

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологій

(повна назва)

Кафедра Проектування та експлуатації електронних апаратів

(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА Пояснювальна записка

другий (магістерський)

(рівень вищої освіти)

ГЮИК 464425.012 ПЗ

(позначення документа)

"Аналіз та синтез графічних моделей дефектів діелектриків на основі орієнтованих графів "

(тема)

Виконав:

здобувач 2 курсу, групи РЕАЗм-22-1

Іванісенко Д.Ю.

(прізвище, ініціали)

спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"

Тип програми освітньо-професійна

(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Освітня програма Радіоелектронні апарати та засоби

(повна назва спеціалізації)

Керівник доц.Зайченко О.Б.

(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

Зав. кафедри ПЕЕА

(підпис)

Хорошайло Ю.Є.

(прізвище, ініціали)

2023 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Автоматики і комп'ютеризованих технологійКафедра Проектування та експлуатації електронних апаратівРівень вищої освіти другий (магістерський)Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"
(код і повна назва)Тип програми освітньо-професійна
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)Освітня програма "Радіоелектронні апарати та засоби"
(повна назва)ЗАТВЕРДЖУЮ:
Зав. кафедри ПЕЕА
Хорошайло Ю.Є. _____
(підпис)
«___» _____ 2023 р.**ЗАВДАННЯ**

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Здобувачу Іванісенко Данілу Юрійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)1. Тема роботи Аналіз та синтез графічних моделей дефектів діелектриків на основі орієнтованих графівзатверджена наказом по університету від 27 10 2023 р. № 1251 Ст _____2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії 05 грудня 2023 р.3. Вихідні дані до роботи Удосконалення моделей дефектів діелектриків на основі орієнтованих графів_____

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі

4.1 Вступ;

4.2 Аналіз літературних джерел

4.3 Розробка основних теоретичних закономірностей та співвідношень

4.4 Розробка методики експериментальних досліджень

4.5 Охорона праці

4.6 Висновки;

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів) _____

Демонстраційний матеріал представлений у форматі презентації

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів згідно з наказом, зазначеним у п.1)

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		підпис	дата

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз завдання	07.09.23	виконано
2	Пошук літератури	15.09.23	виконано
3	Аналіз літературних джерел	01.10.23	виконано
4	Моделі та методи	14.10.23	виконано
5	Моделювання	01.11.23	виконано
6	Автоматизація проектування	15.11.23	виконано
7	Виконання розділу «Охорона праці»	05.12.23	виконано
8	Оформлення пояснювальної записки	08.12.23	виконано

Дата видачі завдання _____ 2023 р.

Студент _____

(підпис)

Іванісенко Д.Ю.

(прізвище, ініціали)

Керівник роботи _____

(підпис)

доц. Зайченко О.Б.

(посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до атестаційної роботи магістра: 55 с., 2 табл., 17 рис., 21 джерело.

ОРІЄНТОВАНІ ГРАФИ, КОЕФІЦІЄНТ ПЕРЕДАЧІ, КОЕФІЦІЄНТ
ВІДБИТТЯ, ДІЕЛЕКТРИК, ДЕФЕКТИ

Актуальність роботи полягає в дослідженні дефектів діелектриків за допомогою графічних моделей, таких як орієнтовані графи.

Об'єктом дослідження є графічна модель дефекту діелектрика.

Метою роботи є створення графічної моделі, яка відрізняється тим, що враховує дефекти діелектриків. Модель створена у вигляді орієнтованих графів і призначена для визначенням коефіцієнтів матриці розсіювання та подальшим розрахунком параметрів діелектриків за відомим методом Ніколсона-Роса-Вейра.

В результаті отримані аналітичні вирази для коефіцієнта передачі орієнтованого графа, що є моделлю діелектрика з дефектом всередині, на вихід S_{21} та коефіцієнта відбиття на вході S_{11} трьома способами та результати порівняні між собою.

Пояснювальна записка виконана згідно ДСТУ 3008-2015[1].

ABSTRACT

Explanatory note to the appraisal work of the master: 55 pp., 2 table., 17 Fig., 22 sources.

SIGNAL FLOW GRAPH, TRANSMISSION COEFFICIENT, REFLECTION COEFFICIENT, DIELECTRIC, DEFECTS

The relevance of the work lies in the study of dielectric defects using graphical models, such as directed graphs.

The object of research is a graphic model of a dielectric defect. The purpose of the work is to create a graphic model, which is distinguished by the fact that it takes into account dielectric defects.

The model is created in the form of oriented graphs and is intended for determining the coefficients of the scattering matrix and further calculating the parameters of dielectrics according to the well-known Nicholson-Ross-Weir method.

As a result, analytical expressions for the transmission coefficient of an oriented graph, which is a model of a dielectric with a defect inside, at the output of S21 and the reflection coefficient at the input of S11 were obtained in three ways, and the results were compared with each other.

Explanatory note was made according to DSTU 3008-2015[1].

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень і термінів.....	7
Вступ.....	8
1 Огляд літературних джерел.....	10
1.1 Діелектричні властивості матеріалів та методи їх вимірювання	10
1.2 Резонансний метод	11
1.3 Нерезонансний метод.....	12
1.4 Метод вільного простору.....	16
1.5 Сучасні методи та засоби вимірювання параметрів матеріалів.....	18
1.6 Висновки до розділу 1.....	21
2. Моделі та методи Розробка основних теоретичних закономірностей та співвідношень.....	22
2.1 Орієнтовані графи в методі Ніколсона-Роса-Вейра.....	23
2.2 Редукція орієнтованих графів	31
2.3 Приклад застосування методів редукції графів.....	35
Висновки до розділу 2.....	
3. Розробка методики експериментальних досліджень, вибір оснащення, необхідного для проведення експерименту, опис експериментальних установок.....	38
3.1 Принцип дії векторних аналізаторів кіл.....	38

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

НВЧ – надвисокі частоти;

ВАК – векторний аналізатор кіл;

КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі;

TEM transverse electromagnetic;

VNA – vector network analyzer;

NRW – Nicolson-Ross-Weir(метод Николсона-Росса-Вейра);

ВСТУП

Однією з сучасних тенденцій розвитку систем зв'язку, управління повітряним рухом та ін є перехід і освоєння більш високочастотних діапазонів частот. У зв'язку з цим, все більш жорсткі вимоги (за спектром, позасмуговим і побічним радіовипромінювання, формою вихідного сигналу) висуваються до радіотехнічних пристроїв, що працюють на передачу і прийом НВЧ радіосигналів. Як наслідок, підвищуються вимоги до контролю параметрів діелектричних матеріалів, що використовуються в НВЧ електроніці: підклатинок для пристроїв, реалізованих за мікросмужковою технологією; обтічників антен та ін. В даний час відомі три основні методи вимірювання діелектричних властивостей матеріалів у НВЧ діапазоні частот: 1) Резонансний метод; 2) нерезонансний метод; 3) Метод вільного простору.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1.1 Діелектричні властивості матеріалів та методи їх вимірювання

Діелектричні властивості матеріалів – це комплексне число, що описує взаємодію матеріалу з електричним полем

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' , \quad (1.1)$$

$$\varepsilon' = \varepsilon_r \varepsilon_0 , \quad (1.2)$$

$$\varepsilon'' = \varepsilon' \operatorname{tg} \delta , \quad (1.3)$$

де ε' – реальна частина діелектричної проникності,

ε'' – уявна частина діелектричної проникності (коефіцієнт діелектричних втрат),

ε_r – відносна діелектрична проникність, $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – електрична постійна, δ – кут діелектричних втрат.

Так реальна частина діелектричної проникності ε' визначає кількість запасеної енергії зовнішнього електричного поля у матеріалі. Уявна частина діелектричної проникності ε'' визначає частку втрат щодо зовнішнього електричного поля. Тангенс кута діелектричних втрат визначає відношення енергії втрат у матеріалі до енергії, запасеної в матеріалі

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (1.4)$$

Наведені у співвідношеннях (1.1-1.4) фізичні величини ($\varepsilon', \varepsilon''$) є функціями частоти. Основна ідея наведених нижче методів – визначення діелектричної проникності матеріалів у широкому діапазоні частот.

1.2. Резонансний метод

Основна ідея методу полягає у вимірюванні частоти зміщення електричного резонансу коефіцієнта відбиття при поміщенні всередину резонатора зразка досліджуваного матеріалу. Для проведення вимірювань використовуються векторні чи скалярні аналізатори кіл.

Нижче наведено основні співвідношення, необхідні для визначення діелектричних властивостей матеріалів за результатами вимірювань при використанні скалярного аналізатора кіл

$$\varepsilon' = 1 + \frac{f_0 - f_1}{f_1} \frac{V}{2\Delta V} \quad (1.5)$$

$$\varepsilon'' = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_B} \right) \eta \frac{[(KCH)_1 - (KCH)_0]}{2\pi n} \frac{V}{4\Delta V}, \quad (1.6)$$

де f_0 і f_1 – резонансні частоти без зразка досліджуваного матеріалу та зі зразком відповідно,

λ_0 та λ_B – резонансні довжини хвилі у вільному просторі та у хвилеводі відповідно,

V та ΔV – обсяги резонатора та зразка відповідно,

η – коефіцієнт зв'язку через діафрагму (за потужності), n - число напівхвиль, що укладаються по довжині резонатора,

$(КСХ)_0$ та $(КСХ)_1$ – коефіцієнти стоячої хвилі на резонансних частотах без зразка та із зразком відповідно.

Під час визначення реальної частини діелектричної проникності ε' основними параметрами, що вимірюються є резонансні частоти f_0 і f_1 . Під час визначення уявної частини діелектричної проникності ε'' основними вимірюваними параметрами є коефіцієнти стоячої хвилі на резонансних частотах $(КСХ)_0$ та $(КСХ)_1$.

Переваги резонансного методу: 1) при вимірюваннях потрібна невелика кількість вимірюваного матеріалу; 2) немає необхідності вимірювання комплексних коефіцієнтів передачі та відбиття, достатньо знати лише амплітудні значення коефіцієнта відбиття; 3) замість дорогого векторного аналізатора кіл може бути використаний більше дешевий скалярний аналізатор.

Недоліки резонансного методу: 1) потрібно кілька зразків хвилеводних резонаторів з різною власною частотою резонансу для вимірювання досліджуваного зразка матеріалу у широкому діапазоні частот; 2) високі вимоги щодо точності виготовлення хвилеводних резонаторів; 3) спотворення частотної залежності коефіцієнта відбиття через паразитні перевідбиття у хвилеводному тракті.

1.3. Нерезонансний метод

Основна ідея методу полягає у вимірюванні комплексних коефіцієнтів передачі S_{21} та відбиття S_{11} при проходженні тестового сигналу через закрити лінію передачі (рис.1.1) без зразка досліджуваного матеріалу та із зразком. Для проведення вимірів використовуються векторні аналізатори кіл ВАК. Математична обробка результатів здійснюється методом Ніколсона-Роса-Вейра.

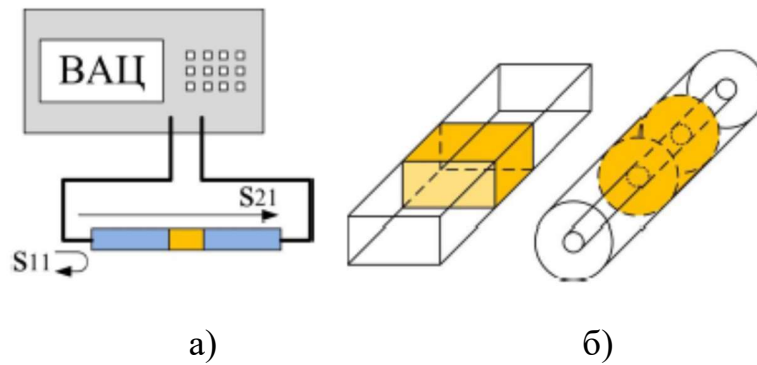


Рисунок 1.1 – а) вимірювальна установка; б) закриті лінії передачі:
хвильова та коаксіальна лінії передачі

Нижче наведено основні співвідношення, що використовуються в математичній моделі Ніколсона-Роса-Вейра для матеріалу завтовшки d , встановленого повітряну коаксіальну лінію (рис. 1.2).

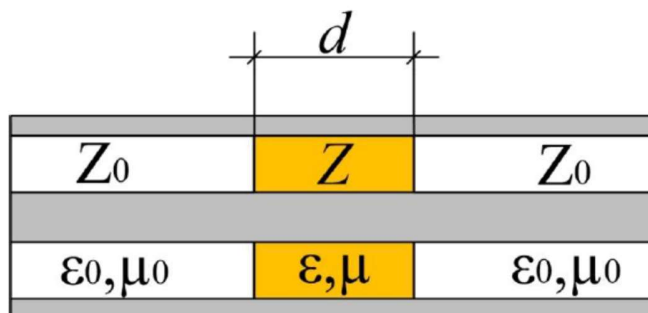


Рисунок 1.2 – Повітряна коаксіальна лінія з розміщеним зразком досліджуваного матеріалу.

Для тестового НВЧ сигналу електрична довжина досліджуваного зразка матеріалу z визначається відповідно до співвідношення

$$z = \exp\left[-\frac{j\omega d}{c}\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}\right], \quad (1.7)$$

де ω – кругова частота, рад/с,

c – швидкість світла у вакуумі, м/с,

d – товщина матеріалу, м,

μ_r – відносна магнітна проникність,

ε_r – відносна діелектрична проникність.

Коефіцієнт відбиття Γ від досліджуваного матеріалу (при $d \rightarrow \infty$) для НВЧ сигналу, що поширюється від джерела, визначається згідно співвідношенню

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{\sqrt{\mu_r / \varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\mu_r / \varepsilon_r} + 1}, \quad (1.8)$$

де Z – хвильовий опір коаксіальної лінії, заповненої досліджуваним матеріалом,

Z_0 – хвильовий опір коаксіальної лінії з повітряним наповненням. Частотно-залежні комплексні коефіцієнти передачі S_{21} та відбиття S_{11} визначаються такими співвідношеннями

$$S_{21}(\omega) = \frac{(1 - \Gamma^2)z}{1 - \Gamma^2 z^2}, \quad (1.9)$$

$$S_{11}(\omega) = \frac{(1 - z^2)\Gamma}{1 - \Gamma^2 z^2}. \quad (1.10)$$

Надамо суму та різницю коефіцієнтів матриці розсіювання наступним чином

$$V_1 = S_{21} + S_{11}, \quad (1.11)$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11}. \quad (1.12)$$

Введемо коефіцієнт X

$$X = \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2}. \quad (1.13)$$

Коефіцієнт відбиття Γ та електрична довжина досліджуваного зразка матеріалу z визначаються як

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1}, \quad (1.14)$$

$$z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - V_1 \Gamma}. \quad (1.15)$$

Відповідний знак вибирається за умови $|\Gamma| \leq 1$. Виконавши математичні перетворення співвідношень (1.7–1.15) отримуємо наступні

$$\frac{\mu_r}{\varepsilon_r} = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right)^2 = c_1, \quad (1.16)$$

$$\mu_r \varepsilon_r = - \left\{ \frac{c}{\omega d} \ln \left(\frac{1}{z} \right) \right\}^2 = c_2, \quad (1.17)$$

$$\mu_r = \sqrt{c_1 c_2} \quad (1.18)$$

$$\varepsilon_r = \sqrt{\frac{c_2}{c_1}}. \quad (1.19)$$

Так, скориставшись виразами (1.11–1.19) можемо визначити комплексні значення відносної діелектричної ε_r та магнітної μ_r проникності. Зазначимо, що комплексні коефіцієнти передачі S_{21} та відображення S_{11} можуть бути отримані тільки при використанні векторного аналізатора кіл.

Переваги нерезонансного методу: 1) при вимірюваннях потрібна невелика кількість матеріалу; 2) не потрібно великої кількості зразків вимірювальних пристроїв; 3) вимірювання у широкому діапазоні частот.

Недоліки нерезонансного методу: 1) висуваються високі вимоги щодо точності виготовлення зразків вимірюваних матеріалів; 2) зразок повинен бути ізотропний та однорідний; 3) потрібне дороге обладнання – векторний аналізатор кіл; 4) високі вимоги щодо точності виготовлення закритих ліній передачі; 5) високі вимоги до точності вимірювання фази та амплітуди коефіцієнтів передачі та відбиття.

1.4. Метод вільного простору

Метод вільного простору є оптимальним для неруйнівного контролю листових матеріалів великої площі (рис. 1.3). Основна ідея методу полягає у вимірі комплексних коефіцієнтів передачі S_{21} та відбиття S_{11} при проходженні

тестового сигналу, що випромінюється антенами через досліджуваний листовий матеріал.

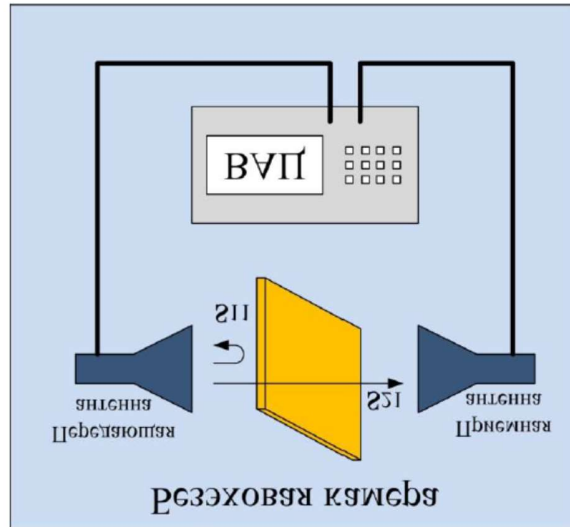


Рисунок 1.3 – Метод вільного простору

Переваги способу вільного простору: 1) оптимальний для неруйнівного контролю листових матеріалів великої площі; 2) дозволяє проводити вимірювання за умов високих температур; 3) не потрібно великої кількості зразків вимірювальних пристроїв; 4) поляризація антен може змінюватись для анізотропних матеріалів; 5) вимірювання у широкому діапазоні частот.

Недоліки методу вільного простору: 1) потрібне дороге устаткування – векторний аналізатор ланцюгів; 2) потрібна безехова камера; 3) високі вимоги до точності вимірювання фази та амплітуди коефіцієнтів передачі та відображення; 4) необхідний контроль параметрів антен.

1.5 Сучасні методи та засоби вимірювання параметрів матеріалів

Для визначення комплексних параметрів і діелектричної чутливості керамічних матеріалів в діапазоні 78,33–118,1 ГГц застосований

модифікований метод Ніколсона–Роса – Вейра. Вимірювальна установка являє собою вимірювач комплексних коефіцієнтів відбиттів і передачі, хвилеводний вимірювальний траки зі спеціальною вимірювальною коміркою, що складається з двох нерегулярних хвилеводів і хвилеводною камерою між ними, що забезпечує незначний вплив на мод вищих порядків. Експериментально отримані залежності амплітуди і фази коефіцієнтів відбиття і передачі від частоти для фторопласта і трьох керамічних зразків в діапазоні частот 78,33–118,1 ГГц. Отримані S-параметри обробляються по алгоритму, що включає їх усереднення на основі перетворення Фур'є, з метою отримання значення діелектричної проникності. Фторопласт був використаний в якості зразкового матеріалу з відомою діелектричною проникністю. Діелектрична проникність фторопласта має стабільне значення 2,1 у вищевказаному діапазоні частот. Діелектрична проникність зразку № 1 змінюється від 3,6 до 2,5 на границях діапазону, зразок № 2 – від 3,7 до 2,1, зразок № 3 – від 2,9 до 1,5. Дані експерименти знаходяться в задовільній згоді з літературними даними для інших частот з урахуванням границь, заданих невизначеністю вимірювань [6].

Метод передачі/відображення призначено для визначення внутрішніх електромагнітних властивостей невідомих матеріалів, відносна діелектрична проникність яких не дорівнює одиниці. Тримач для зразків реалізований за допомогою коаксіальної лінії передачі з роз'ємами типу N. Коефіцієнти відбиття і пропускання вимірюються одночасно і дозволяють визначити електричну та магнітну проникності. Класична техніка обробки результатів вимірювання Ніколсона-Росса-Вейра (NRW). Частотний діапазон вимірювання від 2 МГц до 6 ГГц [7].

Запропоновано новий метод для точного вимірювання діелектричної проникності кераміки і полімерів при частоті міліметрового діапазону, який використовує TE_{01} круглого хвилеводу. Вимірювання діелектричної

проникності матеріалів стає надзвичайно складною за допомогою основної моди TE_{10} прямокутного хвилеводу. Із збільшенням частоти розміри діелектричного зразок, який потрібно вмістити у хвилевід, стає дуже малим. Таким чином, невеликі дефекти виготовлення створюють повітряні зазори між зразком і стінкою хвилеводу призводять до значної помилки під час вимірювань. Навпаки, режим TE_{01} круглого хвилевід не має електричного поля, тому поверхня хвилеводу нечутлива до дрібних дефектів під час виготовлення. Виміряна діелектрична проникність в зразках оксиду алюмінію, титанаті кальцію, магнію кераміці і тефлоні, розміщених в круглому хвилеводі. Результати показали, що метод дуже надійний: коли розміри оксиду алюмінію і тефлону зразки відрізнялися на 10% і 20%, відмінності в обчисленій діелектричній проникності оксиду алюмінію були лише 1,26% і 3,06% відповідно, а для зразків з тефлону були 1,98% і 2,12%. Крім того, при високій діелектричній проникності матеріал зразків деформувався на 5% та 10%, різниці у вимірній діелектричній проникності становили лише 0,04% і 0,14% відповідно [8].

Проведено комплексний аналітичний огляд методів розрахунку нормалізованих спектрів потужності для визначення ефективних комплексних діелектричних властивостей зразка. Виведено три загальні моделі характеристики потужності (нульового порядку, поширення потужності та поширення електричного поля); ці моделі діють як консолідована математична основа для всієї статті. Завдяки уніфікованому інженерному підходу моделі розповсюдження хвилі напруги, лінії передачі та телеграфного рівняння лінії передачі виводяться незалежно; перші два дають однакові математичні рішення, тоді як третій генерує ті самі численні результати, що й точна модель поширення електричного поля. Показано, як розрахувати діелектричні властивості за допомогою спектроскопії в часовій області, а також точні

значення за допомогою теоретичних графічних методів на основі коефіцієнтів відбиття та пропускання першого порядку [9].

В [10] представлено спрощену процедуру характеристики матеріалу методом Ніколсона-Роса-Вейра (NRW), яка використовує однопортовий аналізатор кіл для збору даних. Цей підхід особливо привабливий для вимірювань у мікрохвильовому та терагерцовому діапазоні, оскільки він усуває потребу в дорогому двопортовому обладнанні, необхідному для традиційного методу NRW. Подібно до добре відомих методів, використано два послідовних калібрування портів. Згодом можна використовувати звичайну процедуру NRW для одночасного визначення діелектричної та магнітної проникності досліджуваного матеріалу. Продемонстровано підхід для хвилеводу WR8.0 частотного діапазону 90-140 ГГц.

Представлена техніка вимірювань в часовій області електричних властивостей матеріалу зразка (комплексної діелектричної та магнітної проникності). Метод використовує реакцію матеріалу на імпульс з крутим фронтом для визначення частотної залежності комплексних діелектричної і магнітної проникності. Описано процедуру вимірювання та обробки даних, а також наведені отримані значення для даних зразків матеріалу. До переваг цього методу можна віднести більш доступне за вартістю обладнання і відсутність незручних процедур калібрування притаманні методам частотної області [11].

Підходи до автоматизованого оцінювання електромагнітних параметрів матеріалу приділяється багато уваги в література. Серед іншого, одним із методів є отримання параметрів матеріалу через вимірювання відбиття та пропускання скрізь зразок матеріалу. У порівнянні з іншими методами широкосмуговий метод, який страждає від внутрішнього обмеження, пов'язаного з товщиною вимірюваного матеріалу. У [12] запропоновано новий

спосіб подолання цього обмеження, заснований на класичній техніці Ніколсона-Роса-Вейра (NRW).

Висновки до розділу 1

У роботі подано порівняльний аналіз основних методів вимірювання діелектричних властивостей матеріалів. Розглянуто такі методи як: 1) резонансний метод; 2) нерезонансний метод; 3) метод вільного простору. Для кожного з методів наведено його переваги та недоліки. Застосовність кожного з методів залежить від таких факторів як форма досліджуваного діелектричного матеріалу, його агрегатний стан, можливість вимірювання амплітудних або комплексних коефіцієнтів передачі і відображення, наявність безеховой камери та ін.

Огляд сучасних публікацій показав, що метод Ніколсона-Роса-Вейра для вимірювання параметрів діелектриків ще не вичерпав своїх можливостей. В нашій роботі удосконалюється модель та до цього методу додаються засоби врахування дефектів в діелектриках на базі орієнтованих графів.

2 МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ РОЗРОБКА ОСНОВНИХ ТЕОРЕТИЧНИХ ЗАКОНОМІРНОСТЕЙ ТА СПІВВІДНОШЕНЬ

Орієнтовані графи символічний графічний спосіб для представлення лінійного рівняння. Орієнтований граф складається з гілок (спрямованих шляхів), що містять значення, і з'єднань шляху, які називаються вузлами. Кожна змінна представлена вузлом, і кожній гілці присвоюється значення коефіцієнта, що зв'язує кінцеві змінні.

Лінійне коло є системою каскадних кіл, чий загальний орієнтований граф будується шляхом об'єднання орієнтованих графів окремих кіл. Відповідний орієнтований граф особливо підходить, коли кола представлені у формі матриці розсіювання.

Набори параметрів, які зазвичай використовуються для характеристики чотиріполосників, це параметр Z-параметри, Y-параметри і S-параметр. S-параметри зазвичай використовуються у мікрохвильовій області, де часто проводити прямі вимірювання напруги та струму нереально.

2.1 Орієнтовані графи в методі Ніколсона-Роса-Вейра

Орієнтований граф сигналу – це граф, у якому кожне ребро має напрямок, тобто він показує напрямок від одного вузла до іншого. У графі потоку сигналів вузли називаються вершинами, а ребра – дугами. Для вказівки напрямків ребер зазвичай використовуються стрілки.

Проста система вимірювання та відповідний графік потоку сигналу показані на рис.2.1

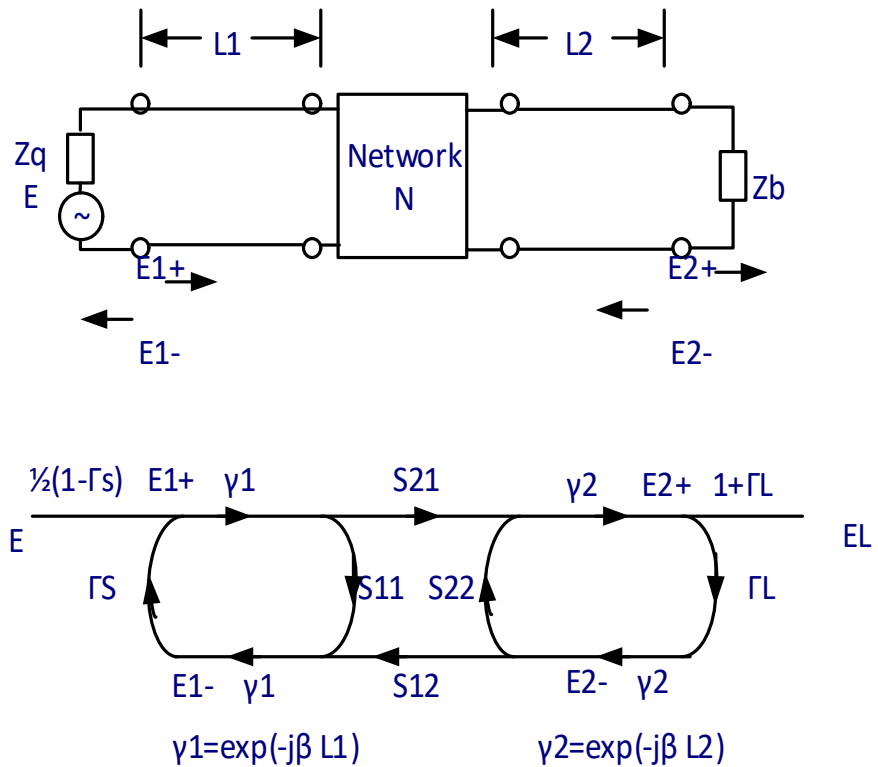


Рисунок 2.1 – Базова система вимірювання Проста система вимірювання.
Графік потоку сигналу [3]

Коаксіальна лінія зі вставленим кільцевим диском матеріалу, що підлягає вимірюванню та орієнтований граф коаксіальної лінії показані на рис.2.2

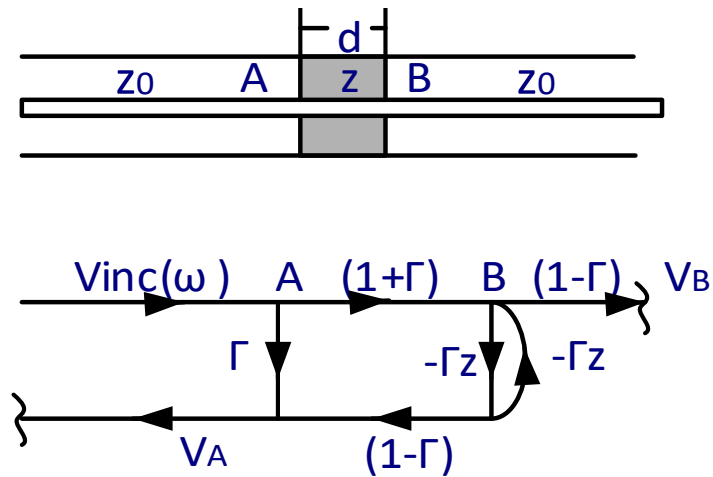


Рисунок 2.2 – Коаксіальна лінія зі вставленим кільцевим диском матеріалу, що підлягає вимірюванню. Орієнтований граф коаксіальної лінії

На рис 2.2 знизу показаний такий орієнтований граф сигналу, який дозволяє зв'язати падаючу хвилю в опорній площині А з відбитими хвилями в опорних площинах А і В, за якими можна визначити параметри розсіювання S_{11} і S_{21} як функції z і Γ . Орієнтований граф на рис.2.2 взаємно зв'язує відбиття та пропускання V_{Ainc} на межі розділу повітря-зразок у площині А, межі розділу зразок-повітря у площині В' та межі розділу зразок-повітря у площині А'. В площині А падаюча хвиля частково відбивається, що представлено фактором Γ .

На рис.2.3 показано, як електромагнітна хвиля, яка падає на межу розділу А-А', поширюється в зразку матеріалу. Падаюча хвиля V_{Ainc} відбивається та передається спочатку на межі розділу повітря-зразок А-А', пізніше на межі розділу зразок-повітря В'-В, а потім на межі розділу зразка-повітря А'-А і так далі. Тому в досліджуваному зразку виникають численні відбиття. Відбиті хвилі напруги в опорних площинах А і В, V_{Aref} і V_{Bref} , складаються з нескінченної кількості внесків із зменшеними амплітудами, пропорційно

відбиттям у зразку. Цей процес розповсюдження також може бути описаний орієнтованим графом сигналу[7].

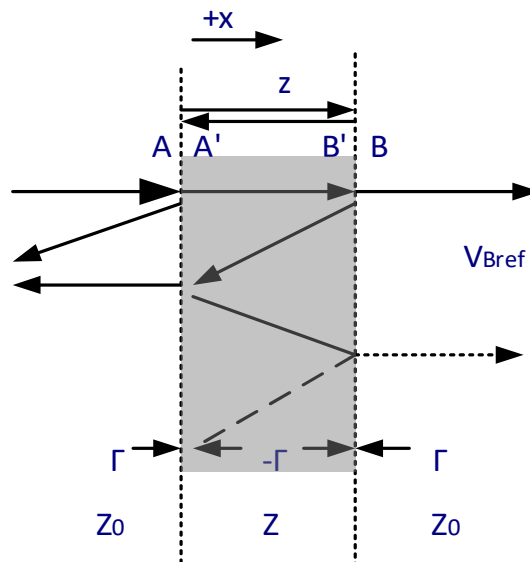


Рисунок 2.3 – Схема падаючого сигналу V_{Ainc} , відбитого сигналу V_{Aref} і переданого сигналу V_{Bref} із багаторазовим відбиттям, присутнім усередині зразка

Пропущена частина хвилі також поширюється через кінцевий зразок товщини d , який описується фактором $(1+\Gamma)z$. При B' коефіцієнт відбиття стає $-\Gamma$, як показано на малюнку 3, що призводить до коефіцієнта $1-\Gamma$ для частини, що проходить. Відбита частина на цій межі зразок-повітря знову поширюється через зразок, представлений загальним коефіцієнтом $-z\Gamma$. Коли частка V_{Ainc} потрапляє на поверхню розділу зразок-повітря, A' $(1-\Gamma)$ передається, а відбита частина знову поширюється через зразок, що описується коефіцієнтом $-z\Gamma$. Багаторазове відбиття відбувається між B' і A' .

Модель каскадного з'єднання дефекта зі зразком філаменту та з передаючою лінією у вигляді орієнтованого графу показана на рис.2.4

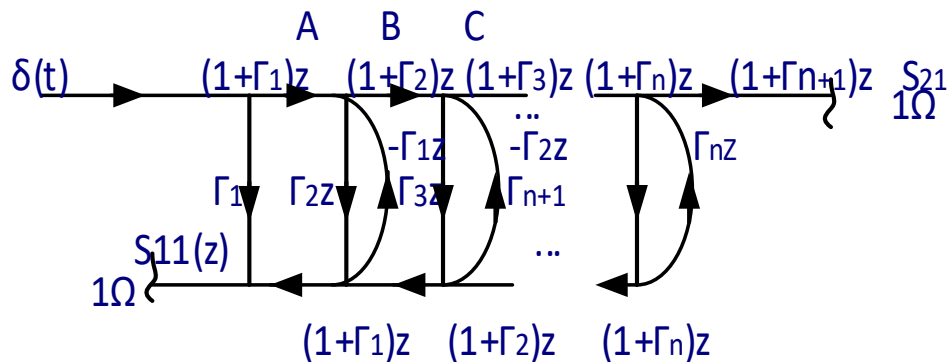


Рисунок 2.4 – Модель каскадного з'єднання дефекта зі зразком філамента та з передаючою лінією у вигляді орієнтованого графу

Багато фізичних ситуацій в теорія поширення електромагнітних хвиль, які можуть бути представлені еквівалентною схемою рис.2.4, що складається з каскадного з'єднання TEM ліній без втрат. Звичайний аналіз передбачає представлення кожної з n ділянок лінії на його ABCD матрицю передачі T , помноживши разом T -матриці та розв'язання загальної T -матриці для S_{21} коефіцієнт розсіювання шляхом алгебраїчного маніпулювання членами $T_1, T_2, T_3 \dots T_n$. Результат, навіть для помірних n , стає алгебраїчно нерозв'язний, і зазвичай потрібно вдаватися до комп'ютера. Використовуючи теорію орієнтованих графів можливо розробити загальну залежність між коефіцієнтами передачі системи і коефіцієнтами передачі окремих ланок

Загальний потоковий графік каскадного з'єднання рівної відрізків TEM показано на рис.2.4 [13]. На графі коефіцієнти передачі гілок: визначаються в термінах коефіцієнта відбиття j на кожному місці з'єднання відрізків. Таким чином

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - 1}{Z_1 + 1},$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1},$$

$$\dots$$

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_{l-1}}{Z_l + Z_{l+1}}, \quad (2.1a)$$

$$z = e^{-p\tau}, \quad (2.16)$$

де Z_l – нормований характеристичний опір,

$p = \sigma + j\omega$ – комплексна частота,

$\tau = L/C$,

L – довжина кожного відрізка,

c – швидкість світла в середовищі.

Тоді з теорії орієнтованих графів можна показати, що коефіцієнт передачі задається за допомогою

$$S_{21}(z) = \frac{\prod_{l=1}^{n+1} (1 + \Gamma_l) z^n}{1 + C_1 z^2 + C_2 z^4 + \dots + C_k z^{2k} + \dots + C_n z^{2n}}, \quad (2.2)$$

де n – кількість секцій лінії.

Коефіцієнти C_k також виводяться з теорії графів; ці коефіцієнти наведені в таблиці 1 як функція кількості каскадних ділянок в лінії. Ретельний огляд таблиці дозволить вивести правило, що визначає взаємозв'язок між Γ_l і C_k .

Таблиця 2.1 – Взаємозв'язок між Γ_l і C_k

C_k	Одна секція	Дві секції	Три секції
C_1	$\Gamma_1 \Gamma_2$	$\Gamma_1 \Gamma_2 + \Gamma_2 \Gamma_3$	$\Gamma_1 \Gamma_2 + \Gamma_2 \Gamma_3 + \Gamma_3 \Gamma_4$
C_2		$\Gamma_1 \Gamma_3$	$\Gamma_1 \Gamma_3 + \Gamma_2 \Gamma_4 +$ $+ \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4$
C_3			$\Gamma_1 \Gamma_4$

Як зазначено в (2.2), n констант необхідно вказати для n -секційного фільтра. Перший і n -й коефіцієнти найлегше визначити

$$C_1 = \Gamma_1 \Gamma_2 + \Gamma_2 \Gamma_3 + \dots + \Gamma_l \Gamma_{l+1} + \dots + \Gamma_{n-1} \Gamma_n + \Gamma_n \Gamma_{n+1} \quad (2.3)$$

та

$$C_n = \Gamma_1 \Gamma_{n+1}. \quad (2.4)$$

Коефіцієнт C_2 подано у двох частинах: а саме по два члени разом

$$C_{2|I} = \Gamma_1 \Gamma_3 + \Gamma_2 \Gamma_4 + \dots + \Gamma_{n-1} \Gamma_{n+1} \quad (2.5)$$

і доданки, взяті по чотири за один раз, шляхом дослідження коефіцієнта C_l в (2.3) і перемноження пар доданків так, що Γ_l ніколи не є вищим за перший ступінь. Таким чином,

$$\begin{aligned}
C_{2|II} = & \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4 + \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_4 \Gamma_5 + \dots + \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_n \Gamma_{n+1} \\
& \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_4 \Gamma_5 + \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_5 \Gamma_6 + \dots + \Gamma_2 \Gamma_3 \Gamma_n \Gamma_{n+1} \\
& \dots \\
& \Gamma_{n-2} \Gamma_{n-1} \Gamma_n \Gamma_{n+1}
\end{aligned} \quad (2.6)$$

та

$$C_2 = C_{2|I} + C_{2|II}. \quad (2.7)$$

Щоб знайти C_3 , діємо аналогічно

$$C_{3|I} = \Gamma_1\Gamma_3 + \Gamma_2\Gamma_4 + \dots + \Gamma_{n-2}\Gamma_{n+2}. \quad (2.8)$$

Щоб знайти інші частини (наприклад, $C_{3|II}$ і $C_{3|III}$), досліджуємо елементи у двох завершених рядках, що описують C_1 і C_2 , і помножуємо разом усі можливі комбінації добутку двох пар Γ і потім три пари Γ .

Діємо таким же чином, щоб знайти коефіцієнти вищого порядку. Загальне правило полягає в тому, що відкидаємо будь-який термін

- 1) Γ_l виявляється вищим за перший ступінь;
- 2) він уже з'явився в будь-якому з рядків вище.

Приклад: Розглянемо каскадне з'єднання 4 відрізків ліній передачі. Тоді з (2.2) чисельник $S_{2l}(z)$

$$N = (1 + \Gamma_1)(1 + \Gamma_2)(1 + \Gamma_3)(1 + \Gamma_4)(1 + \Gamma_5)z^4. \quad (2.9)$$

Щоб знайти коефіцієнти C_k у знаменнику, запишемо з огляду на табл.2.1 за допомогою (2.3)–(2.6)

$$C_1 = \Gamma_1\Gamma_2 + \Gamma_2\Gamma_3 + \Gamma_3\Gamma_4 + \Gamma_4\Gamma_5 \text{ (повний) },$$

$$C_2 = \Gamma_1\Gamma_3 + \Gamma_2\Gamma_4 + \Gamma_3\Gamma_5 + \dots \text{ (неповний) },$$

$$C_3 = \Gamma_1\Gamma_4 + \Gamma_2\Gamma_5 + \dots \text{ (неповний) },$$

$$C_3 = \Gamma_3\Gamma_5 + \dots(\text{повний}) . \quad (2.10)$$

Звернемо увагу на послідовність термінів, досліджуючи стовпці (2.10). За допомогою (2.6) і (2.7) додаємо відсутні частини до C_2 в (2.10).

$$C_2 = [\Gamma_1\Gamma_3 + \Gamma_2\Gamma_4 + \Gamma_3\Gamma_5] + \Gamma_1\Gamma_2\Gamma_3\Gamma_4 + \Gamma_1\Gamma_2\Gamma_4\Gamma_5 + \Gamma_2\Gamma_3\Gamma_4\Gamma_5 , \quad (2.11)$$

і, знаючи рядки C_1 і C_2 , завершуємо рядок C_3 використовуючи наведені вище правила. Отже,

$$C_3 = [\Gamma_1\Gamma_4 + \Gamma_2\Gamma_5] + \Gamma_1\Gamma_2\Gamma_3\Gamma_5 + \Gamma_1\Gamma_3\Gamma_4\Gamma_5 . \quad (2.12)$$

Подібний набір правил можна надати для оцінки $S_{11}(z)$. По черзі, оскільки це двопортова мережа без втрат, можна визначити величину квадрат $S_{11}(z)$ з умови унітарності матриці розсіювання. Результат

$$|S_{11}(z)|^2 = 1 - S_{21}(z)S_{21}\left(\frac{1}{z}\right) . \quad (2.13)$$

Тоді $S_{11}(z)$ можна отримати, зазначивши, що $S_{21}(z)$ і $S_{11}(z)$ мають той самий знаменник і що нулі передачі $S_{11}(z)$ повинні розташовуватися в лівій половині p площини.

Залежність коефіцієнта передачі S_{21} від неузгодженості першому стику ліній показана на рис.2.5

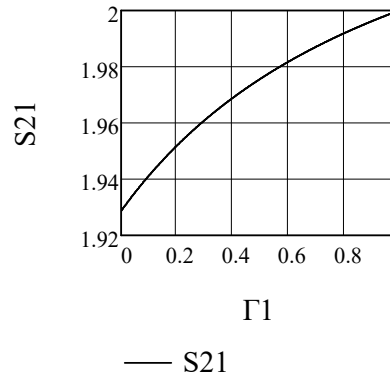


Рисунок 2.5 – Залежність коефіцієнта передачі S_{21} від Γ_1

2.2 Редукція орієнтованих графів

Побудова орієнтованого графа є лише частиною проблеми. Проблемою залишається знаходження значення хвилі в певному вузлі. Рішення для лінійних кіл можуть бути досягнуті серією топологічних маніпуляцій або обчислені за допомогою або алгебраїчних, або числових методів, які зводять орієнтований граф до простішої форми. Ці методи називаються методами редукції орієнтованих графів. Мета методів редукції орієнтованого графа полягає в тому, щоб скоротити загалом складний орієнтований граф до однієї гілки, що з'єднує дві змінні. Значення гілки тоді співвідношення змінних. Існує три широко використовувані методи скорочення орієнтованих графів, які наведені нижче.

Топологічний метод, заснований на чотирьох правилах, наданих Кюном. Ці правила застосовуються послідовно, щоб звести складний орієнтований граф до простого, що зводиться до одного шляху, що з'єднує два вузли. Чотири правила:

1. Гілки в рядах перемножують

2. Гілки паралельно додають. Для паралельності стрілки повинні вказувати однаковий напрямок. Якщо вони спрямовані в протилежні сторони, може утворитися петля дублювання вузла згідно з правилом 4.

3. Цикл значення K приєднаний до вузла, можна усунути, розділивши всі гілки, які входять до цього вузла на $1-K$.

4. Вузол може бути продубльований за умови, що кожен шлях на вихідному графі залишається. Контури, які приєднані до дубльованого вузла, також будуть дубльовані.

Правила редукції а) гілки послідовно; б) гілки паралельно; в) редукція петлі зворотного зв'язку показані на рис.2.6

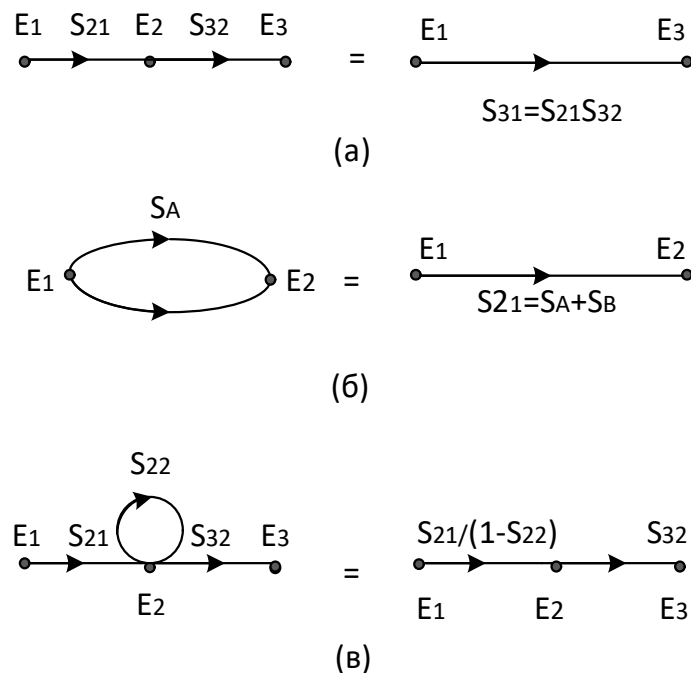


Рисунок 2.6 – Правила редукції а) гілки послідовно; б) гілки паралельно; в) редукція петлі зворотного зв'язку

Алгебраїчний метод редукції орієнтованих графів заснований на правилі Мезона неторкаючихся контурів

$$T = \frac{P_1 \left(1 - \sum L_1 + \sum L_2 - \dots \right) + P_2 \left(1 - \sum L_1 + \sum L_2 - \dots \right)}{1 - \sum L_1 + \sum L_2}, \quad (2.14)$$

де T – коефіцієнт передачі, що з'єднує дві змінні (тобто $b = Ta$),

P_1 – один шлях від a до b ;

P_2 – другий шлях від a до b , тощо;

$\sum L_1$ – сума всіх контурів першого порядку;

$\sum L_2$ – сума всіх контурів другого порядку тощо;

$\sum^1 L_1$ – сума всіх контурів першого порядку, які не торкаються P_1 ;

$\sum^1 L_2$ – сума всіх контурів другого порядку, які не торкаються P_1 ;

$\sum^2 L_1$ – сума всіх контурів першого порядку, які не торкаються P_2 ;

$\sum^2 L_2$ – сума всіх контурів другого порядку, які не торкаються P_2 , тощо.

Шлях – це добуток усіх гілок, які зустрічаються на шляху за вказівками стрілок і шлях не проходить жодного вузла більше одного разу. Може бути багато різних шляхи від вузла a до вузла b . Контур першого порядку – це шлях у напрямках стрілок, який не проходить один вузол більше одного разу. Його коефіцієнт передачі – добуток усіх пройдених гілок. Цикл другого порядку є добутком будь-яких двох циклів першого порядку контурів, які не торкаються в жодній точці. Цикл третього порядку є добутком трьох контурів першого порядку, що не торкаються, і так далі.

Матричний метод редукції орієнтованого графа дуже простий та ефективний метод, який особливо підходить для реалізації на комп'ютері. N вузлів у орієнтованому графі пронумеровано від 1 до N . Формується матриця $N \times N$ із значенням гілки S_{ij} у позиції i, j . Якщо бажаною знайти відношення

сигналу в q -му вузлі t_j , то в p -му вузлі матриця потім доповнюється додатковим $(N+1)$ го рядка і стовпцем, що містять нулі, за винятком позиції $(q, N+1)$ та $(N+1, p)$, які містять значення 1. Розширена матриця скорочується наступним чином. Для $j=1, \dots, N$ потім для $j+1, \dots, N+1$, додається $S_{ij}S_{jk}/(1-S_{ik})$ для $k=j+1, \dots, N+1$. Шукану відповідь дають елементи $S_{N+1, N+1}$.

Початкову $N \times N$ підматрицю можна повторно використовувати для визначення передачі між іншою парою вузлів після переміщення записів одиниць у рядку $(N+1)$ та стовпці $(N+1)$.

2.3 Приклад використання методів редукції орієнтованих графів

В [13, 14] використовувалося припущення про рівну довжину каскадно з'єднаних відрізків лінії передачі. В [15] навпаки різні довжини відрізків, уористоючись правилом неторкаючихся контурів отримано коефіцієнт пердавання. Орієнтований граф з не однаковими коефіцієнтами передачі показано на рис.2.7.

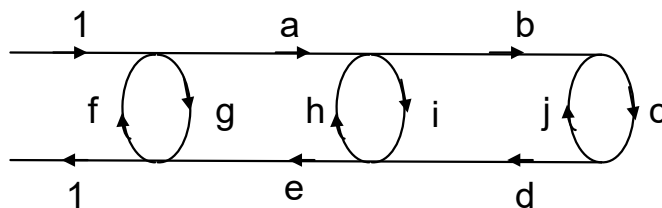


Рисунок 2.7 – Орієнтований граф з не однаковими коефіцієнтами передачі

Формула передачі для графа на рис.2.6. Нехай вхідний сигнал надходить ліворуч зверху, а вихідний сигнал виходить ліворуч знизу (рис.2.8), тоді маємо на виході сигнал

$$G = \frac{g(1-hi-jc-hbcd+hijc)+aie(1-jc)+abcde}{1-fg-hi-jc-faie-hbcd-fabcde+fg hi+fgjc+hijc+faiejc+gfhbcd-fghijc} \quad (2.15)$$

Як наступний приклад розглянемо розрахунок відбиття від тришарового діелектрика з дефектом посередині. На рис. 2.8 показано падаючу хвилю А, відбиту хвилю В, і чотири інтерфейси між сусідніми областями з різного матеріалу.

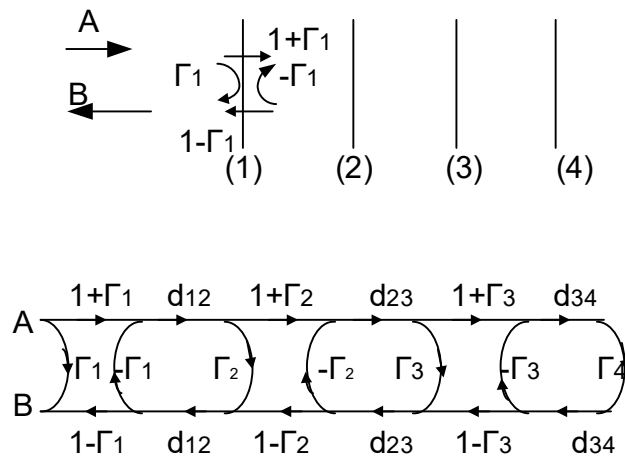


Рисунок 2.8 – Орієнтований граф діелектрика з дефектом

Перший і четвертий інтерфейси, звичайно, між повітрям і твердим тілом. Γ_1 – коефіцієнт відбиття першої поверхні розділу, зв'язуючи падаючу та відбиту хвилі. Це впливає з безперервності тангенціальної компоненти напуженості електричного поля E , що коефіцієнт пропускання інтерфейсу дорівнює $1+\Gamma_1$, а з симетрії коефіцієнту відбиття з протилежного боку інтерфейсу – негативне Γ_1 . Відповідний орієнтований зображено нижче на рис. 2.9. Вузлові сигнали вздовж верхнього ряду йдуть праворуч від кожного інтерфейсу, у нижньому рядку – хвилі, що йдуть ліворуч, d – коефіцієнти експоненціального фазового

зсуву з урахуванням затримка проходження кожного шару. Звідси коефіцієнт передачі потрійного шару буде

$$\frac{B}{A} = \Gamma_1 + (1 + \Gamma_1)(1 - \Gamma_1)G, \quad (2.16)$$

де G має таку саму форму, що й коефіцієнт посилення (2.15).

Використовуючи правило неторкаючихся контурів (2.14) отримаємо коефіцієнт передачі

$$S_{21} = \frac{1}{1 + \Gamma_1\Gamma_2 + \Gamma_2\Gamma_3 + \Gamma_3\Gamma_4} (1 + \Gamma_1)d_{12}(1 + \Gamma_2)d_{23}(1 + \Gamma_3)d_{34}. \quad (2.17)$$

Залежність коефіцієнта передачі S_{21} від Γ_1 показана на рис.2.9

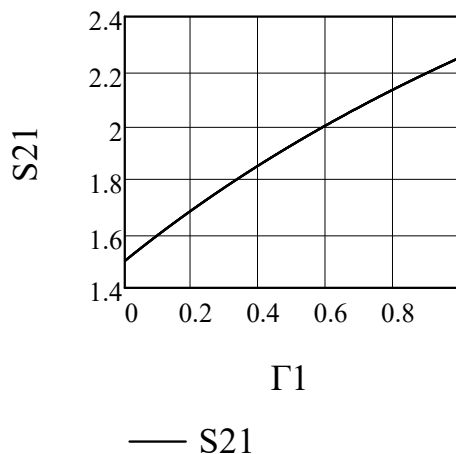


Рисунок 2.9 – Залежність коефіцієнта передачі S_{21} від Γ_1

Аналогічно за правилом неторкаючихся контурів отримаємо вираз для коефіцієнта відбиття на вході діелектричного зразка.

$$S_{11} = \frac{1}{1 + \Gamma_1 \Gamma_2 + \Gamma_2 \Gamma_3 + \Gamma_3 \Gamma_4} \left\{ (1 + \Gamma_1) d_{12}^2 (1 + \Gamma_2) d_{23}^2 (1 + \Gamma_3) d_{34}^2 (1 - \Gamma_3)(1 - \Gamma_2)(1 - \Gamma_1) + \right. \\ \left. + (1 + \Gamma_1) d_{12}^2 (1 + \Gamma_2) d_{23}^2 \Gamma_3 (1 - \Gamma_2)(1 - \Gamma_1)(1 + \Gamma_3 \Gamma_4) + \right. \\ \left. + (1 + \Gamma_1) d_{12}^2 \Gamma_2 (1 - \Gamma_1)(1 + \Gamma_3 \Gamma_4 + \Gamma_2 \Gamma_3) + \right. \\ \left. + \Gamma_1 (1 + \Gamma_1 \Gamma_2 + \Gamma_2 \Gamma_3 + \Gamma_3 \Gamma_4) \right\} \quad (2.18)$$

Порівняємо рис.2.9 з рисунком 2.5 Рис.2.5 та 2.9 для S_{21} співпадають.

Висновки до розділу 2

Удосконалення графічних моделей шляхом врахування дефекту проведене за допомогою моделей орієнтованих графів. Метод визначення коефіцієнтів передачі між вузлами орієнтованих графів дозволяють кількісно оцінити внесок дефектів в коефіцієнти передачі і відбиття матриці розсіювання. Коефіцієнт передачі і відбиття визначені за допомогою правила неторкаючихся контурів, одного з поширених методів редукції орієнтованих графів.

3 РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ, ВИБІР ОСНАЩЕННЯ, НЕОБХІДНОГО ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТУ, ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ УСТАНОВОК

3.1 Принцип дії векторних аналізаторів кіл

Аналізатор кіл є одним з найважливіших інструментів для аналізу аналогових схем. Шляхом вимірювання амплітуди і фази передачі і коефіцієнти відбиття аналогової схеми, мережі аналізатор розкриває всі характеристики мережі ланцюга. У мікрохвильовій техніці, мережі Аналізатори використовуються для аналізу найрізноманітніших матеріалів, компонентів, схем і систем.

Принцип дії аналізаторів кіл Аналізатори мереж широко використовуються для вимірювання чотири елементи в матриці розсіювання: S_{11} , S_{12} , S_{21} і S_{22} . Як показано на рис. 3.1, а аналізатор кіл в основному складається з джерела, пристрою поділу сигналів і детекторів. Аналізатор кіл може вимірювати чотири хвилі незалежно: дві падаючі хвилі a_1 і a_2 і дві відбиті хвилі b_1 і b_2 . Тоді параметри розсіювання можна отримати за допомогою комбінації цих чотирьох хвиль відповідно до рівнянь

$$S_{jj} = \frac{b_j}{a_j}, j = 1, 2, \quad (3.1)$$

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j}, (i \neq j; i = 1, 2; j = 1, 2) . \quad (3.2)$$

Чотири детектори, позначені a_1 , a_2 , b_1 і b_2 використовуються для вимірювання відповідних хвиль.

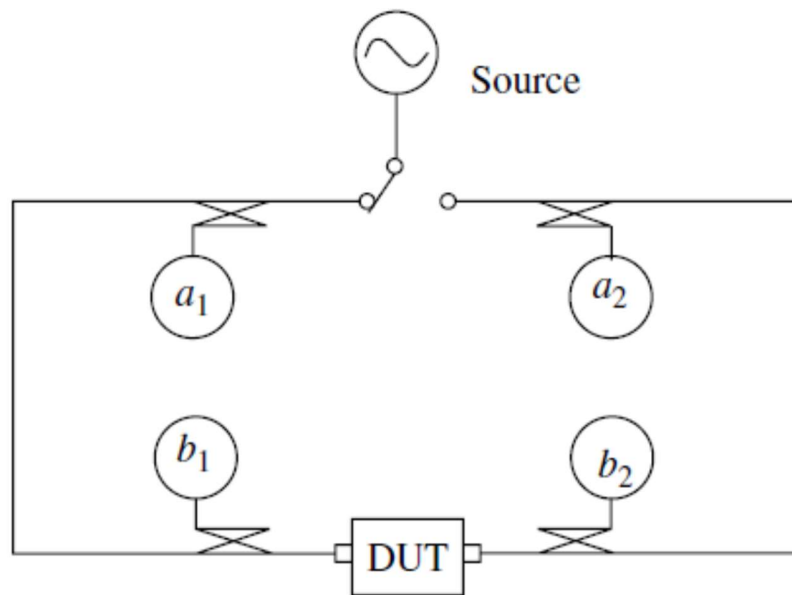


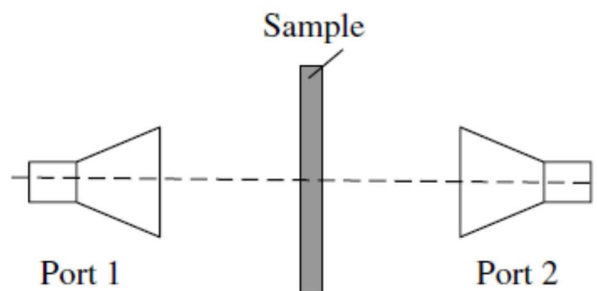
Рисунок 3.1– Блок-схема мережі аналізатор

Вимірювання відбиття і передачі здійснюється таким чином. У нерезонансних методах властивості матеріалів характеристики, вставляється досліджуваний зразок в сегменті лінії передачі, і відбиття від зразка та/або передача зразка вимірюється для розрахунку властивості матеріалів. Далі розглянуто однопортовий метод і двопортовий метод для вимірювання відбиття та пропускання.

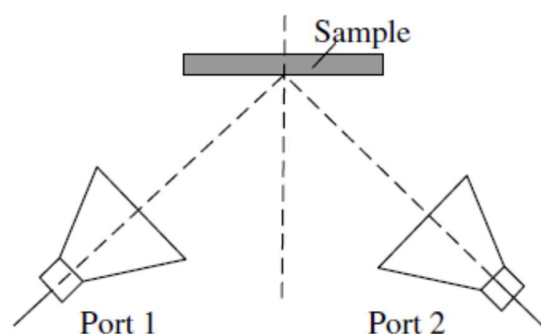
Однопортовий метод в основному призначений для вимірювання відбиття. У цьому методі один порт передає сигнали та приймає сигнали, відбиті від досліджуваного зразка, тобто параметр S_{11} або S_{22} . Динамічний діапазон вимірювань відбиття в основному обмежується спрямованістю вимірюваного порту. Для підвищення точності вимірювання і чутливості, зазвичай потрібно провести однопортове калібрування, яке вимагає трьох відомих стандартів, однак, в деяких випадках, коли не вимагають високу

точність і чутливість, одного еталону може бути достатньо для проведення простого калібрування.

Двопортовий метод більш підходить для методу передачі/ відбиття для характеристики властивостей матеріалів. У двопортовому методі один порт передає сигнал, а інший порт приймає сигнал з досліджуваного зразка. Як показано на рис.3.2 можна використати двопортовий метод вимірювання пропускання/відбиття та бістатичне вимірювання відбиття або розсіювання. Динамічний діапазон двопортового методу в основному обмежується рівнем шуму сигнал і перехресні переговори між ними порти. Вимірювання передачі зазвичай вимагає двопортове калібрування. Якщо нам не потрібні точні вимірювання, в у деяких випадках можливе «наскрізне» калібрування .



(a)



(b)

Рисунок 3.2 – Двопортові вимірювання. (а) Вимірювання пропускання/відбиття та (б) бістатичне відображення або вимірювання розсіювання

3.2 Векторні аналізатори Rohde&Schwarz та Keysight Technologies

В аналітичному огляді літератури розглянуті такі векторні аналізатори як Agilent Field Fox N9923A [7], Keysight PNA 5222 [10], N5247A PNA-X [8]. Нижче наведені їх зовнішній вигляд та основні характеристики.

На рис.3.3 показаний векторний аналізатор кіл Agilent Field Fox N9923A [7]



Рисунок 3.3 – Векторний аналізатор кіл Agilent Field Fox N9923A

Network analysis

Measurements	
S11, S21	Magnitude and phase
S12, S22	Magnitude and phase (Option 122)
Display	Log, linear, phase, group delay, VSWR, Smith chart, polar chart, split screen to show different S-parameters and phases
System impedance selection	50 ohm and 75 ohm (with 50/75 ohm adapter)
Frequency	
Frequency range	Option 104: 2 MHz to 4 GHz Option 106: 2 MHz to 6 GHz
Frequency reference	Accuracy: ± 2 ppm Aging rate: ± 1 ppm Temperature stability: ± 1 ppm over -10 to 55 °C
Frequency resolution	1 Hz
Measurement speed (Sweep time) ¹ S11 and S21, 2 MHz to 6 GHz 30 kHz IFBW, 1001 points	0.365 ms/point
Data points	101, 201, 401, 601, 801, 1001, 1601, 4001, 10,001 (custom number of points can be set using SCPI)
Directivity	Corrected: 42 dB
System dynamic range (S21)	2 MHz to 6 GHz: 100 dB (typical)
IF bandwidth	300 Hz, 1 kHz, 3 kHz, 10 kHz, and 30 kHz
Output power range	High power: -5 dBm (nominal) Low power: -40 dBm (nominal)
Trace noise (high output power, IF band width = 300 Hz)	Magnitude: < 0.01 dB rms
Immunity to interference	-16 dBm (nominal)
Maximum input level port 1 or port 2	-23 dBm / ± 50 VDC

1. 0.695 ms/point; applicable for N9923A with serial number prefix < than MY5607/SG5607/US5607 and N9923A not upgraded with Option N9910HU-500.

На рис.3.4 показаний векторний аналізатор кіл Keysight PNA 5222 [10]

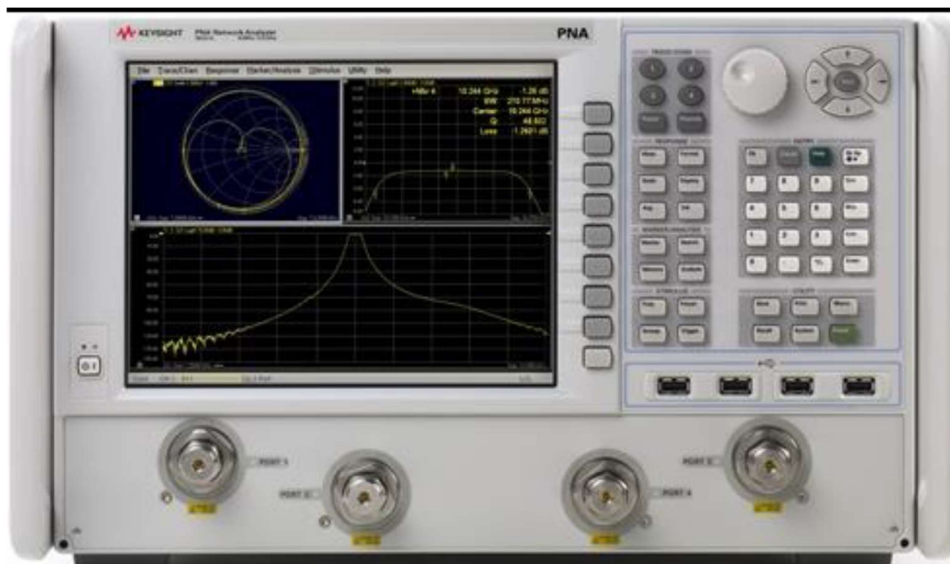


Рисунок 3.4 – Векторний аналізатор кіл Keysight PNA 5222

Description	Specification			Typical		
	System Dynamic Range (dB) (A)-(B)	Max Leveled Output Power (dBm) (A)	Test Port Noise Floor (dBm) (B)	Receiver Dynamic Range (dB) (C)-(D)	0.1 dB Compression at Test Port (dBm) (C)	Test Port Noise Floor (dBm) (D)
10 MHz to 50 MHz	94	12	-82	103	15	-88
50 MHz to 100 MHz	108	13	-95	118	15	-103
100 MHz to 500 MHz	118	13	-105	122	12	-110
500 MHz to 2 GHz	127	13	-114	130	12	-118
2 GHz to 13.5 GHz	127	13	-114	131	12	-119

На рис.3.5 показаний векторний аналізатор кіл Rohde&Schwarz ZVA8



Рисунок 3.5 – Векторний аналізатор кіл Rohde&Schwarz ZVA8
ZVA8

Key facts

- ▮ Linear and nonlinear amplifier and mixer measurements
- ▮ Noise figure measurements
- ▮ Pulse profile measurements with 12.5 ns resolution
- ▮ True differential measurements for reliable characterization of active devices with balanced ports
- ▮ High output power typ. > 15 dBm
- ▮ Wide dynamic range typ. > 140 dB
- ▮ High measurement speed < 3.5 μ s per test point
- ▮ Wide IF bandwidth: 1/5/30 MHz
- ▮ Versatile calibration techniques: TOSM, TRL/LRL, TOM, TRM, TNA, UOSM
- ▮ Automatic calibration units
- ▮ Mixer phase and group delay with and without LO access
- ▮ Frequency range: 300 kHz to 8 GHz (R&S®ZVA8);
10 MHz to 24/40/50/67 GHz (R&S®ZVA24/40/50/67)

Висновки до розділу 3

Розглянуто принцип дії векторних аналізаторів кіл та наведені приклади векторних аналізаторів провідних фірм Rohde&Schwarz та Keysight Technologies.

4. ОХОРОНА ПРАЦІ

4.1 Аналіз умов праці

Розробка і виконання дипломної роботи проводиться в приміщенні науково-дослідної лабораторії (НДЛ), яка розташована на 1 поверсі 4 поверхового будинку, несучі стіни і перегородки якого цегляні, а перекриття - залізобетонні конструкції. Розміри приміщення комп'ютерного залу складають 7x5x4 м, що становить площа 35 м², обсяг 140 м³. У приміщенні 2 вікна площею 10 м². Кількість працюючих - 3 програміста. На кожному робочому місці знаходиться сучасний комп'ютер (монітор і системний блок). Споживана потужність електрообладнання 3 кВт.

Приміщення відповідає вимогам: - на одне робоче місце припадає 11,6 м², обсяг - 46,6 м³ при нормі 6 м² і 20 м³ відповідно по НПАОП 0.00-1.28-10.

Електроживлення здійснюється за допомогою трифазної чотирьох мережі з глухозаземленою нейтраллю напругою 380/220 В частотою 50 Гц.

Лінія електромережі для живлення ПЕОМ виконана як окрема трипровідна мережа, шляхом прокладання фазного, нульового робочого та нульового захисного провідників. Необхідно проводити контроль ізоляції. Контроль проводити між нулем і фазою і між фазами. Опір ізоляції має бути не менше 500 кОм. Контроль проводити не рідше 1 разу на рік при відключеному електроживленні.

Проводиться вступний інструктаж для нових працівників, первинний інструктаж на робочому місці (безпечні прийоми праці, конкретна виробнича обстановка), повторний інструктаж один раз в півріччя, позаплановий інструктаж при введенні в дію нових стандартів, правил; при зміні технологічного процесу, нещасних випадках, цільовий інструктаж.

Проведення всіх інструктажів реєструється у відповідних журналах інструктажу з обов'язковим підписом інструктували та особи, яка інструктує. Журнали інструктажів повинні бути пронумеровані, прошнуровані та скріплені печаткою. При виконанні робіт, не пов'язаних з основною діяльністю, необхідно проводити цільовий інструктаж.

4.2 Виробнича санітарія в НДЛ

Приміщення має природне і штучне освітлення. Зорова робота проектувальника є роботою високої точності (найменший розмір об'єкта розрізнення 0,3-0,5 мм). Тоді розряд зорової роботи - III "В". За вимогами ДБН В.2.5-28-2006 величина коефіцієнта природного освітлення (КПО) повинна бути $\geq 1,2\%$, $E_{\min} = 200$ лк. Вікна мають регулювальні пристрої для відкриття, жалюзі.

Робота відноситься до категорії легкої 1а і, згідно з ДСН 3.3.6-042-99 «санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень», оптимальні параметри мікроклімату повинні відповідати таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Оптимальні параметри мікроклімату

Пора року	Температура повітря, град. С	Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
Холодна	22–24	40–60	$\leq 0,1$
Тепла	23–25	40–60	$\leq 0,1$

Допустимі рівні звукового тиску і рівні шуму на робочому місці повинні відповідати ДСН 3.3.6-037-99 «санітарні норми шуму, інфразвуку та ультразвуку». Еквівалентний рівень звуку не перевищує 50 дБ.

Робочі місця розташовані щодо світлових прорізів так, щоб природне світло падало зліва. Організація кожного робочого місця забезпечує відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування ергономічним вимогам НПАОП 0.00-1.28-10. Висота робочої поверхні столу для ПЕОМ - 750 мм, ширина столу - 1000 мм, глибина столу - 800 мм. Робочий стіл має простір для ніг висотою не менше 600 мм і шириною не менше 500 мм. Сидіння підйомно-поворотне, регульоване по висоті, куту нахилу, відстані спинки до переднього краю сидіння, висотою підлокітників. Правильний вибір параметрів столу і сидіння, дозволяє знизити статичні перевантаження м'язів. План розміщення робочих місць вказано на рисунку 4.1.

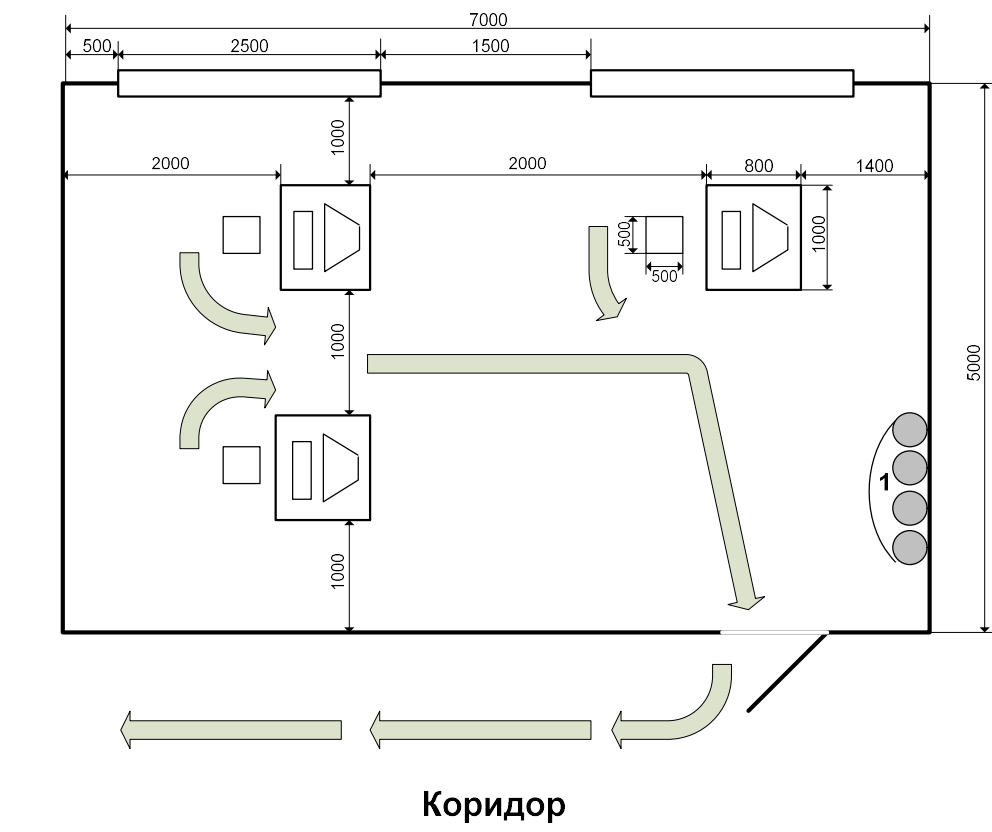


Рисунок 4.1 – План розміщення робочих місць з планом евакуації при пожежі

Для зменшення дії психофізіологічних ОВПФ слід встановити перерви по 20 хв через 2 години після початку робіт, через 1,5 год і 2,5 год по 20 хв після обідньої перерви. Загальна тривалість перерв (без урахування обідньої) за 8-годинний робочий день становить 60хв. Під час технологічних перерв рекомендується виконувати спеціальні вправи для зняття зорового стомлення, розумового перенапруження і статичних перевантажень.

У приміщенні НДЛ параметри мікроклімату не відповідають нормам. Для забезпечення встановлених норм мікроклімату слід застосовувати кондиціонування. Виконаємо розрахунок кондиціонування.

Джерелами надлишкового тепла в приміщенні є люди, устаткування, штучне освітлення, сонячна радіація, тепло, яке передається через стіни.

Визначаємо кількість тепла, що виділяється працюючими:

$$Q_p = 0,5 \times n \times q, \quad (4.1)$$

де n – кількість працюючих в приміщенні, $n = 3$;

q – кількість тепла, що виділяється робочим за 1 годину, $q = 120$ ккал/ч (для категорії робіт I а);

$$Q_p = 0,53 \times 120 = 180 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо кількість тепла, що виділяється обладнанням:

$$Q_{\text{обор.}} = 860 \times N \times \varphi_1 \times \varphi_2, \quad (4.2)$$

де φ_1 – коефіцієнт використання настановної потужності устаткування;

$\varphi_1 = 0,85$ ($0,85 \div 0,9$);

φ_2 – коефіцієнт одночасності роботи устаткування в зміні, $\varphi_2 = 1$ ($0,5 \div 1$);

N – потужність обладнання (кВт), $N = 3$ кВт;

$$Q_{обор.} = 860 \times 3 \times 0,85 \times 1 = 2193 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо кількість тепла від джерела освітлення

$$Q_{осв.} = K \times E \times S, \quad (4.3)$$

де K – питома тепловиділення на 1 люкс освітленості, $K = 0,05$ ккал/лк \times м² \times ч

E – найменша освітленість приміщення, 300 лк;

S – площа приміщення, $S = 7 \times 5 = 35$ м².

$$Q_{осв.} = 0,05 \times 300 \times 35 = 525 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо кількість тепла, що надходить через вікна:

$$Q_{солн.} = s \times q \times k \times k_c, \quad (4.4)$$

де s – площа скління, $s = 10$ м²;

q – величина сонячної радіації, що передається через 1 м² скління, що залежить від орієнтування вікон, $q = 130$ ккал / м² год (вікна спрямовані на північний схід);

k – коефіцієнт, що залежить від місця розташування, $k = 1,15$;

k_c – коефіцієнт затінення, $k_c = 0,8$.

$$Q_{солн.} = 10 \times 130 \times 1,15 \times 0,8 = 1196 \text{ ккал/ч}$$

Кількість тепла, що надходить в приміщення через стіни $Q_{ст.}$, Прийmemo рівним нулю, тому що стіни цегляні.

Визначимо сумарну кількість тепла

$$Q_{\Sigma} = Q_p + Q_p + Q_{обор.} + Q_{осв} + Q_{солн.} + Q_{ст} \quad (4.5)$$

Таким чином можемо визначити

$$Q_{\Sigma} = 180 + 2193 + 525 + 1196 + 0 = 4094 \text{ ккал/ч}$$

Визначаємо необхідний повітрообмін приміщення:

$$L = \frac{Q_{\Sigma}}{C(t_n - t_{пр.})}, \quad (4.6)$$

де $C = C_{уд.}$.

$P_{об}$ – об'ємна теплоємність сухого повітря;

t_n – температура повітря, що видаляється, $t_n = 31 \text{ } ^\circ\text{C}$;

$t_{пр.}$ – припливна температура, $t_{пр.} = 21 \text{ } ^\circ\text{C}$;

$C_{уд.}$ – питома теплоємність повітря, $C_{уд.} = 0,237 \text{ ккал / кг } ^\circ\text{C}$;

$P_{об}$ – об'ємна вага припливного повітря, $P_{об} = 1,205 \text{ кг / м}^3$;

$$C = 0,237 \cdot 1,205 = 0,286 \text{ ккал/м}^3\text{ } ^\circ\text{C}$$

$$L = \frac{4094}{0,286(31-21)} = 1101,12 \text{ м}^3 / \text{ч}$$

Визначаємо необхідну продуктивність кондиціонера на охолодження

$$Q_{\text{хол.}} = L \cdot C (t_{\text{нар.}} - t_{\text{пр.}}) , \quad (4.7)$$

де $t_{\text{нар.}}$ – зовнішня температура повітря, $t_{\text{нар.}} = 32^\circ\text{C}$.

$$Q_{\text{хол.}} = 1101,12 \cdot 0,286(32-21) = 4093,96 \text{ ккал/ч}$$

Система кондиціонування вибирається виходячи з таких умов:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_k \geq L \\ Q_k \geq Q_{\text{хол.}} , \end{array} \right. \quad (4.8)$$

де L_k , Q_k – продуктивність кондиціонера за обсягом і холоду відповідно.

З урахуванням отриманих результатів вибираємо кондиціонер Daewoo DMB-1812LN, який зможе забезпечити для спекотної пори необхідні повітрообмін і охолодження зовнішнього повітря для підтримки оптимальних параметрів мікроклімату. Характеристики: Обмін повітря – 1200 м³/год; продуктивність на охолодження - 5,8 кВт, рівень шуму - 32дБ.

4.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Для забезпечення безпеки людей при роботі з комп'ютером в приміщенні слід дотримуватися загальні вимоги пожежної безпеки згідно з ГОСТ 12.1.004-91. Причиною пожежі в приміщенні, можуть бути: коротке замикання електропроводки; несправність ПЕОМ та іншого електрообладнання.

Відповідно до вимог ГОСТ 12.1.004-91 приміщення комп'ютерного відділу оснащено:

- димовими пожежними сповіщувачами в кількості 1 датчик (контролює площу до 86 м² по ДБН В.2.5-56-2010);

- вуглекислотними переносними вогнегасниками в кількості 2 штуки (з розрахунку 1 вогнегасник на 3 ПК, але не менше 2 на приміщення), об'ємом 2 л, ВВК-1,4;

- кошма.

При проектуванні і будівництві виробничих і допоміжних будівель промислових підприємств передбачають евакуаційні виходи, призначені для безпечної евакуації знаходяться в будівлі в разі виникнення пожежі або аварії. Ефективність евакуації досягається створенням шляхів евакуації. На евакуаційних шляхах організовано природне і штучне аварійне освітлення.

Висновки до розділу 4

У даному розділі розглянуті умови праці, виробнича санітарія та безпека в надзвичайних ситуаціях

ВИСНОВКИ

Огляд сучасних публікацій показав, що метод Ніколсона-Роса-Вейра для вимірювання параметрів діелектриків ще не вичерпав своїх можливостей. В нашій роботі удосконалюється модель та до цього методу додаються засоби врахування дефектів в діелектриках на базі орієнтованих графів.

Удосконалення графічних моделей шляхом врахування дефекту проведене за допомогою моделей орієнтованих графів. Метод визначення коефіцієнтів передачі між вузлами орієнтованих графів дозволяють кількісно оцінити внесок дефектів в коефіцієнти передачі і відбиття матриці розсіювання. Коефіцієнт передачі і відбиття визначені за допомогою правила неторкаючихся контурів, одного з поширених методів редукції орієнтованих графів.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. ДСТУ 3008 – 2015. Державний стандарт України. Документація, звіти у сфері науки. Структура і правила оформлення – Чинний від 1 липня 2017 р.
2. Фомин Д. Г. Анализ методов измерения диэлектрических свойств материалов в СВЧ диапазоне длин волн / Д. Г. Фомин, Н. В. Дударев, С. Н. Даровских. // Журнал радиоэлектроники. – 2021. – №6. – С. 1–12.
3. Nicolson A. M. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques / A. M. Nicolson, G. F. Ross. // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 1970. – №19. – С. 377–382.
4. Nicolson A. M. Broad-band microwave transmission characteristics from a single measurement of the transient response / Nicolson. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1968. – №17. – С. 395–402.
5. Microwave Electronics Measurement and Material Characterization / [L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo та ін.], Wiley&Sons, 2004. – 549 с.
6. Определение S-параметров и диэлектрической проницаемости образцов кварцевой керамики в миллиметровом диапазоне длин волн / Н. А. Певнева, Д. А. Кондрашов, А. Л. Гурский, А. В. Гусинский. // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. – 2021. – №19(7). – С. 65–71.
7. Rittner I. L. Design and Evaluation of a Measurement Procedure to obtain the Electric Permittivity and the Magnetic Permeability / I. L. Rittner, W. G. Fano. // Elektron: ciencia y tecnología en la electrónica de hoy. – 2018. – №2. – С. 30–38.
8. Error Tolerant Method of Dielectric Permittivity Determination Using a TE 01 Mode in a Circular Waveguide at the W-Band / [H. E. Choi, W. Choi, E. I. Simakov та ін.]. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. – 2019. – №68. – С. 808–815.

9. Sun J. Extracting complex dielectric properties from reflection-transmission mode spectroscopy / J. Sun, S. Lucyszyn. // *IEEE Access*. – 2018. – №6. – С. 8302–8321.
10. Sahin S. A simplified Nicolson–Ross–Weir method for material characterization using single-port measurements / S. Sahin, N. K. Nahar, K. Sertel. // *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*. – 2020. – №10(4). – С. 404–410.
11. Courtney C. C. Time-domain measurement of the electromagnetic properties of materials / Courtney. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1998. – №46. – С. 517–522.
12. Luukkonen O. Stepwise Nicolson-Ross-Weir-Based Material Parameter Extraction Method / O. Luukkonen, S. I. Maslovski, S. A. Tretyakov. // *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* – 2011. – №10. – С. 1295–1298.
13. Ross G. F. A Simple Method for Obtaining the System Function of a Cascade Connection of Transmission Lines (Correspondence) / Ross. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1970. – №18. – С. 738–740..
14. Miller E. K. Time-domain measurements in electromagnetics / Miller., 1986. – 541 с.
15. Mason S. J. Feedback theory: Further properties of signal flow graphs / Mason. // *Proceedings of the IRE*. – 1956. – С. 920–926.
16. Hunton J. K. Analysis of microwave measurement techniques by means of signal flow graphs / Hunton. // *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1960. – №8. – С. 206–212.
17. Kuhn N. Simplified signal flow graph analysis / Kuhn. // *Microwave Journal*. – 1963. – №6. – С. 59–66.
18. Miroshnyk M. Signal flow graph models and alternative gain formula for multiprobe microwave multimeter / M. Miroshnyk, O. Zaichenko, V. Butenko. //

Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2016. – №6. – С. 12–17.

19. Somlo P. I. Microwave Impedance Measurement / P. I. Somlo, J. D. Hunter. – London: Peter Peregrinus, 1985. – 213 с.

20. Дзюндзюк Б.В. Охрана труда. Сборник задач [Текст] / Дзюндзюк Б.В., Іванов В.Г. – Х.: НВП центр ХНУРЕ, 2006. – 242 с.

21. Методичні вказівки до виконання розділу «Охорона праці» у випускних роботах ОКР [текст] / – Харків: ХНУРС, 2011 – 24 с.