином:

$$|k| = (\omega_+^2 - \omega_-^2) / (\omega_+^2 + \omega_-^2), \quad (3.8)$$

де  $\omega_{\pm}$  - резонансні частоти відрізка двопровідної лінії передачі,  $\omega_+ \geq \omega_-$ .

Для розуміння фізичного сенсу коефіцієнта зв'язку розглянемо три типи коливальних контурів

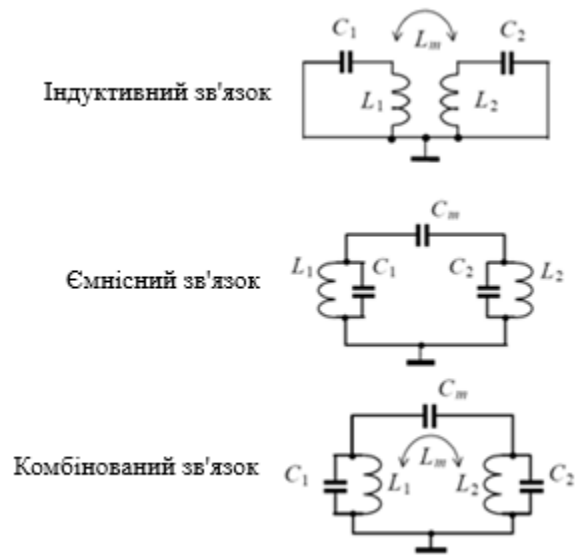


Рис. 3.2. Коливні контури з різними типами зв'язку

Розглянемо випадок індуктивного зв'язку. Вважатимемо, що коливальні контури мають вироджені резонансні частоти (як у фільтрі, зробленому на основі двопровідної лінії передачі):

$$\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \omega_0 \quad (3.9)$$

При цьому типі зв'язку резонансні частоти пов'язаних коливань

$$\omega_{\pm}^2 = \frac{\omega_0^2}{1 \mp |L_m| / \sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.10)$$

Підставляючи вираз (3.9) в (3.10) отримаємо:

$$|k_L| = L_m / \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.11)$$

Виконавши аналогічні дії для ємнісного зв'язку, отримаємо такі вирази:

$$\omega_{\pm}^2 = \frac{\omega_0^2}{1 \mp |C_m| / \sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m)}}, \quad (3.12)$$

$$|k_C| = |C_m| / \sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m)} \quad (3.13)$$

Випадок комбінованого зв'язку дає наступні вирази:

$$\omega_{\pm}^{-2} = \omega_0^{-2} \left[ 1 - \frac{C_m}{\sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m)}} \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \right] \mp \mp \omega_0^{-2} \left[ \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} - \frac{C_m}{\sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m)}} \right], \quad (3.14)$$

$$|k| = \frac{\frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} - \frac{C_m}{\sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m)}}}{1 - \frac{C_m}{\sqrt{(C_1 + C_m)(C_2 + C_m)}} \frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}}} \quad (3.15)$$

Слід зазначити, що формула (3.15) при  $L_m=0$  або  $C_m=0$  з точністю до знака перетворюється відповідно до формул (3.13) і (3.11). Припустимо, що знаки  $k_C$  і  $k_L$  визначені, тоді підстановка (3.13) і (3.11) в (3.15) дасть наступний вираз для коефіцієнта комбінованого зв'язку:

$$k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C} \quad (3.16)$$

Зазначимо одну властивість коефіцієнта зв'язку, що має практичне

значення - коефіцієнт зв'язку пропорційний ширині смуги пропускання фільтра, створеного на основі неоднорідної лінії передачі, і характеризує відносну величину розщеплення частоти резонансних пар пов'язаних резонаторів.

### 3.2 Побудова першої моделі неоднорідної лінії

Для вирішення рівняння (3.7) відносно  $\varepsilon_m$  необхідно знати матрицю погонної ємності. Для визначення її необхідно знайти функцію двовимірного потенціалу  $\Phi(x, y)$ . Для цього необхідно отримати загальне вирішення рівняння Лапласа

$$\Delta\Phi(x, y) = 0 \quad (3.17)$$

Загальне вирішення задачі Диріхле (54) можна строго подати у вигляді

$$\Phi(x, y) = \sum_i \Phi_i(x, y | Q_i) + \sum_s \Psi_s(x, y) \quad (3.18)$$

Функція  $\Phi_i(x, y | Q_i)$  - потенціал довільно розподілених зарядів з погонною густиною  $Q_i$  на поверхні  $i$ -го циліндричного провідника за відсутності щілин на екрані. Цей потенціал перетворюється на нуль на поверхні діелектрика і поза ним.

Функція  $\Psi_s(x, y)$  - поправка до потенціалу  $\Phi_i(x, y | Q_i)$ , всіх циліндричних провідників на  $s$ -й щілині на екрані, за відсутності інших щілин.

Загальний вираз для потенціалу  $\Phi_i(x, y | Q_i)$  можна отримати методом конформних відображень. Він має вигляд

$$\Phi_i(x, y | Q_i) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} f_i(w, w_i | Q_i), \quad (3.19)$$

$$f_i(w, w_i | Q_i) = Q_i \ln \frac{w - w_i^*}{w - w_i} + \sum_{l=1}^L A_{il}^{\text{Re}} \cdot \text{Re} \left[ (w - w_i)^{-l} - (w^* - w_i)^{-l} \right] -$$

$$- \sum_{l=1}^L A_{il}^{\text{Im}} \cdot \text{Im} \left[ (w - w_i)^{-l} - (w^* - w_i)^{-l} \right], \quad (3.19)$$

де

$$w = wz(z), \quad w_i = wz(z_i) \quad (3.20)$$

$A_{il}^{\text{Re}}, A_{il}^{\text{Im}}$  - невизначені дійсні коефіцієнти, що характеризують мультипольні моменти розподілу заряду  $Q_i$ ,  $l$  - порядок мультиполя,  $z = x + iy$  - комплексне число, що співставляється з координатами  $x$  і  $y$ ,  $z_i$  - комплексне число, що співставляється з центром  $i$ -го провідника.

Функція комплексного аргументу  $wz(z)$  (3.20) визначається формулою

$$wz(z) = -\text{dn}(zK'(k)/H, k)/k', \quad (3.21)$$

де  $\text{dn}(z, k)$  - еліптична функція Якобі (дельта амплітуди),  $k$  і  $k' = \sqrt{1-k^2}$  - додаткові модулі еліптичної функції,  $K(k)$  і  $K'(k) = K(k')$  - пов'язані повні еліптичні інтеграли Лежандра першого роду.

Модуль  $k$  у формулі (3.21) є коренем рівняння

$$K(k)/K'(k) = W/H, \quad (3.22)$$

де  $W$  - ширина, а  $H$  - піввисота екранованої лінії передачі.

Функція  $\Psi_s(x, y)$ , як і інші потенціали, є гармонійною. Вона повинна перетворюватися в нуль на металізованих ділянках поверхні діелектрика та у

нескінченності. Ця функція має забезпечити виконання електродинамічних граничних умов на ділянках поверхні діелектрика, вільних від металізації. Завдяки цій функції потенціали циліндричних провідників тягнуться через щілини копланарної лінії за межі діелектрика.

Для зручності розгляду позначимо сторони екрана символами згідно з цим рисунком:

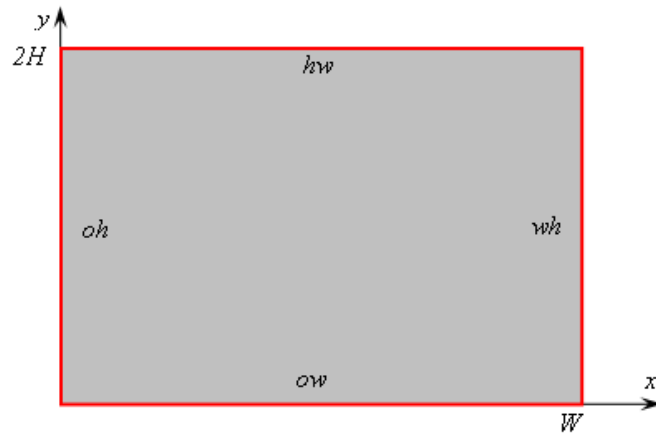


Рис. 3.3. Позначення сторін екранованого блока

Нехай виправлення до потенціалу  $\Psi_s(x, y)$  на поверхні  $s$ -ї копланарної лінії описується функціями

$$\text{на } wh, oh: \quad \varphi_s(y) = \begin{cases} 0 & \text{при } y_s + S_s/2 \leq y \leq 2H \\ \varphi_{sB}(y) & \text{при } y_s - S_s/2 \leq y \leq y_s + S_s/2 \\ 0 & \text{при } 0 \leq y \leq y_s - S_s/2 \end{cases}, \quad (3.23)$$

$$\text{на } hw, ow: \quad \varphi_s(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } x_s + S_s/2 \leq x \leq W \\ \varphi_{sB}(x) & \text{при } x_s - S_s/2 \leq x \leq x_s + S_s/2 \\ 0 & \text{при } 0 \leq x \leq x_s - S_s/2 \end{cases} \quad (3.24)$$

Шукані функції представимо рядами

$$\varphi_{sB}(y) = \sum_{j=1}^{\infty} B_{sj} U_j \left( \frac{y - y_s}{S_s/2} \right), \quad \varphi_{sB}(x) = \sum_{j=1}^{\infty} B_{sj} U_j \left( \frac{x - x_s}{S_s/2} \right), \quad (3.25)$$

де  $U_j(y) = \sin(j \arccos y)$ . Використання функцій Чебишева другого роду  $U_j(y)$  забезпечує швидку збіжність рядів, оскільки кожен член ряду задовольняє умову Мейкснера на краях провідників копланарної лінії.

Для знаходження потенціалу (55) в довільній точці простору достатньо знати коефіцієнти  $A_{il}^{\text{Re}}, A_{il}^{\text{Im}}$  та коефіцієнти  $B_{sj}$ . Функції, що описують потенціал (3.17), повинні задовольняти трьом умовам:

- 1) бути гармонійними (умова (54)),
- 2) задовольняти умові екіпотенціальності циліндричних провідників,
- 3) задовольняти граничним умовам на щілини

$$\mathbf{D}_{(n)}^{\text{int}} = \mathbf{D}_{(n)}^{\text{ext}}, \quad \text{де} \quad \mathbf{D}_{(n)}^{\text{int}} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \partial \Phi^{\text{int}} / \partial n, \quad \mathbf{D}_{(n)}^{\text{ext}} = \varepsilon_0 \partial \Phi^{\text{ext}} / \partial n.$$

Тут і далі індексом *int* позначаються функції потенціалу, визначені всередині екранованого блоку ( $0 < y < 2H, 0 < x < W$ ), індексом *ext* відповідно функції, визначені поза екранованим блоком.

Щоб знайти  $\Psi_s^{\text{int}}(x, y)$ , розкладемо в ряд Фур'є функції (3.23) та (3.24):

$$\text{на } wh, oh: \quad \varphi_s(y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin \left( \frac{k\pi y}{2H} \right), \quad (3.26)$$

$$\text{на } hw, ow: \quad \varphi_s(x) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin \left( \frac{k\pi x}{W} \right). \quad (3.27)$$



Коефіцієнти  $D_{sk}$  знаходяться з використанням виразів (3.26):

$$\text{на } wh, oh: D_{sk} = -\frac{2}{k} \sum_{j=1}^{\infty} j B_{sj} J_j \left( \frac{k\pi S_s}{4H} \right) \cos \left( \pi \frac{j}{2} + \pi k \frac{y_s}{2H} \right), \quad (3.28)$$

$$\text{на } hw, ow: D_{sk} = -\frac{2}{k} \sum_{j=1}^{\infty} j B_{sj} J_j \left( \frac{k\pi S_s}{2W} \right) \cos \left( \pi \frac{j}{2} + \pi k \frac{x_s}{W} \right) \quad (3.29)$$

Відповідно до (3.27)-(3.29), і, враховуючи умову гармонійності,  $\Psi_s^{int}(x, y)$  визначається так:

$$\text{на } wh: \Psi_s^{int}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin \left( \frac{k\pi y}{2H} \right) \frac{\text{sh} \left( \frac{k\pi x}{2H} \right)}{\text{sh} \left( \frac{k\pi W}{2H} \right)}, \quad (3.30)$$

$$\text{на } oh: \Psi_s^{int}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin \left( \frac{k\pi y}{2H} \right) \frac{\text{sh} \left( \frac{k\pi(W-x)}{2H} \right)}{\text{sh} \left( \frac{k\pi W}{2H} \right)}, \quad (3.31)$$

$$\text{на } hw: \Psi_s^{int}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin \left( \frac{k\pi x}{W} \right) \frac{\text{sh} \left( \frac{k\pi y}{W} \right)}{\text{sh} \left( \frac{k\pi \cdot 2H}{W} \right)}, \quad (3.32)$$

$$\text{на } ow: \Psi_s^{int}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin \left( \frac{k\pi x}{W} \right) \frac{\text{sh} \left( \frac{k\pi(2H-y)}{W} \right)}{\text{sh} \left( \frac{k\pi \cdot 2H}{W} \right)} \quad (3.33)$$

Задача знаходження  $\Psi_s^{ext}(x, y)$  є складнішою. У цьому випадку нас

цікавить вирішення у наближенні  $S_s \ll W, S_s \ll 2H$ . За такого наближення можна спростити задачу, обмеживши поширення потенціалу  $\Psi_s^{ext}(x, y)$  на електричні стінки. Зробити це можна трьома способами:

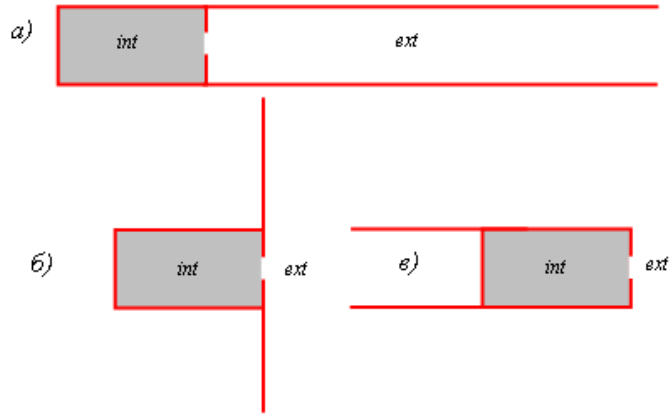


Рис. 3.4. Варіанти розміщення електричних стінок для спрощення задачі знаходження зовнішнього потенціалу

Для варіанта а) (рис. 3.4) функція  $\Psi_s^{ext}(x, y)$  вибирається аналогічно (3.26)-(3.33) у вигляді розкладу в ряд Фур'є:

$$\text{на } wh: \quad \Psi_s^{ext}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin\left(\frac{k\pi y}{2H}\right) \exp\left(\frac{k\pi(W-x)}{2H}\right), \quad (3.34)$$

$$\text{на } oh: \quad \Psi_s^{ext}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin\left(\frac{k\pi y}{2H}\right) \exp\left(\frac{k\pi x}{2H}\right), \quad (3.35)$$

$$\text{на } hw: \quad \Psi_s^{ext}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin\left(\frac{k\pi x}{W}\right) \exp\left(\frac{k\pi(2H-y)}{W}\right), \quad (3.36)$$

$$\text{на } ow: \quad \Psi_s^{ext}(x, y) = \sum_{k=1}^{\infty} D_{sk} \sin\left(\frac{k\pi x}{W}\right) \exp\left(\frac{k\pi y}{W}\right) \quad (3.37)$$

Для варіанта б) (рис. 3.4) функції  $\varphi_s(y)$ ,  $\varphi_s(x)$  необхідно представити інакше, ніж (3.24) - (3.25), а саме:

$$\text{на } wh, oh: \quad \varphi_s(y) = \begin{cases} 0 & \text{при } y_s + S_s/2 \leq y \leq \infty \\ \varphi_{sB}(y) & \text{при } y_s - S_s/2 \leq y \leq y_s + S_s/2 \\ 0 & \text{при } -\infty \leq y \leq y_s - S_s/2 \end{cases}, \quad (3.38)$$

$$\text{на } hw, ow: \quad \varphi_s(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } x_s + S_s/2 \leq x \leq \infty \\ \varphi_{sB}(x) & \text{при } x_s - S_s/2 \leq x \leq x_s + S_s/2 \\ 0 & \text{при } -\infty \leq x \leq x_s - S_s/2 \end{cases} \quad (3.39)$$

Функції (76) і (77), що містять нескінченні межі, доцільно подати у вигляді інтеграла Фур'є:

$$\text{на } wh, oh: \quad \varphi_s(y) = \int_0^{\infty} D_s^{\cos}(k) \cos(ky) dk + \int_0^{\infty} D_s^{\sin}(k) \sin(ky) dk, \quad (3.40)$$

$$\text{на } hw, ow: \quad \varphi_s(x) = \int_0^{\infty} D_s^{\cos}(k) \cos(kx) dk + \int_0^{\infty} D_s^{\sin}(k) \sin(kx) dk. \quad (3.41)$$

Функції  $D_s^{\cos}(k), D_s^{\sin}(k)$  визначаються наступним чином:

$$\text{на } wh, oh: \left\{ \begin{aligned} D_s^{\cos}(k) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_s(y) \cos(ky) dy = \\ &= \sum_{j=1}^{\infty} \frac{j}{k} B_{sj} J_j \left( \frac{kS_s}{2} \right) \sin \left( \pi \frac{j}{2} + ky_s \right), \\ D_s^{\sin}(k) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_s(y) \sin(ky) dy = \\ &= - \sum_{j=1}^{\infty} \frac{j}{k} B_{sj} J_j \left( \frac{kS_s}{2} \right) \cos \left( \pi \frac{j}{2} + ky_s \right), \end{aligned} \right. \quad (3.42)$$

$$\text{на } hw, ow: \left\{ \begin{aligned} D_s^{\cos}(k) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_s(x) \cos(kx) dx = \\ &= \sum_{j=1}^{\infty} \frac{j}{k} B_{sj} J_j \left( \frac{kS_s}{2} \right) \sin \left( \pi \frac{j}{2} + kx_s \right), \\ D_s^{\sin}(k) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_s(x) \sin(kx) dx = \\ &= - \sum_{j=1}^{\infty} \frac{j}{k} B_{sj} J_j \left( \frac{kS_s}{2} \right) \cos \left( \pi \frac{j}{2} + kx_s \right). \end{aligned} \right. \quad (3.43)$$

Використовуючи вирази (3.41)-(3.43), ми можемо записати формули для  $\Psi_s^{ext}(x, y)$  за аналогією з (3.35)-(3.37):

$$\text{на } wh: \Psi_s^{ext}(x, y) = \int_0^{\infty} \left( D_s^{\cos}(k) \cos(ky) + D_s^{\sin}(k) \sin(ky) \right) \exp(k(W-x)) dk, \quad (3.44)$$

$$\text{на } oh: \Psi_s^{ext}(x, y) = \int_0^{\infty} \left( D_s^{\cos}(k) \cos(ky) + D_s^{\sin}(k) \sin(ky) \right) \exp(kx) dk, \quad (3.45)$$

$$\text{на } hw: \Psi_s^{ext}(x, y) = \int_0^{\infty} \left( D_s^{\cos}(k) \cos(kx) + D_s^{\sin}(k) \sin(kx) \right) \exp(k(2H-y)) dk, \quad (3.46)$$

$$\text{на } ow: \Psi_s^{ext}(x, y) = \int_0^{\infty} \left( D_s^{\cos}(k) \cos(kx) + D_s^{\sin}(k) \sin(kx) \right) \exp(ky) dk \quad (3.47)$$

Варіант в) (рис. 3.4) допускає ще більш високу точність знаходження  $\Psi_s^{ext}(x, y)$ .

На даний момент ми знаємо функцію потенціалу (3.18), яка стане в нагоді для обчислення матриці погонної ємності  $C$  та матриці погонної індуктивності  $L$ , необхідних для вирішення рівняння (3.7) відносно  $\varepsilon_m$  і  $\mathbf{I}_m$ .

Елементи зворотної матриці погонної ємності можуть бути обчислені таким чином:

$$[\mathbf{C}^{-1}]_{ik} = \Phi_i(\vec{Q}^{(k)}), \quad (3.48)$$

де  $\vec{Q}^{(k)}$  - лінійно незалежні вектори одиничних зарядів,

$$\begin{aligned} \vec{Q}^{(1)} &= (1, 0, \dots, 0) \\ \vec{Q}^{(2)} &= (0, 1, \dots, 0) \\ &\dots\dots\dots \\ \vec{Q}^{(N)} &= (0, 0, \dots, 1) \end{aligned} \quad (3.49)$$

Пряма матриця може бути отримана шляхом перетворення  $\mathbf{C}^{-1}$ . Відомо, що матриця погонної ємності є функцією діелектричної проникності середовища  $C=C(\varepsilon_r)$ , в той час, як матриця погонної індуктивності є функцією магнітної проникності середовища  $L=L(\mu_r)$ . Оскільки ми розглядаємо немагнітне заповнення лінії ( $\mu_r=1$ ), то немає необхідності у прямому обчисленні матриці  $L$ . Матриці  $C$  і  $L$  у випадку однорідної повітряної лінії передачі є залежними:

$$\mathbf{L}(\mu_r=1) = c^{-2} \mathbf{C}^{-1}(\epsilon_r=1) \quad (3.50)$$

Таким чином, обчислення  $L$  зводиться до обчислення для повітряної однорідної лінії передачі. Підстановка (3.50) в (3.7) дасть наступний результат:

$$(\epsilon_m - \mathbf{C}(\epsilon_r) \mathbf{C}^{-1}(1)) \mathbf{I}_m = 0 \quad (3.51)$$

Вирішення рівняння (3.51) відносно  $\epsilon_m$  у випадку двопровідної лінії передачі дає нам два значення ефективних діелектричних проникностей для двох типів нормальних коливань:  $\epsilon_o$  - для непарної моди,  $\epsilon_e$  - для парної моди, зазвичай  $\epsilon_e \geq \epsilon_o$ .

Для резонатора НВЧ, зробленого з відрізка даної лінії, формулу (45) можна записати як

$$k = (\omega_o^2 - \omega_e^2) / (\omega_o^2 + \omega_e^2) \quad (3.52)$$

Розглянемо резонансну взаємодію провідників відрізка двопровідної лінії передачі, що взаємодіють по всій довжині  $l_c$

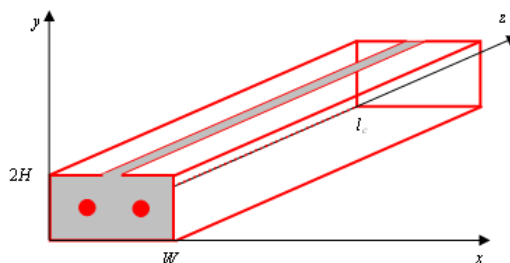


Рис. 3.5. Відрізок неоднорідної двопровідної лінії

Умова резонансу для отриманого резонатора виглядає так:

$$\theta_o = \theta_e = n\pi, \quad (3.53)$$

де  $\theta = k_z l_c = 2\pi l_c / \lambda$  - електрична довжина резонатора. Для парних та непарних коливань електричні довжини рівні відповідно

$$\theta_{o,e} = \frac{\omega_{o,e} l_c \sqrt{\epsilon_{o,e}}}{c} \quad (3.54)$$

Співвідношення (3.53) і (3.54) в сукупності призводять до виразу, що зв'язує частоти нормальних коливань та ефективні діелектричні проникності:

$$\frac{\omega_o}{\omega_e} = \sqrt{\frac{\epsilon_e}{\epsilon_o}} \quad (3.55)$$

В результаті підстановки (3.55) в (3.51) отримуємо остаточний вираз для коефіцієнта зв'язку, який і буде використовуватися далі:

$$k = (\epsilon_e - \epsilon_o) / (\epsilon_o + \epsilon_e) \quad (3.56)$$

### 3.3 Аналіз першої моделі неоднорідної лінії передачі

На основі вищенаведених викладок і формул (3.17) - (3.56) було застосовано програму, що обчислює 2NL коефіцієнтів  $A_{il}^{\text{Re}}, A_{il}^{\text{Im}}$  і  $N_s \cdot N_j$  коефіцієнтів  $B_{sj}$ , де  $N_s$  - кількість щілин,  $N_j$  - максимальна кількість коефіцієнтів

$j$ , а також кількість точок усередині щілини, для яких записується система рівнянь  $\mathbf{D}_{(n)}^{int} = \mathbf{D}_{(n)}^{ext}$ . Ця програма реалізує метод а) та б) (рис. 3.6). Числа  $L$ ,  $N_j$  допустимо брати не більше 10, а кількість коефіцієнтів  $k$  потрібно взяти якнайбільше

$$Nk \gg 8H/S_s, Nk \gg 4W/S_s.$$

Обчислення коефіцієнтів розкладання потенціалу

Нижче наведено приклад роботи програми для однопровідної ( $r=1$  мм) повітряної лінії квадратного перерізу  $10 \times 10$  мм з однією щілиною в екрані  $S=2$  мм (рис. 3.6).  $L=10$ ;  $N_j = 10$ ,  $Nk = 1000$ . Розмірність коефіцієнтів розкладання функції потенціалу

$$\frac{Q}{2\pi\epsilon_0},$$

де  $Q$  – заряд центрального провідника.

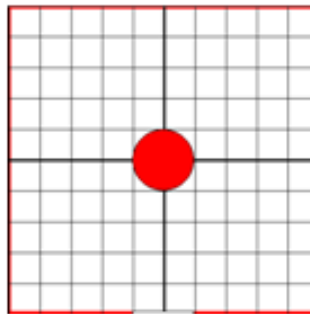


Рис. 3.6. Однопровідна повітряна лінія квадратного січення з щілиною.

Крок сітки 1 мм.



Таблиця 3.1.

Результати обчислень для однопровідної лінії методом а)

$A_{11}^{\text{Re}}$	0,0026714713460464	$B_{11}$	0,1218345497994180
$A_{11}^{\text{Im}}$	0,0001763117930544	$B_{12}$	0,0000000000000119
$A_{12}^{\text{Re}}$	-0,0004368843100086	$B_{13}$	-0,0056137520433448
$A_{12}^{\text{Im}}$	-0,0000415550083772	$B_{14}$	0,0000000000000136
$A_{13}^{\text{Re}}$	0,0000663644811251	$B_{15}$	-0,0004027074184736
$A_{13}^{\text{Im}}$	-0,0000542449636027	$B_{16}$	0,0000000000000115
$A_{14}^{\text{Re}}$	0,0000656107578158	$B_{17}$	-0,0001579433632222
$A_{14}^{\text{Im}}$	-0,0000018669509789	$B_{18}$	0,0000000000000030
$A_{15}^{\text{Re}}$	0,0000017723390098	$B_{19}$	-0,0000203381512371
$A_{15}^{\text{Im}}$	0,0000003790931882	$B_{110}$	0,0000000000000033
$A_{16}^{\text{Re}}$	-0,0000002999639364		
$A_{16}^{\text{Im}}$	-0,0000000733525276		
$A_{17}^{\text{Re}}$	0,0000000492306923		
$A_{17}^{\text{Im}}$	0,0000000104722243		
$A_{18}^{\text{Re}}$	-0,0000000060352532		
$A_{18}^{\text{Im}}$	-0,0000000024542798		
$A_{19}^{\text{Re}}$	0,0000000012765415		
$A_{19}^{\text{Im}}$	0,0000000004553054		
$A_{110}^{\text{Re}}$	-0,0000000002163491		
$A_{110}^{\text{Im}}$	-0,0000000000380590		

Як видно з таблиці, коефіцієнти розкладання потенціалу досить швидко зменшуються. Ця кількість коефіцієнтів достатня для проведення обчислень.

Далі наведено результати роботи програми для двопровідної ( $r_1 = r_2 = 1$  мм) повітряної лінії прямокутного перерізу  $20 \times 10$  мм з однією щілиною в екрані  $S = 2$  мм (рис. 3.7).  $L=20$ ;  $N_j = 10$ ,  $N_k = 1000$ . Розмірність коефіцієнтів -

$$\frac{Q_m}{2\pi\epsilon_0},$$

де  $Q_m$  - заряд  $m$ -го провідника за відсутності зарядів на інших провідниках.

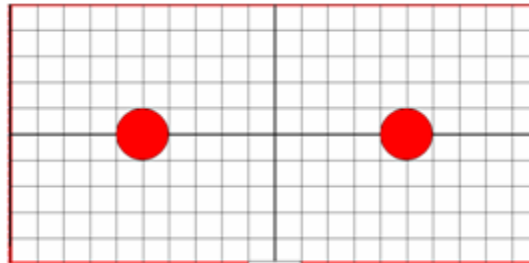


Рис. 3.7. Двопровідна повітряна лінія прямокутного січення з щільною.

Крок сітки 1 мм.

Таблиця 3.2

Результати обчислень методом а) для двопровідної лінії при  $m=1$

$A_{11}^{\text{Re}}$	0,0040055974413107	$B_{11}$	0,0527676629649117
$A_{11}^{\text{Im}}$	0,5295639292804400	$B_{12}$	-0,0033691685510711
$A_{12}^{\text{Re}}$	1,4372320140509600	$B_{13}$	-0,0051882247693978
$A_{12}^{\text{Im}}$	-0,0222511605354452	$B_{14}$	0,0007394084037022
$A_{13}^{\text{Re}}$	-0,0762220534398667	$B_{15}$	-0,0038781812056551
$A_{13}^{\text{Im}}$	-4,0892327967327900	$B_{16}$	0,0004667159109836
$A_{14}^{\text{Re}}$	13,9559242455535000	$B_{17}$	-0,0021096794365035
$A_{14}^{\text{Im}}$	0,1518023838727590	$B_{18}$	0,0001999820550511
$A_{15}^{\text{Re}}$	0,0025157382931108	$B_{19}$	-0,0006516489837571
$A_{15}^{\text{Im}}$	6,9861937603477200	$B_{110}$	0,0000373202773401
$A_{16}^{\text{Re}}$	7,2314692429504700		
$A_{16}^{\text{Im}}$	1,1805383856843300		
$A_{17}^{\text{Re}}$	4,6453275407550700		

$A_{17}^{\text{Im}}$	-22,3412150289754000		
$A_{18}^{\text{Re}}$	85,4532204961276000		
$A_{18}^{\text{Im}}$	-8,7290578753446600		
$A_{19}^{\text{Re}}$	2,4363311752244400		
$A_{19}^{\text{Im}}$	80,4140671207033000		
$A_{110}^{\text{Re}}$	149,8474998728460000		
$A_{110}^{\text{Im}}$	-93,9836934032000000		
$A_{21}^{\text{Re}}$	0,0001847974659142		
$A_{21}^{\text{Im}}$	-0,0230347240967917		
$A_{22}^{\text{Re}}$	0,0025499552165644		
$A_{22}^{\text{Im}}$	0,0000401026421295		
$A_{23}^{\text{Re}}$	-0,0000052404684368		
$A_{23}^{\text{Im}}$	0,0002287222590163		
$A_{24}^{\text{Re}}$	-0,0000130564815217		
$A_{24}^{\text{Im}}$	-0,0000003618231180		
$A_{25}^{\text{Re}}$	-0,0000000114340347		
$A_{25}^{\text{Im}}$	-0,0000007632684072		
$A_{26}^{\text{Re}}$	0,0000000359865477		
$A_{26}^{\text{Im}}$	-0,0000000064478387		
$A_{27}^{\text{Re}}$	0,0000000008421309		
$A_{27}^{\text{Im}}$	0,0000000027110983		
$A_{28}^{\text{Re}}$	-0,0000000002608852		
$A_{28}^{\text{Im}}$	0,000000000447587		
$A_{29}^{\text{Re}}$	0,000000000040390		
$A_{29}^{\text{Im}}$	-0,000000000247543		
$A_{210}^{\text{Re}}$	0,000000000013806		
$A_{210}^{\text{Im}}$	0,000000000010727		

Таблиця 3.3.

Результати обчислень методом а) для двопровідної лінії при  $m=2$ 

$A_{11}^{\text{Re}}$	0,0038617925250991	$B_{11}$	0,0527676629649148
$A_{11}^{\text{Im}}$	0,5293468866457810	$B_{12}$	0,0033691685510802
$A_{12}^{\text{Re}}$	1,4474795208854300	$B_{13}$	-0,0051882247693998
$A_{12}^{\text{Im}}$	-0,0215191400000655	$B_{14}$	-0,0007394084036712
$A_{13}^{\text{Re}}$	-0,0742590974057227	$B_{15}$	-0,0038781812056480
$A_{13}^{\text{Im}}$	-3,3486515258842100	$B_{16}$	-0,0004667159109730
$A_{14}^{\text{Re}}$	-4,6896413912560600	$B_{17}$	-0,0021096794365044
$A_{14}^{\text{Im}}$	0,1512630826212970	$B_{18}$	-0,0001999820550501
$A_{15}^{\text{Re}}$	0,0232696505966296	$B_{19}$	-0,0006516489837554
$A_{15}^{\text{Im}}$	7,0035881121082900	$B_{110}$	-0,0000373202773406
$A_{16}^{\text{Re}}$	7,5483526631638500		
$A_{16}^{\text{Im}}$	1,0798974861299500		
$A_{17}^{\text{Re}}$	4,4084997632002100		
$A_{17}^{\text{Im}}$	-12,9036017796560000		
$A_{18}^{\text{Re}}$	-29,3148929389364000		
$A_{18}^{\text{Im}}$	-8,6890213937090000		
$A_{19}^{\text{Re}}$	0,3386464182487960		
$A_{19}^{\text{Im}}$	78,0710480232279000		
$A_{110}^{\text{Re}}$	154,1096066759480000		
$A_{110}^{\text{Im}}$	-83,4821398481702000		
$A_{21}^{\text{Re}}$	0,0001915520086906		
$A_{21}^{\text{Im}}$	-0,0230403575074080		
$A_{22}^{\text{Re}}$	0,0025419441689332		
$A_{22}^{\text{Im}}$	0,0000414067190559		
$A_{23}^{\text{Re}}$	-0,0000053598734512		
$A_{23}^{\text{Im}}$	0,0001951718731045		
$A_{24}^{\text{Re}}$	0,0000326433544012		

$A_{24}^{\text{Im}}$	-0,0000003575767198		
$A_{25}^{\text{Re}}$	-0,0000000145940535		
$A_{25}^{\text{Im}}$	-0,0000007609279670		
$A_{26}^{\text{Re}}$	0,0000000354879256		
$A_{26}^{\text{Im}}$	-0,0000000069403920		
$A_{27}^{\text{Re}}$	0,0000000008745535		
$A_{27}^{\text{Im}}$	0,0000000017512041		
$A_{28}^{\text{Re}}$	0,0000000004263938		
$A_{28}^{\text{Im}}$	0,0000000000421925		
$A_{29}^{\text{Re}}$	0,0000000000049958		
$A_{29}^{\text{Im}}$	-0,0000000000252778		
$A_{210}^{\text{Re}}$	0,0000000000013700		
$A_{210}^{\text{Im}}$	0,0000000000011888		

В даному випадку ми спостерігаємо зростаючі послідовності коефіцієнтів, цей факт не є гарантією швидкої збіжності функціональних рядів, що задають потенціал (55).

Щоб зробити наочнішу перевірку, перевіримо граничні умови на провідниках і на стінці з частковою відсутністю металізації.

Перевірка граничних умов

Нижче наведено графіки залежності потенціалу на провідниках двопровідної повітряної лінії прямокутного перерізу 20X10 мм з однією щілиною на екрані  $S=1$  мм (рис. 3.8) в одиницях

$$\frac{Q}{2\pi\epsilon_0}$$

залежно від кута  $\varphi$ . Число  $L$  варіюється,  $N_j = 5$ ,  $N_k = 1000$ .

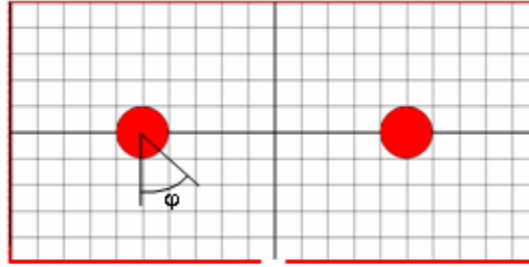


Рис. 3.8. Двопровідна повітряна лінія прямокутного січення з щілиною.

Залежність від кута  $\varphi$

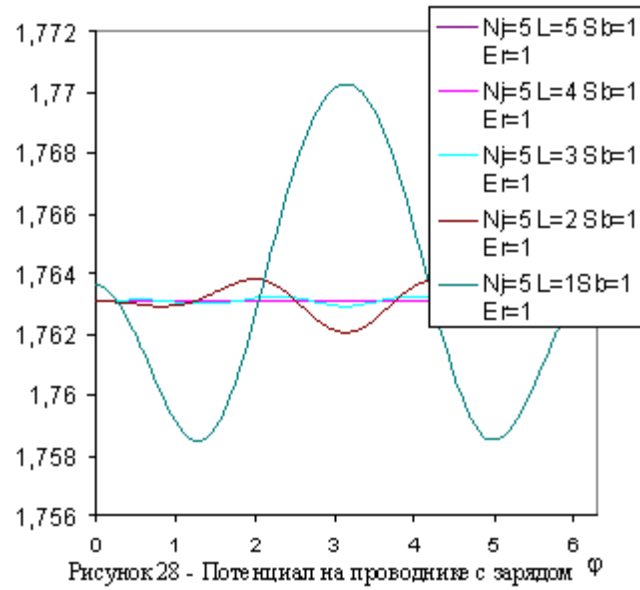


Рис. 3.9. Потенціал на провіднику з зарядом  $\varphi$

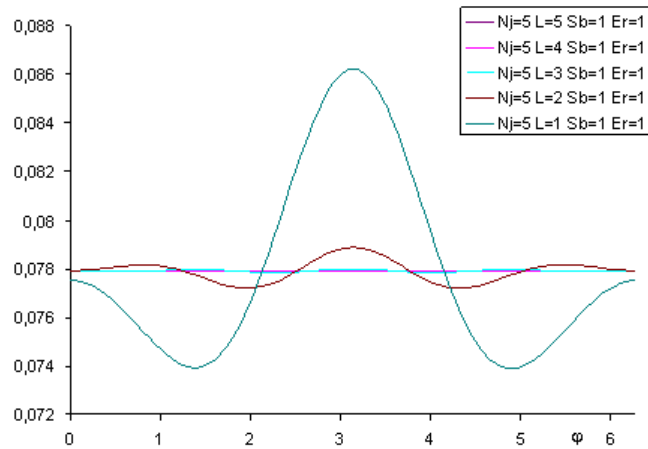


Рис. 3.10. Потенціал на провіднику без заряду

Судячи з даних графіків, точність обчислення потенціалу помітно зростає зі зростанням  $L$ . При  $L > 5$  похибка обчислення не перевищує 1%.

На наступних графіках подано поведінку електростатичного потенціалу на стінці з частковою відсутністю металізації. Число  $N_k$  варіюється,  $L = 5$ ,  $N_j = 5$ ,  $S = 1$  мм.

На даному графіку можна помітити згладжування функції зі збільшенням числа коефіцієнтів  $N_k$ , а також чутливість функції до асиметричного розташування зарядів на провідниках.

Наведені графіки доводять адекватність побудованої математичної моделі, яка дозволить нам знайти ефективні діелектричні проникності  $\epsilon_{o,e}$ .

### 3.4 Обчислення ефективної діелектричної проникності та коефіцієнта зв'язку

Представимо залежності  $\epsilon_{o,e}$  і  $|k|$  від відносної діелектричної проникності матеріалу, що заповнює відрізок лінії ( $r_1 = r_2 = 1$  мм,  $W = 20$  мм,  $2H = 10$  мм,  $S = 2$  мм (рис. 3.11),  $L = 5$ ,  $N_j = 5$ ,  $N_k = 100$ ).

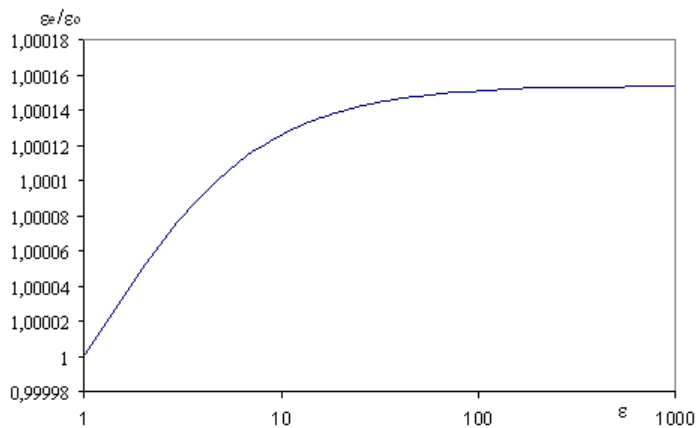


Рис. 3.11. Відношення ефективних діелектричних проникностей

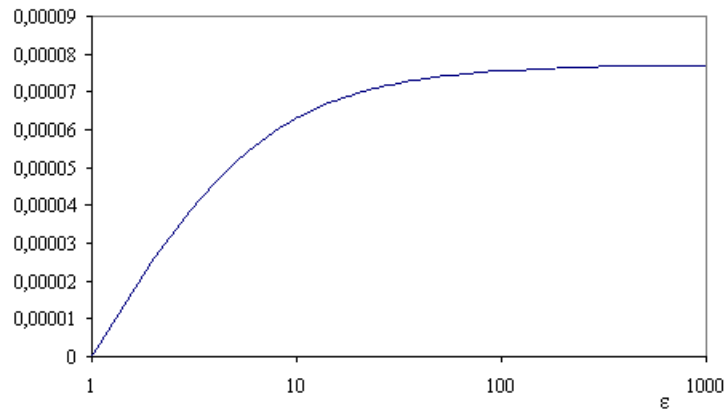


Рис. 3.12. Коефіцієнт зв'язку

З графіків видно, що коефіцієнт зв'язку для відрізка однорідної повітряної лінії перетворюється в нуль і прямує до константи при  $\varepsilon \rightarrow \infty$ .

Отримаємо залежність  $|k|$  від ширини щілини  $S$ , яка варіюватиметься в межах від 1 до 20 мм при  $\varepsilon = 100, Nk=500, 1000$ .

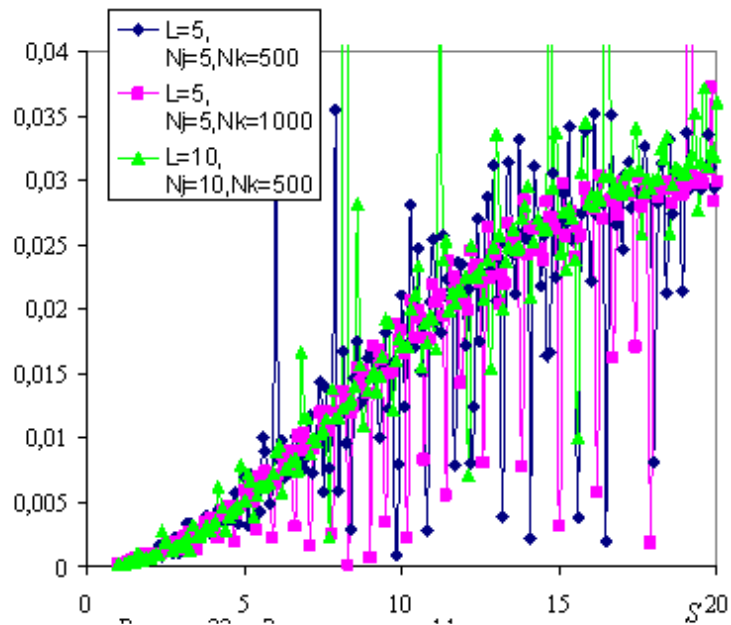


Рис. 3.13. Залежність коефіцієнта зв'язку від ширини щілини

Характеристика, що вийшла, має велику випадкову похибку і потребує фільтрації, але є достатньою, щоб побачити монотонну залежність.



Можна одержати залежність коефіцієнта зв'язку від радіусу провідників при  $S=2$  мм. Радіуси рівні між собою та варіюються в межах від 0,1 мм до 5 мм.,  $\varepsilon = 100$ ,  $Nk=500$ .

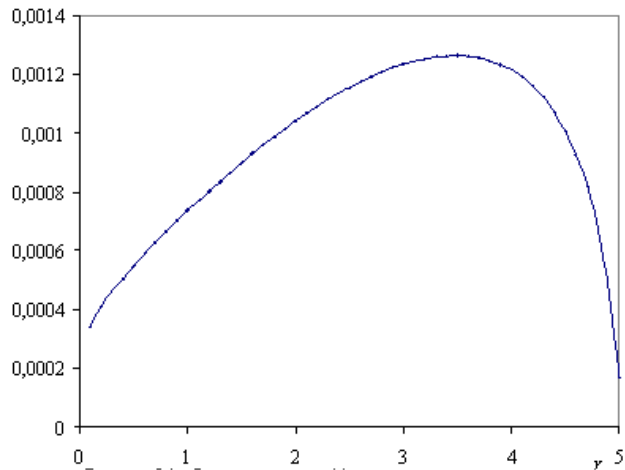


Рис. 3.14. Залежність коефіцієнта зв'язку від радіусу провідників

Далі наведено залежність коефіцієнта зв'язку від відстані між провідниками при  $S=2$  мм. Відстань варіюється в межах від 2 мм до 18 мм, провідники переміщуються вздовж осі  $x$ , зберігаючи симетрію лінії та координати  $y_{1,2}=5$  мм,  $\varepsilon = 100$ ,  $Nk=500$ .

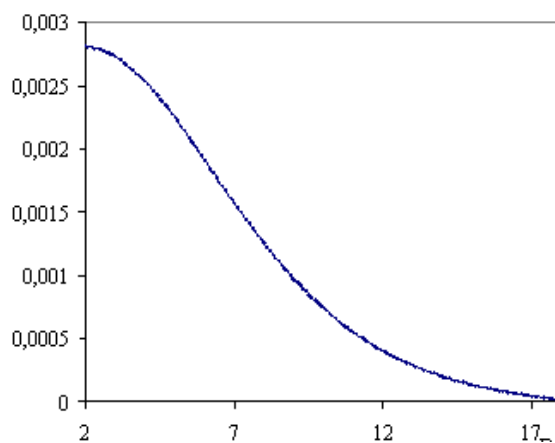


Рис. 3.15. Залежність коефіцієнта зв'язку від відстані між провідниками

Наступним кроком буде отримання залежності відносної величини розщеплення резонансних частот координати щілини, ширина якої буде постійна  $S=2$  мм,  $\varepsilon = 100$ ,  $Nk=500$ . Координата  $x_s$  варіюється від 1 мм до 19 мм. Ця величина коефіцієнтом зв'язку не є, хоча формально вважається такою за формулою (94), оскільки зміна координати щілини порушує умову рівності резонансних частот для зв'язаних резонаторів.

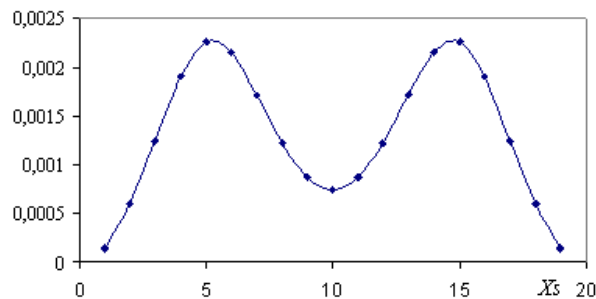


Рис. 3.16. Залежність відносного розщеплення резонансних частот від координати щілини

Характеристика, що вийшла, цікава тим, що максимальне розщеплення резонансних частот спостерігається в тому випадку, коли щілина знаходиться максимально близько до провідника.

### 3.5 Інший випадок розрахунку неоднорідної двопровідної лінії передачі

Метою наступного етапу є розрахунок коефіцієнта зв'язку відрізка багатопровідної екранованої лінії прямокутного перерізу з ізотропним діелектричним заповненням, що містить циліндричні провідники. Тип зв'язку, вибраний на минулому етапі (поздовжня щілина в екрані), привів, в основному, до незадовільного результату, який був пов'язаний з громіздким і неточним теоретичним розрахунком, в результаті чого було прийнято рішення змінити тип

зв'язку та провести аналогічні розрахунки для лінії, що містить два симетрично розташованих провідники та один поздовжній повітряний отвір у діелектриковій (рис. 3.17).

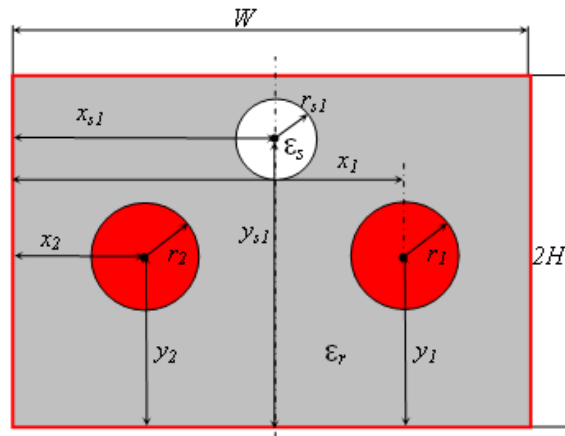


Рис. 3.17. Поперечне сечення двопровідної лінії передачі з двома циліндричними провідниками і повітряним отвором в діелектрику ( $\epsilon=1$ )

Ця лінія за умови  $\epsilon_r > 1$  є неоднорідною лінією передачі, у якої різняться швидкості поширення парних і непарних хвиль. Практичне значення такої лінії полягає в тому, що на основі таких ліній можуть бути створені монолітні вузькосмугові діелектричні фільтри.

Основні формули для другої моделі неоднорідної лінії такі ж, як і першої моделі, вони коротко наведені нижче.

Електричні параметри квазіпоперечних хвиль у галузі квазістатичного наближення можуть бути визначені вирішенням системи телеграфних рівнянь

$$\begin{aligned} -\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{U} &= \mathbf{L} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{I} \\ -\frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I} &= \mathbf{C} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{U} \end{aligned} \quad (3.58)$$

Продиференціюємо перше рівняння системи (3.58) за часом, друге за координатою і підставимо перше до другого;

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \mathbf{I} = \mathbf{CL} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{I} \quad (3.58)$$

Рівняння (3.58) називається рівнянням Гельмгольца для лінії. Розв'язок цього рівняння шукаємо у вигляді вектора струмів гармонійної Т-хвилі, що біжить уздовж лінії (у даному випадку координатна вісь  $z$  спрямована вздовж лінії), де  $\mathbf{I}_m$  - вектор амплітуд струмів  $m$ -ї нормальної хвилі,  $\mathbf{U}_m$  - вектор амплітуд напруг  $m$ -ї нормальної хвилі :

$$\mathbf{I}(z, t) = \mathbf{I}_m e^{i(k_m z - \omega t)}, \quad (3.59)$$

$$\mathbf{U}(z, t) = \mathbf{U}_m e^{i(k_m z - \omega t)}. \quad (3.60)$$

В результаті вирішення виходить формула:

$$(k_m^2 - \omega^2 \mathbf{CL}) \mathbf{I}_m = 0 \quad (3.61)$$

Хвильовий вектор залежить в даній задачі тільки від частоти та діелектричної проникності для  $m$ -ї нормальної хвилі:

$$k_m = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_m} \quad (3.62)$$

Формула (3.60) при підстановці виразу (3.61) перетворюється на такий вид:

$$(\varepsilon_m - c^2 \mathbf{CL}) \mathbf{I}_m = 0 \quad (3.63)$$

Система рівнянь (3.63) дозволяє знайти  $\varepsilon_m$  - діелектричні проникності середовища для різних нормальних хвиль, які у разі неоднорідної лінії не рівні  $\varepsilon_r$ .

Коефіцієнт зв'язку резонатора, зробленого з відрізка неоднорідної лінії передачі, може бути виражений наступним чином:

$$|k| = (\omega_+^2 - \omega_-^2) / (\omega_+^2 + \omega_-^2), \quad (3.64)$$

де  $\omega_{\pm}$  - резонансні частоти відрізка двопровідної лінії передачі,  $\omega_+ \geq \omega_-$ .

Для вирішення рівняння (3.64) відносно  $\varepsilon_m$  необхідно знати матрицю погонної ємності. Для цього необхідно знайти функцію двовимірного потенціалу  $\Phi(x, y)$ . Для цього необхідно отримати загальне вирішення рівняння Лапласа

$$\Delta \Phi(x, y) = 0 \quad (3.65)$$

Загальне вирішення задачі Діріхле (103) можна строго подати у вигляді

$$\Phi(x, y) = \sum_i \Phi_i(x, y | Q_i) + \sum_s \Psi_s(x, y) \quad (3.66)$$

Функція  $\Phi_i(x, y | Q_i)$  - потенціал довільно розподілених зарядів з погонною щільністю  $Q_i$  на поверхні  $i$ -го циліндричного провідника за відсутності щілин на екрані. Цей потенціал перетворюється на нуль на металевому екрані.

Функція  $\Psi_s(x, y)$  - поправка до потенціалу  $\Phi_i(x, y | Q_i)$ , всіх

циліндричних провідників на s-му діелектричному отворі.

Загальний вираз для потенціалу  $\Phi_i(x, y | Q_i)$  має вигляд

$$\Phi_i(x, y | Q_i) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} f_i(w, w_i | Q_i), \quad (3.67)$$

$$f_i(w, w_i | Q_i) = Q_i \ln \frac{w - w_i^*}{w - w_i} + \sum_{l=1}^L A_{il}^{\text{Re}} \cdot \text{Re} \left[ (w - w_i)^{-l} - (w^* - w_i)^{-l} \right] -$$

$$\text{де} \quad - \sum_{l=1}^L A_{il}^{\text{Im}} \cdot \text{Im} \left[ (w - w_i)^{-l} - (w^* - w_i)^{-l} \right], \quad (3.68)$$

$$w = wz(z), \quad w_i = wz(z_i) \quad (3.69)$$

$A_{il}^{\text{Re}}, A_{il}^{\text{Im}}$  - невизначені дійсні коефіцієнти, що характеризують мультипольні моменти розподілу заряду  $Q_i$ ,  $l$  - порядок мультиполя,  $z = x + iy$  - комплексне число, що співставляється координатам  $x$  і  $y$ ,  $z_i$  - комплексне число, що співставляється центру  $i$ -го провідника.

Функція комплексного аргументу  $wz(z)$  (3.69) визначається формулою

$$wz(z) = -\text{dn}(zK'(k)/H, k)/k', \quad (3.70)$$

де  $\text{dn}(z, k)$  - еліптична функція Якобі (дельта амплітуди),  $k$  і  $k' = \sqrt{1-k^2}$  - додаткові модулі еліптичної функції,  $K(k)$  і  $K'(k) = K(k')$  - пов'язані повні еліптичні інтеграли Лежандра першого роду.

Модуль  $k$  у формулі (3.70) є коренем рівняння

$$K(k)/K'(k) = W/H \quad (3.71)$$

де  $W$  - ширина, а  $H$  - напіввисота екранованої лінії передачі.

Функція  $\Psi_s(x, y)$ , як і інші потенціали, є гармонійною. Ця функція повинна забезпечити виконання електродинамічних граничних умов межі діелектричного заповнення і діелектричних отворів.

Граничні умови на межі діелектричного заповнення та діелектричного отвору описуються такими умовами:

$$\Phi^{ext}(\varepsilon = \varepsilon_r) = \Phi^{int}(\varepsilon = \varepsilon_s), \quad (3.72)$$

$$\vec{D}_n^{ext} = \vec{D}_n^{int} \quad (3.73)$$

Умова (3.72) означає безперервність потенціалу на межі розділення діелектричного заповнення та діелектричного отвору, де  $\varepsilon_s$  - відносна діелектрична проникність матеріалу діелектричного отвору. Наступна умова (3.73) означає безперервність нормальної складової вектора електричної індукції на межі розділення.

Використовуючи співвідношення

$$\vec{D}_n = \varepsilon_0 \varepsilon \vec{E}_n, \quad (3.74)$$

$$\vec{E}_n = \frac{\partial \Phi}{\partial n} \vec{n}, \quad (3.75)$$

можна подати умову (3.72) у вигляді

$$\varepsilon_r \frac{\partial \Phi^{ext}}{\partial n} = \varepsilon_s \frac{\partial \Phi^{int}}{\partial n}, \quad (3.76)$$

де  $\frac{\partial}{\partial n}$  - похідна за нормаллю до межі розділу діелектриків заповнення та отвору.

Верхній індекс ext, який вже згадувався вище, означає функцію, визначену поза діелектричним отвором, тоді як верхній індекс int означає функцію, визначену всередині діелектричного отвору

Нехай поправка до потенціалу  $\Psi_s^{ext}(x, y)$  на межі розділення діелектрика та s-го діелектричного отвору описується гармонійною функцією

$$\Psi_s^{ext}(x, y) = \sum_{l=1}^L B_{sl}^{Re} \cdot \operatorname{Re} \left[ (w - w_s)^{-l} - (w^* - w_s)^{-l} \right] - \sum_{l=1}^L B_{sl}^{Im} \cdot \operatorname{Im} \left[ (w - w_s)^{-l} - (w^* - w_s)^{-l} \right], \quad (3.77)$$

$$w = wz(z), \quad w_s = wz(z_s), \quad (3.78)$$

яка аналогічна функції (3.70) для циліндричних провідників та відрізняється від неї відсутністю логарифмічного доданку, що пов'язано з відсутністю вільних зарядів у діелектриках. Ця поправка визначена виключно поза межами s-го діелектричного отвору, оскільки має точку розриву при  $w = w_s$ ,  $B_{sl}^{Re}, B_{sl}^{Im}$  - невизначені дійсні коефіцієнти,  $l$  - порядок мультиполя,  $z = x + iy$  - комплексне число, що співставляється координатам  $x$  і  $y$ ,  $z_s$  - комплексне число, яке співставляється центру s-го діелектричного отвору.

Нехай поправка  $\Psi_s^{int}(x, y)$ , що визначена виключно всередині s-го діелектричного отвору, описується гармонійною функцією



$$\Psi_s^{int}(x, y) = \sum_{l=1}^L C_{sl}^{Re} \cdot \operatorname{Re}(z - z_s)^l - \sum_{l=1}^L C_{sl}^{Im} \cdot \operatorname{Im}(z - z_s)^l, \quad (3.79)$$

яка неперервна всередині даного діелектричного отвору.

Відмінність у виборі функцій (3.77) та (3.79) пов'язана з вимогами кінцевості та безперервності електричного потенціалу.

Для знаходження потенціалу (3.67) в довільній точці простору достатньо знати коефіцієнти  $A_{il}^{Re}, A_{il}^{Im}, B_{sl}^{Re}, B_{sl}^{Im}, C_{sl}^{Re}, C_{sl}^{Im}$ . Ці коефіцієнти можуть бути отримані шляхом розв'язання системи лінійних рівнянь, що задовольняють одночасно наступні умови:

- $A_{il}^{Re}, A_{il}^{Im}, B_{sl}^{Re}, B_{sl}^{Im}$  - умові екіпотенційності провідників,
- $B_{sl}^{Re}, B_{sl}^{Im}, C_{sl}^{Re}, C_{sl}^{Im}$  - умові безперервності потенціалу на межі діелектриків (16),
- $A_{il}^{Re}, A_{il}^{Im}, B_{sl}^{Re}, B_{sl}^{Im}, C_{sl}^{Re}, C_{sl}^{Im}$  - умови безперервності нормальної складової вектора електричної індукції на межі діелектриків (3.75) (3.77).

Після розв'язання вищенаведених рівнянь ми знатимемо функцію потенціалу (104), яка стане в нагоді для обчислення матриці погонної ємності  $C$  та матриці погонної індуктивності  $L$ , необхідних для вирішення рівняння (3.79) відносно  $\varepsilon_m$  і  $\mathbf{I}_m$ .

Елементи зворотної матриці погонної ємності можуть бути обчислені таким чином:

$$[C^{-1}]_{ik} = \Phi_i(\vec{Q}^{(k)}), \quad (3.80)$$

де  $\vec{Q}^{(k)}$  - лінійно незалежні вектори одиничних зарядів,

$$\begin{aligned}\vec{Q}^{(1)} &= (1, 0, \dots, 0) \\ \vec{Q}^{(2)} &= (0, 1, \dots, 0) \\ &\dots\dots\dots \\ \vec{Q}^{(N)} &= (0, 0, \dots, 1)\end{aligned}\tag{3.81}$$

Пряма матриця може бути отримана шляхом перетворення  $\mathbf{C}^{-1}$ . Відомо, що матриця погонної ємності є функцією діелектричних проникностей середовища  $\mathbf{C}=\mathbf{C}(\varepsilon_r, \varepsilon_s)$ , тоді як матриця погонної індуктивності є функцією магнітної проникності середовища  $\mathbf{L}=\mathbf{L}(\mu_r)$ . Оскільки ми розглядаємо немагнітне заповнення лінії ( $\mu_r=1$ ), то немає необхідності у прямому обчисленні матриці  $\mathbf{L}$ . Матриці  $\mathbf{C}$  і  $\mathbf{L}$  у разі однорідної повітряної лінії передачі є залежними:

$$\mathbf{L}(\mu_r=1) = c^{-2}\mathbf{C}^{-1}(\varepsilon_r=1, \varepsilon_s=1)\tag{3.82}$$

Таким чином, обчислення  $\mathbf{L}$  зводиться до обчислення для повітряної однорідної лінії передачі. Підстановка (3.82) (3.63) дасть наступний результат:

$$(\varepsilon_m - \mathbf{C}(\varepsilon_r, \varepsilon_s)\mathbf{C}^{-1}(1,1))\mathbf{I}_m = 0\tag{3.83}$$

Вишення рівняння (3.83) відносно  $\varepsilon_m$  у випадку двопровідної лінії передачі дає нам два значення ефективних діелектричних проникностей для двох типів нормальних коливань:  $\varepsilon_o$  - для непарної моди,  $\varepsilon_e$  - для парної моди.

Для резонатора НВЧ, зробленого з відрізка даної лінії, формулу (3.64)

можна записати як

$$k = (\omega_o^2 - \omega_e^2) / (\omega_o^2 + \omega_e^2) \quad (3.84)$$

Розглянемо резонансну взаємодію провідників відрізка двопровідної лінії передачі, що взаємодіють по всій довжині  $l_c$

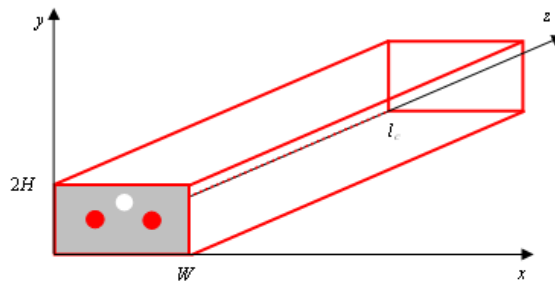


Рис. 3.18. Відрізок неоднорідної двопровідної лінії

Умова резонансу для отриманого резонатора виглядає так:

$$\theta_o = \theta_e = n\pi, \quad (3.85)$$

де  $\theta = k_z l_c = 2\pi l_c / \lambda$  - електрична довжина резонатора. Для парних та непарних коливань електричні довжини рівні відповідно

$$\theta_{o,e} = \frac{\omega_{o,e} l_c \sqrt{\epsilon_{o,e}}}{c} \quad (3.86)$$

$$\frac{\omega_o}{\omega_e} = \sqrt{\frac{\epsilon_e}{\epsilon_o}} \quad (3.87)$$

В результаті підстановки (3.87) (3.86) отримуємо остаточний вираз для коефіцієнта зв'язку, який і буде використовуватися далі:

$$k = (\epsilon_e - \epsilon_o) / (\epsilon_o + \epsilon_e) \quad (3.88)$$

### 3.6 Аналіз другої моделі неоднорідної лінії передачі

На основі вищенаведених викладок і формул (3.66) - (3.88) була використана програма, що обчислює  $2NL$  коефіцієнтів  $A_{il}^{Re}, A_{il}^{Im}$ ,  $2NsL$  коефіцієнтів  $B_{sl}^{Re}, B_{sl}^{Im}$  і стільки ж коефіцієнтів  $C_{sl}^{Re}, C_{sl}^{Im}$  де  $Ns$  – число діелектричних отворів,  $L$  – максимальний порядок мультипольного розкладання. Для достатньої точності обчислень  $L$  потрібно брати рівним більше 10.

Нижче наведено результати роботи програми для двопровідної ( $r_1=r_2=1$  мм) симетричної лінії прямокутного перерізу  $20 \times 10$  мм з одним повітряним отвором  $r_s=1$  мм,  $\epsilon_r = 100$ ,  $L=10$ .

Розмірність коефіцієнтів кратна

$$\frac{Q_m}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0},$$

де  $Q_m$  - заряд  $m$ -го провідника за відсутності зарядів на інших провідниках.

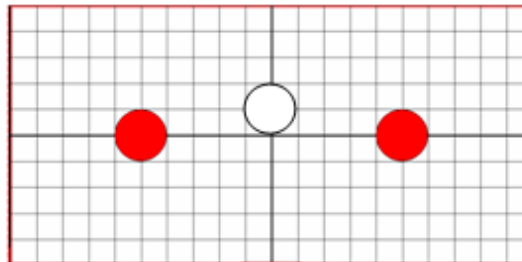


Рис. 3.19. Двопровідна лінія прямокутного січення з повітряним отвором.

Крок сітки 1 мм.

Таблиця 3.4

Результати обчислень для двопровідної лінії при  $m=1$ 

$A_{11}^{\text{Re}}$	0,0150110456482993	$B_{11}^{\text{Re}}$	0,0144005820906895
$A_{11}^{\text{Im}}$	0,3987850215878410	$B_{11}^{\text{Im}}$	-0,4806503440438280
$A_{12}^{\text{Re}}$	1,0129394788302500	$B_{12}^{\text{Re}}$	0,3022936536718870
$A_{12}^{\text{Im}}$	-0,1110512748161270	$B_{12}^{\text{Im}}$	-0,0709549351113941
$A_{13}^{\text{Re}}$	-0,6434856100578340	$B_{13}^{\text{Re}}$	0,0555580294840330
$A_{13}^{\text{Im}}$	-2,7120422822754900	$B_{13}^{\text{Im}}$	0,1376301483601000
$A_{14}^{\text{Re}}$	18,0605291347604000	$B_{14}^{\text{Re}}$	-0,0655500395480759
$A_{14}^{\text{Im}}$	3,2965368571838500	$B_{14}^{\text{Im}}$	0,0389447122623509
$A_{15}^{\text{Re}}$	15,6905328214567000	$B_{15}^{\text{Re}}$	-0,0086805622573997
$A_{15}^{\text{Im}}$	-6,8334946850620700	$B_{15}^{\text{Im}}$	-0,0378641104239615
$A_{16}^{\text{Re}}$	-35,6197953070761000	$B_{16}^{\text{Re}}$	0,0077770677032686
$A_{16}^{\text{Im}}$	-70,8004471720581000	$B_{16}^{\text{Im}}$	-0,0561232744851201
$A_{17}^{\text{Re}}$	-304,1241287889510000	$B_{17}^{\text{Re}}$	-0,0545119454517854
$A_{17}^{\text{Im}}$	94,7295019211887000	$B_{17}^{\text{Im}}$	0,0595835195475109
$A_{18}^{\text{Re}}$	292,2874207671730000	$B_{18}^{\text{Re}}$	0,8011107925413110
$A_{18}^{\text{Im}}$	1242,6105423621800000	$B_{18}^{\text{Im}}$	0,5603800774967730
$A_{19}^{\text{Re}}$	4897,2495536084700000	$B_{19}^{\text{Re}}$	-0,8990966270767270
$A_{19}^{\text{Im}}$	-330,8121451379390000	$B_{19}^{\text{Im}}$	3,2126796239545100
$A_{110}^{\text{Re}}$	11713,1943854587000000	$B_{110}^{\text{Re}}$	-21,0226960857634000
$A_{110}^{\text{Im}}$	-22694,3903784310000000	$B_{110}^{\text{Im}}$	0,4584964657091660
$A_{21}^{\text{Re}}$	-0,0015374614023097	$C_{11}^{\text{Re}}$	0,1198335680747680
$A_{21}^{\text{Im}}$	-0,0261858230039637	$C_{11}^{\text{Im}}$	-0,0404192631678489
$A_{22}^{\text{Re}}$	0,0029441480822999	$C_{12}^{\text{Re}}$	-0,0151604443175211
$A_{22}^{\text{Im}}$	-0,0004079835720439	$C_{12}^{\text{Im}}$	0,0085261205382354
$A_{23}^{\text{Re}}$	0,0000800882655947	$C_{13}^{\text{Re}}$	0,0073564109313998

$A_{23}^{Im}$	0,0002724874117191	$C_{13}^{Im}$	-0,0014787505030925
$A_{24}^{Re}$	-0,0000166437701305	$C_{14}^{Re}$	0,0046431880387021
$A_{24}^{Im}$	0,0000134065232733	$C_{14}^{Im}$	0,0002393125453804
$A_{25}^{Re}$	-0,0000020799138149	$C_{15}^{Re}$	0,0049439122396502
$A_{25}^{Im}$	-0,0000009311851899	$C_{15}^{Im}$	-0,0000491012467721
$A_{26}^{Re}$	-0,0000000026962888	$C_{16}^{Re}$	0,0049124744887327
$A_{26}^{Im}$	-0,0000003129131744	$C_{16}^{Im}$	0,0000085434302766
$A_{27}^{Re}$	0,0000000457745255	$C_{17}^{Re}$	0,0049161350114853
$A_{27}^{Im}$	-0,0000000128586266	$C_{17}^{Im}$	-0,0000016895326784
$A_{28}^{Re}$	0,0000000034321445	$C_{18}^{Re}$	0,0049158475612855
$A_{28}^{Im}$	0,0000000064547005	$C_{18}^{Im}$	0,0000002610100769
$A_{29}^{Re}$	-0,0000000008671806	$C_{19}^{Re}$	0,0049158316256968
$A_{29}^{Im}$	0,0000000006498116	$C_{19}^{Im}$	-0,0000000510427227
$A_{210}^{Re}$	-0,0000000000750498	$C_{110}^{Re}$	0,0049158438187152
$A_{210}^{Im}$	-0,0000000000980000	$C_{110}^{Im}$	0,0000000088666726

Таблиця 3.5

Результати обчислень для двопровідної лінії при  $m=2$

$A_{11}^{Re}$	-0,0309671886175243	$B_{11}^{Re}$	0,2630295607834620
$A_{11}^{Im}$	0,6010160792927730	$B_{11}^{Im}$	0,3410534984240070
$A_{12}^{Re}$	1,6656268185470200	$B_{12}^{Re}$	0,1448676228673770
$A_{12}^{Im}$	0,2028229830777990	$B_{12}^{Im}$	-0,2339115499748380
$A_{13}^{Re}$	0,9738224971115590	$B_{13}^{Re}$	-0,1278859089475830
$A_{13}^{Im}$	-3,9613574701807900	$B_{13}^{Im}$	-0,0122710691105563
$A_{14}^{Re}$	-5,9772135753932500	$B_{14}^{Re}$	0,0204094122884610
$A_{14}^{Im}$	-3,9458632160849600	$B_{14}^{Im}$	0,0575542541827833
$A_{15}^{Re}$	-14,6644499379104000	$B_{15}^{Re}$	0,0290278786987949
$A_{15}^{Im}$	9,2907336104516000	$B_{15}^{Im}$	-0,0276904102504689
$A_{16}^{Re}$	5,7732876093466700	$B_{16}^{Re}$	-0,0309535338527155
$A_{16}^{Im}$	52,9116533217291000	$B_{16}^{Im}$	-0,0413598160369351

$A_{17}^{\text{Re}}$	186,9620480111370000	$B_{17}^{\text{Re}}$	-0,0619804466874822
$A_{17}^{\text{Im}}$	30,1198517938636000	$B_{17}^{\text{Im}}$	0,0578838185469013
$A_{18}^{\text{Re}}$	271,4673386183020000	$B_{18}^{\text{Re}}$	0,8116474253825620
$A_{18}^{\text{Im}}$	-640,6884504868400000	$B_{18}^{\text{Im}}$	0,5466858013823080
$A_{19}^{\text{Re}}$	-2112,2214362084800000	$B_{19}^{\text{Re}}$	-0,8969805016790100
$A_{19}^{\text{Im}}$	-970,4697425293980000	$B_{19}^{\text{Im}}$	3,2152421914235700
$A_{110}^{\text{Re}}$	-12512,319024121700000	$B_{110}^{\text{Re}}$	-21,0218032877476000
$A_{110}^{\text{Im}}$	7807,9617693741300000	$B_{110}^{\text{Im}}$	0,4647643435449620
$A_{21}^{\text{Re}}$	0,0007718459509113	$C_{11}^{\text{Re}}$	-0,1099978145897780
$A_{21}^{\text{Im}}$	-0,0172329581312449	$C_{11}^{\text{Im}}$	-0,0404192631600577
$A_{22}^{\text{Re}}$	0,0017534121838094	$C_{12}^{\text{Re}}$	-0,0151604443208462
$A_{22}^{\text{Im}}$	0,0002367587562208	$C_{12}^{\text{Im}}$	-0,0085263198509170
$A_{23}^{\text{Re}}$	-0,0000573749051367	$C_{13}^{\text{Re}}$	0,0024752426744119
$A_{23}^{\text{Im}}$	0,0000894953804684	$C_{13}^{\text{Im}}$	-0,0014787505054183
$A_{24}^{\text{Re}}$	0,0000461403438651	$C_{14}^{\text{Re}}$	0,0046431880367497
$A_{24}^{\text{Im}}$	-0,0000123270671157	$C_{14}^{\text{Im}}$	-0,0002393066400815
$A_{25}^{\text{Re}}$	0,0000024569379448	$C_{15}^{\text{Re}}$	0,0048877703259835
$A_{25}^{\text{Im}}$	0,0000010842148755	$C_{15}^{\text{Im}}$	-0,0000491012472926
$A_{26}^{\text{Re}}$	-0,0000001892804959	$C_{16}^{\text{Re}}$	0,0049124744956159
$A_{26}^{\text{Im}}$	0,0000004618972069	$C_{16}^{\text{Im}}$	-0,0000085433544934
$A_{27}^{\text{Re}}$	-0,0000000823459064	$C_{17}^{\text{Re}}$	0,0049155465793009
$A_{27}^{\text{Im}}$	-0,0000000199337555	$C_{17}^{\text{Im}}$	-0,0000016895205038
$A_{28}^{\text{Re}}$	0,0000000012225285	$C_{18}^{\text{Re}}$	0,0049158476847063
$A_{28}^{\text{Im}}$	-0,0000000140293588	$C_{18}^{\text{Im}}$	-0,0000002609089002
$A_{29}^{\text{Re}}$	0,0000000022938875	$C_{19}^{\text{Re}}$	0,0049158505325380
$A_{29}^{\text{Im}}$	-0,0000000002868406	$C_{19}^{\text{Im}}$	-0,0000000505725021
$A_{210}^{\text{Re}}$	0,000000000566942	$C_{110}^{\text{Re}}$	0,0049158455795993
$A_{210}^{\text{Im}}$	0,0000000003110727	$C_{110}^{\text{Im}}$	-0,0000000058529658

В даному випадку ми спостерігаємо зростаючі послідовності коефіцієнтів,

даний факт не є гарантією швидкої збіжності функціональних рядів, що задають потенціал (104).

Щоб зробити наочнішу перевірку, перевіримо граничні умови на провідниках і на поверхні отвору.

Перевірка граничних умов

Нижче наведено графіки залежності потенціалу на провідниках двопровідної лінії прямокутного перерізу 20X10 мм з одним повітряним отвором

$r_s=1$  мм (рис. 3.20) в одиницях  $\frac{Q}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}$  залежно від кута  $\varphi$ . Число  $L$  варіюється,  $\epsilon_r = 100$ .

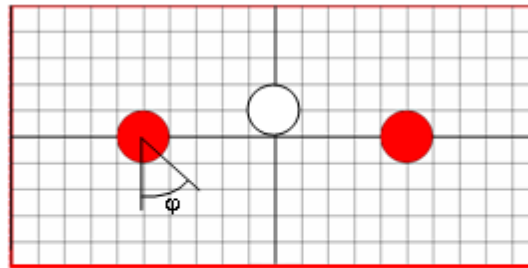


Рис. 3.20. Двопровідна повітряна лінія прямокутного сичення з отвором.

Залежність від кута  $\varphi$

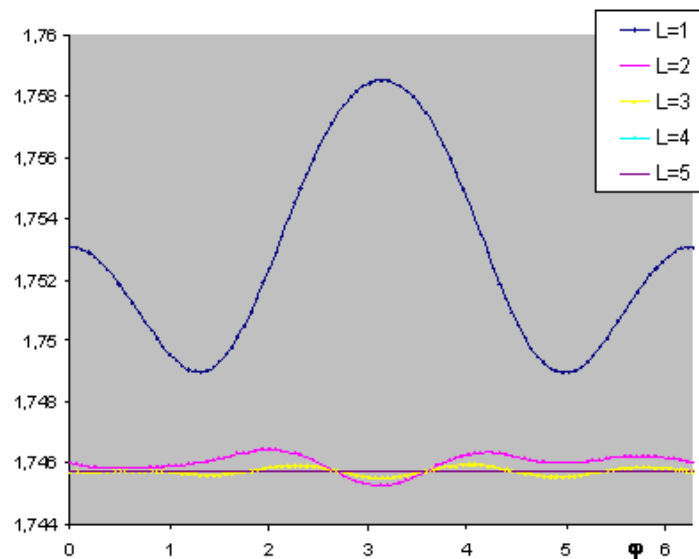


Рис. 3.21. Потенціал на провіднику з зарядом



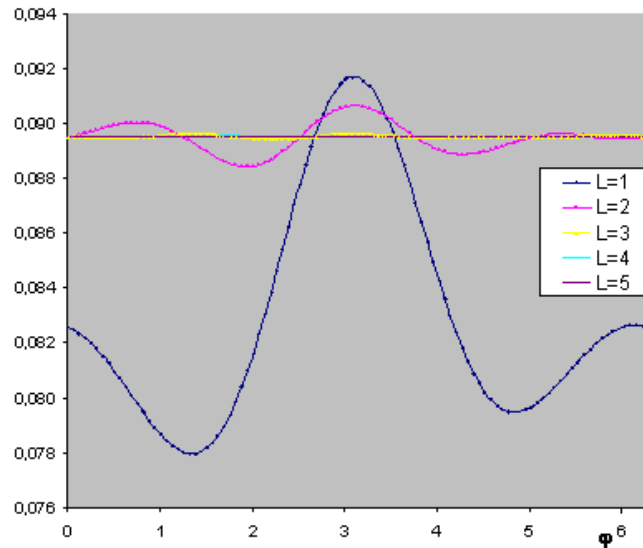


Рис. 3.22. Потенціал на провіднику без заряду

Судячи з даних графіків, точність обчислення потенціалу помітно зростає зі зростанням  $L$ . При  $L > 5$  похибка обчислення не перевищує 1%.

На наступних рисунках представлено розподіл електростатичного потенціалу за площею поперечного перерізу неоднорідної двопровідної лінії при двох різних  $\epsilon_r = 100$  і  $\epsilon_r = 2$ , при цьому  $L=10$ ,  $r_s=1$  мм.

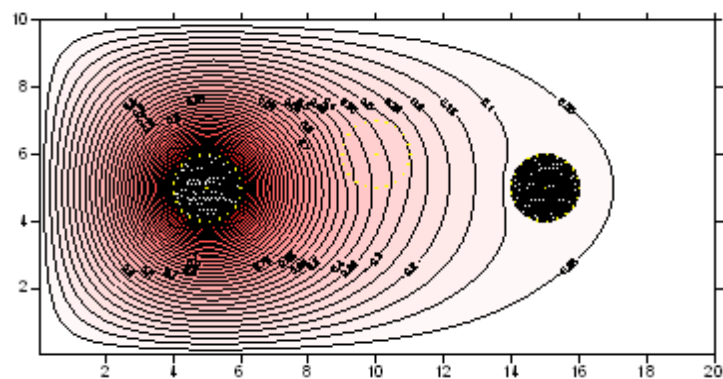


Рис. 3.23. Розподіл потенціалу за площею поперечного перерізу при

$\epsilon_r = 2$  в одиницях  $\frac{Q}{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}$ . Заряджений провідник зліва.

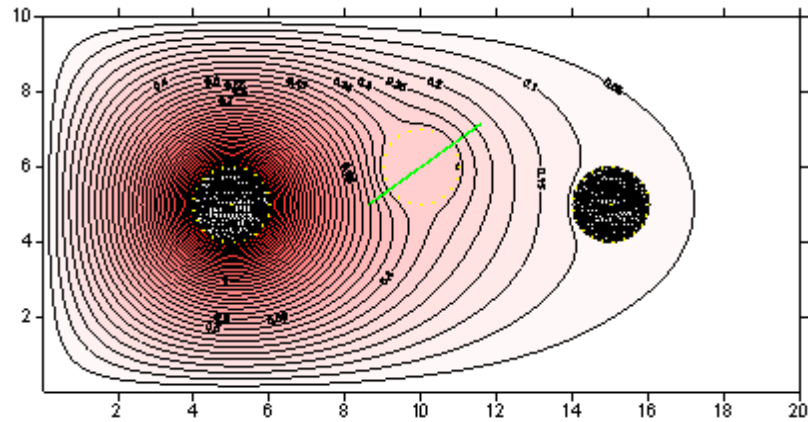


Рис. 3.24 Розподіл потенціалу за площею поперечного перерізу при одиницях  $\frac{\rho}{2\pi\epsilon, \epsilon_0}$ . Заряджений провідник зліва.

На рис. 3.24 зображено зелену лінію, що перетинає повітряний отвір, уздовж якої побудований лінійний графік залежності потенціалу від координати вздовж лінії. Він представлений рис. 3.25.

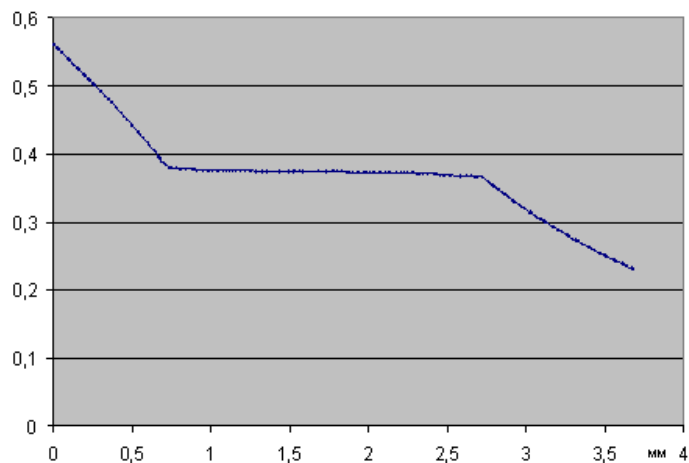


Рис. 3.25. Залежність потенціалу від відстані вздовж лінії в околі повітряного отвору

Останні три рисунки наочно демонструють дотримання умови неперервності потенціалу. Наведені графіки доводять адекватність побудованої математичної моделі, яка дозволить нам знайти ефективні діелектричні

проникності.  $\varepsilon_{o,e}$  та скористатися формулою (126).

### 3.7 Обчислення ефективних діелектричних проникностей та коефіцієнта зв'язку

Представимо залежність  $|k|$  від відносної діелектричної проникності матеріалу, що заповнює резонатор, виготовлений на основі відрізка лінії ( $r_1 = r_2 = r_s = 1$  мм  $W = 20$  мм,  $2H = 10$  мм, (рис. 3.26),  $L = 10$ ).

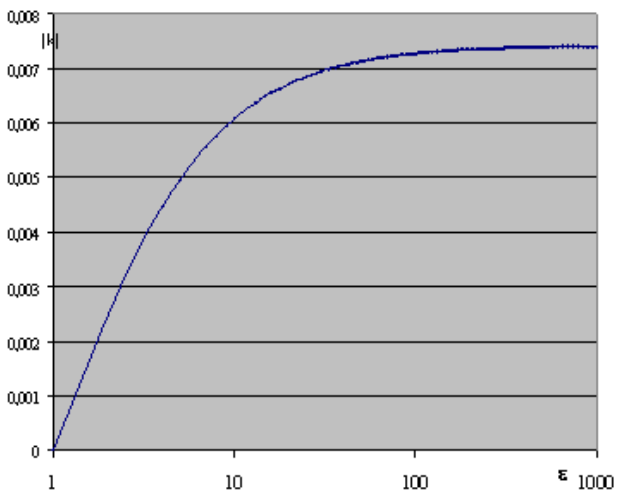


Рис. 3.26. Залежність модуля коефіцієнта зв'язку резонатора від діелектричної проникності заповнення

З графіка видно, що коефіцієнт зв'язку для однорідної повітряної лінії перетворюється в нуль і прямує до константи при  $\varepsilon_r \rightarrow \infty$ .

Отримаємо залежність  $|k|$  від радіусу повітряного отвору, який варіюватиметься в межах від 0,1 мм до 1 мм при  $\varepsilon_r = 100$ .

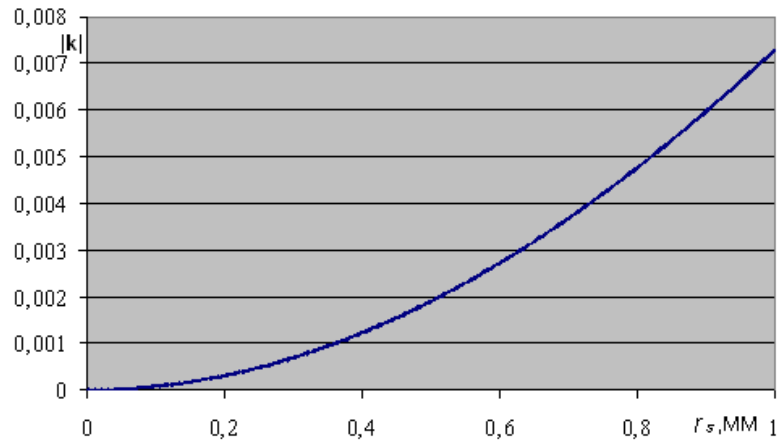


Рис. 3.27. Залежність модуля коефіцієнта зв'язку від радіуса повітряного отвору

Наступним кроком буде одержання залежності модуля коефіцієнта зв'язку від вертикальної координати повітряного отвору при постійній горизонтальній координаті  $x_s=10$  мм. Координата  $y_s$  варіюється від 1 мм до 9 мм,  $\epsilon_r=100$ ,  $r_l=r_2=r_s=1$  мм,  $W=20$  мм,  $2H=10$  мм,  $L=10$ .

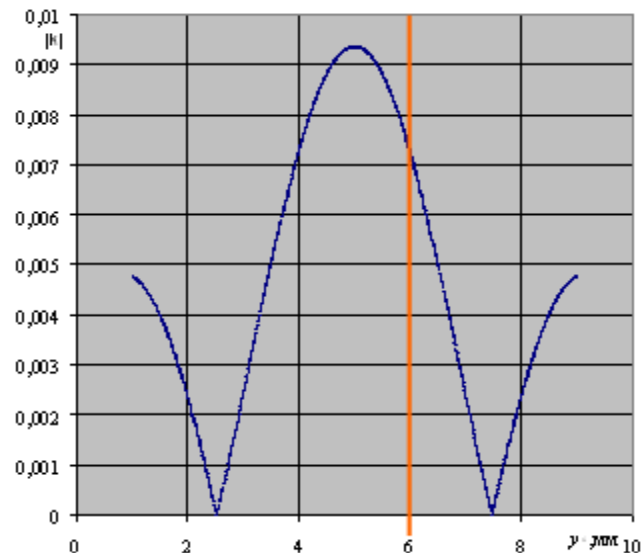


Рис. 3.28. Залежність модуля коефіцієнта зв'язку від вертикальної координати повітряного отвору при постійній горизонтальній координаті

Графік, що вийшов, цікавий тим, що на ньому видно, як коефіцієнт зв'язку змінює знак і при певному положенні повітряного отвору перетворюється в нуль. Коефіцієнт зв'язку максимальний у тому випадку, коли повітряний отвір найближче до провідників. Помаранчевою смугою позначено положення, при якому проводилися попередні обчислення.

### 3.8 Висновки до розділу 3

Проведено розрахунок коефіцієнта зв'язку відрізка неоднорідної багатопровідної екранованої лінії прямокутного перерізу з діелектричним ізотропним заповненням, що містить циліндричні провідники. Розрахунки проводилися для лінії, що містить два симетрично розташовані провідники і одну поздовжню щілину. Побудовано модель для такої лінії, виведено основні розрахункові рівняння та проведено аналіз моделі. Розглянуто двопровідну повітряну лінію прямокутного січення з щілиною. Проведено визначення ефективної діелектричної проникності та коефіцієнта зв'язку для такої лінії. Такий розрахунок є громіздким і неточним в силу конструктивних особливостей лінії.

Проведено аналогічні розрахунки для лінії, що містить два симетрично розташовані провідники та один поздовжній повітряний отвір у діелектрикові. Проведено обчислення ефективних діелектричних проникностей та коефіцієнта зв'язку для такої лінії. Встановлено, що коефіцієнт зв'язку змінює знак і при певному положенні повітряного отвору перетворюється в нуль. Коефіцієнт зв'язку максимальний у тому випадку, коли повітряний отвір розміщений найближче до провідників. За отриманими результатами можна проводити обчислення таких параметрів неоднорідної лінії, як коефіцієнт зв'язку, погонну ємність, погонну індуктивність, ефективні діелектричні проникності для різних типів нормальних коливань.

## РОЗДІЛ 4

### ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

#### 4.1 Охорона праці

Акустичне середовище є важливим компонентом середовища існування: людина живе у світі звуків. Параметри акустичного середовища можуть суттєво впливати на загальний стан людини та її працездатність і успіхи діяльності (у системах зв'язку робота оператора пов'язана з прийманням сигналів). Екстремальні умови виникають, якщо людина через сторонній звуковий тиск не може розпізнати корисні сигнали і якщо рівень звукового тиску наближається до больової межі.

Величина звукового тиску звичайно оцінюється в децибелах (дБ). Шепіт людини, який сприймається на відстані 1,5...2 метри від того, хто говорить, становить 1...18дБ; шум у приміщенні, де працюють люди, але нема машин (студентська аудиторія без чутної лекторської мови), - 40дБ; мова людини середньої нормальної гучності, що приймається людиною, котра стоїть поруч - 60 дБ; шум двигуна легкового автомобіля - 75дБ; шум електропоїзда метро, який сприймається на віддалі 3 м від нього - 95дБ; шум реактивного літака - 115дБ.

Вже при рівні звуку 100 дБ виникає загальна втома, знижується працездатність та якість праці. При рівні звуку 100...110 дБ шум та звук викликають гнітючу дію. При рівні звуку (шуму) 110 дБ неможливе мовне спілкування. Больова межа рівня звуку становить 120-130 дБ.

При проектуванні робочих місць рівень звуку понад 80 дБ вважається недопустимим. Рекомендований рівень звуку в приміщеннях для конструкторських та теоретичних робіт і опрацювання експериментальних даних - 50 дБ, в приміщеннях керування, робочих кімнатах - 60 дБ, на робочих місцях у виробничих приміщеннях - не більше 80 дБ.

Якщо рівень звукового тиску перевищує допустимий, використовують індивідуальні та колективні засоби захисту (ізоляція джерела звуку чи робочих приміщень) - вушні заглушки, навушники, шоломи.

Механічні коливання, які виникають при роботі працюючих машин, можуть викликати не лише звуки та шуми, але й вібрації.

Вібрація - це механічні коливання пружних тіл, які характеризуються амплітудою, швидкістю та прискоренням.

За характером дії вібрацію поділяють на загальну та місцеву. Загальні вібрації діють на все тіло людини. Внутрішні органи людини утворюють коливні системи з власною частотою коливань (в межах десятків та сотень Гц). Резонансна частота серця, живота та грудної клітки - 5 Гц, голови - 20 Гц, очних яблук - 60 Гц, центральної нервової системи - 250 Гц. Дія зовнішніх коливань з кратними частотами може викликати резонансні явища та призвести до зміщення та механічних ушкоджень внутрішніх органів. Частота власних коливань людей, що сидять, складає 4...8 Гц.

Вібрація сприймається людиною як природне навантаження, що подібне на важку працю. Вібрації частотою понад 200 Гц перевантажують нервову систему людини, потребують підвищеної психічної напруги.

## 4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

*Основні напрямки підвищення стійкості роботи об'єкта в надзвичайних ситуаціях*

На основі вивчення факторів, які впливають на стійкість роботи об'єктів, і оцінки стійкості елементів і галузей виробництва проти уражаючих факторів ядерної, хімічної і біологічної зброї, стихійних лих і виробничих аварій, необхідно завчасно організувати і провести організаційні, інженерно-технічні й технологічні заходи для підвищення стійкості роботи.

Здійснення організаційних заходів передбачає завчасну підготовку всіх структур цивільного захисту, служб і формувань до надзвичайних ситуацій.

Вжиттям технологічних заходів підвищується стійкість роботи об'єктів шляхом змінювання технологічних процесів, режимів, можливих в умовах надзвичайних ситуацій.

Інженерно-технічні заходи мають забезпечити підвищену стійкість виробничих споруд, технологічних ліній, устаткування, комунікацій об'єкта до впливу уражаючих факторів під час надзвичайних ситуацій.

При проведенні цих заходів необхідно враховувати конкретні умови об'єкта народного господарства. Проте є загальні організаційні інженерно-технічні заходи, які мають проводитись на всіх об'єктах.

1. Забезпечення захисту людей та їх життєдіяльності. Створення на об'єкті надійної системи оповіщення про загрозу нападу противника, радіоактивне забруднення, хімічне і біологічне зараження, загрозу стихійного лиха і виробничої аварії. Організація розвідки і спостереження за радіоактивним забрудненням, хімічним і біологічним зараженням; гідрометеорологічне спостереження за рівнем води, напрямком і швидкістю вітру, рухом і поширенням хмари радіоактивного забруднення, СДЯР і ОР.

Створення фонду захисних споруд ЦО, запасів засобів індивідуального захисту і забезпечення своєчасної видачі їх населенню.

Завчасна підготовка до масової санітарної обробки населення і знезаражування одягу, організація взаємодії з установами охорони здоров'я для медичного обслуговування населення у надзвичайних ситуаціях.

Підготовка до евакуації населення, розміщеного в зонах можливих руйнувань і катастрофічного затоплення. Завчасна підготовка місць евакуації, організація прийому евакуйованого населення на територію населених пунктів.

Постачання населення продуктами харчування, питною водою, предметами першої необхідності; комунальне побутове обслуговування



населення з урахуванням проведення евакуаційних заходів, забезпечення захисту продовольчих запасів.

Навчання населення способам захисту, надання першої допомоги, практичним діям в умовах надзвичайних ситуацій, морально-психологічна підготовка населення для виживання.

Забезпечення чіткої інформації про обстановку та правила дій і поведінки населення в надзвичайних ситуаціях мирного і воєнного часу.

2. Захист цінного й унікального устаткування. Захистити цінне і унікальне устаткування можна завдяки проведенню інженерно-технічних заходів, щоб зменшити небезпеку пошкодження і руйнування цінного й унікального устаткування, станків з програмним керуванням, шліфувальних, токарних, розточних, зубофрезерних, пресових станків, автоматичних конвеєрних ліній та іншого устаткування.

Варіантами такого захисту є розміщення зазначеного устаткування в заглиблених приміщеннях а також використання спеціальних захисних пристосувань, закріплення станків на фундаментах, застосування контрфорсів для підвищення стійкості проти перекидання обладнання.

3. Стійкість роботи галузі рослинництва. Планування і проведення заходів захисту сільськогосподарських рослин, урожаю в різних надзвичайних ситуаціях.

Встановлення надійної взаємодії зі станцією захисту рослин, радіологічною і агрохімічною лабораторією для організації спостереження за зараженістю посівів сільськогосподарських культур та ґрунтів, відбір необхідних проб та їх аналіз.

Впровадження у виробництво високоурожайних, стійких проти небезпечних хвороб і шкідників сільськогосподарських культур.

Підготовка техніки і хімічних засобів захисту сільськогосподарських культур від біологічних засобів ураження.

Розробка заходів збирання урожаю в умовах обмеженості забезпечення людьми, технікою, паливом і мастилами, порушення міжгалузевих зв'язків, технології доведення урожаю до кондиції.

Організація зберігання і переробки урожаю в господарстві при порушенні зв'язків із заготівельними й переробними організаціями та підприємствами.

Розробка і підготовка до впровадження спрощених технологій вирощування сільськогосподарських культур, підготовка до зміни сівозмін і перепрофілювання рослинництва.

Забезпечення ефективного використання сільськогосподарських угідь в умовах радіоактивного забруднення, зараження хімічними і біологічними засобами.

Підготовка всіх засобів для захисту працюючих у рослинництві в різних умовах надзвичайних ситуацій.

4. Стійкість роботи тваринництва. Підготовка до проведення ветеринарно-санітарних заходів, спрямованих на зниження втрат тварин від сучасних засобів ураження. Завчасна підготовка приміщень для утримання тварин. Розробка заходів захисту тварин на пасовищах. Створення запасів кормів і організація забезпечення водою.

Організація ветеринарної розвідки в господарстві, відбір необхідних проб та їх аналіз.

Створення індивідуальних засобів захисту для елітного поголів'я худоби.

Розробка заходів евакуації тварин із зон можливих руйнувань, катастрофічного затоплення, районів хімічного зараження, підготовка місць для евакуації тварин. Планування заходів захисту кормів, джерел водопостачання і тваринницьких ферм.

Організація забезпечення основних виробничих процесів у тваринництві електроенергією від автономних джерел електропостачання, у разі відключення від центральної енергомережі.

Підготовка до постійної готовності спеціальної техніки для обробки тварин, а також пристосування для цієї мети іншої техніки, наявної в господарстві.

Організація ветеринарної обробки, утилізації і забою уражених тварин, тимчасового зберігання м'ясопродукції при порушенні господарських зв'язків із заготівельними організаціями і підприємствами.

Розробка найпростіших технологій переробки і зберігання продукції тваринництва в разі неможливості відправки переробним підприємствам і реалізації.

Організація забезпечення працюючих у тваринництві колективними та індивідуальними засобами захисту.

5. Підвищення стійкості мереж комунального господарства. Для забезпечення стійкості роботи об'єктів повинні проводитись інженерно-технічні заходи на мережах комунального господарства з метою захисту джерел тепла із заглибленням у ґрунт комунікацій. Котельні слід розміщувати в спеціальному окремо розміщеному приміщенні.

Якщо об'єкт одержує тепло з міської теплоцентралі, необхідно провести заходи для забезпечення стійкості трубопроводів і розподільних пристроїв, підведених до об'єкта.

Теплова мережа має будуватися за кільцевою системою з прокладанням труб у спеціальних каналах зі з'єднанням паралельних ділянок. Для відключення пошкоджених ділянок мають бути встановлені запірно-регулючі засувки, вентиля та ін. Ці пристосування необхідно розміщувати в оглядових колодязях, на території, що не завалюється при руйнуванні будівель.

Система каналізації має будуватись окремо: одна для дощових, друга для промислових і господарських вод. На об'єкті має бути не менше двох виводів з підключенням до міських каналізаційних колекторів, а також виводи і колодязі з аварійними засувками на об'єк-тових колекторах з інтервалом 50 м на території,

що не завалюється, для аварійного скидання неочищеної води в найближчі штучні та природні заглиблення.

На деяких промислових об'єктах є системи для забезпечення технології виробництва: для подання кисню, аміаку, стиснутого повітря та інших рідких і газових реактивів. Для цих систем розробляють заходи для попередження виникнення вторинних факторів зброї, стихійних лих та виробничих аварій і катастроф.

6. Забезпечення стійкості роботи паливно-енергетичного комплексу і водопостачання. Створення резерву енергетичних потужностей за рахунок автономних пересувних електростанцій, а також місцевих джерел електроенергії. Підготовка автономних електростанцій до роботи за спеціальним режимом (графіком) для забезпечення технологічних процесів виробництва, для яких неможливі тривалі перерви в електропостачанні.

З метою попередження аварій на електричних мережах необхідно установити автоматичну систему відключення при виникненні перенапруги. Повітряні лінії\* електропостачання замінити на підземно-кабельні.

Створення необхідних запасів (резервів) паливно-мастильних матеріалів та інших видів палива й організація їх безпечного зберігання.

Щоб не допустити зупинки підприємства через дефіцит палива, необхідно підготуватись для роботи на різних видах палива: нафта, вугілля, газ.

Для підвищення стійкості забезпечення водою слід провести такі заходи. Необхідно створити основні і резервні джерела водопостачання. Як резервне джерело краще мати артезіанську свердловину, яку необхідно підключити до системи водопостачання. Крім того, воду можна брати з близько розміщеної природної водойми або спорудити штучну водойму чи резервуари з обладнанням пристроїв для збору і перекачування води.

Всі ділянки водопостачання повинні бути заглиблені в ґрунт з обладнанням пожежних гідрантів і пристроїв для відключення пошкоджених ділянок.

Локальні мережі водопостачання окремих великих підприємств варто з'єднати із загальноміською системою водопостачання в єдине кільце.

Підвищенню стійкості забезпечення водою сприяє подавання води безпосередньо в мережу поза водонапірними баштами, спорудження обвідних ліній для подання води поза пошкодженими спорудами.

Завчасне вжиття заходів захисту вододжерел, водопровідних споруд, свердловин і шахтних колодязів від забруднення радіоактивними речовинами, зараження хімічними і біологічними засобами.

Підготовка меліоративних, гідротехнічних та іригаційних споруд і систем до експлуатації в надзвичайних умовах.

7. Стійкість роботи автотранспортної та іншої техніки, технологічного обладнання і механізмів. Організація своєчасного оповіщення гаража, технологічного парку, їх керівників, водіїв, механізаторів про загрозу надзвичайної ситуації.

Підготовка автотранспортної техніки до проведення робіт в умовах радіоактивного забруднення, хімічного біологічного зараження і світломаскування.

Пристосування і використання всіх видів транспортних засобів для евакуації населення і перевезення потерпілих.

Розробка заходів з метою пристосування автотранспортної, іншої техніки для виконання завдань ЦЗ.

Розробка пристосувань і технологічних процесів для відбору потужностей тракторів і автомобілів з метою приведення в дію електрогенераторів і технологічного обладнання, насосів для подачі води до місця споживання зі свердловин, відкритих водойм і шахтних колодязів.

Підготовка всієї техніки для проведення рятувальних та інших невідкладних робіт у надзвичайних умовах мирного і воєнного часу.

8. Забезпечення стійкого постачання об'єкта. Для забезпечення виробництва продукції необхідні електроенергія, паливо, мастила, засоби захисту рослин, мінеральні добрива, профілактичні й лікувальні препарати ветеринарної медицини, запасні частини, сировина та інші матеріально-технічні засоби. Забезпечення об'єктів цими ресурсами дасть можливість випускати необхідну продукцію в надзвичайних умовах мирного і воєнного часу. Тому повинні проводитись такі заходи, які б забезпечили стійкість постачання і сприяли підвищенню захисту мережі електро-, водо-, газопостачання, транспортних комунікацій і джерел постачання всім необхідним для забезпечення функціонування галузей сільського господарства в надзвичайних умовах.

З метою попередження аварій на електричних мережах необхідно встановити автоматичну систему відключення перенапруги. Повітряні лінії електропостачання слід замінити на підземно-кабельні.

Газ використовується як паливо і на хімічних підприємствах у технологічному процесі. Для безперебійного забезпечення газом, газові мережі необхідно підводити до об'єкта з двох напрямків, які мають бути з'єднані в єдине кільце з обладнанням для можливого дистанційного автоматичного управління й у разі необхідності відключення пошкоджених ДІЛЯНОК.

На великих підприємствах необхідно мати підземні ємності із закачаним резервним газом.

На підприємствах, де використовується пара, необхідно захистити джерела його постачання, заглибити в ґрунт комунікації паропо-стачання і встановити запірні пристосування.

Запас резервних матеріалів необхідно розраховувати на такі строки роботи підприємства, за які можливе відновлення регулярного постачання.

Передбачити, на випадок перебоїв в постачанні підприємствами-суміжниками, створення місцевих матеріалів, сировини для виготовлення комплектуючих виробів і інструментів силами свого підприємства.

9. Забезпечення збереження й відновлення будівель і споруд. Оцінка можливих ступенів руйнування будівель і споруд господарства, населеного пункту. Визначення обсягу невідкладних ремонтних робіт, потреби в будівельних матеріалах.

Розрахунок сил і засобів для проведення невідкладних ремонтних та інших робіт, а також знезаражування приміщень, виробничих ділянок і території.

Створення і підготовка спеціальних формувань для ремонтно-відновних, будівельних та інших робіт на об'єкті. При будівництві нових будівель і захисних споруд врахувати вимоги ЦЗ.

Розробка комплексу протипожежних заходів, які виключали б можливість виникнення масових пожеж.

10. Забезпечення надійності системи управління і зв'язку. Організація захищеного пункту управління, оснащення його засобами зв'язку, які б дали можливість швидко доводити сигнали ЦЗ до всіх виробничих підрозділів і населення у місцях проживання.

Розробка документів, які регламентують чіткі дії персоналу для забезпечення сталої роботи об'єкта в надзвичайних умовах.

Підготовка необхідного резерву кадрів спеціалістів, механізаторів і керівних працівників для зміни тим, які будуть мобілізовані.

Планування збору даних про обстановку, передачу команд і розпоряджень в умовах впливу на об'єкт уражаючих факторів. Організація використання радіозасобів, телефонного зв'язку, посильних для зв'язку з віддаленими населеними пунктами, виробничими підрозділами, а також з колонами евакуйованого населення, що перебувають у дорозі, і відповідальними особами, які супроводжують під час евакуації. Забезпечення дублювання ліній і каналів зв'язку. Для підтримання на високому рівні ЦЗ регулярно проводити підготовку населення, спеціалістів, проводити об'єктові тренування і командні навчання.

### 4.3 Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» описано питання охорони праці та основні напрямки підвищення стійкості роботи об'єкта в надзвичайних ситуаціях.



## ВИСНОВКИ

Проаналізовано лінії передачі з поперечними електромагнітними хвилями, котрі є окремим класом розв'язків рівнянь Максвелла, для яких характерна відсутність поздовжніх складових як електричного так і магнітного векторів. Найпростішим прикладом такої хвилі може служити змінне електромагнітне поле, що утворюється в хвилеводі з двох провідних площин при поширенні плоскої електромагнітної хвилі, що має паралельну поляризацію і падає під кутом  $90^{\circ}$ .

Проаналізовано в цьому плані коаксіальну лінію передачі, а також смужкові симетричні та несиметричні лінії передачі. Наведено основні розрахункові формули.

Проведено розрахунки однорідної лінії передачі, як основи для виведення розрахункових виразів для неоднорідної лінії передачі. В першу чергу проведено теоретичне дослідження параметрів екранованої багатопровідної лінії прямокутного перерізу з ізотропним діелектричним заповненням з циліндричними провідниками. В цьому плані проведено аналіз коаксіальної лінії, що є найпростішою однорідною однопровідною лінією для розрахунку завдяки циліндричній симетрії. Отримано вирази для погонної ємності, індуктивності, хвильового опору, добротності. Також розглянуто лінію квадратного перерізу з провідником у центрі симетрії та наведено метод її розрахунку. Також розглянуто однопровідну та двопровідну лінії квадратного січення. Встановлено, що для таких ліній сильне зближення провідників між собою призводить до великої різниці між хвильовими опорами і добротностями коливальних мод, що може спричинити спотворення сигналу.

Проведено розрахунок коефіцієнта зв'язку відрізка неоднорідної багатопровідної екранованої лінії прямокутного перерізу з діелектричним

ізотропним заповненням, що містить циліндричні провідники. Розрахунки проводилися для лінії, що містить два симетрично розташовані провідники і одну поздовжню щілину. Побудовано модель для такої лінії, виведено основні розрахункові рівняння та проведено аналіз моделі. Розглянуто двопровідну повітряну лінію прямокутного січення з щілиною. Проведено обчислення ефективної діелектричної проникності та коефіцієнта зв'язку для такої лінії. Такий розрахунок є громіздким і неточним в силу конструктивних особливостей лінії.

Проведено аналогічні розрахунки для лінії, що містить два симетрично розташованих провідники та один поздовжній повітряний отвір у діелектрикові. Проведено обчислення ефективних діелектричних проникностей та коефіцієнта зв'язку для такої лінії. Встановлено, що коефіцієнт зв'язку змінює знак і при певному положенні повітряного отвору перетворюється в нуль. Коефіцієнт зв'язку максимальний у тому випадку, коли повітряний отвір розміщений найближче до провідників. За отриманими результатами можна проводити обчислення таких параметрів неоднорідної лінії, як коефіцієнт зв'язку, погонну ємність, погонну індуктивність, ефективні діелектричні проникності для різних типів нормальних коливань.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Drobakhin, O. O. Influence of the Dimensional and Form Precision of the Constructional Elements of Biconical Coaxial Microwave Resonator of the Parameter of Sensor of Movement [Text] / O. O. Drobakhin, P. I. Zabolotny, E. N. Privalov // Telecommunications and Radio Engineering. – 2009. – 68(9) – P. 827-833.
2. Kirilenko, A. A. Compact 90° twist formed by a double-corner-cut square waveguide section [Text] / A. A. Kirilenko, D. Yu. Kulik, L. A. Rud // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2008. – Vol. 56, No. 7. – P.1633-1637.
3. Drobakhin, O.O. Open-ended Waveguide Cutoff Resonators for Monitoring Dielectrics Parameters of Gases [Text] / O.O. Drobakhin, Ye.N. Privalov, D.Yu. Saltykov // Telecommunications and Radio Engineering. – 2013. – Vol.72, No7. – P. 627-640.
4. Бова, Н. Т. Антенны и устройства СВЧ [Текст] / Н. Т. Бова, Г. Б. Резников. – 2-е изд., перераб. и дополн. – К.: Вища шк., 1982. – 278 с.
5. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н. Т. Бова, Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин и др. – К.: Техніка, 1984. – 184 с.
6. Прохоров, Э. Д. Квантово-размерные эффекты в твердотельных сверхвысокочастотных приборах [Текст] /Э.Д. Прохоров. – Х.: Харьковський нац. ун-т ім. В. Н. Каразіна. – 2005. – 220 с
7. Pozar, D. M., Microwave Engineering [Text] / D. M. Pozar. – 3-rd edition. – N.Y.: Wiley, 2005. – 700 p.
8. Colin, R. E. Foundations for Microwave Engineering [Text] / R. E. Colin. – 2-nd edition. – N.Y.: Wiley-Interscience, 2001. – 924 p.
9. Kio, J. T. Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response / J. T. Kio, W. H. Hsu, and W. T. Huang // IEEE Microwave and Wireless Contr. Lett. - 2002. - vol. 12. - № 10. - pp. 383-385.

10. Garcia- Garcia, Joan Spurious Passband Suppression in Microstrip Coupled Line Band Pass Filters by Means of Split Ring Resonators / Joan Garcia- Garcia, Ferran Martin, Francisco Falcone, Jordi Bonache, I. Gil, Txema Lopetegi, Miguel A. G. Laso, Mario Sorolla and Ricardo Marques // IEEE Microwave and Wireless Corp. Lett. - 2004. - vol. 14. - № 9. - pp. 416-418.
11. Luchaninov A.I. Simulation of nonlinear effects of high temperature superconducting resonators and filters // A.I. Luchaninov, D.S. Gavva, E.V. Krikun / Telecommunications and Radio Engineering, 2013, Vol. 72, No. 9, pp. 829 – 840.
12. 28. Gavva D.S. Non-linear effects in configurable antenna / D. Gavva, E. Medvedev, O. Ivanova, E. Sharapova // Radioelectronics and Communications Systems, 2018, Vol. 61, No. 3, pp. 94–109.
13. S. Futatsumori, T. Hikage, and T. Nojima, Microwave superconducting reactiontype transmitting filter using split open-ring resonator, Electronics Lett. 42(7), 2006, 428–430.
14. Техноекологія та цивільна безпека. Частина «Цивільна безпека». Навчальний посібник / В.С. Стручок, – Тернопіль: ТНТУ ім. І.Пулюя, 2022. – 150 с.
15. Стручок В.С. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної бо та заочної (дистанційної) форм навчання / В.С.Стручок. — Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. — 156 с.
16. Дозорський В.Г., Дозорська О.Ф., Дедів Л.Є., Дедів І.Ю., Паньків І. М., Яворська Є.Б. Структура системи відбору біосигналів для задачі відновлення комунікативної функції людини. Вісник Хмельницького національного університету: технічні науки. – Хмельницький: редакція журналу "Вісник Хмельницького національного університету". – 2019. - №2(271) – с. 183-186.
17. Хвостівська Л.В., Осухівська Г.М., Хвостівський М.О., Шадріна Г.М., Дедів, І. Ю. Розвиток методів та алгоритмів обчислення періоду

стохастичних біомедичних сигналів для медичних комп'ютерно-діагностичних систем. Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування. /Категорія В/ 2019. Вип. 79. С. 78-84. doi: 10.20535/RADAR.2019.79.78-84.

18. Дозорська О.Ф., Яворська Є.Б., Дозорський В.Г., Дедів Л.Є. і Дедів І.Ю. Метод виявлення ознак основного тону в структурі електроміографічних сигналів для задачі компенсації порушеної комунікативної функції людини», Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (81), с. 56-64. doi: 10.20535/RADAR.2020.81.56-64.

19. Дедів І.Ю. Структурний синтез вібромасажної апаратури / О.В. Гевко, В.Г. Дозорський, Л.Є. Дедів, І.Ю. Дедів, О.Ф. Дозорська // Перспективні технології та прилади, № 20, Луцьк, 2022. – с. 23-31.

20. Mathematical and Algorithmic Support of Detection Useful Radiosignals in Telecommunication Networks. L. Khvostivska, M. Khvostivskyu, V. Dunets, I. Dediv. CEUR Workshop Proceedings. 2nd International Workshop on Information Technologies: Theoretical and Applied Problems, ITTAP 2022 Ternopil 22- 24 November 2022. Том 3309, с. 314-318.

21. Дедів І.Ю., Сверстюк А.С., Дедів Л.Є., Дозорський В.Г., Хвостівський М.О. Математичне моделювання, методи та програмне забезпечення опрацювання дихальних шумів у комп'ютерних аускультативних діагностичних системах: наукова монографія. Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. 126 с. ISBN 978-617-574-219-8.

22. Дедів Л.Є., Сверстюк А.С., Дедів І.Ю., Хвостівський М.О., Дозорський В.Г., Яворська Є.Б. Математичне та комп'ютерне моделювання електрокардіосигналів у системах голтерівського моніторингу: наукова монографія. Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2021. 120 с. ISBN 978-617-574-218-1.

23. Khvostivska L., Khvostivskiy M., Dunets V., Dediv I. (2023) Matematychnе, alhorytmichne ta prohramne zabezpechennia synfaznoho vyivlennia

radiosyhnaliv v elektronnykh komunikatsiinykh merezhakh iz zavadamy [Mathematical, algorithmic and software support of synphase detection of radio signals in electronic communication networks with noises]. Scientific Journal of TNTU (Tern.), vol. 111, no 3, pp. 48-57 [in Ukrainian].

24. Dozorskyi V., Dediv I., Sverstiuk S., Nykytyuk V., Karnaukhov A. The Method of Commands Identification to Voice Control of the Electric Wheelchair. Proceedings of the 1st International Workshop on Computer Information Technologies in Industry 4.0 (CITI 2023). CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine, June 14-16, 2023. P.233-240. ISSN 1613-0073. CEUR Workshop Proceedings. Ternopil, Ukraine.

25. Liliya Khvostivska, Iryna Dediv, Mykola Khvostivskyy, Leonid Dediv. Computer Tool for generating of Test Radio Signals for verification of the Radio Computer Systems Software. ADVANCED APPLIED ENERGY and INFORMATION TECHNOLOGIES 2021. Proceedings of the International Conference (Ternopil, 15-17 of December 2021.) / Ministry of Education and Science of Ukraine, Ternopil Ivan Puluj National Technical Universtiy [and other.]. – Ternopil : TNTU, Zhytomyr : «Publishing house “Book-Druk”» LLC, 2021. – P.200-205.

## ДОДАТКИ

**УДК 621.396.96**

**І.М. Недошитко, М.В. Багрій, Я.В. Мельник, І.Ю. Дедів, к.т.н., доц.**  
(Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна)

## **ЗАХИСТ ВІД КОМБІНОВАНИХ ЗАВАД ДЛЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

**I.M. Nedoshitko, M.V. Bahrii, Ya.V. Melnyk, I.Y. Dediv, Ph.D., Assoc. Prof.**  
**PROTECTION AGAINST COMBINED INTERFERENCE FOR RADIO LOCATION SYSTEMS**

Радіолокація являє собою галузь радіотехніки, що забезпечує отримання відомостей про об'єкти шляхом прийому та аналізу енергетичних, просторово-часових, поляризаційних та частотних параметрів електромагнітних коливань (радіохвиль). Сукупність одержуваних відомостей про об'єкти називають радіолокаційною інформацією. Для реалізації методів радіолокації створюються спеціальні радіотехнічні засоби, що називаються радіолокаційними станціями (РЛС). Сукупність кількох різнофункціональних РЛС (наприклад, далекоміра та радіовисотоміра) називають радіолокаційним комплексом.

Сучасний етап розвитку радіолокаційних систем характеризується наявністю широкого класу зовнішніх активних та пасивних завад, а також їх різноманітних комбінацій. Захист РЛС різного призначення від радіозавад є однією з найважливіших проблем, що виникають як при розробці, так і при використанні останніх. Ця проблема зумовлена насамперед збільшенням кількості радіоелектронної апаратури та різноманітністю виконуваних нею завдань, внаслідок чого зріс рівень взаємних завад. Завади створюються також промисловими підприємствами, електропобутовими приладами, а також методами і засобами радіопротидії, що використовують різні типи навмисних радіозавад, що знижують ефективність виділення корисних сигналів. Завадове становище, у якому доводиться працювати РЛС, характеризується наявністю комбіновано взаємодіючих різноманітних видів завад штучного і природного походження.

На сьогодні було розроблено та впроваджено у використання ефективні алгоритми та пристрої (оптимальні фільтри з постійними параметрами) подавлення завад із відомою апріорною інформацією. Для боротьби з РЛС використовують такі пристрої та алгоритми в засобах радіопротидії, що ґрунтуються на застосуванні комбінованих завад, параметри яких апріорі не визначені. Комбіновані завади є комбінаціями різних видів активних і пасивних завад і корисного сигналу, які поділяються на адитивні (частіше називають шумом, являє собою суму корисного сигналу, активної та пасивної завади), мультиплікативні (дія яких проявляється у нерегулярній зміні рівня сигналу), напівактивні (створюються опроміненням активними завадами пасивних відбиваючих структур).

Для боротьби з комбінованими радіозавадами розроблені та розробляються ефективні засоби їх фільтрації (подавлення). Фільтри, що використовуються для вирішення завдань подавлення завад можуть мати постійні параметри або бути адаптивними. Синтез фільтрів з постійними параметрами обов'язково ґрунтується на апріорних відомостях про сигнал і завади. Адаптивні фільтри мають властивість автоматично перебудовувати свої параметри, і при їх синтезі майже не потрібно апріорних відомостей про властивості сигналу і завади.

В дослідженнях проводиться розробка способу та алгоритму адаптивної фільтрації сигналів РЛС для подавлення комбінованих завад.