

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до виконання лабораторних робіт №5–№8

з дисципліни
"Технічна електродинаміка"

для студентів спеціальностей
172 «Телекомунікації та радіотехніка» (освітні програми
«Радіоелектронні апарати та засоби» та «Інтелектуальні технології
мікросистемної радіоелектронної техніки»)
усіх форм навчання

2019

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт №5-№8 з дисципліни "Технічна електродинаміка" для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» (освітні програми «Радіоелектронні апарати та засоби» та «Інтелектуальні технології мікросистемної радіоелектронної техніки») усіх форм навчання / Уклад.: Фарафонов О.Ю., Фурманова Н.І., – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2019. – 52 с.

Укладачі: Фарафонов Олександр Юрійович, канд. техн. наук, доцент;
Фурманова Наталія Іванівна, канд. техн. наук, доцент;

Рецензент: Малий Олександр Юрійович, канд. техн. наук, доцент

Відповідальний за випуск: Шило Галина Миколаївна, д.т.н., проф.,
зав. каф. ІТЕЗ

Затверджено
на засіданні кафедри ІТЕЗ
протокол № 1 від 28.08.2019 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФРЕТ
протокол № 1 від 02.09.2019 р.

ЗМІСТ

1. Напрявлений відгалужувач (Лабораторна робота № 5)....	4
2. Дослідження мікросмушкової лінії (Лабораторна робота № 6).....	15
3. Дослідження впливу якості обробки струмопровідного шару на величину втрат у прямокутному хвилеводі (Лабораторна робота № 7).....	30
4. Дослідження впливу зміщення фланців на експлуатаційні параметри прямокутного хвилеводу (Лабораторна робота № 8).....	43
Література.....	50
Додаток А Посібник користувача.....	51
Додаток Б.....	52

1 НАПРЯМЛЕНИЙ ВІДГАЛУЖУВАЧ (ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5)

Мета роботи - вивчити принцип дії, конструкції і дослідити основні характеристики напрямленого відгалужувача.

Студент повинен знати:

- призначення, принцип роботи напрямленого відгалужувача;
- основні характеристики напрямленого відгалужувача і їх залежність від частоти і конструктивних розмірів елементів зв'язку;
- конструкції напрямлених відгалужувачів у хвилеводному і смужковому виконанні та їх порівняльну характеристику.

Студент повинен уміти:

- підготувати апаратуру, що входить до складу лабораторної установки, до проведення досліджень;
- виконувати розрахунки конструктивних розмірів конструкцій напрямлених відгалужувачів;
- вимірювати основні параметри напрямленого відгалужувача (коефіцієнт перехідного ослаблення, коефіцієнт напрямленості).

1.1 Загальні відомості

Напрявлений відгалужувач призначений для відгалуження частини потужності з основного тракту в допоміжний, причому так, що напрямок розповсюдження потужності в допоміжному тракті залежить від напрямку розповсюдження в основному тракті. Відгалужувач складається з двох зв'язаних між собою ліній.

Розглянемо пристрій, що складається з відрізка основної передавальної лінії і відрізка допоміжної лінії, пов'язаної з основною лінією за допомогою двох паралельно включених зондів. Відповідна еквівалентна схема показана на рис. 1.1 а.

Роль реактивних елементів зв'язку (зондів) відіграють отвори між основною та допоміжною лініями. Якщо обидва зонди слабо пов'язані з основною лінією, то по відношенню до допоміжної лінії вони відіграють роль генераторів напруги (рис. 1.1 б).

Нехай в основній лінії має місце хвиля, що розповсюджується зліва направо від плеча 1 до плеча 2, тобто на кінці основної лінії включене ідеальне узгоджене навантаження. У допоміжній лінії кожен із зондів (генераторів) збуджує дві хвилі, що розповсюджуються в обох напрямках. Фаза коливань у перетині зонду 1 (рис.1.1 б) визначається фазою бігучої хвилі в основній лінії і відрізняється від фази коливань у перетині зонду 2 на величину $2\pi l/\lambda_b$, де l – відстань між зондами, λ_b – довжина хвилі в основній і допоміжній лініях.

У площину АА, що знаходиться в допоміжній лінії, приходять дві когерентні хвилі від першого та другого зондів, фазовий зсув яких складає $\Delta\varphi = 2\frac{2\pi l}{\lambda_b}$. Навпаки, в площину ВВ дві хвилі приходять в

однаковій фазі, тобто $\Delta\varphi = 0$, оскільки випередження по фазі, що мало місце в першому генераторі, компенсується запізненням при русі хвилі на відрізок лінії довжиною l .

Якщо вибрати відстань l рівною $\lambda_b/4$, то в площині АА (плече 3) хвилі будуть мати різницю фаз, рівну $\Delta\varphi = \pi$, тобто відбудеться повне знищення хвиль. По допоміжній лінії хвилі зможуть розповсюджуватися тільки в напрямку плеча 4. **Таким чином, в результаті розповсюдження по основній лінії хвилі у напрямку зліва направо у допоміжній лінії збуджується хвиля, яка розповсюджується у тому ж напрямку.** Якщо хвиля в основній лінії розповсюджується зправа наліво, відгалужена хвиля буде розповсюджуватися лише в напрямку до перетину АА (плече 3).

У разі, коли в основній лінії присутні як падаюча, так і відбита хвиля, в допоміжній лінії в плече 3 відгалужується сигнал, пропорційний потужності відбитої хвилі. Потужність сигналу, що приходить в плече 4, пропорційна потужності падаючої хвилі в основній лінії.

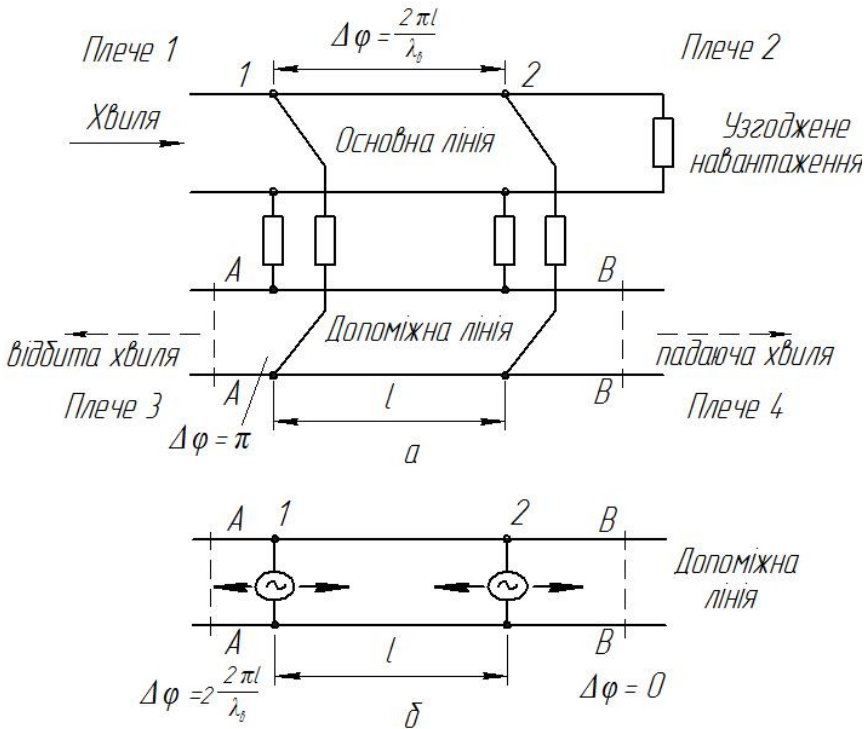


Рисунок 1.1 – Принцип дії напрямленого відгалужувача з двома зондами

Тим самим забезпечується напрямлене відгалуження, що дозволяє окремо реєструвати потужність падаючої і відбитої хвилі. Основними параметрами напрямленого відгалужувача є коефіцієнт перехідного ослаблення і напрямленість, а також робочий діапазон частот.

Перехідне ослаблення визначається із співвідношення, dB:

$$L_{\text{перех}} = 10 \lg P_{\text{над}} / P_{\text{відг.прям.}},$$

де $P_{\text{над}}$ – потужність хвилі, що розповсюджується по основному тракту в прямому напрямку;

*P*_{відг.прям.} – потужність, що відгалужена від падаючої хвилі в прямому напрямку.

Коефіцієнт напрямленості характеризує якість напрямленого відгалужувача. Його визначають із співвідношення, dB:

$$L_{напр.} = 10 \lg P_{відг.прям.} / P_{відг.звор.},$$

де *P*_{відг.звор.} – потужність, що відгалужена від падаючої хвилі у зворотному напрямку.

Типові значення *L*_{перех.} складають 20-30 dB, у допоміжний хвилевод при цьому відгалужується від 1 до 0.1% *P*_{над.}

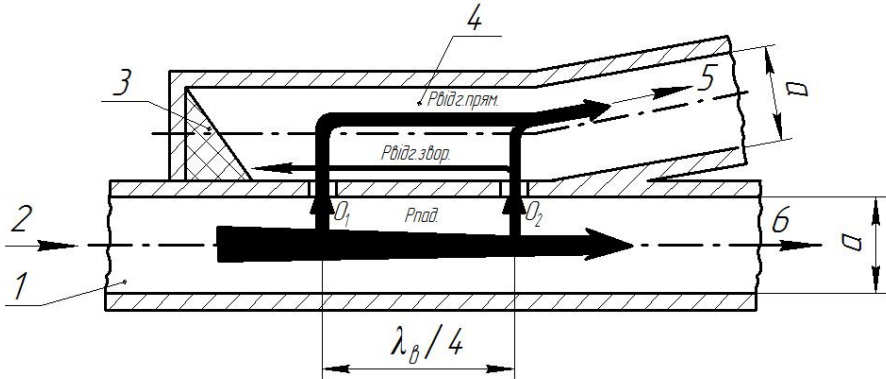
Важливою характеристикою напрямленого відгалужувача є залежність *L*_{перех.} і *L*_{напр.} від частоти. Якщо ці параметри залишаються постійними при зміні частоти на 1-2%, то відгалужувач вважається вузькосмуговим, якщо на 5-20% – широкосмуговим.

1.2 Конструкції напрямлених відгалужувачів

При конструюванні напрямлених відгалужувачів прагнуть забезпечити високий коефіцієнт напрямленості в усій заданій смузі частот. Такі відгалужувачі виконуються на основі хвилеводних, коаксіальних і смужкових ліній передачі. До одного з кінців допоміжної лінії приєднується узгоджене навантаження. Коаксіальні і смужкові напрямлені відгалужувачі застосовуються в основному в дециметровому діапазоні хвиль на низькому рівні потужності, а хвилеводні – головним чином у сантиметровому діапазоні хвиль на високому рівні потужності.

1.2.1 Хвилеводний напрямлений відгалужувач

Хвилеводний напрямлений відгалужувач виконується на хвилеводних лініях. За способом зв'язку основної і допоміжної лінії розрізняють однозв'язні й багатозв'язні напрямлені відгалужувачі. Конфігурація елементів зв'язку різноманітна – круглі та еліптичні отвори, прямокутні та хрестоподібні щілини та інші. Конструкція хвилеводного напрямленого відгалужувача з двома отворами зв'язку показана на рис. 1.2.



1 – основний хвильовод; 2 – від генератора НВЧ; 3 – узгоджене навантаження; 4 – допоміжний хвильовод; 5 – до індикатора відгалуженої хвилі; 6 – до навантаження основного хвильоводу;

O_1 і O_2 – отвори зв'язку основного і допоміжного хвильоводів.

Рисунок 1.2 – Хвильоводний напрямлений відгалужувач з двома отворами зв'язку

При розрахунку перехідного ослаблення його зручно подавати у вигляді двох доданків:

$$C = C_1 + C_2, \quad (1.1)$$

де C_1 визначає головну частину перехідного ослаблення, яка залежить від відносних розмірів отвору та товщини загальної стінки;

C_2 є поправочною величиною і залежить від відносної довжини хвилі, розмірів хвильоводу, розташування отвору зв'язку. Значення величини C_1 табульоване. Поправку C_2 визначають для кожного окремого випадку.

У разі круглого отвору зв'язку в спільній вузькій стінці двох паралельних хвильоводів перехідне ослаблення, дБ :

$$C_1 = -20 \lg \pi d^3 F_m / 12 a^3; \quad C_2 = 20 \lg \lambda_b / b, \quad (1.2)$$

де d - діаметр отвору зв'язку;

λ_b - довжина хвилі в хвилеводі;

a, b - розмір широкої й вузької стійок хвилеводу;

F_m - поправка за рахунок кінцевої товщини стінки хвилеводу :

$$F_m = 1 / \left[1 + 1.729 \operatorname{th} \left(0.92 \frac{2t/a}{d/a} \right) \right] - 1 / \left[1 + 1.729 \operatorname{cth} \left(0.92 \frac{2t/a}{d/a} \right) \right], \quad (1.3)$$

де t – товщина стінки.

Значення C_1 в залежності від d/a і t/a наведені в [13].

Напрявленість дводіркового відгалужувача не вдається зробити більш 20-25 dB. **Величина напрямленості швидко зменшується при відхиленні робочої довжини хвилі від розрахункової.** Це пояснюється тим, що в основі дії даного відгалужувача лежать інтерференція хвиль від двох дискретних елементів зв'язку. Відстань між ними має жорсткий зв'язок з довжиною хвилі. **Мала напрямленість та вузькосмуговість є недоліками дводіркового відгалужувача.**

Більш широке застосування знаходять інші конструкції напрямлених відгалужувачів, у тому числі однодіркові та багатодіркові, а також відгалужувачі щілинного типу. Багатодірковий відгалужувач при зв'язку хвилеводів через вузьку стінку можна розглядати як комбінацію декількох дводіркових відгалужувачів. Такий відгалужувач може працювати у значно ширшій смузі частот. Будова напрямленого відгалужувача з довгою щілиною вздовж широкої стінки хвилеводу показано на рис. 1.3.

Перехідне затухання у випадку вузької щілини зв'язку в спільній широкій стінці двох паралельних хвилеводів при $\varphi=45$ і $X = 0.25a$, dB:

$$C_1 = -20 \lg \pi^2 L^3 F_m / 48 a^3 \left(\ln \frac{4L/a}{W/a} \right); \quad C_2 = 2a \lg \left[\frac{a}{b} \left(\frac{a}{\lambda_b} + \frac{\lambda_b}{4a} \right) \right], \quad (1.4)$$

де L - довжина щілини зв'язку;

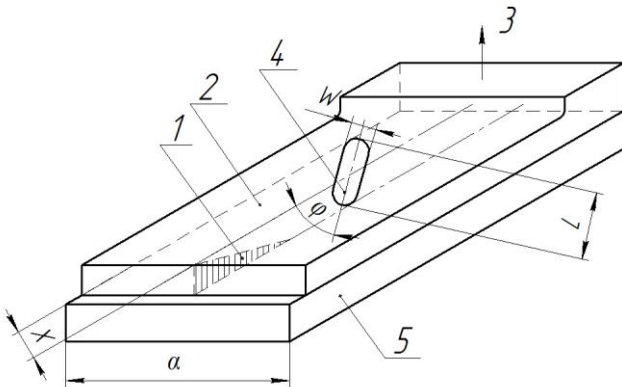
W - ширина щілини зв'язку;

Значення C_1 в залежності від L/a , t/a і a/W наведені в [13].

При $\varphi = 0$ і $X = 0.25a$, C_1 визначається виразом (1.4), а поправка має вигляд:

$$C_2 = 20 \operatorname{tg} \frac{\lambda_b}{b} \cos^2 \frac{\pi x}{a}.$$

При $X=0,25a$ і $\varphi = 45^\circ$ щілина зв'язку найбільш широкосмугова по перехідному ослабленню.



- 1 – узгоджене навантаження; 2 – допоміжний хвилевод; 3 – вихід до індикатора;
4 – щілина зв'язку; 5 – основний хвилевод.

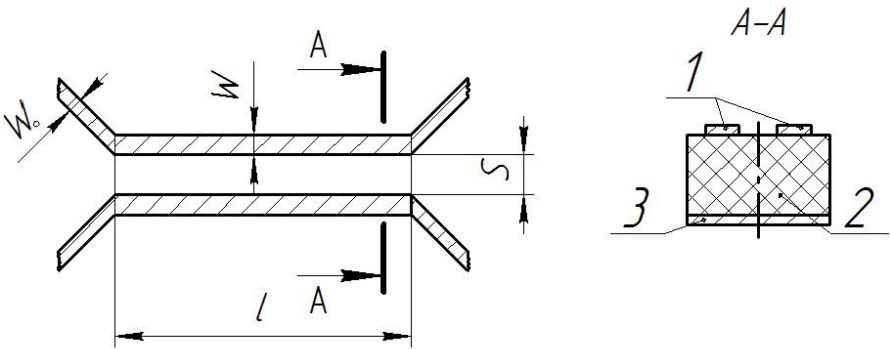
Рисунок 1.3 – Хвилеводний напрямлений відгалужувач з довгою щілиною зв'язку

Перевагами відгалужувача з довгою щілиною є широкосмуговість і висока напрямленість – близько 30-35 дБ. Недоліком відгалужувача є його значні габарити та маса.

1.2.2 Смушкові напрямлені відгалужувачі

Серед багатьох конструкцій напрямлених відгалужувачів на смушкових лініях найбільше розповсюдження одержали відгалужувачі із зв'язком по вузькому і широкому боках смушкових ліній. Конструкція смушкового напрямленого відгалужувача з боковим зв'язком показана на рис.1.4. Перехід високочастотної енергії

з основної лінії у допоміжну здійснюється за рахунок ємнісного та індуктивного зв'язків близько розташованих смужкових ліній. Довжина області зв'язку складає непарне число чвертей довжин хвиль, визначених у даних відрізках ліній. **Основною перевагою смужкових напрямлених відгалужувачів є їх мала вага та габарити, низька вартість.** До недоліків слід віднести низький рівень потужності, значні втрати.



1 – смужкові лінії; 2 – діелектрична підкладка; 3 – екран.

Рисунок 1.4 – Смушковий напрямлений відгалужувач на зв'язаних лініях з боковим зв'язком

1.3 Лабораторне завдання

1.3.1 Ознайомитися з апаратурою, що входить до складу лабораторної установки.

1.3.2 Дослідити залежність перехідного ослаблення від частоти хвилеводного багатодіркового напрямленого відгалужувача.

1.3.3 Дослідити залежність коефіцієнта напрямленості від частоти хвилеводного багатодіркового напрямленого відгалужувача.

1.3.4 Порівняти одержані експериментальні дані зі значеннями, наведеними в технічних умовах на досліджуваний тип напрямленого відгалужувача.

1.4 Опис лабораторної установки

Лабораторна робота виконується на експериментальній установці, до складу якої входять: генератор НВЧ, досліджуваний напрямлений відгалужувач, узгоджене навантаження, вимірювальний атенуатор, детекторна головка, індикатор.

1.5 Порядок виконання роботи

1.5.1 Зібрати лабораторну установку для дослідження залежності перехідного ослаблення від частоти згідно схеми, що наведена на рис. 1.5. Ввімнути апаратуру в мережу 220В, 50Гц.

1.5.2 Підготувати генератор НВЧ до роботи. Порядок роботи з генератором наведений в «Додатках до методичних вказівок», додаток А.

1.5.3 Установити початкове ослаблення вимірювального атенуатора 2 ($n_1 \approx 10$ dB) і відмітити показання індикатора 5.

1.5.4 Поміняти місцями детекторну головку і узгоджене навантаження. При цьому показання індикатора 5 зростає. Збільшуючи ослаблення вимірювального атенуатора 2, домогтися попередніх показів індикатора 5. Відмітити ослаблення, що вноситься вимірювальним атенуатором 2 (n_2). Коефіцієнт перехідного ослаблення, dB:

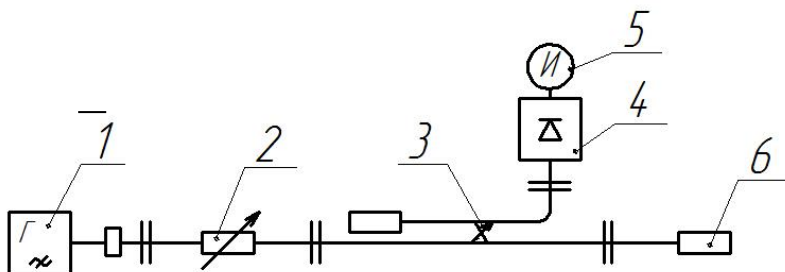
$$L_{\text{перех.}} = n_2 - n_1.$$

Вимірювання провести в діапазоні частот 9200-10000 МГц з інтервалом в 200 МГц. Одержані дані вимірювання занести до табл. 1.1.

Таблиця 1.1 – Дані вимірювань перехідного ослаблення

f, МГц	9200	9400	9600	9800	10000
$L_{\text{перех.}}$, dB					

1.5.5 Провести дослідження залежності коефіцієнта напрямленості від частоти. Для цього досліджуваний відгалужувач 3 (рис. 1.5) включити в зворотному напрямку.



1 – генератор; 2 – вимірювальний атенюатор; 3 – напрямлений відгалужувач, що досліджується; 4 – детекторна головка;
5 – індикатор; 6 – узгоджене навантаження.

Рисунок 1.5 – Схема установки для дослідження залежності перехідного ослаблення та напрямленості від частоти

1.5.6 Установити відліковий лімб вимірювального атенюатора 2 на мінімальне ослаблення n_1 . Відмітити показання індикатора 5.

1.5.7 Включити напрямлений відгалужувач в пряму напрямку. При цьому показання індикатора 5 зростає. Збільшуючи ослаблення вимірювального атенюатора 2, домогтися попередніх показань індикатора 5. Відмітити ослаблення, що вноситься вимірювальним атенюатором 2 (n_2). Коефіцієнт напрямленості, dB:

$$L_{\text{напр.}} = n_2 - n_1.$$

Вимірювання провести в діапазоні частот 9200-10000 МГц з інтервалом 200 МГц. Одержані дані вимірювання занести до табл. 1.2.

Таблиця 1.2 — Дані вимірювань напрямленості

f, МГц	9200	9400	9600	9800	10000
$L_{\text{напр.}}$, dB					

1.5.8 Побудувати графіки залежностей перехідного ослаблення і напрямленості від частоти відповідно до результатів вимірювань.

1.6 Зміст звіту

Звіт повинен містити:

- назву і мету роботи;
- стислі теоретичні відомості;
- схему експериментальної установки;
- результати вимірювань, зведені в табл. 1.1 – 1.2;
- графіки, побудовані за експериментальними даними;
- висновки про виконану роботу.

1.7 Контрольні питання

1.7.1 Призначення напрямленого відгалужувача та його основні параметри.

1.7.2 Принцип роботи напрямленого відгалужувача з двома отворами зв'язку у спільній вузькій стінці.

1.7.3 Конструкції хвилеводних напрямлених відгалужувачів і їх порівняльна характеристика (одnodірковий, багатодірковий, щілинний).

1.7.4 Пояснити залежність коефіцієнта напрямленості від частоти дводіркового напрямленого відгалужувача.

1.7.5 Зв'язок між електричними та конструктивними параметрами дводіркових напрямлених відгалужувачів.

1.7.6 Чому напрямленість дводіркового відгалужувача має мале значення?

1.7.7 Конструкція та принцип дії смужкового напрямленого відгалужувача, його переваги та недоліки.

1.7.8 Застосування напрямлених відгалужувачів.

1.7.9 Технологія виготовлення багатодіркових відгалужувачів.

[8], с.133 – 138, 271 – 278;

[9], с.273 – 285;

[10], с.133 – 156;

[13], с.588 – 590.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ МІКРОСМУЖКОВОЇ ЛІНІЇ (ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6)

Мета роботи – ознайомитися з конструкціями інтегральних ліній передачі та отримати практичні навички з розрахунку конструктивних параметрів мікросмужкових ліній з урахуванням конструктивно-технологічних обмежень.

Студент повинен знати:

- конструкції інтегральних ліній напруги;
- основні електричні та конструктивні параметри мікросмужкових ліній;
- причини втрат в мікросмужкових лініях;
- які функції виконує підкладка у мікросмужкових лініях; з яких міркувань вибирається матеріал підкладки;
- можливості сучасних технологічних методів при виготовленні смужкових провідників.

Студент повинен вміти:

- вибрати матеріал підкладки та провідників мікросмужкової лінії;
- розрахувати конструктивні розміри мікросмужкової лінії за заданим хвилевим опором;
- розрахувати допуски та конструктивні розміри, виходячи з вимог до допусків хвилевого опору;
- оцінити можливості реалізації розрахованих розмірів та допусків з урахуванням можливостей сучасних технологічних методів виготовлення смужкових провідників.

2.1 Загальні відомості

2.1.1 Інтегральні лінії передачі




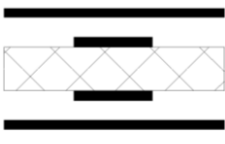
Основу всіх інтегральних схем НВЧ складають інтегральні лінії передачі (ІЛП), що мають малі розміри, зручні для монтажу активних елементів і використовуються для створення пасивних елементів схем.

В наш час розроблена велика кількість конструкцій ІЛП. Характеристики основних типів ІЛП наведені в табл. 2.1.

Вибір конструкції ЛПП повинен виконуватися з урахуванням ряду вимог:

- малі втрати;
- можливість серійного виробництва;
- простота налаштування;
- стабільність параметрів;
- малий об'єм і маса;
- низька вартість.

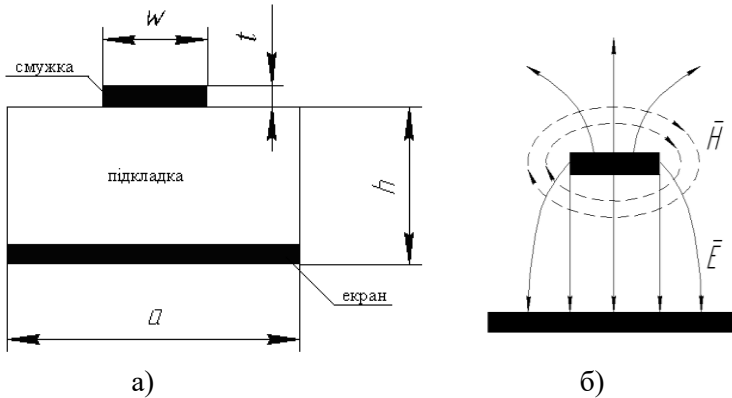
Таблиця 2.1 – Характеристики основних типів ЛПП

Тип лінії	Конструкція лінії	Переваги	Недоліки
Мікросмужкова ($\epsilon \geq 10$)		Дуже малі розміри, мала маса	Порівняно великі втрати, відсутність екранування
Щілинна		Проста конструкція, високий хвильовий опір	Порівняно великі втрати, відсутність екранування
Компланарна		Проста конструкція, високий хвильовий опір	Порівняно великі втрати, відсутність екранування
Високодобротна		Низькі втрати, високий хвильовий опір	Потребує кріплення, порівняно великі розміри

2.1.2 Мікросмужкова лінія передачі

Найбільш розповсюдженим типом ЛПП є мікросмужкова лінія (МСЛ). Вона використовується в гібридних і монолітних інтегральних схемах НВЧ діапазону. На відрізках МСЛ будують відгалужувачі,

фільтри, резонатори, подільники потужності тощо. МСЛ представляє собою несиметричну смужкову лінію, виконану на підкладці з великою діелектричною проникністю ($\epsilon \geq 10$). Конструкція МСЛ показана на рис. 2.1.



а – конструкція; б – структура Т-хвилі
Рисунок 2.1 – Мікросмужкова лінія

Основними електричними параметрами МСЛ є:

- робоча смуга частот;
- хвильовий опір;
- затухання;
- добротність;
- електрична міцність.

Конструктивними параметрами МСЛ є:

- ширина підкладки a ;
- товщина підкладки h ;
- товщина смужки t ;
- ширина смужки w .

Ширина підкладки a при теоретичних розрахунках припускається нескінченно великою. На практиці $a \geq 3w$.

Товщина смужки t для забезпечення малих втрат у провіднику складає не менше трьох товщин скін-шару.

Ширина смужки w для подавлення вищих типів хвиль має бути зменшена. Проте зменшення ширини смужки призводить до зростання втрат у провіднику.

Товщина підкладки h вибирається згідно з компромісними міркуваннями. Зменшення товщини підкладки забезпечує малі втрати на випромінювання, зниження вірогідності виникнення поверхневих хвиль, збільшення щільності монтажу. Проте при зменшенні товщини підкладки для збереження постійності хвильового опору необхідно зменшувати ширину смужки, що призводить до зростання втрат у провіднику і зниження добротності лінії. Крім того, при малих значеннях h і w потрібні досить жорсткі технологічні допуски для забезпечення заданих допусків на електричні параметри. Перші можуть виявитися важко реалізованими.

2.1.3 Підкладки НВЧ мікросхем

Підкладка є важливою складовою частиною лінії передачі і, відповідно, мікросхеми НВЧ, сконструйованої на основі даної лінії. **Характерною особливістю підкладки є те, що вона не тільки виконує функцію несучої основи для розміщення плівкових і навісних елементів, але і є середовищем для розповсюдження електромагнітних хвиль.** Тому від геометричних розмірів і властивостей матеріалу підкладки залежать електричні параметри МСЛ передачі. Підкладки повинні мати:

- малі втрати;
- високе значення діелектричної проникності ($\varepsilon \geq 10$);
- жорсткі допуски на лінійні розміри;
- велику теплопровідність;
- стійкість до механічних впливів;
- інертність до хімічних травників;
- незалежність діелектричної проникності і питомого опору від змін частоти і температури;
- низьку вартість.

Перерахованим вимогам у повній мірі не може відповідати будь-який матеріал, у зв'язку з цим в кожному конкретному випадку вибір підкладки повинен ґрунтуватися на компромісному рішенні.

Для підвищення ступеню інтеграції і з метою зниження втрат на випромінювання використовують підкладки з високим значенням ε . Проте при збільшенні ε можуть виникати поверхневі хвилі, посилюється залежність ε від температури, зростають вимоги до технологічних допусків. Вказані протиріччя примушують конструктора вибирати ε матеріалу підкладки з компромісних міркувань. Часто таким значенням є $\varepsilon \approx 10$.

Для зниження діелектричних втрат використовують підкладки з малим тангенсом кута діелектричних втрат ($tg\delta \approx 10^{-4}$). Отримання матеріалу з малими втратами пов'язане з проблемами забезпечення високої чистоти матеріалу.

Шорсткість поверхні підкладок суттєво впливає на величину втрат у провідниках і точність відтворення геометричних розмірів елементів НВЧ мікросхем.

Вплив шорсткості підкладки на втрати в провідниках МСЛ пояснюється тим, що внутрішня поверхня провідника, яка прилягає до підкладки, практично повторює рельєф підкладки.

Якщо висота мікронерівностей підкладки перевищує глибину скін-шару, це призводить до збільшення довжини шляху протікання поверхневого струму, а відповідно, і до збільшення активних втрат у провіднику.

Зі збільшенням частоти глибина скін-шару зменшується і, відповідно, шорсткість поверхні в більшій мірі впливає на величину втрат.

Для зниження втрат в провідниках висота мікронерівностей не повинна перевищувати половини глибини скін-шару.

Підкладки НВЧ мікросхем представляють собою прямокутні пластини рекомендованих розмірів: 48x60; 24x60; 30x48; 24x30; 15x25; 12x15 мм. Товщини підкладок обираються з ряду 0,25; 0,5; 1,0; 1,5; 2,0 мм.

Найбільше розповсюдження в МСЛ отримали керамічні матеріали: полікор, А-996, ГМ, 22ХС, сапфірит, серед яких найкращі характеристики має полікор – полікристалічний корунд. В табл. 2.2 наведені дані по фізико-механічним властивостях підкладок ГС НВЧ.

Таблиця 2.2 – Властивості матеріалів підкладок ГІС НВЧ [12]

Матеріал		Густина, г/см ³	ТКСР при температурі 20...200°C $\alpha \times 10^{-7}$, 1/°C	Теплопровідність при температурі 20°C, Вт/(м×°C)	Діелектрична проникність на частоті 10 ¹⁰ Гц при температурі 20...300°C	Тангенс кута діелектричних втрат на частоті 10 ¹⁰ Гц при температурі 20...300°C, $tg\delta \times 10^{-3}$
Сітал	СТ-32-1	3,19	32	1,045	10	3...5
	СТ-38-1	2,9	38	1,31	7,25...7,5	2...10
	СТ-50-1	2,65	50	-	8,2	50
Кераміка	Полікор	4,0	75	25...37,7	9,6±0,2	0,2...0,5
	Сапфір	3,93	66,6	23	11,4 (вісі) 13,2 (вісі ⊥)	- 1
	Сапфіріт	3,96	62	21...25	9,3...10,1	1..1,1
	ГМ	4	64	21...25	9,5..10	0,5...1,2
	22ХС	3,65	60	13,1	9,2...9,4	10
Брокеріт	2,90	60	210	6,4...6,6	2...5	
Ферити	10СЧ-6	5,02	49...61	2,59	13,8...16,3	70
	30СЧ-6	3,9	50...78	-	8,5...10,5	20

Кераміка широко використовується для виготовлення підкладок НВЧ мікросхем. Проте не кожний вид керамічних матеріалів може найбільш повно задовольнити вимогам, які пред'являються до підкладок.

Широке розповсюдження отримала глиноземна кераміка з високим вмістом окису алюмінію. Вона має діелектричну проникність близько 9,7, що дозволяє значно зменшити розміри схеми.

В порівнянні з берилієвою керамікою і титанатом барію, кераміка на основі окису алюмінію має кращі властивості: низькі діелектричні втрати, невеликі зміни діелектричних параметрів ϵ і $tg\delta$ зі зміною температури, високу стабільність у часі.

Полікор – кераміка, що містить 99,7% і вище оксиду алюмінію Al_2O_3 . Полікор представляє собою кристалічний високоглиноземистий

корундовий матеріал, який характеризується мінімальною пористістю (менше 0,5%), а також підвищеною хімічною і термічною стійкістю.

Полікорові підкладки випускаються розміром 48x60; 24x30 мм товщиною 0,5 і 1 мм і мають клас шорсткості поверхні від 8 до 14.

Сапфір представляє собою монокристалічний окис алюмінію з вмістом Al_2O_3 99,6%. Він буває природним і штучним. Останній отримують орієнтованим витягуванням по методу Чохральського. Сапфір має гарні механічні і фізичні властивості. Властивості штучного сапфіра залежать від напрямку вимірювання: перпендикулярно чи паралельно вісі кристала.

Монокристалічний сапфір має ряд переваг у порівнянні з полікристалічним. Цей діелектрик більш однорідний за своїми властивостями, має високу густину. Його поверхня може бути оброблена до високого класу шорсткості (14). Тому сапфір використовують в тих випадках, коли необхідна висока точність і найбільша однорідність електричних властивостей. Сапфір випускається у вигляді пластин діаметром до 100 мм.

Берилієва кераміка має гарні діелектричні властивості і відмінну термічну провідність, але вона складно оброблюється. Крім того, пил, що виникає при механічній обробці, є токсичним, що шкідливо для здоров'я і призводить до більших витрат на створення засобів техніки безпеки. Берилієва кераміка може використовуватися для створення високопотужних НВЧ мікросхем.

Кераміка на основі окису берилію з вмістом BeO має назву «Брокерит».

Ферити представляють собою клас матеріалів, в яких вдало поєднуються властивості напівпровідників, діелектриків і феромагнетиків. Тому їх використання в якості підкладок ГІС НВЧ дозволяє створити новий вид пристроїв, у яких можливе керування властивостями через використання зовнішнього поля.

Феритові елементи можуть служити складовою частиною комбінованої плати, що представляє собою діелектричну основу, яка містить активні магнітні зони.

За своєю структурою ферити можуть бути моно- і полікристалічними. Відмінною рисою феритів є високий питомий електричний опір і відносно низькі діелектричні втрати. За характером залежності електроопору від температури ферити аналогічні напівпровідникам. Ферити мають високу магнітну проникність.

За своїми фізико-механічними властивостями ферити добре задовольняють вимогам, що пред'являються до підкладок ГС НВЧ. Вони мають високу механічну міцність і густину, відповідно, їх поверхня може бути оброблена до високого класу шорсткості (12...13). Ферити є термостійкими матеріалами, що дозволяє отримувати на їх поверхні стабільні плівкові структури. Діелектрична проникність феритів вища, ніж у інших діелектричних матеріалів ($\varepsilon = 13...15$), величина тангенса кута діелектричних втрат складає $tg\delta = (2...7) \cdot 10^{-3}$.

Феритові підкладки отримують штучним способом шляхом спікання окисів певних металів і окисів заліза.

В наш час випускаються підкладки з марок феритів 10СЧ-6, 30СЧ-6, 40СЧ-2 та інших, розміром 60×48 мм, товщиною 1 і 2мм.

Сітали представляють собою склокристалічні матеріали на основі окисів металів: літію, алюмінію, кальцію, магнію, титану, кремнію та ін. Сітал відрізняється від скла наявністю однорідної і розвинутої кристалічної структури, яка займає від 50 до 90% всього об'єму. Завдяки наявності кристалічної фази сітал має кращі, в порівнянні зі склом, фізико-механічні властивості.

Сітали в декілька разів міцніші скла, а також більшості керамічних матеріалів, але їм не властива в'язкість, вони є крихкими матеріалами. Сітали мають добрі термічні властивості: низький коефіцієнт лінійного розширення і високу термостійкість. Діелектричні втрати в сіталах визначаються складом і структурою кристалічної фази, а також наявністю скловидної фази. Тангенс кута діелектричних втрат для різних видів сіталів складає $(2...50) \cdot 10^{-4}$.

У виробництві НВЧ мікросхем сітали використовуються у вигляді пластин розміром 60×48 мм, товщиною 0,5 і 1 мм.

2.1.4 Розрахунок конструктивних параметрів МСЛ

Теоретичний аналіз параметрів МСЛ складний, оскільки в лінії з тих або інших причин немає «чистої» Т-хвилі. Крім того, на електричні параметри впливає сукупність виробничих чинників, наведених на рис.2.1. Це призводить до труднощів точнісного дослідження МСЛ. На рис.2.2 показані конструктивно-технологічні параметри, що залежать від виробничих чинників, і тим самим

визначають точність забезпечення заданих електричних параметрів лінії.

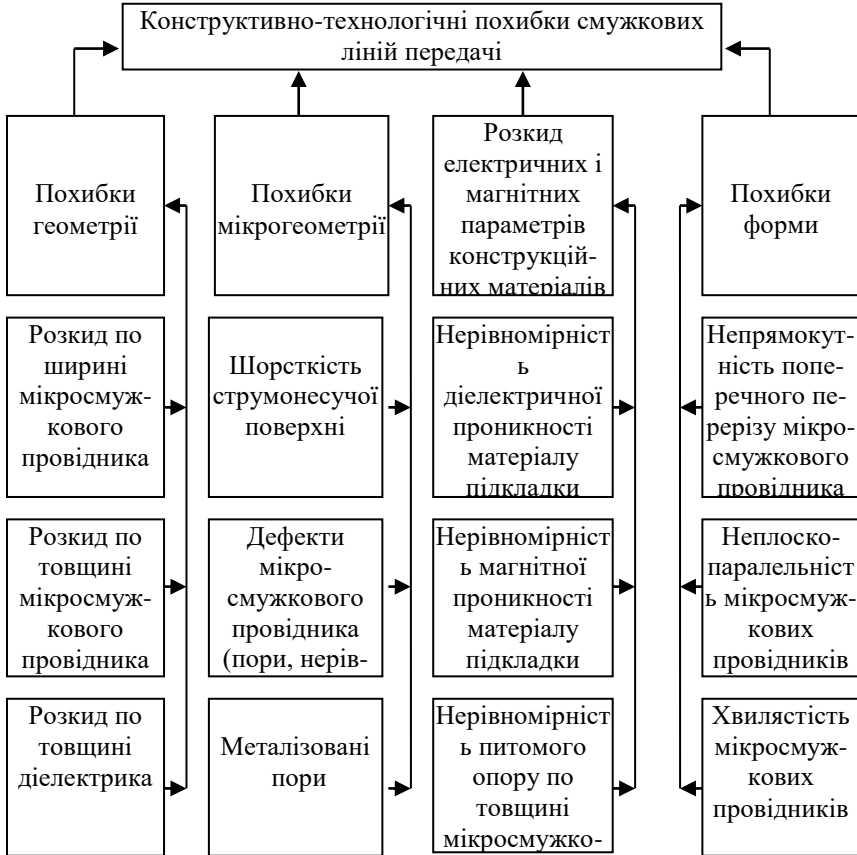


Рисунок 2.2 – Класифікація конструктивно-технологічних похибок смужкових ліній передачі

При аналізі МСЛ використовуються математичні моделі різних рівнів точності. В низькочастотній області ($f \leq 3$ ГГц) можливе

використання спрощених моделей, наприклад, квазістатичних, що в більшості практичних випадків дає прийнятну точність. В даній роботі використовується модель, що дає точність в межах 1%, якщо $W/h > 0.4$, і 3%, якщо $W/h < 0.4$

Хвильовий опір неекранованої МСЛ визначається виразом:

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon} \frac{W}{h} \left(1 + 1,735 \varepsilon^{-0,0724} \left(\frac{W}{h} \right)^{-0,836} \right)}, \text{ Ом} \quad (2.1)$$

де h – товщина діелектричної підкладки, мм;

ε – відносна діелектрична проникність матеріалу підкладки;

W – ширина смужки МСЛ, мм.

Аналітичні і експериментальні дослідження МСЛ показали, що найбільший вплив на величину хвильового опору Z_0 надають похибки виконання двох конструктивних параметрів: W і h (рис. 2.3).

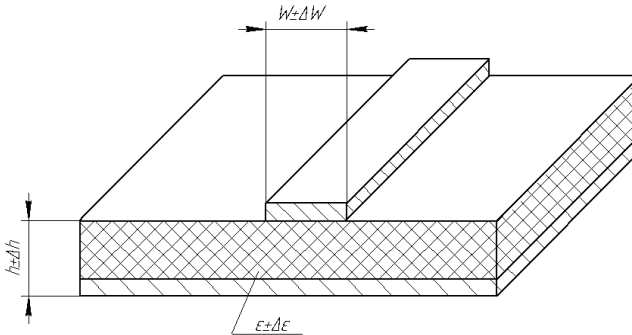


Рисунок 2.3 – Конструкторсько-технологічні параметри МСЛ

При заданому значенні Z_0 МСЛ конструюють, як правило, варіюючи параметрами W і h . Тому частіше за все електричні

параметри МСЛ, в тому числі і хвильовий опір, визначається через співвідношення W/h .

Як впливає з виразу (2.1), хвильовий опір МСЛ Z_0 залежить від трьох параметрів ε , h і W , причому останні два параметри входять у формулу для визначення Z_0 у вигляді відношення W/h .

Виразимо вказане відношення через x :

$$x = \frac{W}{h}. \quad (2.2)$$

Підставимо (2.2) в (2.1) і виразимо x :

$$x(1 + 1,735\varepsilon^{-0.0724}x^{-0.836}) = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon Z_0}}. \quad ..(2.3)$$

Після перетворення виразу отримаємо:

$$x + 1,735\varepsilon^{-0.0724}x^{0.164} - \frac{377}{\sqrt{\varepsilon Z_0}} = 0. \quad (2.4)$$

Для розв'язку рівняння (2.4) застосовуємо метод Ньютона.

Метод Ньютона полягає в послідовному наближенні до шуканого значення кореня із заданою точністю σ . Кожний подальший $k + 1$ корінь рівняння визначається за формулою:

$$x_{k+1} = x_k - \frac{F(x_k)}{F'(x_k)}, \quad (2.5)$$

де $F(x_k)$ - значення функції для попереднього (k -го) значення кореня;

$F'(x_k)$ - значення похідної функції для попереднього (k -го) значення кореня;

x_k , x_{k+1} - попереднє і подальше значення кореня.

Для існуючої залежності:

$$x_{k+1} = x_k - \frac{x + 1,735\varepsilon^{-0.0724}x^{0.164} - \frac{377}{\sqrt{\varepsilon Z_0}}}{1 + 1,735\varepsilon^{-0.0724}x^{-0.836} \cdot 0,164}. \quad (2.6)$$

Умовою застосовності коренів рівняння є співвідношення:

$$|x_{k+1} - x_k| - \sigma < 0, \quad (2.7)$$

де σ - границя точності.

Початкове значення кореню може бути прийнятим рівним $x_k = 0.5$.

Блок-схема алгоритму для проведення розрахунків за методом Ньютона наведена на рис. 2.4.

Для конструкторських розрахунків параметрів мікросмужкової лінії розроблена програма MPL-EXE.

2.2 Лабораторне завдання

2.2.1 Користуючись рекомендованою літературою та даними методичними вказівками, ознайомитися з основними конструкціями інтегральних ліній передачі, їх електричними характеристиками та конструктивними параметрами.

2.2.2 Відповісти на контрольні запитання.

2.2.3 Використовуючи програму MPL-EXE, розрахувати розмір смужкового провідника та його допуск згідно з варіантом. Вихідні дані для розрахунку наведені в табл.2.3. Посібник користувача програмою наведене у додатку А.

2.2.4 Результати розрахунків занести до табл.2.4.

2.2.5 За результатами розрахунків зробити висновки щодо можливості реалізації розрахованих розмірів та допусків МСЛ з

урахуванням можливостей технологічних методів виготовлення смужкових провідників, що наведені у додатку Б.

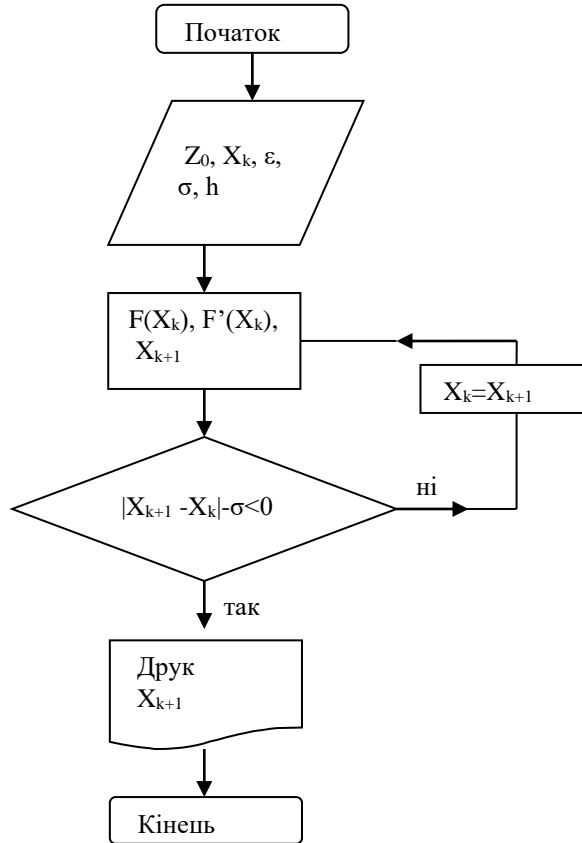


Рисунок 2.4 – Блок-схема алгоритму за методом Ньютона

Таблиця 2.3 – Вихідні дані для розрахунку МСЛ

№ ва- ріан- та	Хвильо- вий опір, Ом	Допуск на хви- льовий опір, %	Матеріал підкладки	Товщина підклад- ки, мм	Діелект- рична проник- ність
1	30; 50; 150	5; 10	Сітал СТ-32	0,5; 1,0	10±0,3
2	20; 50; 75	5; 10	Сітал СТ-38	0,5; 1,0	7,25±0,25
3	30; 50; 75	5; 10	Кераміка ВГ-IV	0,5; 1,0	9,3±0,5
4	150; 30; 75	5; 10	Полікор	1,0; 1,5	9,6±0,2
5	50; 30; 150	5; 10	Сапфіріт	1,0; 1,5	9,5±0,2
6	75; 30; 150	5; 10	Кераміка 22ХС	1,0; 1,5	9,3±0,3
7	20; 50; 150	5; 10	ФЛАН-16	2,0; 1,0	16±0,8
8	30; 50; 150	5; 10	ФЛАН-10	2,0; 1,0	10±0,5

Таблиця 2.4 – Результати розрахунків розмірів провідників МСЛ

Z, Ом	Z ₁				Z ₂				Z ₃			
h, мм	h ₁		h ₂		h ₁		H ₂		h ₁		h ₂	
W, мм												
±ΔZ, %	5	10	5	10	5	10	5	10	5	10	5	10
±Δ W, мм												

2.3 Зміст звіту

Зміст повинен містити:

- назву роботи;
- стислі теоретичні відомості;
- результати розрахунків у вигляді табл. 2.4;

– висновки щодо можливостей виконання розрахованих розмірів та допусків з урахуванням можливостей технологічних методів виготовлення смужкових провідників.

2.4 Контрольні запитання

2.4.1 Перелічіть основні конструкції інтегральних ліній передачі і дайте їм порівняльну характеристику.

2.4.2 Які труднощі виникають при аналізі характеристик МСЛ передачі?

2.4.3 Перелічіть основні електричні характеристики та конструктивні параметри МСЛ передачі.

2.4.4 З яких міркувань обираються конструктивні розміри МСЛ передачі (w , t , h)?

2.4.5 Чи впливає технологія виготовлення МСЛ передачі на її електричні параметри?

2.4.6 Назвіть причини втрат в МСЛ передачі. З чим вони пов'язані?

2.4.7 Як впливає шорсткість підкладки на втрати в МСЛ передачі? З яких міркувань призначається параметри шорсткості?

2.4.8 Назвіть основні виробничі чинники, що впливають на точність електричних параметрів МСЛ.

2.4.9 Які функції виконує підкладка в МСЛ?

2.4.10 З яких міркувань обирається матеріал підкладки МСЛ?

[8], с.239 – 246;

[10], с.10 – 24, 34 – 44;

[11], с.44 – 54.

З ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ЯКОСТІ ОБРОБКИ СТРУМОПРОВІДНОГО ШАРУ НА ВЕЛИЧИНУ ВТРАТ У ПРЯМОКУТНОМУ ХВИЛЕВОДІ (ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 7)

Мета роботи - дослідити залежність втрат енергії в прямокутному хвилеводі від чистоти обробки струмопровідного шару і речовини, що заповнює порожнину хвилеводу, а також режиму роботи лінії передачі.

Студент повинен знати:

- причини втрат енергії в лініях передач НВЧ;
- вплив чистоти обробки струмопровідних поверхонь на втрати у хвилеводі;
- вплив провідності металів на глибину скін-шару і активні втрати у хвилеводі;
- способи захисту струмопровідних поверхонь хвилеводу від корозії;
- методи вимірювань втрат у лініях передачі НВЧ.

Студент повинен уміти:

- розрахувати глибину скін-шару і поверхневий опір;
- визначити втрати в стінках хвилеводу в залежності від чистоти обробки поверхні, частоти, розмірів і матеріалу хвилеводу;
- визначити втрати в діелектрику, що заповнює хвилевод;
- визначити втрати в коаксіальному кабелі;
- призначити значення параметрів шорсткості струмопровідних поверхонь.

3.1 Загальні відомості

Процес передачі електромагнітної енергії за допомогою хвилеводних ліній завжди супроводжується втратами енергії, причинами виникнення яких є:

- кінцева провідність матеріалу струмопровідного шару, що суттєво залежить від технології виготовлення хвилеводних ліній;
- нерівність нулю уявної частини комплексної діелектричної проникності речовини, що заповнює порожнини хвилеводу;

- випромінювання енергії через конструкційні та технологічні отвори, щілини у фланцях;
- наявність неоднорідностей в лінії, що призводить до відбиття енергії та трансформації основної хвилі у хвилі вищих типів;
- розряд при високих напруженостях електричного поля.

Постійний струм розповсюджується по провідниках по всьому розрізу. Змінний струм внаслідок поверхневого ефекту віджимается до поверхневого шару провідника. При цьому, чим вища частота струму, тим меншої товщини поверхневий шар провідника бере участь у передачі електричної енергії. Глибина скін-шару – це відстань від поверхні провідника, на якій густина поверхневого струму зменшується в e раз ($e=2,72$). Вона визначається за формулою:

$$d = \sqrt{\frac{2}{\mu\mu_0\sigma\omega}}, \quad (3.1)$$

де μ - відносна магнітна проникність поверхневого шару;

μ_0 - магнітна постійна вакууму, рівна $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;

σ - провідність поверхневого шару, См/м;

ω - частота струму, 2π Гц.

Опір поверхневого шару пов'язаний з глибиною скін-шару та його провідністю наступним співвідношенням, Ом:

$$R_{но\sigma} = \frac{1}{\sigma d}. \quad (3.2)$$

Отже, електромагнітні характеристики матеріалу поверхневого шару провідника і якість його обробки будуть визначати втрати енергії в ньому при високих частотах, що особливо відчутно в сантиметровому і міліметровому діапазонах хвиль.

Якщо висота мікронерівностей дорівнює чи перевищує глибину скін-шару (рис. 3.1), то в такому разі фактичний шлях протікання НВЧ струму l_ϕ буде значно більшим довжини провідника l . Це призводить до збільшення поверхневого опору, а, отже, і активних втрат у поверхневому шарі провідника.

На практиці для зменшення впливу шорсткості струмопровідних поверхонь на втрати енергії висота мікронерівностей має бути не більшою половини глибини скін-шару.

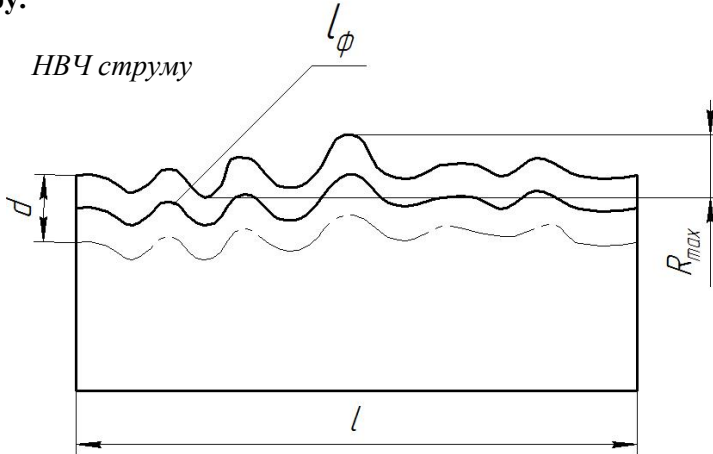


Рисунок 3.1 – Збільшення фактичної довжини шляху протікання НВЧ струму по шорсткій поверхні провідника

Втрати енергії в лінії звичайно характеризуються погонним згасанням α . Для регулярного прямокутного хвилеводу, збудженого основним типом хвилі H_{10} , значення α при висоті гребінців мікронерівностей $R < d$ глибини скін-шару може бути визначено за формулою, дБ/м:

$$\alpha = \frac{0.793 \left[1 + \frac{2a}{b} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{b \sqrt{\sigma \lambda \left[1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}}, \quad (3.3)$$

де a, b - розміри поперечного розрізу хвилеводу, м;
 λ - довжина хвилі у вільному просторі, м;

σ - питома провідність, См/м.

Якщо внутрішня поверхня оброблена недостатньо якісно і висота мікронерівностей $R \geq d$, формула для розрахунку погонного згасання набуває вигляду, дВ/м:

$$\alpha = \frac{0.793 \left[K_2 + \frac{2b}{a} K_1 \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right] K_3}{b \sqrt{\sigma \lambda \left[1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}}, \quad (3.4)$$

де

$$K_1 = \frac{2a_1 (\text{з урахуванням шорсткості стінок})}{2a_2 (\text{без урахування шорсткості стінок})};$$

$$K_2 = \frac{2b_1 (\text{з урахуванням шорсткості стінок})}{2b_2 (\text{без урахування шорсткості стінок})};$$

K_3 – коефіцієнт, що враховує шорсткість стінок у поздовжньому напрямі.

Значення коефіцієнтів K_1 , K_2 , K_3 наведені в [3].

Корозія матеріалу струмопровідної поверхні хвилеводу призводить також до виникнення мікронерівностей, значення яких може змінюватися в процесі експлуатації.

Значний вплив на згасання справляє корозія струмопровідних поверхонь хвилеводів. Окиси, що утворюються на поверхні металу, мають малу питому провідність, що призводить до зростання теплових втрат.

Одним із засобів захисту від корозії струмопровідних поверхонь хвилеводів є електролітичне осадження шару срібла або покриття спеціальний лаком. У цьому випадку на внутрішній поверхні хвилеводу утворюється діелектрична плівка, яка захищає метали від окиснення. Проте вона сама сприяє деякому збільшенню втрат енергії.

Погонне згасання в захисному шарі може бути розраховано за формулою, дВ/м:

$$\alpha = 0.364 \frac{fdtg\delta}{b\varepsilon} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}, \quad (3.5)$$

де d - товщина плівки, м;

ε - відносна діелектрична проникність плівки;

$tg\delta$ - тангенс кута діелектричних втрат речовини плівки;

a, b - розміри поперечного розрізу хвилеводу, м;

λ - довжина хвилі у вільному просторі, м.

Інколи порожнина хвилеводу заповнюється діелектриком, що має певне значення діелектричних втрат. Погонне затухання енергії в діелектрику може бути розраховане за формулою, дВ/м:

$$\alpha = \frac{27.30\sqrt{\varepsilon}tg\delta}{\lambda\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a\sqrt{\varepsilon}}\right)^2}}. \quad (3.6)$$

Тут λ і a підставляються в метрах.

Наявність неоднорідності в лінії викликає появу відбитої хвилі, а відповідно, і зменшення енергії, що передається. Величина втрат в цьому випадку може бути визначена за формулою, дВ:

$$\alpha = 10 \lg \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (3.7)$$

де $|\Gamma|$ – модуль коефіцієнта відбиття для даної неоднорідності.

За умови добре підібраних фланців втрати на випромінювання через щілини досить малі. Проте часто хвилеводні лінії мають технологічні отвори (для відкачки хвилеводу, продуву), що випромінюють НВЧ-енергію. Величина втрат енергії в цьому випадку може бути визначена через коефіцієнт зв'язку K , значення якого для вузької і широкої стінок відрізняється.

Електрична міцність отворів у вузькій стінці значно вища, ніж у широкій, тому подібне розташування отворів використовуються частіше. Відповідно втрати, пов'язані з випромінюванням, можуть бути розраховані за формулою, dB:

$$\alpha = 20 \lg \frac{\pi D^3 \lambda}{160 d^3 b} \exp - \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{\lambda^2}{3D^3} - 1}, \quad (3.8)$$

де D - діаметр отвору, м;

d - товщина стінки, м.

Електричний розряд у хвилеводі, який виникає при напруженості електричного поля, що перевищує розрядну (допустиму), також є причиною втрат енергії. На практиці цього намагаються не допускати, тому що перевантаження генератора і спотворення сигналу небезпечніші, ніж втрати енергії.

Погонні втрати в коаксіальній лінії залежать від співвідношення між діаметрами зовнішнього і внутрішнього провідників, електромагнітних параметрів діелектрика і матеріалу провідників. Втрати в коаксіальній лінії розраховуються за формулою, dB/м :

$$\alpha = \frac{1.98 \cdot 10^{-5} \sqrt{f\varepsilon} \left(\frac{\sqrt{\mu_a \rho_a}}{d} + \frac{\sqrt{\mu_b \rho_b}}{D} \right)}{\lg \frac{D}{d}} + 9,08 \cdot 10^{-8} f \sqrt{\varepsilon} \cdot \operatorname{tg} \delta, \quad (3.9)$$

де f – частота струму, Гц;

ε – відносна діелектрична проникність середовища;

μ_a , μ_b - відносна магнітна проникність матеріалу внутрішнього і зовнішнього провідників;

ρ_a , ρ_b – питомий опір матеріалу внутрішнього і зовнішнього провідника, Ом·мм /м;

D , d - відповідно діаметри зовнішнього і внутрішнього провідників, мм;

$\operatorname{tg} \delta$ – тангенс кута діелектричних втрат.

3.2 Лабораторне завдання

3.2.1 Ознайомитися з апаратурою, що входить до складу лабораторної установки.

3.2.2 Провести виміри і визначити втрати у хвильовідній лінії в залежності: від чистоти обробки струмопровідної поверхні; від параметрів речовини, що заповнює внутрішню порожнину хвильоводу.

3.2.3 Виміряти погонні втрати в коаксіальній лінії.

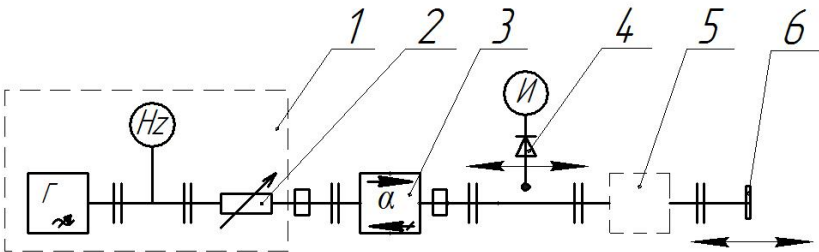
3.2.4 Порівняти результати експерименту з розрахунковими даними.

3.3 Опис лабораторної установки

Лабораторна робота виконується на експериментальній установці, до складу якої входять генератор НВЧ-сигналів, феритовий вентиль, вимірювальна лінія, набір випробуваних хвильовідних секцій, трансформатор повних опорів, коаксіально-хвильовідний перехід, узгоджене навантаження, короткозамикач.

3.4 Порядок виконання роботи

3.4.1 Зібрати лабораторну установку відповідно до схеми, що наведена на рис. 3.2.



1 – генератор; 2 – атенюатор; 3 – феритовий вентиль; 4 – вимірювальна лінія; 5 – секція, яка випробується; 6 – коротко-закриваючий поршень.

Рисунок 3.2 – Схема установки для вимірювання величини втрат

3.4.2 Встановити атенюатори в крайнє праве положення, що відповідає найбільшому ослабленню сигналу.

3.4.3 Після перевірки викладачем схеми, включити генератор НВЧ і дати йому прогрітися протягом 5 хв.

3.4.4 Установити частоту сигналу, задану викладачем. Порядок роботи з генератором наведений в «Додатках до методичних вказівок», додаток А.

3.4.5 Виміряти довжину хвилі у хвилеводі λ_b і коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ), необхідні для визначення погонних втрат в секції № 1 - відрізка гладкого хвилеводу розрізом 23x10 мм. Для цього хвилевод на виході замкнути короткозамикаючою секцією і за допомогою атенюаторів встановити такий рівень НВЧ - потужності, щоб показання індикатора, включеного в коло детектора вимірювальної лінії, не виходило за межі робочої частини шкали в пучності (максимумі) стоячої хвилі.

Переміщуючи зонд уздовж вимірювальної лінії, виміряти відстань між двома сусідніми вузлами (мінімумами). Довжина хвилі у хвилеводі λ_b рівна подвоєній відстані між двома сусідніми вузлами. Встановити зонд вимірювальної лінії у вузол стоячої хвилі і відмітити показання індикатора α_{\min} , після цього, переміщуючи зонд вправо від вузла на відстань, що відповідає подвоєному значенню показу індикатора у вузлі $2\alpha_{\min}$, визначити значення l (рис. 3.3.а). При вимірюванні l необхідно користуватися індикатором годинникового типу (ціна поділки шкали 0.01 мм). Вважаючи режим роботи детектора квадратичним, розрахувати значення КСХ за формулою:

$$КСХ = \frac{\lambda_b}{2\pi l}. \quad (3.10)$$

Якщо напруга в мінімумі мала і її важко виміряти, то для визначення КСХ можна виміряти напругу в двох точках вимірювальної лінії, як показано на рис. 3.3.б, і розрахувати його за формулою:

$$K_{CX} = \sqrt{\frac{\left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 \cdot \cos^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_b} l_1\right) - \cos^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_b} l_2\right)}{\sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_b} l_2\right) - \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 \cdot \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda_b} l_1\right)}}. \quad (3.11)$$

Погонні втрати розраховуються за формулою, дБ/м :

$$\alpha = \frac{1}{L} \cdot 10 \lg \frac{K_{CX} + 1}{K_{CX} - 1}, \quad (3.12)$$

де L - довжина випробуваної секції, м.

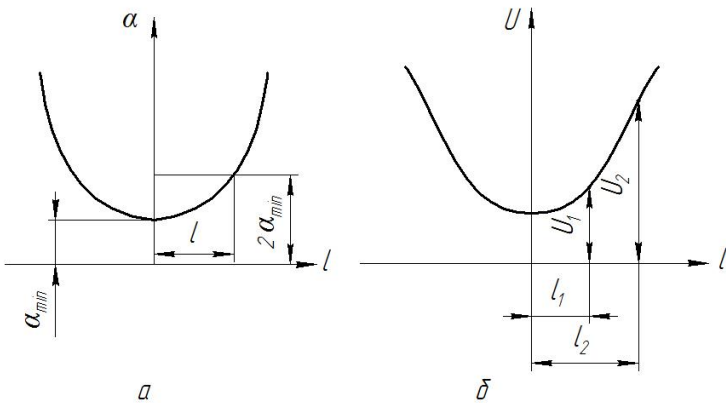


Рисунок 3.3 – Закон зміни електричного поля в хвилеводі

Скориставшись виразами (3.3) і (3.4), визначити розрахункове значення погонних втрат при $K_1=1.02$; $K_2=1.015$; $K_3=1.006$. Порівняти одержані результати і зробити висновки.

3.4.6 В аналогічний спосіб визначити погонні втрати в секції №2, струмопровідний шар якої оброблений з чистотою поверхні Rz80, приймаючи при цьому $K_1= 1.016$; $K_2 = 1.009$; $K_3 = 1.014$. Порівняти одержані результати і зробити висновки.

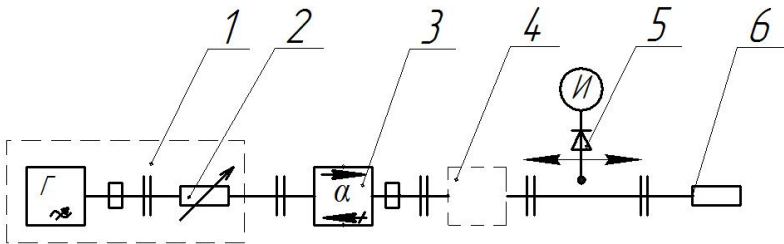
3.4.7 Виміряти погонні втрати у хвилеводі, заповненому твердим діелектриком - секція № 3. Виміри провести в такій послідовності. За умови відсутності випробувальної секції за допомогою атенуаторів встановити такий рівень НВЧ-сигналу, при якому показ індикатора, включеного в коло детектора вимірювальної лінії, не виходять за межі робочої частини шкали (лінія, навантажена на узгоджене навантаження). Включити секцію № 3 відповідно до схеми (рис. 3.4), встановити попереднє значення потужності на виході генератора рукою "Установка виходу", після цього відмітити показ індикатора в колі детектора вимірювальної лінії. Допускаючи режим роботи детектора квадратичним, розрахувати втрати в лінії за формулою, дБ/м:

$$\alpha = \frac{1}{L} \cdot 10 \lg \frac{\alpha_1}{\alpha_2}, \quad (3.13)$$

де L – довжина випробуваної секції, м;

α_1 – показники індикатора за умови відсутності випробуваної секції;

α_2 – показники індикатора з випробуваною секцією.



1 – генератор; 2 – атенуатор; 3 – феритовий вентиль; 4 – секція, що випробується; 5 – вимірювальна лінія; 6 – узгоджене навантаження.

Рисунок 3.4 – Схема установки для вимірювання величини втрат в діелектрику

Використовуючи формулами (3.4) і (3.6), знайти значення погонних втрат хвилеводу, заповненого твердим діелектриком. Для

розрахунку прийнята $K_1 = 1.016$; $K_2 = 1.009$; $K_3 = 1.014$. Порівняти результати вимірів і розрахунків.

3.4.8 Аналогічний способу, описаному в п. 3.4.7, виміряти погонні втрати коаксіального кабелю (див. рис. 3.4). З метою уникнення втрат енергії, пов'язаних із неузгодженням коаксіально-хвилеводного переходу, узгодити останній за допомогою трансформатора.

Розрахувати погонні втрати кабелю РК-50-32 (хвилевий опір дорівнює 50 Ом), скориставшись виразом (3.9). При розрахунку прийняти: $d = 2.55\text{мм}$; $D = 8.4\text{мм}$; $\mu_a = \mu_b = 1$; $f = 10\text{ ГГц}$; $\varepsilon = 2.8$; $\text{tg}\delta = 5 \cdot 10^{-4}$; $\rho_a = \rho_b = 0.0175\text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$.

Порівняти одержані результати.

3.5 Зміст звіту

Звіт повинен містити :

- назву і мету роботи;
- стислі теоретичні відомості;
- схему установки;
- результати вимірювань і розрахунків;
- аналіз одержаних даних і висновки по роботі.

3.6 Контрольні питання

3.6.1 Причини появи втрат енергії в лінях передачі НВЧ.

3.6.2 Зв'язок чистоти обробки струмопровідних поверхонь хвилеводів з втратами енергії.

3.6.3 Критерії вибору значення параметрів шорсткості струмопровідних поверхонь хвилеводів з метою мінімізації втрат енергії.

3.6.4 Вибір оптимальних розмірів хвилеводних ліній з метою мінімізації втрат енергії.

3.6.5 Способи виготовлення хвилеводів і обробки струмопровідних поверхонь.

3.6.6 Способи захисту струмопровідних поверхонь хвилеводів від корозії.

3.6.7 Поверхневий ефект на НВЧ. Як впливає провідність металів та частота сигналу на глибину скін-шару і активні втрати в хвилеводі.

3.6.8 З яких міркування вибирається товщина провідних покриттів?

3.6.9 Особливості вимірювання погонних втрат хвилеводних ліній передачі.

3.6.10 Особливості вимірювання параметрів шорсткості струмопровідних поверхонь хвилеводів.

[8], с.23, 61 – 64, 73 – 77;

[9], с.106 – 124.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ЗМІЩЕННЯ ФЛАНЦІВ НА ЕКСПЛУАТАЦІЙНІ ПАРАМЕТРИ ПРЯМОКУТНОГО ХВИЛЕВОДУ (ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 8)

Мета роботи - дослідити залежність вхідного коефіцієнта відбиття, електричної міцності і коефіцієнта корисної дії хвилеводної лінії прямокутного розрізу, навантаженої на узгоджене навантаження, від величини зміщень фланців.

Студент повинен знати:

- способи з'єднання хвилеводних ліній передач;
- вплив якості механічного контакту фланцевих з'єднань на електричні характеристики ліній передач;
- вплив зміщення фланців на електричні параметри хвилеводної лінії передачі;
- технологію виготовлення фланцевих з'єднань;
- режими роботи ліній передачі та їх характеристики;
- вплив режимів роботи лінії на її електричну міцність;
- залежність електричної міцності лінії від частоти, тиску, вологості, розмірів хвилеводу.

Студент повинен уміти:

- розрахувати коефіцієнт розрядної потужності для найпростіших хвилеводних вузлів;
- розрахувати електричну міцність хвилеводної лінії, виходячи з її розмірів і робочої частоти;
- визначити ККД лінії в залежності від вхідного коефіцієнта відбиття;
- призначити допуск на зміщення хвилеводних фланців.

4.1 Загальні відомості

При з'єднанні окремих відрізків хвилеводів та коаксіальних ліній в площині контакту має забезпечуватися мінімальний опір для струмів, що течуть уздовж лінії.

Від якості з'єднань залежать такі важливі характеристики пристрою, як втрати потужності, КСХ, електрична міцність та електрометричність.

Якщо в площині з'єднань перехідний контактний опір значний, то це призведе до втрат за рахунок протікання струмів вздовж стінок хвилеводу. Крім цього, буде відбуватися відбиття хвиль від площини з'єднання, випромінювання із щілин та іскріння.

З'єднання хвилеводів здійснюється за допомогою контактних або дросельних фланців (ГОСТ 13317-80).

При визначенні допусків на зміщення контактних фланців хвилеводних трактів виходять із величини припустимого коефіцієнта відбиття (Γ_{\max}) або КСХ.

Основною вимогою до конструкції і технології виготовлення контактних фланцевих з'єднувачів є забезпечення хорошого електричного контакту і співвісності між відрізками лінії передачі, що з'єднуються, тобто виключення осьового і кутового зміщень фланців, а також виключення щілин у місці їх з'єднання.

Розроблена нині технологія виготовлення хвилеводів і вузлів, що застосовуються як у вимірювальних установках, так і в спеціальних радіотехнічних системах, забезпечує масове виробництво вказаних пристроїв з високими технічними характеристиками. В процесі їх експлуатації, коли має місце багаторазовий розбір вузлів, або апаратура тривалий час підлягає механічним впливам (поштовхи, вібрації і т.д.), якість механічного, а відповідно, і електричного з'єднання фланців порушується. Наслідком вказаного порушення є вісьове або кутове зміщення фланцевих з'єднань. **Це призводить до появи неоднорідності в поперечному розрізі стикованих ліній, виникнення відбитих хвиль, зниження електричної міцності і коефіцієнта корисної дії лінії передачі.**

Для прямокутного хвилеводу, збудженого основною хвилею H_{10} , при взаємному зміщенні фланців уздовж вісі ОХ (рис. 4.1 а) коефіцієнт стоячої хвилі по напррузі $КСХ_x$ може бути розрахований за формулою:

$$КСХ_x \approx \frac{1 + 0.9 \frac{\Delta x}{a}}{1 - 0.9 \frac{\Delta x}{a}}, \quad (4.1)$$

де Δx – величина зміщення по вісі X;

a – розмір широкій стінки хвилеводу.

При зміщенні фланців вздовж вісі OY (рис. 4.1 б) KCX_y може бути розраховано за формулою:

$$KCX_y \approx \frac{1 + 0.3 \frac{\Delta y}{a}}{1 - 0.3 \frac{\Delta y}{a}}, \quad (4.2)$$

де Δy – величина зміщення по вісі Y.

Якщо має місце кутове зміщення перерізів прямокутних хвилеводів, що з'єднуються (рис. 4.1 в), коефіцієнт стоячої хвилі розраховується за формулою:

$$KCX_\varphi = \frac{1 + 3 \cdot 10^{-3} \varphi^\circ}{1 - 3 \cdot 10^{-3} \varphi^\circ}, \quad (4.3)$$

де φ° – величина кутового зміщення між перерізами в градусах.

При наявності неоднорідності в лінії встановлюється режим стоячих хвиль. Порівнюючи значення пробивної потужності в узгодженому хвилеводі:

$$P_{\text{проб.макс}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2 \text{проб}}{Z_c},$$

та в неузгодженому:

$$P_{\text{проб.}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2 \text{проб} (1 - |\Gamma|)}{Z_c \cdot (1 + |\Gamma|)},$$

можливо отримати вираз для розрахунку коефіцієнта розрядної потужності:

$$\delta = \frac{P_{\text{проб.макс}}}{P_{\text{проб.}}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = KСХ, \quad (4.4)$$

де $U_{\text{проб.}}$ – пробивне значення напруги в узгодженому режимі;

Z_C – хвильовий опір хвильоводу;

$|\Gamma|$ – модуль коефіцієнта відбиття.

Таким чином, електрична міцність неузгодженого хвильоводу в КСХ раз менше, ніж узгодженого.

Неоднорідність лінії призводить також до зменшення її коефіцієнта корисної дії η , величина якого в загальному випадку може бути розрахована за формулою:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\eta_{\text{max}}(1 - |\Gamma|^2)}{1 - |\Gamma|^2 \cdot \eta_{\text{max}}^2}, \quad (4.5)$$

де P_2 – потужність на виході лінії;

P_1 – потужність на вході лінії;

$\eta_{\text{max}} = e^{-2\alpha l}$ – максимальний ККД при $|\Gamma|=0$;

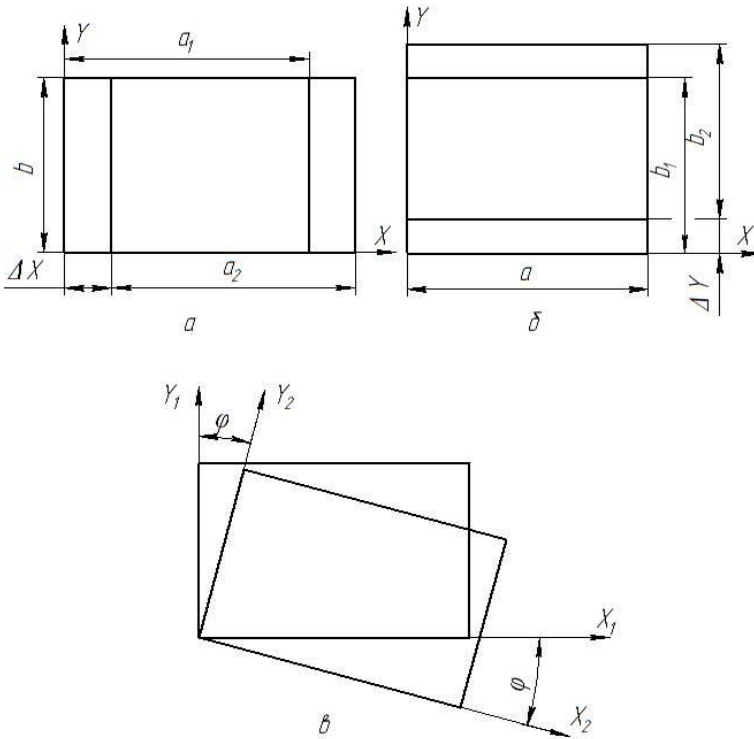
α – погонне згасання;

l – довжина лінії;

$|\Gamma| = \frac{KСХ - 1}{KСХ + 1}$ – модуль коефіцієнта відбиття.

Як видно із виразу (4.5), ККД неузгодженої хвильоводної лінії менший, ніж узгодженої.

Таким чином, зміщення фланцевих з'єднань може призвести до суттєвих змін режиму роботи лінії передачі, оцінку яким повинен уміти дати кожен інженер-конструктор радіоапаратури.



a – осьове зміщення по горизонталі; b - осьове зміщення по вертикалі; φ – кутове зміщення.

Рисунок 4.1 – Можливі зміщення фланцевих з'єднань хвилеводних ліній у процесі їх експлуатації

4.2 Лабораторне завдання

4.2.1 Ознайомитися з апаратурою, що входить до складу лабораторної установки.

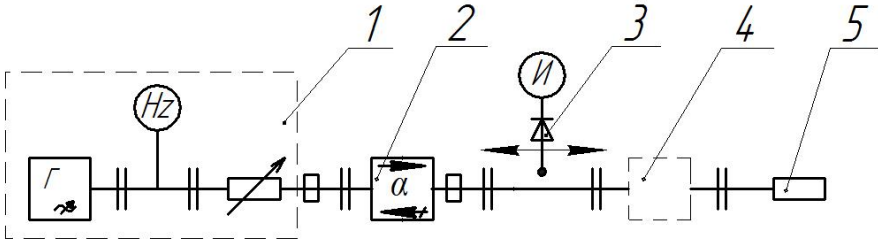
4.2.2 Виконати вимірювання КСХ при осьовому (по вісі X і Y) зміщенні рухомої частини узгодженої хвилеводної лінії.

4.2.3 Виконати розрахунки для випадків, розглянутих в експерименті:

- коефіцієнта стоячої хвилі;
- коефіцієнта корисної дії лінії.

4.3 Опис лабораторної установки

Лабораторна робота виконується на експериментальній установці, схема якої наведена на рис. 4.2.



- 1 – генератор надвисокочастотних сигналів; 2 – феритовий вентиль;
3 – вимірювальна лінія і індикатор; 4 – хвилеводна секція, яка випробовується; 5 – узгоджувальне навантаження.

Рисунок 4.2 – Схема установки для дослідження впливу зміщення фланців на параметри хвилеводу

4.4 Порядок виконання роботи

4.4.1 Зібрати експериментальну установку для дослідження впливу паралельних зміщень фланцевих з'єднань.

4.4.2 Після перевірки викладачем правильності з'єднання елементів схеми включити генератор НВЧ, попередньо встановивши атенуатор в крайнє праве положення, що відповідає найбільшому ослабленню сигналу. Прогріти генератор протягом 5 хв., після чого встановити частоту сигналу відповідно до завдання. Порядок роботи з генератором наведений в «Додатках до методичних вказівок», додаток В.

4.4.3 Встановити за допомогою мікрометричних гвинтів рухоми частину випробуваної секції перерізом 23 x 10 мм в положення, за яким має місце повне співпадання між перерізами з'єднаних відрізків хвилеводу. Виміри КСХ проводити шляхом переміщення зонду уздовж вимірювальної лінії, фіксуючи покази індикатора, включеного в коло детектора вимірювальної лінії, у вузлах (мінімумах) і пучностях (максимумах) стоячої хвилі. Визначити КСХ за формулою:

$$КСХ = \sqrt{\frac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}},$$

де α_{\max} – показ індикатора в пучностях;

α_{\min} – показ індикатора у вузлах.

4.4.4 Переміщуючи рухомий відрізок хвилеводу з узгодженим навантаженням в напрямку вісі ОХ з кроком 0.5 мм в інтервалі 0...5мм, виконати вимірювання КСХ_x для кожного положення рухомої секції. Дані вимірів занести в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Дані вимірювань

X,мм	0	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0
КСХ _x експер.											
КСХ _x розрах.											

4.4.5 Установити рухому секцію у початкове положення. Переміщуючи рухому секцію з узгодженим навантаженням в напрямі вісі ОУ з кроком 0.5мм в інтервалі 0-5 мм , виконати виміри КСХ_y для кожного положення рухомої секції. Дані замірів занести в табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Дані вимірювань

У,мм	0	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0
КСХ _y експер.											
КСХ _y розрах.											

4.4.6 Розрахувати значення КСХ для осьового зміщення між фланцями, використовуючи формули (4.1), (4.2). Результати розрахунків занести до відповідної графі таблиці і на основі одержаних результатів побудувати графіки досліджуваних залежностей.

4.4.7 Дослідити залежність $\eta = f(\eta_{\max} \cdot |\Gamma|)$, взявши величину η_{\max} рівною 0,8. Значення величини $|\Gamma| = \frac{КСХ - 1}{КСХ + 1}$ розрахувати за

даними табл. 4.1, 4.2. Побудувати графіки залежностей $\eta = f(|\Gamma|)$ при $\eta_{\max} = \text{const}$ за даними експериментів та розрахунків.

4.4.8 Зробити аналіз одержаних залежностей та висновки по роботі.

4.5 Зміст звіту

Звіт повинен містити:

- назву і мету роботи;
- стислі теоретичні відомості;
- схему установки;
- результати вимірювань і розрахунків, зведені в таблиці;
- графіки залежностей $KCX_x = f(\Delta x)$, $KCX_y = f(\Delta y)$, $\eta = f(|\Gamma|)$ при $\eta_{\max} = \text{const}$ побудовані за даними експериментів і розрахунків;
- аналіз одержаних даних та висновки по роботі.

4.6 Контрольні питання

4.6.1 Способи з'єднання НВЧ ліній передач. Контактні і дросельні з'єднання хвилеводів; їх порівняльна характеристика.

4.6.2 Як впливає якість механічного контакту на електричні характеристики ліній передач?

4.6.3 Як впливає зміщення контактних фланців на ККД хвилеводних ліній передач?

4.6.4 Як впливає зміщення контактних фланців на електричну міцність хвилеводних ліній передач?

4.6.5 З яких міркувань призначаються допуск на зміщення контактних фланців хвилеводів?

4.6.6 Як визначається коефіцієнт розрядної потужності для найпростіших хвилеводних вузлів?

4.6.7 Залежність електричної міцності від частоти коливань, тиску, вологості, розмірів хвилеводу.

4.6.8 Конструктивні засоби підвищення електричної міцності хвилеводної лінії.

4.6.9 Технологія виготовлення контактних фланців.

4.6.9 Режими роботи ліній передач, їх характеристики.

[8], с.63 – 64, 85 – 90, 107 – 109;

[9], с.102 – 106, 235 – 239 .

ЛІТЕРАТУРА

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. Учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1980. – 153 с.
2. Бушминский И.П. Изготовление элементов конструкций СВЧ. Волноводы и волноводные устройства. Учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1974. – 261 с.
3. Воробьев Е.А. Расчет производственных допусков устройств СВЧ. – Л.: Судостроение, 1980. – 148 с.
4. Ефимов Е.И., Пермина Г.А. Волноводные линии передач. – М.: Сов. радио, 1979. – 246 с.
5. Ефимов И.Е., Астанькович Г.А. Радиочастотные линии передачи. Радиочастотные кабели. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Связь, 1972. – 352 с.
6. Изюмова Т.М., Свиридов В.Т. Волноводы, коаксиальные полосковые линии. – М.: Энергия, 1976. – 112 с.
7. Справочник по элементам полосковой техники. Под ред. А.Л.Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 с.
8. Конструирование СВЧ устройств и экранов: Учеб. пособие для ВУЗов / А.М.Чернушенко, Н.Е.Меланченко и др.: Под ред. А.М.Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1983. – 400 с.
9. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. – Т.1. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Высшая школа, - 1970. – 440 с.
10. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М.: «Сов. радио», 1976. – 216 с.
11. Мікрохвильові технології в телекомунікаційних системах / Т.М.Наритник, В.П.Бабак, М.Ю.Ільченко. – К.: Техніка, 2000. – 304 с.
12. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И.Бахарев, В.И.Вольман, Ю.Н.Либ и др.: Под ред. В.И.Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
13. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р, Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1967. – 451 с.
14. Фрадкин А.Э., Рыков Е.Е. Изменение параметров антенно-ферритных устройств. – М.: Связь, 1972. – 352 с.

Додаток А

Посібник користувача

Для запуску програми розрахунку конструктивних параметрів мікросмужкової лінії потрібно запустити програму MPL-EXE. Після запуску на екрані з'явиться вікно (рис. А.1)

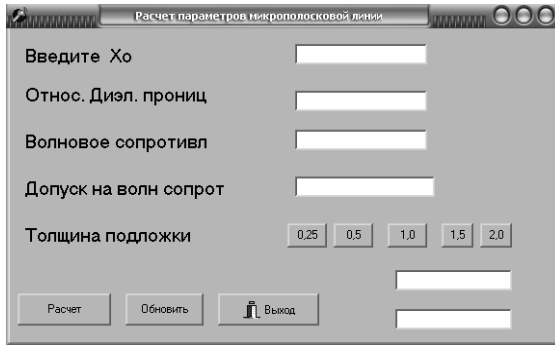


Рисунок А.1 – Видяг діалогового вікна програми розрахунку конструктивних параметрів МСЛ

Для розрахунку конструктивних параметрів МСЛ потрібно:

- ввести дані в зазначені поля (вибір поля проводиться за допомогою миші або клавіші TAB);
- натиснути потрібну кнопку зі значенням обраної товщини підкладки;
- натиснути на кнопку «Расчет»;
- оцінити отримані параметри.

Для очищення всіх полів введення даних і виводу результатів слід використовувати кнопку «Обновить».

Для виходу з програми слід використовувати кнопку «Выход».

Додаток Б

Таблиця Б.1 - Можливості технологічних методів при виготовленні смужкових провідників

Метод виготовлення провідникових елементів НВЧ пристроїв	Можлива товщина металізації, мкм	Мінімальна ¹⁾ рекомендована ширина лінії передачі, мкм	Мінімальний ¹⁾ рекомендований зазор між провідниками, мкм	Допуск на лінійні розміри, мкм
Хіміко-гальванічна металізація +фотолітографія	До 25	70...100 ²⁾	50...70 ²⁾	$\pm(25...30)^{2)}$
Вакуумна металізація + фотолітографія	До 20	40...70 ²⁾	30...50 ²⁾	$\pm(10...15)^{2)}$
Вакуумна металізація + гальванічне нарощування +фотолітографія	До 20	40...70 ²⁾	30...50 ²⁾	$\pm(10...15)^{2)}$
Вакуумна металізація + фотолітографія + гальванічне нарощування	До 10	30	20	$\pm(5...10)$
Товстоплівкова технологія	До 25	75...100 ²⁾	75...100 ²⁾	$\pm(30...50)^{2)}$ $\pm 12,5$
Травлення шару фольги (технологія друкованих плат на органічних діелектриках)	35	300	300	± 50 (при максимальному розмірі плати до 100мм) ± 50
	>35	500	400	
Вакуумна металізація + фотолітографія (технологія напівпровідникових ІС і ліній затримки на ПАХ)	До 1...2	3...5	3...5	$\pm(1...2)$
Вакуумна металізація + іонне травлення	6... ...10	10...15	10...15	$\pm(2...4)$

Примітки:

1. Мінімальні при товщинах, близьких до вказаних в даній таблиці.
2. Розкид значень, досягнутих в серійному виробництві, виникає через відмінності у матеріалах, обладнанні, культурі виробництва.