

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний університет "Запорізька політехніка"

**Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій**  
(повне найменування факультету)

**Кафедра радіотехніки та телекомунікацій**  
(повне найменування кафедри)

## Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)  
магістра  
\_\_\_\_\_

(ступінь вищої освіти)

на тему **ДОСЛІДЖЕННЯ ПОБУДОВИ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА**  
**НА ОСНОВІ НВЧ ІНТЕРФЕРОМЕТРА**

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-912м

Спеціальності \_\_\_\_\_

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) \_\_\_\_\_

«Інформаційні мережі зв'язку»

ТОСКАЛЮК Кирило Андрійович

(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник ЛОГАЧОВА Людмила Михайлівна

(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент \_\_\_\_\_

(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
**Національний університет "Запорізька політехніка"**  
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій  
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій  
 Ступінь вищої освіти Магістр  
 Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"  
(код і найменування)  
 Освітня програма (спеціалізація) Інформаційні мережі зв'язку  
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри РТТ

к.ф.-м.н., доц. САМОЙЛИК С.С.

«    » січня 20 24 року

**ЗАВДАННЯ**  
**НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА)**

ТОСКАЛЮКА Кирила Андрійовича

(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи): "Дослідження побудови частотного детектора на основі НВЧ-інтерферометра"

керівник проекту (роботи) ст. викладач ЛОГАЧОВА Людмила Михайлівна  
(науковий ступінь, вчене звання, ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батьков.)

затверджені наказом закладу вищої освіти від "14" листопада 2023 року №443

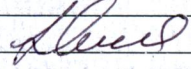
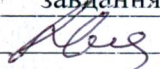
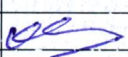
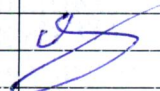
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 10 грудня 2023 р.

3. Вихідні дані до проекту (роботи): робочий діапазон частот – 1..8 ГГц, точність визначення частоти – менше 1%;

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) визначити межі застосування значень елементів та межі їхньої фізичної реалізації у мікросмужковому виконанні, розробити топологію й провести моделювання схеми детектора у САПР SAMIS 2.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів) презентація роботи в Microsoft PowerPoint

## 6. Консультанти розділів проекту (роботи)

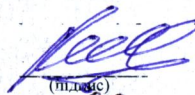
Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-4	ЛОГАЧОВА Л. М., ст. викладач		
Нормо-контроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання «04» жовтня 2023 року.

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Методи розрахунку НВЧ ланцюгів	9.10 – 31.10	виконано
2	Розробка та аналіз схеми частотного детектора	1.11 – 30.11	виконано
3	Конструкторський розрахунок елементів детектора	1.12-11.12	виконано

Студент(ка)

К. А. ТОСКАЛЮК  
(ім'я, ПРИЗВИЩЕ)

Керівник проекту (роботи)

Л. М. ЛОГАЧОВА  
(ім'я, ПРИЗВИЩЕ)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до магістерської роботи: 101 с., 1 табл., 63 рис., 2 дод., 24 джерела.

СВЧ ЛАНЦЮГ, МАТРИЦЯ РОЗСПЮВАННЯ, БАГАТОПОЛЮСНИК, БАЗОВИЙ ЕЛЕМЕНТ, ПРИНЦИП ДЕКОМПОЗИЦІЇ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, МІКРОСМУЖНА ЛІНІЯ, ІНТЕРФЕРОМЕТР, ВИМІР.

Метою даного дипломного проекту є розробка частотного детектора НВЧ діапазону, призначеного для визначення високої точності частоти вхідного сигналу і працюючого в реальному масштабі часу.

Необхідно також обґрунтувати методику вимірювання частоти, виконати розрахунок основних складових частин схеми, розробити та розрахувати конструкцію пристрою. Провести моделювання розробленої схеми детектора за допомогою автоматизованої системи SAMIS та порівняти результати моделювання з відомими даними.

## ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки .....	6
Вступ.....	7
1 Постановка задачі.....	9
2 Методи розрахунку НВЧ ланцюгів .....	15
2.1 Загальні відомості про матриці розсіювання багатополісників.....	15
2.2 Використання матриць розсіювання для розрахунку НВЧ ланцюгів ....	17
2.2.1 Метод багатополісника.....	18
2.2.2 Алгоритм послідовного поєднання матриць розсіювання НВЧ багатополісників.....	21
2.3 Методи розрахунку дільників потужності .....	27
3 Розробка та аналіз схеми частотного детектора .....	34
3.1 Розробка інтерферометра на МСЛ.....	34
3.2 Структура та характеристики детектора .....	41
3.3 Розрахунок вхідного та вихідного дільників .....	43
3.4 Розрахунок ланцюгів узгодження діода .....	46
3.5 Реалізація пристрою для виміру частоти сигналу .....	54
3.6 Опис програми SAMIS 2 .....	61
3.7 Моделювання частотного детектора за допомогою системи SAMIS.....	74
4 Конструкторський розрахунок елементів детектора.....	83
Висновки .....	90
Перелік джерел посилань .....	91
Додаток А.....	94
Додаток Б .....	98

**СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ**

АЦП	–	аналоґо-цифровий перетворювач
БЕ	–	базовий елемент
ВЧ	–	високочастотний
ВАХ	–	вольт-амперна характеристика
ВЗЗ	–	від’ємний зворотній зв’язок
ГІС	–	гібридна інтегральна мікросхема
ГКЧ	–	генератор колиханих частот
ДБШ	–	діод з бар’єром Шоттки
ДОН	–	джерело опорної напруги
ЕОМ	–	електронно-обчислювальна машина
ІМС	–	інтегральна мікросхема
ІС	–	інтегральна схема
КСХ	–	коефіцієнт стоячої хвилі
МК	–	мікроконтролер
МСЛ	–	мікросмужкова лінія
МСU	–	мікроконтролер
НВЧ	–	надвисока частота
НВ	–	направлений відгалужувач
НСЛ	–	несиметрична смугова лінія
ОП	–	операційний підсилювач
ПЗУ	–	постійний запам’ятовуючий пристрій
САПР	–	система автоматизованого проектування
ФЗС	–	фільтр зосередженої селекції
ФЧХ	–	фазочастотна характеристика
ЦАП	–	цифро-аналоговий перетворювач
ЩЛ	–	щілинна лінія

## ВСТУП

В останні десятиліття розробка радіоелектронної апаратури характеризуються просуванням в область все більш високих частот, що пов'язано з функціональним ускладненням пристроїв та покращенням їх масогабаритних та вартісних характеристик. Інтенсивне освоєння діапазону НВЧ зажадало від розробників пошуку та дослідження нових типів ліній передач, а також використання складніших методів розрахунку ланцюгів. На основі цих розробок виявилось можливим створення не тільки малогабаритних пристроїв НВЧ, але також інтегральних схем НВЧ як у планарному, так і в об'ємному виконанні.

Велика увага під час створення апаратури як низькочастотного, і НВЧ діапазону приділяється розробці методів і схем точного визначення частоти сигналу. Особливе значення точні методи вимірювання частоти мають у діапазоні НВЧ, де безпосереднє визначення частоти на низькочастотних принципах неможливе, а існуючі методики та схеми вимірювання досить складні.

Частотний детектор, що розробляється в даному дипломному проекті НВЧ, відноситься до групи пристроїв, що працюють у реальному масштабі часу. Він може бути використаний як при вимірюванні частоти сигналів, що приймаються, так і при налаштуванні таких пристроїв як синтезатори, генератори колиханої частоти, гетеродини і т.д. Цей НВЧ детектор має ряд переваг, до яких відносяться наступні:

- проста структура детектора;
- хороші електричні параметри, особливо точність виміру;
- можливість зміни частотного діапазону від дуже вузького до широкого;
- виконання різноманітних пристроїв на мікросхемах за планарною технологією;

– можливість побудови багатоканальних систем.

Простота структури детектора обумовлена тим, що в ньому використовуються два простих діляника, три регулярні відрізки лінії передачі і два випрямляючі діоди. Застосування мікросмужкових ліній, як ліній передачі, дозволяє використовувати при виготовленні цього детектора планарну технологію, що забезпечує хорошу повторюваність параметрів та значно здешевлює пристрій. Методика, що використовується, і застосований математичний апарат дозволяють з високою точністю визначати частоту вхідного сигналу. Крім того, аналіз показує, що запропонована методика вимірювання частоти дозволяє в широких межах змінювати робочий діапазон детектора. Проста структура забезпечує можливість побудови багатоканальних систем вимірювання.

## 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Принцип НВЧ інтерференції – це перерозподіл енергії випромінювання розповсюджуваних хвиль, що виникає внаслідок взаємодії електромагнітних полів, котрим виконуються певні умови. Розглянемо стисло ці умови. Нехай є дві монохроматичні хвилі з напругою поля  $\mathbf{E}_1$  та  $\mathbf{E}_2$ .

Рівняння Максвелла дозволяють записати *суперпозицію* (складання) цих полів у просторі:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2. \quad (1.1)$$

Зауважимо: рівняння (1.1) – це векторне рівняння. Оскільки енергія поля пропорційна квадрату амплітуди, то зведемо напруженість результуючого поля  $\mathbf{E}$  у квадрат:

$$E^2 = (\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2)^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2\mathbf{E}_1\mathbf{E}_2. \quad (1.2)$$

Реальні (матеріальні) вимірювачі енергії досить інерційні, тобто завжди реагують не на миттєві значення полів, а усереднюють їх за кінцевим часом. Тому реально у вимірах ми маємо справу не з рівнянням (1.2), а з рівнянням (1.2'):

$$\langle E^2 \rangle = \langle (\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2)^2 \rangle = \langle E_1^2 \rangle + \langle E_2^2 \rangle + 2\langle \mathbf{E}_1\mathbf{E}_2 \rangle, \quad (1.2')$$

де кутовими дужками позначено усереднення відповідних величин.

Звернімо увагу, що у рівнянні (1.2') останній член – це, по-перше, скалярний добуток векторів, по-друге, добуток двох, у загальному випадку, випадкових величин. Тому залежно від властивостей векторів  $\mathbf{E}_1$  і  $\mathbf{E}_2$  можливі два випадки:  $\langle \mathbf{E}_1\mathbf{E}_2 \rangle = 0$  і  $\langle \mathbf{E}_1\mathbf{E}_2 \rangle \neq 0$ .

Необхідною умовою інтерференції є нерівність нулю цього члена, що називається інтерференційним членом :

$$\langle \mathbf{E}_1 \mathbf{E}_2 \rangle \neq 0. \quad (1.3)$$

Тому досліджуючи умови нерівності нулю інтерференційного члена, можна зрозуміти які умови мають бути накладені на вихідні поля  $\mathbf{E}_1$  і  $\mathbf{E}_2$  щоб їх інтерференція стала можливою.

По-перше, рівняння (1.2) і (1.2') означають, що при інтерференції завдяки наявності члена (1.3) порушується локальна адитивність енергії : загальна енергія в кожній точці простору, пропорційна  $\langle E^2 \rangle$ , залежно від знаку інтерференційного члена може бути як більше, так і менше суми енергії складових полів, що діють у цій точці порізно. Оскільки величини, пропорційні  $\langle E_1^2 \rangle$  і  $\langle E_2^2 \rangle$  – це інтенсивність (енергія) полів  $\mathbf{E}_1$  та  $\mathbf{E}_2$ , а енергія – це величина суто позитивна і, отже, адитивна, то неадитивність рівнянь (1.2) та (1.2') потребує пояснення. Насправді вона означає, що на будь-які фізичні тіла (середовища) у кожній точці на виході діє не енергія, а саме напруженість кожного поля  $\mathbf{E}_1$  і  $\mathbf{E}_2$  (точніше, електрична сила  $e \cdot \mathbf{E}$ ). А це – величини векторні, тому в кожній точці вони підсумовуються векторно і можуть бути як більшими, так і меншими від суми дії полів окремо. Тому якщо в кожній точці діють кілька полів, то енергія загального поля є квадратом векторної суми напруженостей цих полів, а не сумою їх енергій.

Легко показати, що з усередненні інтерференційний член  $\langle \mathbf{E}_1 \mathbf{E}_2 \rangle = 0$  (зануляється) наступних випадків:

- а) монохроматичних хвиль різних частот;
- б) монохроматичних хвиль однакової частоти, але з взаємно перпендикулярною (схрещеною) поляризацією.

Інакше висловлюючись, умови а) і б) – це умови відсутності інтерференції хвиль. Основна умова інтерференції – когерентність полів. Монохроматична хвиля може бути записана у вигляді

$$E(t) = E_0 \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi).$$

У загальному випадку всі три величини  $E_0$ ,  $\omega$  і  $\varphi$  можуть бути функціями часу  $t$ . Для явищ інтерференції найбільш цікавий випадок, коли частота залишається незмінною (принаймні, протягом часу вимірювання), а амплітуда і фаза коливань, що складаються, змінюються. Такі коливання запишемо у вигляді

$$E(t) = E_a(t) \cdot \cos[\omega t - \varphi(t)].$$

Складаючи два подібні коливання, отримаємо:

$$E(t) = E_1(t) + E_2(t) = E_0(t) \cdot \cos[\omega t - \varphi_0(t)],$$

$$\text{де } E_0(t) = \{E_{10}^2(t) + E_{20}^2(t) + 2 \cdot E_{10}(t) \cdot E_{20}(t) \cdot \cos[(\varphi_1(t) - \varphi_2(t))]\}^{1/2} \quad (1.4)$$

Із (1.4) видно, що величина інтерференційного члена залежить від різниці фаз коливань у даній точці простору, якщо їх різниці фаз коливань ведуть себе так що за час вимірювань  $t$  косинус їх різниці багато разів змінює знак, то інтерференційний член дорівнює нулю навіть при сталості амплітуд коливань. Дійсно і інтегральний член прагне нуля при  $t \rightarrow \infty$ . Таким чином, для наявності сталої картини інтерференції необхідно, щоб за час вимірювання різниця фаз була постійна, це і є умова когерентності хвиль:

$$\varphi_1(t) - \varphi_2(t) = \text{const}. \quad (1.5)$$

Умова (1.5) є необхідною, але не достатньою умовою. Щоб для гармонійних коливань воно стало достатнім, необхідно накласти дві

додаткові умови: рівність частот  $f_1 = f_2$  і неперпендикулярність векторів  $E_1$  та  $E_2$ .

Отже, можна дати таке загальне визначення інтерференції:

Інтерференція – це перерозподіл енергії хвиль у просторі, що спостерігається у разі дотримання наступних умов для полів, що складаються з:

- рівності частот ( $\omega_1 = \omega_2$ );
- неперпендикулярності поляризацій ( $E_1$  не перпендикулярно  $E_2$ );
- когерентності (постійності зсуву фаз) інтерферуючих хвиль ( $\varphi_1(t) - \varphi_2(t) = \text{const}$ ).

Із публікацій [2, 3] відомо декілька структур побудування НВЧ інтерферометрів, на мостових пристроях, на Т-з'єднаннях, особливо у хвилеводному виконанні. У [3] наведена структурна схема хвилеводного інтерферометра, побудованого на основі подвійного Т-з'єднання. Вимірювання довжини хвилі здійснюється двома етапами:

- при заданій довжині закороченого хвилеводу  $l_4$  порядку кількох метрів, регулюючи довжину закороченого відрізка  $l_2$  встановлюють нульовий показ в індикаторі у плечі Е;
- вимірюють переміщення закорочення у будь-якому з хвилеводів, необхідне для повторного встановлення нульового показу індикатора. Знайдена таким способом найменша відстань дорівнює півхвилі у хвилеводі.

На рисунку 1.1 відображена структурна схема НВЧ інтерферометра на основі подвійного хвилеводного Т-з'єднання.

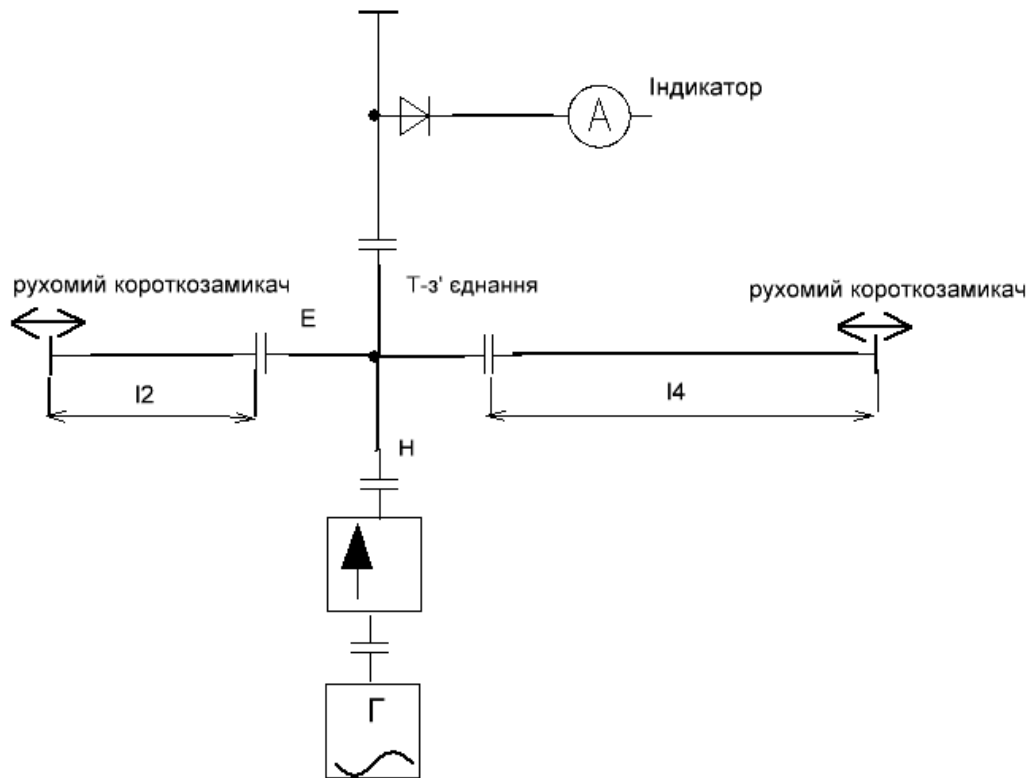


Рисунок 1.1 – Структурна схема НВЧ інтерферометра на основі подвійного хвиле–водного Т-з'єднання

Основною задачею роботи є пристосування мікросмугової технології в заміні хвилевому зчленуванню для побудови вимірювального пристрою.

В процесі роботи над дипломом необхідно вирішити наступні завдання:

- розглянути існуючі типові рішення побудови інтерферометра, здатного в застосуванні у якості вимірювача частоти НВЧ сигналів;
- розглянути характеристики і параметри елементів, необхідних для побудови вимірювального пристрою при роботі на різних діапазонах хвиль;
- визначити структурну схему вимірювального пристрою в цілому;
- визначити значення параметрів та вимоги до елементів пристрою;
- визначити кордони застосування значень елементів та межі їхньої фізичної реалізації у мікро-смуговому виконанні;
- провести розрахунки схеми у діапазоні частот 1 ГГц – 8 ГГц;
- уявити можливість побудовання інтерферометра на основі ділянок з

різними коефіцієнтами поділу;

- оволодіти навичками застосування алгоритмів декомпозиційного метода розрахунку НВЧ багатополісників;

- уявити діапазонні властивості елементів, які впливають найбільшим образом на точність вимірів;

- оволодіти навичками застосування програмного комплексу SAMIS 2 для розрахунку НВЧ пристроїв та вузлів.

## 2 МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ НВЧ ЛАНЦЮГІВ

### 2.1 Загальні відомості про матриці розсіювання багатополосників

В області надвисоких частот об'єктами вимірювання є не провідності та опору, а коефіцієнти відбиття та передачі, безпосередньо пов'язані з амплітудами падаючих та відбитих хвиль. Тому на надвисоких частотах для опису властивостей хвилеводних вузлів доцільно використовувати матрицю розсіювання ( $S$  матрицю), яка задається в загальному випадку за допомогою співвідношення:

$$U^- = S \cdot U^+, \quad (2.1)$$

де  $S$  – матриця розсіювання;

$U^+$ ,  $U^-$  – матриці-стовпці, складені відповідно з амплітуд падаючих та відбитих хвиль електричних полів.

У зв'язку з тим, що в хвилеводних лініях має місце неоднозначність у визначенні амплітуд напруги і струмів, в теорії ланцюгів НВЧ вводиться нова змінна, яка не залежить від типу лінії, що передає, і частотного діапазону. Як така змінна використовується падаюча і відбита потужність у плечах багатополосників. Застосування цієї змінної зумовлює введення опису багатополосників нормованої матриці розсіювання. Нормована матриця розсіювання пов'язує нормовані комплексні амплітуди падаючих та відбитих хвиль у плечах багатополосника. Використовуючи як змінні нормовані амплітуди, можна ввести, наприклад, для багатополосника на рисунку 2.1, таке співвідношення:

$$U^- = S_n \cdot U^+, \quad (2.2)$$

або у розгорнутому вигляді:

$$\begin{pmatrix} U_1^- \\ U_2^- \\ \vdots \\ U_k^- \\ \vdots \\ U_n^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1k} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2k} & \cdots & S_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ S_{k1} & S_{k2} & \cdots & S_{kk} & \cdots & S_{kn} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nk} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix}_H \begin{pmatrix} U_1^+ \\ U_2^+ \\ \vdots \\ U_k^+ \\ \vdots \\ U_n^+ \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

де  $U_k^+$ ,  $U_k^-$  – нормовані амплітуди падаючої та відбитої хвилі у  $k$ -му плечі багатополюсника.

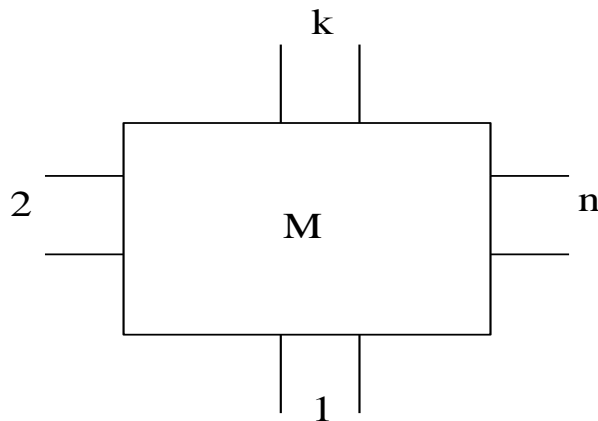


Рисунок 2.1– Одномодова модель хвилеводного вузла

Перевагою матриці розсіювання є те, що її елементи мають простий фізичний зміст. Інша перевага  $S$  – матриці полягає в тому, що в порівнянні з іншими типами матриць ( $Y$ ,  $Z$ ,  $T$ ) для неї умови симетрії, антисиметрії, оборотності та реактивності мають найпростіший вигляд. Наприклад, для чотириполюсника у разі його симетрії мають місце співвідношення:

$$S_{11} = S_{22}, S_{12} = S_{21}.$$

Якщо чотириполюсник антисиметричний, то:

$$S_{11} = -S_{22}, S_{12} = S_{21}.$$

Матриця розсіювання реактивного (без втрат) багатополюсника унітарна, тобто задовольняє умові:

$$S_t^* \cdot S = E, \quad (2.4)$$

де  $S_t^*$  – транспонована комплексно–сполучена матриця;

$E$  – одинична матриця.

Для чотиріполюсника це співвідношення у розгорнутому вигляді записується наступним чином:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1,$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1,$$

$$S_{11}^* \cdot S_{12} + S_{21}^* \cdot S_{22} = 0.$$

Слід зазначити, що облік вищеописаних умов істотно полегшує отримання експериментальних і теоретичних залежностей для параметрів хвилеводних багатополюсників, а також дозволяє легко вводити різні тестові перевірки, що забезпечують контроль правильності та точності обчислювальних процесів, що використовуються, і експериментальних методик.

## **2.2 Використання матриць розсіювання для розрахунку НВЧ ланцюгів**

Одним з методів аналізу НВЧ-ланцюгів, що набув широкого поширення, є метод декомпозиції [1], суть якого полягає в розбиття (декомпозиції) ланцюга на ряд досить простих частин – базових елементів

(БЕ), кожен з яких можна розглядати як незалежну та аналізувати окремо усі можливі режими її роботи. Таким чином, початковий складний НВЧ–ланцюг описується як сполуки цих простих елементів з урахуванням їх взаємних зв'язків, тобто у вигляді декомпозиційної схеми. Шляхом об'єднання матриць розсіювання окремих БЕ (рекомпозиції) може бути отримана результуюча матриця розсіювання всього складного об'єкта.

Як вже зазначено вище, вибір матриці розсіювання ( $S$  матриці) для опису зовнішніх параметрів БЕ пояснюється такими перевагами матриць розсіювання:

- елементи  $S$  матриць є об'єктами вимірювання на НВЧ;
- елементи  $S$  матриць мають ясний фізичний зміст і використовуються як робочі параметри НВЧ пристроїв;
- для  $S$  матриць умови унітарності, оборотності та ін. мають найбільш простий вигляд.

Процес об'єднання БЕ може здійснюватися різними способами, залежно від мети та виду аналізу, подання результатів, а також наявності відповідного математичного апарату та методів його реалізації. У разі досить простих кіл і коли можливий лише ручний аналіз, доцільно, у межах декомпозиційного підходу, використовувати метод багатополюсника [2]. Інший метод, заснований на послідовному об'єднанні матриць розсіювання БЕ, застосовується у системах автоматизованого проектування (САПР). У цьому використовується добре розроблений апарат теорії ланцюгів [2, 3, 5].

### **2.2.1 Метод багатополюсника**

При використанні цього методу матриця розсіювання схеми знаходиться на основі використання  $S$  матриць окремих БЕ, що становлять структуру схеми. Метод застосовується у тих випадках, коли схема складається з довільно з'єднаних БЕ, що є багатополюсними компонентами, і не містить незалежних генераторів. За наявності одного або декількох

незалежних генераторів сигналу їх можна виділити з основної схеми  $N$  (як показано на рисунку 2.2) і визначити для частини  $S$  матрицю, що залишилася.

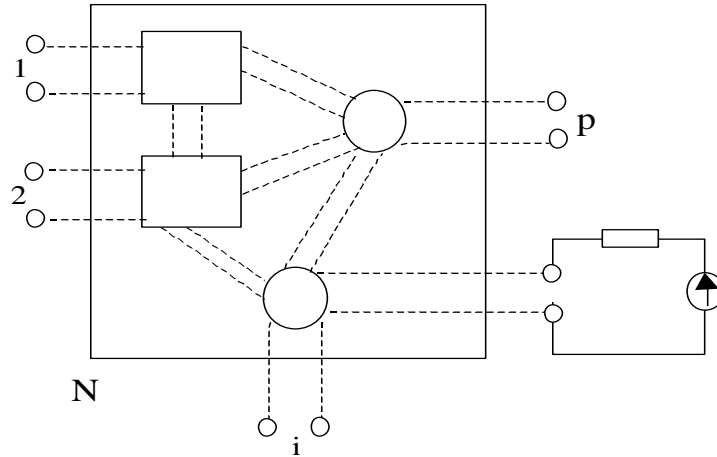


Рисунок 2.2 – Довільне з'єднання схеми із  $p$  зовнішніми входами

Нехай аналізована схема містить  $m$  внутрішніх (що з'єднуються між собою) і  $p$  зовнішніх входів. Якщо у схемі міститься  $m$  компонентів, то для всіх компонентів можна записати:

$$b = S \cdot a, \quad (2.5)$$

де  $a$  і  $b$  – вектори-стовпці, що містять амплітуди падаючих та відбитих хвиль відповідно, на входах всіх  $m$  компонентів

$$a = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_m \end{pmatrix}; \quad b = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_m \end{pmatrix}, \quad S = \begin{pmatrix} S_1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & S_i & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \dots & S_m \end{pmatrix}.$$

Матриця  $S$  є діагональною, на головній діагоналі якої розташовані матриці розсіювання компонентів, що входять у схему, а  $0$  – нульові матриці відповідної розмірності.

Рядки та стовпці у рівнянні (2.5) можна перегрупувати так, щоб хвильові змінні розділилися на дві групи: перша відповідає  $b_p$  зовнішнім входам, а друга –  $b_c$  входам, з'єднаним у середині схеми. Тоді рівняння (2.5) можна записати у вигляді [2]:

$$\begin{pmatrix} b_p \\ b_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{pp} & S_{pc} \\ S_{cp} & S_{cc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_p \\ a_c \end{pmatrix}, \quad (2.6)$$

де  $b_p, a_p$  – хвильові змінні, що відповідають  $p$  зовнішнім входам;

$b_c, a_c$  – хвильові змінні, що відповідають  $c$  внутрішнім входам.

Обмеження, що накладаються внутрішніми з'єднаннями для внутрішніх входів, можуть бути записані у вигляді:

$$b_c = \Gamma \cdot a_c \quad (2.7)$$

де  $\Gamma$  – матриця сполучень, що описує топологію.

У кожному рядку матриці  $\Gamma$  всі елементи є нулями, крім одиниці, записаної в стовпці, що відповідає внутрішньому з'єднанню. Якщо, наприклад, елемент  $(j,k)$  у матриці  $\Gamma$  є одиниця, то це означає, що вхід  $j$  з'єднується з входом  $k$ . При цьому елементи матриці  $\Gamma$  будуть одиницями та нулями тільки в тому випадку, якщо нормуючі опори кожного з'єднання однакові.

Підстановка (2.7) у (2.6) дає:

$$\Gamma \cdot a_c = S_{cp} a_p + S_{cc} \cdot a_c, \quad (2.8)$$

$$\text{або} \quad \mathbf{a}_c = (\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1} \mathbf{S}_{cp} \cdot \mathbf{a}_p. \quad (2.9)$$

Підставляючи тепер (2.9) у (2.6), отримуємо:

$$\mathbf{b}_p = [ \mathbf{S}_{pp} + \mathbf{S}_{pc} (\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1} \mathbf{S}_{cp} ] \mathbf{a}_p, \quad (2.10)$$

звідки матриця розсіювання, відповідна зовнішнім входам, буде мати вигляд:

$$\mathbf{S}_p = \mathbf{S}_{pp} + \mathbf{S}_{pc} (\Gamma - \mathbf{S}_{cc})^{-1} \mathbf{S}_{cp}. \quad (2.11)$$

Таким чином, відповідна перегрупування змінних у рівнянні ( 2.5 ) для нескладних схем дозволяє явно записати матриці  $\mathbf{S}_{pp}$ ,  $\mathbf{S}_{pc}$ ,  $\mathbf{S}_{cc}$  і  $\mathbf{S}_{cp}$  і потім за формулою (2.11) отримати результуючу матрицю розсіювання всієї схеми. Однак для великих схем використання описаного алгоритму значно ускладнюється.

### **2.2.2 Алгоритм послідовного поєднання матриць розсіювання НВЧ багатополісників**

Як зазначено вище, модель НВЧ схеми можна подати у вигляді з'єднання багатополісних компонентів з відомими матрицями розсіювання, а розрахунок цієї сполуки здійснити методами теорії ланцюгів шляхом послідовного об'єднання  $\mathbf{S}$  матриць БЕ.

Алгоритм такого з'єднання заснований на послідовному об'єднанні плечей багатополісних компонентів і розрахунку на кожному етапі об'єднання за допомогою рекурентних співвідношень, що описують два типи сполук, матриць розсіювання багатополісних підсхем, що утворюються. Перший тип з'єднання представлений рисунку 2.3. Цей тип з'єднання відповідає ланцюгу, що утворюється в результаті об'єднання двох плечей ( $i_1$  і  $i_2$ ), що належать різним багатополісникам  $M1$  і  $M2$ . Еквівалентний

результуючий багатополіусник  $M$  цього ланцюга, зображений на рисунку 2.4, має число плечей:

$$n = n_1 + n_2 - 2, \quad (2.12)$$

де  $n_1$  і  $n_2$  – число плечей вихідних багатополіусників.

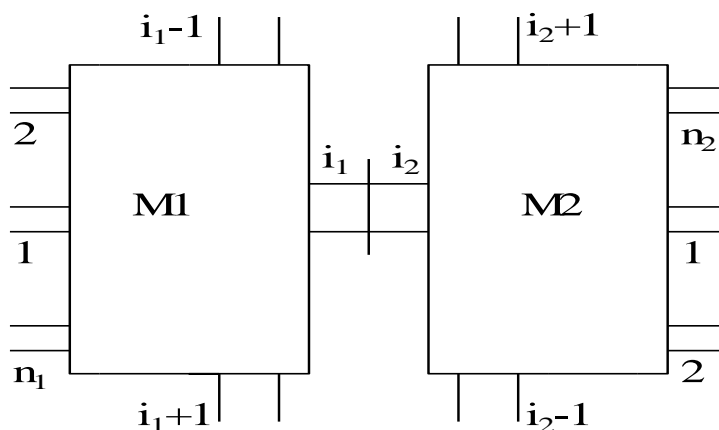


Рисунок 2.3 – Схема з'єднання багатополіусників

Нумерація плечей результуючого багатополіусника проводиться наступним чином:

$$K = \begin{cases} K_1, & \text{при } K_1 < i_1; \\ K_1 - 1, & \text{при } K_2 < K_1; \\ n_1 + K_2 - 1, & \text{при } K_2 < i_2; \\ n_1 + K_2 - 2, & \text{при } i_2 < K_2, \end{cases} \quad (2.13)$$

де  $K$  – плече результуючого багатополіусника  $M$ ;

$K_1, K_2$  – плечі багатополіусників  $M1$  та  $M2$ .

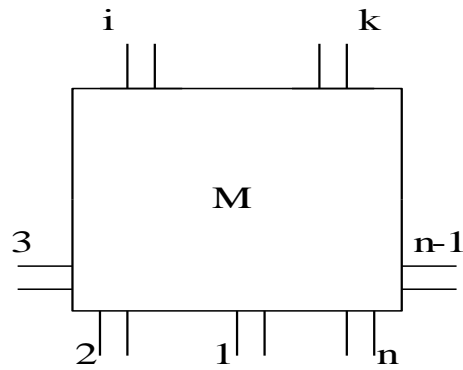


Рисунок 2.4– Багатополюсник, еквівалентний з'єднанню багатополюсників

Матриця розсіювання результуючого багатополюсника розраховується за такою формулою:

$$S_{kj} = \begin{cases} S_{kj1} + S_{ki1} \cdot S_{ii2} \cdot S_{ij1} / D & \text{при } K \in M1, j \in M1; \\ S_{kj2} + S_{ki2} \cdot S_{ii1} \cdot S_{ij1} / D & \text{при } K \in M2, j \in M2; \\ S_{kj1} \cdot S_{ij2} / D & \text{при } K \in M1, j \in M2; \\ S_{kj2} \cdot S_{ij2} / D & \text{при } K \in M1, j \in M1; \end{cases} \quad (2.14)$$

де  $D = 1 - S_{ii1} \cdot S_{ii2}$ .

Другий тип сполук показаний на рисунку 2.5, він відповідає об'єднанню і-го і к-го плечей, що належать одному і тому ж багатополюснику М. Результуючий багатополюсник М має кількість плечей:

$$n = n - 2, \quad (2.15)$$

де  $n$  – кількість плечей вихідного багатополюсника.

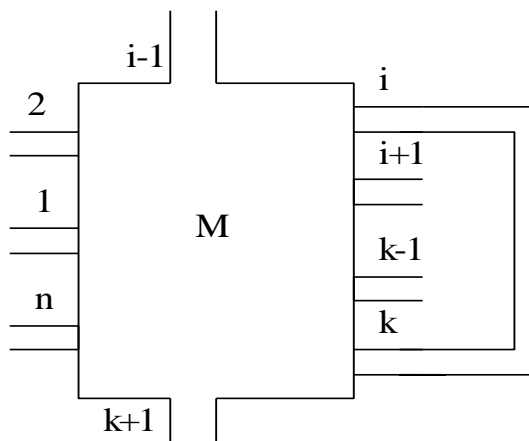


Рисунок 2.5 – Схема з'єднання плечей багатополюсника

Нумерація плечей результуючого багатополюсника проводиться наступним чином:

$$j = \begin{cases} j & \text{при } j < i; \\ j - 1 & \text{при } i < j < k; \\ j - 2 & \text{при } k < j < n. \end{cases} \quad (2.16)$$

Результуючий багатополюсник, що відповідає рисунку 2.5, представлений нижче, на рисунку 2.6.

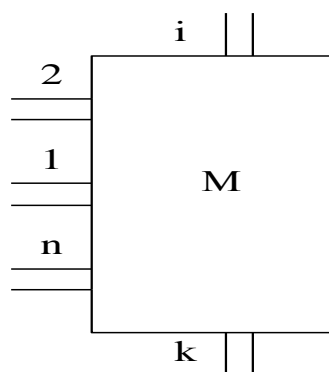


Рисунок 2.6 – Результуючий багатополюсник

Для матриці розсіювання результуючого багатополюсника, зображеного на рисунку 2.6, мають місце такі співвідношення:

$$\begin{aligned}
 S_{ml} &= S_{ml} + S_{mi} \cdot S_{kl} + S_{mk} \cdot S_{il}, \\
 S_{kl} &= (D_{ik} \cdot S_{kl} + S_{kk} \cdot S_{il}) / D, \\
 S_{il} &= (D_{ki} \cdot S_{il} + S_{ii} \cdot S_{kl}) / D, \\
 D_{ik} &= 1 - S_{ik}, \quad D_{ki} = 1 - S_{ki} \\
 D &= D_{ik} \cdot D_{ki} - S_{ii} \cdot S_{kk}.
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

Як приклад використання наведених співвідношень, на рисунках 2.8 і 2.9 зазначена послідовність розрахунку матриці розсіювання багатополюсника еквівалентного ланцюга, зображеного на рисунку 2.7.

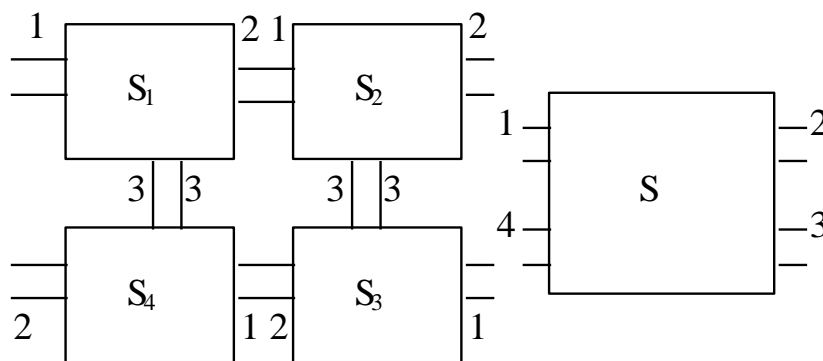


Рисунок 2.7 – Схема ланцюга та еквівалентний їй багатополюсник

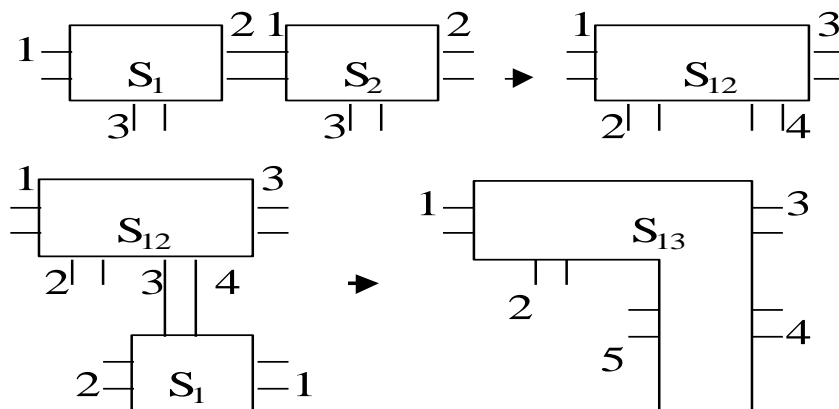


Рисунок 2.8 – Послідовність розрахунку ланцюга

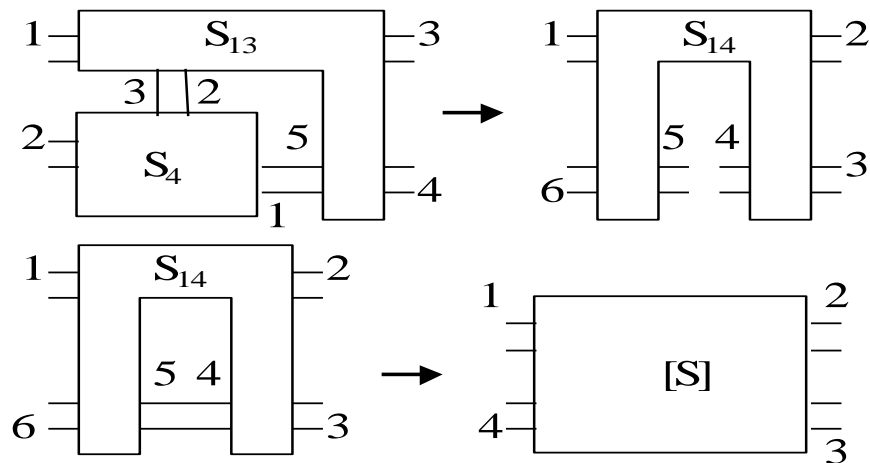


Рисунок 2.9 – Послідовність розрахунку ланцюга (продовження)

Розрахунок складається з чотирьох етапів і схематично може бути представлений таким чином:

$$P1(2, S_1; 1, S_2) \Rightarrow S_{12};$$

$$P1(4, S_{12}; 3, S_3) \Rightarrow S_{13};$$

$$P1(2, S_{13}; 3, S_4) \Rightarrow S_{14};$$

$$P2(4, 5; S_{14}) \Rightarrow S.$$

Тут оператор P1 означає розрахунок матриці розсіювання з'єднання першого типу, а оператор P2 відповідає розрахунку матриці розсіювання з'єднання другого типу. Таким чином, процес знаходження матриці розсіювання довільного з'єднання багатополюсних компонентів, що утворюють досліджуваний ланцюг, складається з декількох етапів (кількість етапів дорівнює числу зв'язаних плечей) і полягає в рекурентному застосуванні вищеописаних співвідношень до елементів матриць розсіювання багатополюсних компонентів, що послідовно об'єднуються.

У додатку А приведені підпрограми об'єднання довільних багатополюсників

### 2.3 Методи розрахунку дільників потужності

Під час створення НВЧ пристроїв різного призначення широке застосування знаходять дільники потужності. У діапазоні НВЧ часто потрібно здійснювати або розподіл вхідної потужності на кілька частин, або додавання потужностей від кількох джерел.

У всіх цих випадках необхідний триплічний пристрій, що забезпечує синфазність сигналів у вихідних плечах (рисунок 2.10). Зазвичай такі пристрої є взаємними та застосовуються також для складання потужностей двох джерел.

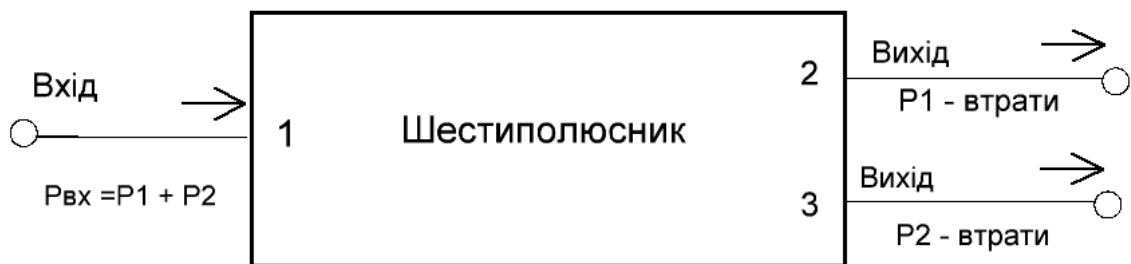


Рисунок 2.10 – Подання дільника (суматора) потужності як шестиполіусника

Основними параметрами, за допомогою яких можна оцінювати та порівнювати дільники потужності є:

- коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ)

$$\text{КСХ} = \frac{1 + |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|}, \quad (2.18)$$

де  $S_{ii}$  – коефіцієнт відбиття  $i$ -го плеча дільника;

$S_{ji}$  – коефіцієнт передачі із плеча  $j$  у плече  $i$ , у децибелах.

$$L_{ij} = 20 \lg |S_{ij}|^{-1}, \quad (2.19)$$

де  $S_{ij}$  – коефіцієнт передачі із плеча  $j$  у плече  $i$ . Якщо індекси  $i, j$  відносяться до вихідних плечей дільника, то  $L_{ij}$  називають розв'язкою плечей  $i, j$ ;

$\varphi_{ij}$  – аргумент коефіцієнта передачі (фаза коефіцієнта передачі)

$$\varphi_{ij} = \arg S_{ij} = \arctg \frac{\text{Im } S_{ij}}{\text{Re } S_{ij}}. \quad (2.20)$$

Оскільки довжина каналу дільника може бути значною, то для оцінки фазочастотної характеристики (ФЧХ) дільника можна користуватися параметром, визначеним як різниця між аргументом коефіцієнта передачі каналу дільника та аргументом коефіцієнта передачі лінії, довжина якої дорівнює довжині каналу дільника  $\Delta\varphi = \varphi_{ij} - \varphi_{\text{линії}}$ .

Нерівномірність амплітуди коефіцієнта передачі у смузі частот визначається наступним виразом

$$\Delta L = 20 \lg \frac{|S_{ij}|_{\text{мін.}}}{|S_{ij}|_{\text{макс.}}}, \quad (2.21)$$

де  $|S_{ij}|_{\text{мін.}}$ ,  $|S_{ij}|_{\text{макс.}}$  – мінімальне та максимальне значення, а плітки коефіцієнта передачі в діапазоні частот;

Коефіцієнт розподілу за напругою

$$k_{\text{дУ}} = |S_{12}| / |S_{13}|; \quad (2.22)$$

Коефіцієнт розподілу за потужністю

$$k_{дP} = k_{дU}^2; \quad (2.23)$$

Розподіл потужності між каналами багатоканальної системи розподілу потужності;

Лінійність ФЧХ коефіцієнта передачі каналу дільника. Для кількісної оцінки лінійності ФЧХ використовується параметр  $\Delta\psi$  показує абсолютне відхилення ФЧХ від лінійної.

На частотах до 500 МГц дільники можна конструювати із зосереджених елементів. При цьому їхня ефективна робота багато в чому залежить від взаємного положення та якості монтажу елементів у схемі. При успішній реалізації можна отримати пристрої з дуже хорошими електричними характеристиками. На рисунку 2.11 показано дільник потужності на зосереджених елементах.

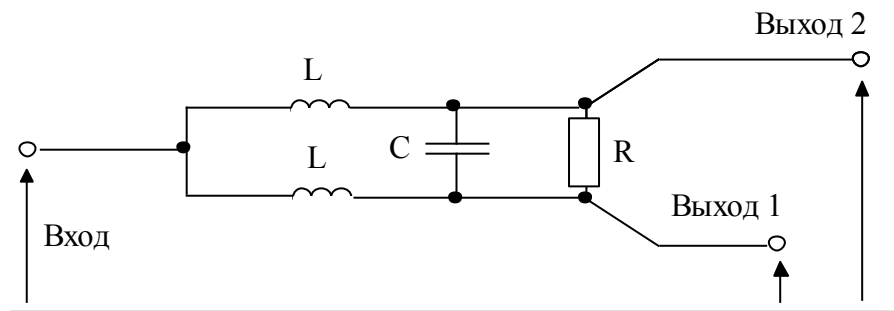


Рисунок 2.11 – Дільник потужності на зосереджених елементах

Розрахунок такої схеми виконується за такими формулами:

$$C = 1 / (2W \cdot Z_0), \quad (2.24)$$

$$L = Z_0 / W, \quad (2.25)$$

$$R = 2 \cdot Z_0, \quad (2.26)$$

де  $Z_0$  – вхідний (вихідний) опору дільника.

Ці формули справедливі лише випадку рівного поділу потужності між вихідними плечима. Для схеми дільника на рисунку 2.11, якщо параметри елементів на центральній частоті обрані згідно з формулами (2.24) – (2.26), виходить:

$$|X_c| = 1 / (W \cdot C) = 2 \cdot Z_0, \quad |X_L| = W \cdot L = Z_0, \quad R = 2 \cdot Z_0.$$

Так як резистор  $R$  і ємність  $C$  з'єднані паралельно, на центральній частоті їх опір дорівнює  $Z_0$ . Якщо до вихідних плечей підключені навантаження з опором  $Z_0$  то повна схема дільника буде балансний міст (рисунок 2.12) з різницею потенціалів між вихідними плечима, що дорівнює нулю.

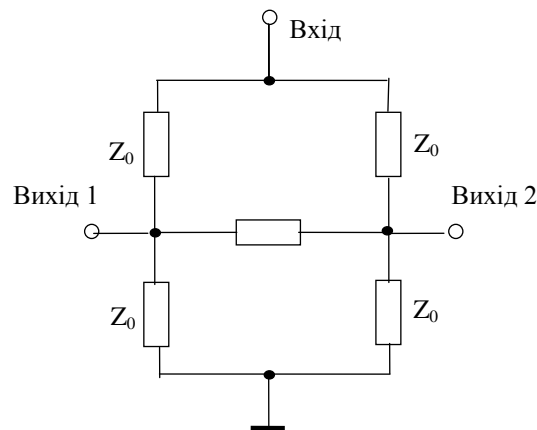


Рисунок 2.12 – Еквівалентна схема дільника на розрахунковій частоті

При цьому вхідний опір дільника дорівнює  $Z_0$ , що забезпечує узгодження з опором  $Z_0$ , що підключається до і – того плеча. Оскільки різниця потенціалів між вихідними плечима нульова, то потужність, що розсіюється в резисторі  $R$ , дорівнює нулю. Слід зазначити, що баланс моста має місце лише на центральній частоті та при величинах елементів, визначених за формулами (2.24) – (2.26). Резистор  $R$  забезпечує розв'язку між вихідними плечима дільника, оскільки потужність, відбита у цих плечах, розсіюватиметься в резисторі.

На частотах вище 500 МГц такі ділянки будуються, переважно, на елементах з розподіленими параметрами у яких використовуються чверть-хвильові відрізки ліній. При розрахунку багатоканального діляника використовують діляник-прототип на каналах  $M$  з рівним розподілом потужності. Кожен канал такого діляника сприймається як багатоступінчастий трансформатор. Оскільки всі канали однакові, то на відстанях, що рівно віддалені від входу діляника, провідники мають однаковий потенціал. Паралельне з'єднання провідників не змінює розподіл поля (струмів та напруг) на вході діляника. Паралельне з'єднання провідників у вихідні канали дозволяє отримати розподіл потужності між цими каналами, обернено пропорційне кількості провідників, що з'єднуються. При розрахунку діляника на  $N$  каналів із заданим розподілом потужності як діляник-прототип вибирається діляник з рівним розподілом на  $M$  каналів.

Значення  $M$  вибирається таким, щоб можна було  $M$  каналів об'єднати  $N$  груп по  $a_i$  каналів в  $i$ -ой групі при дотриманні умов:

$$\sum_{i=2}^{N+1} a_i = M; \quad a_i / M = P_i; \quad \sum_{i=2}^{N+1} P_i = 1, \quad (2.27)$$

де  $i$  – номер каналу діляника з необхідним розподілом;

$P_i$  – нормована потужність в  $i$ -му каналі діляника.

Зі співвідношень (2.27) визначаються  $a_{\min}$  і  $a_{\max}$ .

З конструкторських міркувань вибираються максимальний і мінімальний опір у вихідних каналах  $N$  – канального діляника  $R_{\max}$  і  $R_{\min}$ .

Задається опір  $R_x$  з умови:

$$R_x / a_{\min} < R_{\max}; \quad R_x / a_{\max} > R_{\min}. \quad (2.28)$$

Коефіцієнт трансформації:

$$R = \frac{R_0 M}{R_x}, \quad (2.29)$$

де  $R_0$  – опір на вході дільника.

Визначається мінімальна кількість чвертьхвильових ступенів у кожному каналі дільника з рівним діленням за завданням узгодженням, за смугою частот, за завданням коефіцієнтом трансформації  $n_{\text{мин}}$ .

Задається кількість ступенів у каналі дільника з конструктивних міркувань  $n > n_{\text{хв}}$ .

Визначаються нормовані хвильові опори  $Z_1, Z_2, \dots, Z_n$  ступенів каналу за таблицями для чвертьхвильових трансформаторів, чи розрахунковими співвідношеннями.

Створюється топологічна схема дільника на  $N$  каналів приведенням  $M$ -канального дільника до  $N$  – канального, виконаного з двоканальних розгалужень ліній передачі за рахунок поєднання кількох рівнопотенційних гілок в одну.

Хвильові опори еквівалентних гілок:

$$Z_{\text{эн}} = R_x Z_n / \alpha_n, \quad (2.30)$$

де  $\alpha_n$  – кількість гілок, що об'єднуються.

Для кожного двоканального розгалуження визначаються опори баластових резисторів:

$$R_n = Z_1 Z_2 / R_{\text{вих}}, \quad (2.31)$$

де  $R_{\text{вих}}$  – опір вихідних навантажень, з'єднаних з двоканальним розгалуженням, перерахований через чвертьхвильові трансформатори на вхід двоканального розгалуження.

Далі, якщо є необхідність, розраховуються хвильові опори трансформаторів, що трансформують різні опори вихідних навантажень діляника опору навантажень з однаковими опорами.

## 3 РОЗРОБКА ТА АНАЛІЗ СХЕМИ ЧАСТОТНОГО ДЕТЕКТОРА

### 3.1 Розробка інтерферометра на МСЛ

Інтерферометри зазвичай є основою схем НВЧ частотних детекторів. Найчастіше вони складаються з 3 дБ спрямованих відгалужувачів, 3 дБ комбінованих дільників потужності та ліній передачі. Пристрій, як правило, містить три відгалужувачі і два дільники потужності. Однак, перетин ліній передачі, що застосовуються в цих схемах, ускладнює структуру інтерферометра. Частотний детектор, що розглядається в даній дипломній роботі, побудований на базі НВЧ інтерферометра, що складається тільки з двох дільників потужності і трьох ліній передачі в мікросмужковому виконанні. Пристрій має просту структуру та прийнятні для практичного використання параметри.

Лінії передачі, що входять до складу НВЧ інтерферометра, спричиняють зсув фази вхідного сигналу, величина якого є функцією частоти. Знаючи величину зсуву фази та довжину ліній передачі, які викликають цей зсув фази, можна визначити частоту вхідного сигналу. Цей пристрій складається з вхідного дільника на три ( $N_1$ ), відрізків МСЛ, що передають сигнал ( $N_3$ ), і вихідного дільника на два ( $N_2$ ). Його структура показана на рисунку 3.1.

Вхідний сигнал інтерферометра у дільнику  $N_1$  ділиться на три напрямки. Вихідні сигнали цього дільника збуджують три канали. Перший канал між точками 1 і 2, це опорний канал. Він містить інформацію про потужність вхідного сигналу. У другому і третьому каналах, які є вимірювальними, відбуваються зрушення фаз сигналів, величини яких пропорційні електричним довжинам ліній  $\theta_1$  і  $\theta_2$  відповідно.

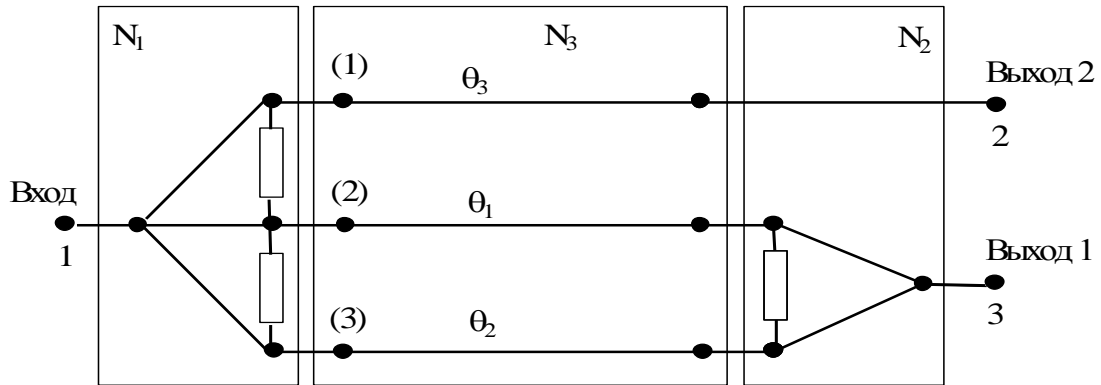


Рисунок 3.1– Структура НВЧ інтерферометра, побудованого на основі двох дільників потужності

Амплітуда вихідного сигналу в точці 3 залежить тільки від електричних довжин застосовуваних ліній передачі і параметрів дільників потужності, що використовуються. Коефіцієнт передачі вимірювального каналу може бути визначений відповідно до рисунка 3.2. Якщо припустити, що між вихідними каналами використовуваних дільників (між точками 3,4 і 5,6 рисунку 3.2) має місце повна розв'язка, і навіть рівний розподіл потужності цих дільників, їх матриці розсіювання матимуть вид [2]:

$$\left| S^i \right| = \begin{vmatrix} S_{11}^i & S_{21}^i & S_{21}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i & 0 \\ S_{21}^i & 0 & S_{22}^i \end{vmatrix} \quad (3.1)$$

Відповідно до цього матриця розсіювання повної схеми, яка показана на рисунку 3.2, може бути записана у формі [2]:

$$\begin{pmatrix} S_{pp} & S_{pc} \\ S_{cp} & (\Gamma - S_{cc}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S'_{11} & 0 & S'_{21} & S'_{21} & 0 & 0 \\ 0 & S''_{11} & 0 & 0 & S''_{12} & S''_{21} \\ S'_{21} & 0 & -S'_{22} & 0 & 0 & \ell^{j\theta_1} \\ S'_{21} & 0 & 0 & -S''_{22} & \ell^{j\theta_2} & 0 \\ 0 & S''_{21} & 0 & \ell^{j\theta_2} & -S''_{22} & 0 \\ 0 & S''_{21} & \ell^{j\theta_1} & 0 & 0 & -S'_{22} \end{pmatrix}. \quad (3.2)$$

Коефіцієнт передачі з входу 1 на вхід 2 визначається за такою формулою:

$$S_p = S_{pp} + S_{pc} \cdot (\Gamma - S_{cc})^{-1} \cdot S_{cp}. \quad (2.3)$$

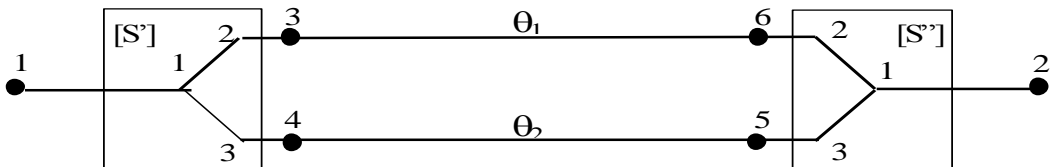


Рисунок 3.2 – Вимірювальний канал інтерферометра

Використовуючи формули (3.1) і (3.2) можна отримати наступний вираз для матриці  $S_p$ :

$$|S_p| = \begin{vmatrix} S'_{11} + (S'_{21})^2 S''_{11} \left( \frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} \right) & S'_{21} S''_{21} \left( \frac{\ell^{j\theta_1}}{M_1} + \frac{\ell^{j\theta_2}}{M_2} \right) \\ S'_{21} S''_{21} \left( \frac{\ell^{j\theta_1}}{M_1} + \frac{\ell^{j\theta_2}}{M_2} \right) & S''_{11} + (S''_{21})^2 S'_{11} \left( \frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} \right) \end{vmatrix}, \quad (3.4)$$

де  $M_1 = \ell^{2j\theta_1} - S'_{11} \cdot S''_{11}$

$M_2 = \ell^{2j\theta_2} - S'_{11} \cdot S''_{11}$

Для центральної частоти робочого діапазону інтерферометра коефіцієнти відбиття  $S'_{11} = S''_{11} = 0$ , а коефіцієнт передачі  $S_{21}$  дорівнює:

$$S_{21} = S'_{21} S''_{21} (\ell^{-j\theta_1} + \ell^{-j\theta_2}). \quad (3.5)$$

Якщо покласти  $|S'_{21}| = |S''_{21}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , то після квадратичного детектування

вихідний сигнал частотного детектора буде пропорційний функції:

$$T = \frac{1}{2} [1 + \cos(\theta_1 - \theta_2)] = \frac{1}{2} \{1 + \cos[\beta(l_1 - l_2)]\}, \quad (3.6)$$

де  $\beta$  – фазова постійна;

$l_1, l_2$  – довжини ліній передачі.

Екстремальні значення функції досягаються, коли вхідна частота дорівнює:

$$f = V \cdot [n / (l_1 - l_2)] \quad \text{або} \quad f = V \cdot \left( \frac{1}{2} + n \right) / (l_1 - l_2), \quad (3.7)$$

де  $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ ;

$V$  – швидкість поширення хвилі.

Зі співвідношення (3.6) випливає, що воно може бути використане для визначення частоти вхідного сигналу, яка однозначно пов'язана з амплітудою вихідного сигналу детектора. Для збільшення точності слід використовувати лінійну ділянку функціональної залежності (3.6). Цій умові досить добре задовольняє діапазон зміни аргументу у  $\cos [\beta \cdot (l_1 - l_2)]$  в межах:

$$\frac{\pi}{3} \leq \beta \cdot (l_1 - l_2) \leq \frac{2\pi}{3}. \quad (3.8)$$

Якщо прийняти, що різниця  $l_1 - l_2$  відповідає центральній частоті (довжини хвилі) робочого діапазону, то при цьому  $l_1 - l_2 = \frac{\lambda_0}{4}$ , де  $\lambda_0$  – довжина хвилі на центральній частоті.

Тоді діапазон зміни довжин хвиль, що відповідає (3.8), дорівнюватиме:

$$\frac{2}{3} \leq \frac{\lambda}{\lambda_0} \leq \frac{4}{3}, \quad (3.9)$$

де  $\lambda$  – поточна довжина хвилі.

Зі співвідношення (3.9) випливає, що якщо, наприклад, вважати  $f_0 = 1,5$  ГГц середньою частотою робочого діапазону, то нижня і верхня частоти відповідно дорівнюють:

$$f_H = \frac{2}{3} f_0 = 1 \text{ ГГц}; \quad f_B = \frac{4}{3} f_0 = 2 \text{ ГГц}.$$

Як безрозмірний параметр, що відповідає амплітуді вихідного сигналу, використовується відношення  $|S_{31}|^2 / |S_{21}|^2$ . Тоді з (3.6) виходить формула для визначення частоти вхідного сигналу:

$$f = \frac{V}{2\pi \cdot (l_1 - l_2)} \cdot \arccos \left( \frac{|S_{31}|^2}{|S_{21}|^2} - 1 \right). \quad (3.10)$$

Ця залежність між частотою і  $|S_{31}|^2 / |S_{21}|^2$  називається характеристикою аналізованого частотного детектора.

Таким чином, співвідношення (3.10), отримане шляхом аналізу запропонованої схеми дозволяє з високою точністю визначити частоту вхідного сигналу. Для цього достатньо виміряти амплітуди вихідних сигналів в опорному та вимірювальному каналах частотного детектора, які однозначно визначають квадрати модулів коефіцієнтів передачі  $|S_{31}|^2 / |S_{21}|^2$  відповідно, а потім за формулою (3.10) обчислити частоту.

Необхідно відзначити, що вимірювання вихідних сигналів здійснюється на постійному струмі. Це значно спрощує процес вимірювання і, крім того, дає можливість застосовувати аналого / цифрові перетворювачі, за допомогою яких легко врахувати та компенсувати помилки вимірювання.

Проведемо розрахунок похибки аналізованого методу вимірювання частоти, взявши за основу співвідношення (3.6). Теоретична абсолютна величина цієї похибки визначатиметься різницею між значеннями функції (3.6) та лінійної функції, що апроксимує її в заданому інтервалі зміни аргументу. Очевидно, що максимальна величина похибки буде мати місце на межах діапазону (3.8), оскільки в цих точках відхилення функції (3.6) від лінійної функції буде найбільшим.

З метою спрощення викладок запишемо вираз (3.6) у вигляді:

$$F = 1 + \cos \varphi. \quad (3.11)$$

Рівняння прямої, апроксимуючої вираз (3.11) в заданому інтервалі зміни аргументу  $\varphi$  визначатиметься тангенсом кута нахилу кривої (3.11) в центральній точці інтервалу. У свою чергу, тангенс кута дорівнює значенню похідної від (3.11) у цій же точці. Таким чином, у точці  $\varphi = \pi / 2$ , яка є центральною для інтервалу (3.8), матимемо:

$$\frac{\partial F}{\partial \varphi} = -\sin \varphi \Big|_{\varphi=\pi/2} = -1.$$

Тоді для рівняння шуканої апроксимуючої прямої в координатах  $(\varphi, y)$  виходить наступне рівняння:

$$y = -\varphi + \pi / 2 + 1. \quad (3.12)$$

Через симетрію функції (3.11) щодо центральної точки інтервалу (3.8), максимальні абсолютні відхилення в граничних точках цього інтервалу дорівнюють один одному. Тоді, наприклад, для лівої граничної точки, якій відповідає значення  $\varphi = \pi / 3$ , абсолютне відхилення дорівнюватиме

$$d = y(\pi / 3) - F(\pi / 3) = \pi / 6 - 1/2.$$

Звідки відносна похибка виміру, виражена у відсотках, визначатиметься виразом

$$d \cdot 100 / y(\pi / 3) = (\pi - 3) / (\pi - 6) \approx 1,5 \%.$$

Таким чином, максимальна теоретична похибка методу вимірювання, що розглядається, становить 1,5 %. Результуюча похибка всього частотного детектора буде більшою за рахунок похибок квадратичних ВАХ діодів та АЦП.

### 3.2 Структура та характеристики детектора

Структура повного НВЧ частотного детектора показано на рисунку 3.3. Він складається з двох дільників потужності, трьох ліній передачі та двох детекторів (діодів). Лінії передачі, що з'єднують дільники потужності, і параметри дільників, що використовуються, визначають параметри всього частотного детектора.

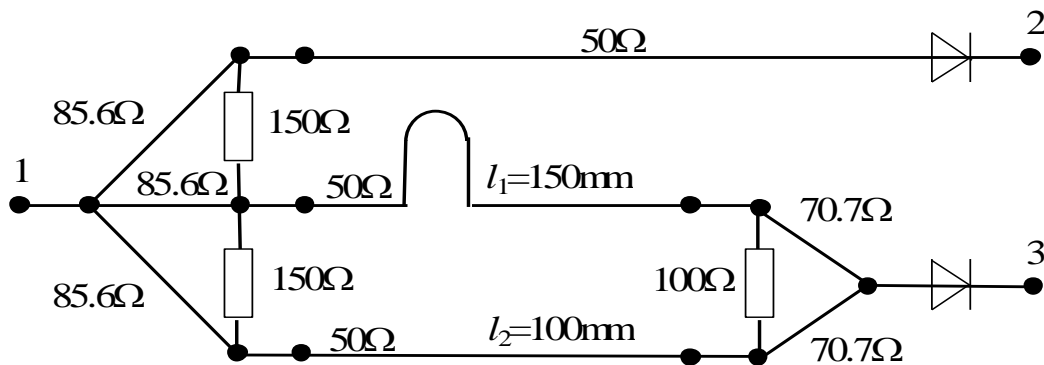


Рисунок 3.3 – Повна структура НВЧ частотного детектора

Для розглянутого в даному дипломному проекті випадку різниця довжин ліній передачі вимірювальному каналі приймається рівною 50 мм, що відповідає величині  $\lambda/4$  на частоті  $f = 1,5$  ГГц, яка є центральною частотою робочого діапазону системи. Хвильові опори ліній передачі в опорному та вимірювальному каналах, а також для ліній, що підводять сигнал, приймаються рівними 50 Ом. Теоретичні значення коефіцієнтів передачі опорного  $|S_{21}|^2$  та вимірювального  $|S_{31}|^2$  каналів показані на рисунку 3.4. Як

бачимо, передавальна характеристика  $|S_{31}|^2$  монотонно зменшується в діапазоні частот 1 ÷ 3 ГГц, що відповідає формулі (3.6).

Відношення  $|S_{31}|^2 / |S_{21}|^2$  визначає частоту вхідного сигналу згідно з формулою (3.10). Залежність між вимірюваною частотою та ставленням  $|S_{31}|^2 / |S_{21}|^2$  (характеристика детектора) показано рисунку 3.5.

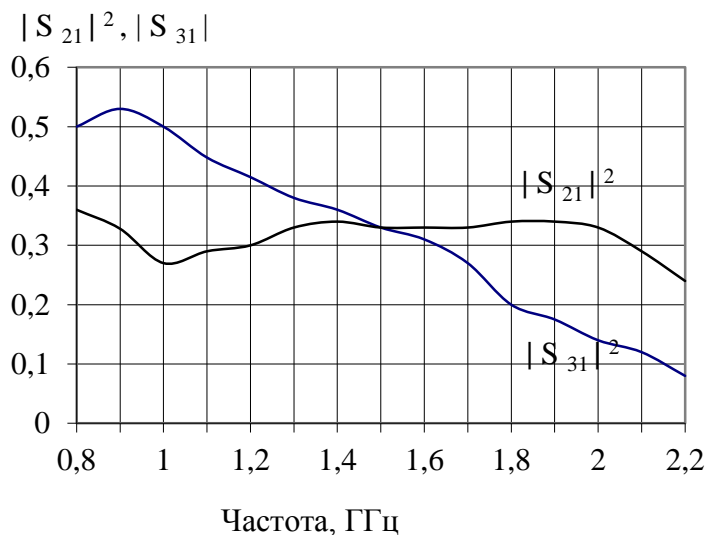


Рисунок 3.4 – Передавальні характеристики опорного  $|S_{21}|^2$  та вимірювального  $|S_{31}|^2$  каналу

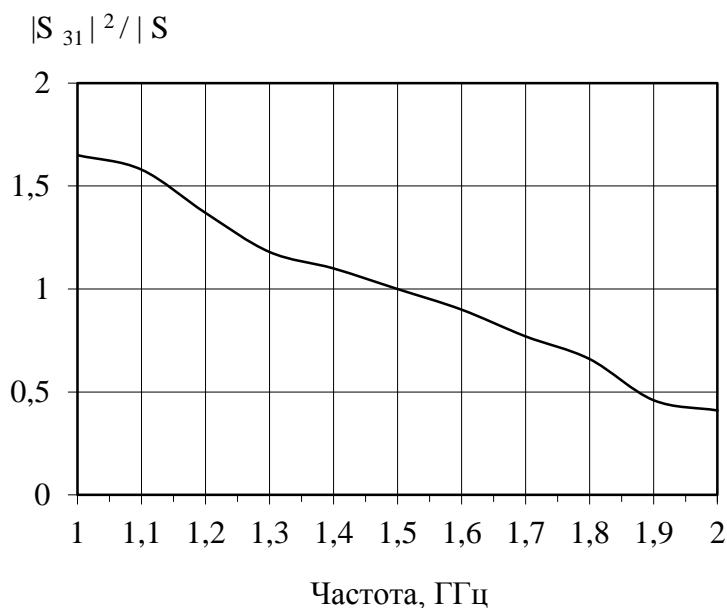


Рисунок 3.5 – Характеристика частотного детектора

### 3.3 Розрахунок вхідного та вихідного дільників

Як зазначалося раніше, проектування дільників у діапазоні НВЧ складає розподілених елементах. На рисунку 3.6 представлена топологія такого дільника, виконаного на основі мікросмушкової лінії для випадку нерівного поділу потужності між вихідними плечима.

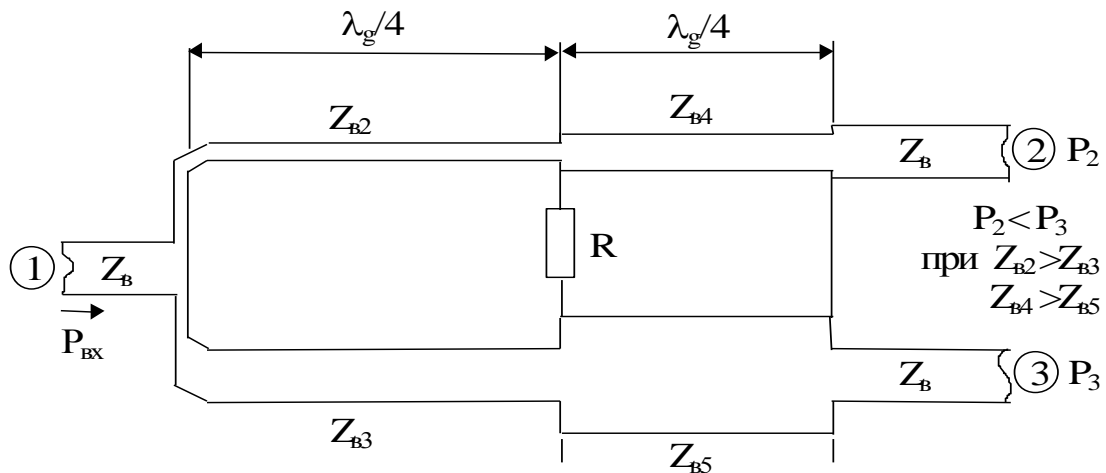


Рисунок 3.6 – Смушковий дільник при нерівному розподілі потужності

Якщо дільник забезпечує нерівне розподіл потужності, його схема несиметрична, як і показано на рисунку 3.6. На частотах аж до 1 ГГц як поглинаючий резистор  $R$  можна використовувати зосереджені резистори з графіту або оксидів металів. На більш високих частотах застосовуються резистори з розподіленими параметрами, виготовлені за тонко – або товсто–плівковою технологією. Основні розрахункові співвідношення, на основі яких виконується синтез таких дільників, мають вигляд:

$$\frac{\text{Потужність в плече 2}}{\text{Потужність в плече 3}} = \frac{1}{K^2}, \quad (3.13)$$

$$Z_{B2} = Z_B \cdot [K(1 + K^2)]^{1/2}, \quad (2.14)$$

$$Z_{B3} = Z_B \cdot \left( \frac{1 + K^2}{K^3} \right)^{1/2}, \quad (3.15)$$

$$Z_{B4} = Z_B \cdot K^{1/2}, \quad (3.16)$$

$$Z_{B5} = Z_B / K^{1/2} \quad (3.17)$$

$$R = Z \cdot \left( \frac{1 + K^2}{K} \right). \quad (3.18)$$

При виведенні цих формул не враховувалося впливу неоднорідностей у місцях стику відрізків ліній з різними хвильовими опорами. Компенсація впливу цих неоднорідностей здійснюється зазвичай у процесі експериментального доопрацювання дільника. Як показує аналіз, збільшення різниці між потужностями у вихідних плечах призводить до звуження робочої смуги частот дільника. У той же час даний дільник має певну перевагу в порівнянні зі шлейфним відгалужувачем і модифікованим мостом. Якщо робоча смуга останніх становить 10 – 15 %, то у розглянутому пристрої розподіл зберігається постійним у смузі частот до октави.

Розрахуємо параметри вхідного та вихідного дільників, які використовуються у схемі частотного детектора, що розробляється.

Вихідний дільник (суматор) вимірювального тракту частотного детектора є 3 дБ дільником, тобто поділяє потужність порівну між вихідними плечима. В цьому випадку, згідно з формулами (3.13) – (3.18), отримуємо наступні значення параметрів дільника:

$$K = 1,$$

$$Z_{B2} = Z_0 \sqrt{2} = 70,7 \text{ Ом},$$

$$Z_{B3} = Z_{B2} = 70,7 \text{ Ом},$$

$$R_3 = 2 \cdot Z_0 = 100 \text{ Ом}.$$

Розрахуємо далі величини баластових резисторів та хвильові опори чвертьхвильових відрізків для вхідного діляника на три при рівному розподілі потужності у трьох вихідних каналах.

Хвильові опори чверть–хвильових відрізків знаходимо з умови, щоб хвильові опори ліній, які є навантаженнями чвертьхвильових відрізків, перераховані на вхід діляника, при паралельному з'єднанні дали опір, що дорівнює хвильовому опору вхідної лінії, тобто щоб ця вхідна лінія виявилася узгодженою .

У нашому випадку хвильові опори вхідної лінії та ліній, що є навантаженнями, рівні між собою і становлять 50 Ом.

Позначимо через  $R_x$  хвильовий опір шуканого чвертьхвильового відрізка. За формулою трансформації опору при перерахуванні величини 50 Ом на вхід чвертьхвильового відрізка отримуємо:

$$R_{BX} = \frac{R_x^2}{50}.$$

За умовою узгодження вхідної лінії (з хвильовим опором 50 Ом) паралельне з'єднання трьох опорів величиною  $R_{BX}$  має дорівнювати 50 Ом. З цієї умови отримуємо:

$$R_x = 86,6 \text{ Ом}.$$

Для величин баластових опорів  $R_1$  і  $R_2$  відповідно до формули (3.31) маємо:

$$R_{1,2} = \frac{R_x R_x}{50} = \frac{86,6 \cdot 86,6}{50} \approx 150 \text{ Ом}.$$

### 3.4 Розрахунок ланцюгів узгодження діода

У схемах діодних перетворювачів (випрямлячів) на НВЧ необхідно забезпечити:

- узгодження імпедансу діода з хвильовим опором лінії передачі;
- електричну розв'язку ланцюгів НВЧ з ланцюгами випрямленого струму;
- заземлення для випрямленого струму з боку входу НВЧ сигналу;
- замикання на земляну шину НВЧ струмів з боку виходу діода.

В однодіодних перетворювачах діод включається, як правило, у мікросмугову лінію послідовно. Для узгодження імпедансу діода на вході НВЧ сигналу зазвичай включається короткозамкнений шлейф, який виконує одночасно функцію заземлення для випрямленого струму. Вихід діода підключається до низькоомного ( $Z = 20 \div 30$  Ом) чверть-хвильового розімкнутого відрізка лінії, який забезпечує коротке замикання НВЧ струмів із заземленою стороною підкладки.

Оскільки діод входить у лінію послідовно, як показано рисунку 3.7, необхідно спочатку обчислити імпеданс діода  $Z_d$  робочої частоті.

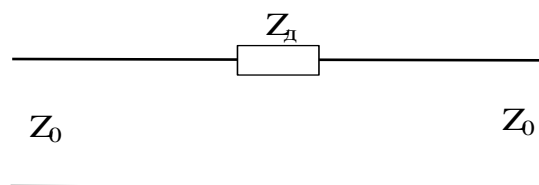


Рисунок 3.7 – Схема включення діода в лінію

У цьому вважатимемо, що хвильовий опір лінії передачі  $Z_0 = 50$  Ом. Робоча частота  $f_p = 1,5$  ГГц. Як діод вибираємо діод з бар'єром Шотки (ДБШ), який має ряд переваг, в порівнянні з іншими типами діодів. Зокрема, ДБШ мають круту ділянку ВАХ, що відповідає нульовій напрузі усунення, що

важливо для отримання високої чутливості схеми. Наявність зміщення на діоді призводить до внесення додаткових перешкод, збільшення рівня шумів та ускладнення топологічної схеми. Крім того, такі діоди виконуються за гібридно-інтегральною технологією та пристосовані для включення до тракту МСЛ.

Вибираємо діод 3A112. Він має такі параметри:  $\alpha = 35 \text{ 1/V}$ ;  $i_0 = 10^{-13} \text{ A}$ ;  $C_{\text{до}} = 0,23 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ ;  $R_s = 8 \text{ Ом}$ ;  $L_B = 0,2 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$ ;  $C_{\text{кр}} = 0,07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ ;  $R_{\text{вх}} = 115 \text{ Ом}$ .

Обчислюємо імпеданс діода  $Z_d$ , використовуючи еквівалентну схему, яка представлена на рисунку 3.8.

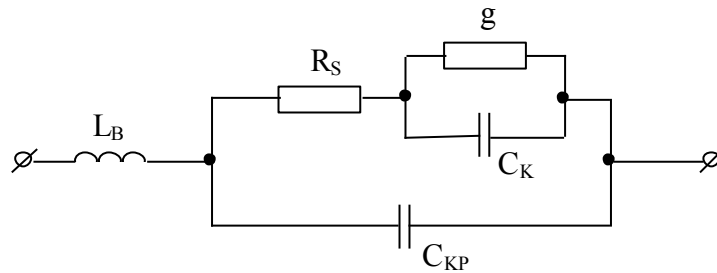


Рисунок 3.8 – Еквівалентна схема ДБШ

На рисунку (3.8) присутні такі позначення:

$L_B$  – індуктивність виводів;

$C_{\text{кр}}$  – ємність корпусу;

$R_s$  – послідовний опір розтікання бази;

$C_k$  – ємність переходу;

$g$  – активна провідність переходу, причому  $g = 1/R_{\text{вх}}$ .

Відповідно до еквівалентної схеми знаходимо повний імпеданс діода:

$$Z_{\partial} = \frac{(R + R_S) \cdot (R^2 + 2RR_S + R_S^2 + X^2)}{(R + R_S)^2 + [X + \omega C_{кр} (R^2 + 2RR_S + R_S^2 + X^2)]^2} +$$

$$+ j \left\{ \omega L_B - \frac{\omega C_{кр} (R^2 + 2RR_S + R_S^2 + X^2) + X (R^2 + 2RR_S + R_S^2 + X^2)}{(R + R_S)^2 + [X + \omega C_{кр} (R^2 + 2RR_S + R_S^2 + X^2)]^2} \right\}. \quad (2.19)$$

У цій формулі  $R = \frac{g}{g^2 + \omega^2 C_K^2}$ ,  $X = -\frac{\omega C_K}{g^2 + \omega^2 C_K^2}$  – активна та реактивна складові повного опору переходу  $Z_{пер} = R + jX$ .

Проводимо обчислення:

$$g = \frac{1}{R_{вх.}} = \frac{1}{115} = 8,7 \cdot 10^{-3} \text{ См};$$

$$\omega = 2\pi f_P = 9,42 \cdot 10^9 \text{ рад/с};$$

$$R = \frac{8,7 \cdot 10^{-3}}{75,69 \cdot 10^{-6} + 88,74 \cdot 10^{18} \cdot 529 \cdot 10^{-28}} \approx 108 \text{ Ом};$$

$$X = -\frac{9,42 \cdot 10^9 \cdot 0,23 \cdot 10^{-12}}{75,69 \cdot 10^{-6} + 88,74 \cdot 10^{18} \cdot 529 \cdot 10^{-28}} \approx -27 \text{ Ом};$$

$$R^2 + 2RR_S + R_S^2 + X^2 = 14185;$$

$$\omega C_{кр} = 9,42 \cdot 10^9 \cdot 0,07 \cdot 10^{-12} = 0,659 \cdot 10^{-3};$$

$$\omega L_B = 9,42 \cdot 10^9 \cdot 0,2 \cdot 10^{-9} = 1,884.$$

Обчислюємо імпеданс діода:

$$Z_0 = \frac{116 \cdot 14185}{116^2 + [-27 + 0,659 \cdot 10^{-3} \cdot 14185]^2} +$$

$$+ j \left\{ 1,884 - \frac{0,659 \cdot 10^{-3} \cdot 14185 - 27 \cdot 14185}{116^2 + [-27 + 0,659 \cdot 10^{-3} \cdot 14185]^2} \right\} \approx 119,5 + j29,7 \text{ Ом};$$

Розрахунок вхідного узгоджувального ланцюга робимо за схемою, показаною на рисунку 3.9, де  $Z_H = Z_d + Z_0 = 169,5 + j 29,7$ .

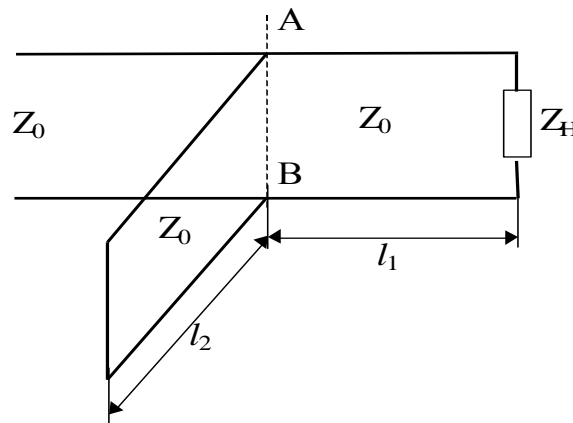


Рисунок 3.9 – Схема вхідного узгоджувального ланцюга

Відрізок лінії включається в такому перерізі АВ, в якому вхідна провідність навантаженого відрізка лінії  $l_1$  обчислена у бік навантаження, дорівнюватиме:

$$Y_{AB} = \frac{1}{Z_0} - jB_{AB} \quad (3.20)$$

Тоді довжина шлейфу  $l_2$  компенсує уявну частину провідності  $B_{AB}$  визначається з умови:

$$-jB_{AB} + 1/jX = 0, \quad (3.21)$$

де  $X = Z_0 \cdot \operatorname{tg}(\beta l_2)$ .

В результаті лінія виявляється навантаженою в перерізі АВ на опір  $R = Z_0$  тобто буде узгоджена. З рівняння (3.21) отримуємо формулу для знаходження  $l_2$ :

$$\operatorname{tg}(\beta l_2) = -B_{AB} \cdot Z_0. \quad (3.22)$$

Знайдемо довжину відрізка  $l_1$ , скориставшись формулою для розрахунку вхідного опору відрізка лінії, навантаженого на комплексний опір  $Z_H = R_H + jX_H$ :

$$Z_{AB} = Z_0 \cdot \left[ R_H + j(X_H + Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1) \right] / \left[ Z_0 - X_H \operatorname{tg} \beta l_1 + jR_H \operatorname{tg} \beta l_1 \right]. \quad (3.23)$$

Звідки

$$Y_{AB} = \frac{1}{Z_{AB}} = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{Z_0 R_H - X_H R_H \operatorname{tg} \beta l_1 + R_H \operatorname{tg} \beta l_1 (X_H + Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1)}{R_H^2 + (X_H + Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1)^2} + \\ + j \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{R_H^2 \operatorname{tg} \beta l_1 - (Z_0 - X_H \operatorname{tg} \beta l_1) (X_H + Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1)}{R_H^2 + (X_H + Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1)^2} \quad (3.24)$$

За умовою погодження:

$$\frac{Z_0 R_H - X_H R_H \operatorname{tg} \beta l_1 + R_H \operatorname{tg} \beta l_1 (X_H + Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1)}{R_H^2 + (X_H + Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1)^2} = 1$$

Звідки одержуємо квадратне рівняння:

$$\left(Z_0 R_H - Z_0^2\right) \operatorname{tg}^2 \beta l_1 - 2 X_H Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1 + Z_0 R_H - R_H^2 - X_H^2 = 0,$$

рішення якого має вигляд:

$$\operatorname{tg} \beta l = \frac{t \pm \sqrt{t^2 - (r-1)(r-r^2-t^2)}}{r-1}, \quad (3.25)$$

де  $r = \frac{R_H}{Z_0}; \quad t = \frac{X_H}{Z_0}.$

Уявна частина (3.24) є провідність  $B_{AB}$ , яка необхідна для обчислення  $l_2$  за формулою (3.22).

Коефіцієнт  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}{\lambda_0},$

де  $\lambda_0$  – довжина хвилі у вакуумі;

$\varepsilon_{\text{эф}}$  – ефективна діелектрична проникність МСЛ.

Для випадку малих частот можна прийняти:

$$\varepsilon_{\text{эф}} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2}.$$

У нашому випадку  $\varepsilon_r = 9,6; \quad \lambda_0 = \frac{c}{f_{\text{раб}}} = 0,2 \text{ м.}$  Тоді \_

$$\varepsilon_{\text{эф}} = 5,3; \quad \beta = \frac{6,28 \sqrt{5,3}}{0,2} = 72,29 \frac{1}{\text{м.}}$$

$$r = \frac{R_H}{Z_0} = \frac{169,5}{50} = 3,39; \quad t = \frac{X_H}{Z_0} = \frac{29,7}{50} = 0,594.$$

За формулою (3.25) знаходимо два корені:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \beta l_1 &= 2,146 \\ \operatorname{tg} \beta l_1 &= -1,649 \end{aligned}$$

Другий корінь відкидаємо, оскільки він дасть більшу довжину відрізка лінії.

З першого кореня знаходимо довжину  $l_1 \approx 0,0157 \text{ м} = 15,7 \text{ мм}$

З формули (3.24) знаходимо  $B_{AB} = 2,675 \cdot 10^{-2} \text{ сим.}$  Далі за формулою (3.22) обчислюємо довжину шлейфу  $l_2 \approx 34,7 \text{ мм.}$

Таким чином, розраховали вхідний узгоджувальний ланцюг ДБШ 3А112, включеного в лінію з опір хвильовим  $Z_0 = 50 \text{ Ом.}$

Для замикання НВЧ струмів на виході діода включаємо чверть-хвильовий розімкнений відрізок лінії з хвильовим опором  $30 \text{ Ом.}$  Його довжина дорівнює:

$$l_3 = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}} = \frac{0,2}{4\sqrt{5,3}} \approx 21,7 \text{ мм.}$$

Топологічна схема діода з усіма узгоджувальними елементами на вході та виході представлена на рисунку 3.10.

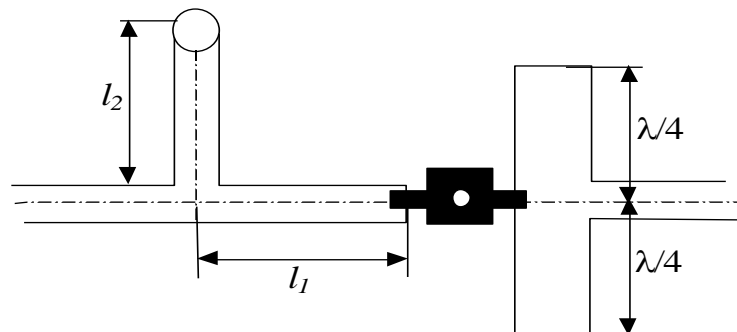


Рисунок 3.10 – Топологічна схема включення діода

Токову чутливість детектора можна обчислити за такою формулою:

$$\beta = \frac{\alpha}{2(1 + R_S / R_K) \cdot (1 + R_S / R_K + \omega^2 C_K^2 R_K)} \quad (3.26)$$

Для діода 3A112 при роботі на ділянці квадратної вольт–амперної характеристики при малому рівні сигналу величина  $R_K \approx 750$  Ом.

Підставляючи значення параметрів (3.26) отримуємо значення струмової чутливості:

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{35}{2(1 + 8/750) \cdot [1 + 8/750 + (6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^9 \cdot 0,23 \cdot 10^{-12}) \cdot 8 \cdot 750]} = \\ &= \frac{35}{2 \cdot 0,1 \cdot (1,01 + 0,028)} \approx 16,7 \text{ мА./ мВт.} \end{aligned}$$

Порівняння результатів розрахунку з даними літературних джерел наведено на рисунках 3.11 та 3.12. Рисунок 3.11 відповідає даним, знятим з екрану плоттера за параметрами схеми, які відповідають рисунку 3.11 у порівнянні з літературними даними, а рисунок 3.12 показує порівняння розрахункової та вимірної характеристик детектора.

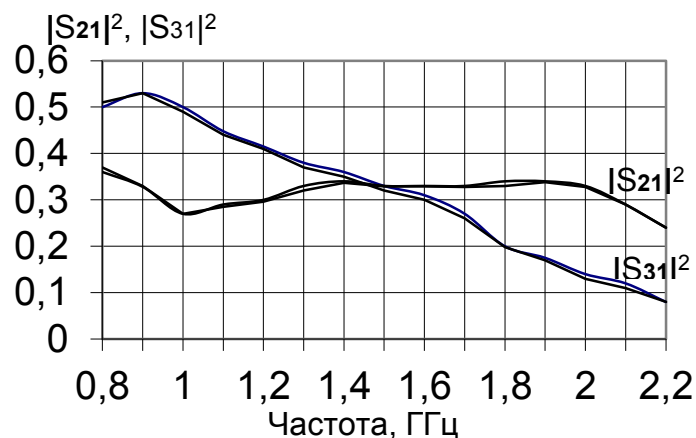


Рисунок 3.11 – Порівняння елементів матриці розсіювання

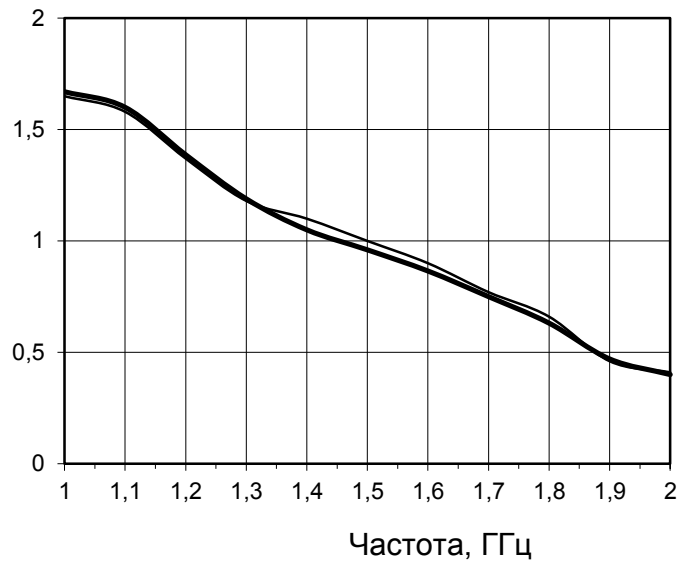


Рисунок 3.12 – Порівняння характеристик детектора

### 3.5 Реалізація пристрою для виміру частоти сигналу

Як приклад використання розробленого частотного детектора у вигляді вимірювача частоти в діапазоні 1 – 2 ГГц розглянемо два варіанти. По – перше, доповнимо розрахований НВЧ-модуль необхідним набором стандартних низькочастотних мікросхем, АЦП та цифровим індикатором. В результаті отримаємо схему, що може бути реалізована як закінчений вимірювальний прилад.

Для індикації безпосереднього значення частоти сигналу, вираженої ставленням напруги діодів  $U_1$  і  $U_2$ , застосуємо схему аналогової обробки для отримання сигналу, пропорційного відношенню  $U_1 / U_2$ . Цей сигнал є входним для АЦП.

Схема обробки побудована на ОП відповідно до наступного виразу :

$$U_c = anti \log \left( \log \frac{U_1}{U_2} \right),$$

$$\log \frac{U_1}{U_2} = \log U_1 - \log U_2.$$

Таким чином, сигнали з виходів детекторів подаються на входи логарифмічних підсилювачів, утворених ОП з діодами в ланцюгах ВЗЗ. Для ОП покращення функціонального перетворення слід обмежити вхідний струм через діоди. З виходів логарифмічних підсилювачів сигнали подаються на диференціальні входи ОП, який є вчитачем. Коефіцієнт передачі вчитача вибирається  $k_u \approx 500$  для отримання необхідного розмаху вихідного сигналу  $U_c$ . Сигнал з виходу від'ємника проходить зворотне перетворення в антилогарифмічному підсилювачі, який утворений ОП з діодом на вході і формує напругу  $U_c$ , пропорційну відношенню  $U_1 / U_2$ , яке надходить на вхід АЦП для подальшого перетворення в цифрову форму. Структурна схема реалізації частотомера по першому варіанту представлена на рисунку 3.13.

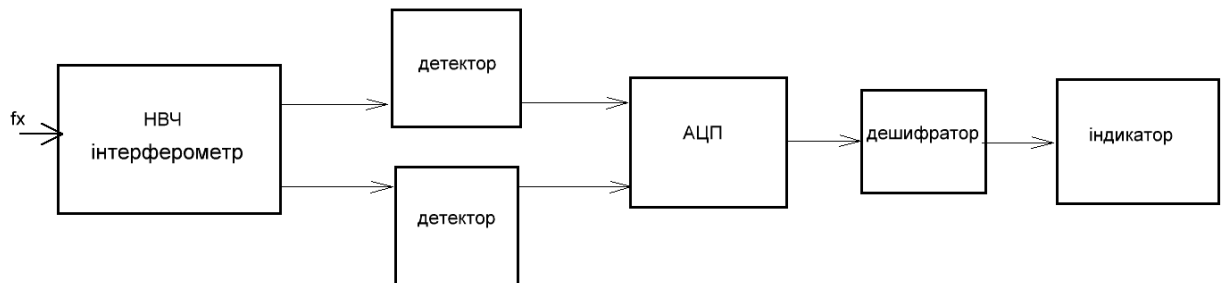


Рисунок 3.13 – Структурна схема частотомера з АЦП та індикатором

Мікросхема КР 572ПВ5 є БІС АЦП інтегруючого типу. Вона призначена для застосування у вимірювальній апаратурі різного призначення. Спільно з ДОН, декількома зовнішніми РС елементами, БІС виконує функцію АЦП подвійного інтегрування з автоматичною корекцією нуля та визначенням полярності вхідного сигналу.

Результат перетворення в АЦП подвійного інтегрування КР 572ПВ5 є цифровим кодом, еквівалентним середнього значення напруги на

аналоговому вході, що перетворюється за фіксований інтервал часу. Цифрова інформація на виході АЦП подається у спеціальному коді для керування семисегментними рідкокристалічними індикаторами. Діапазон вхідного сигналу визначається значенням зовнішньої опорної напруги із співвідношення:

$$U_{ВХ.} = \pm 1,999 \cdot U_{ОП.}$$

Поточні показання цифрового табло пропорційні співвідношенню:

$$N = 10^3 \cdot \frac{U_{ВХ.}}{U_{ОП.}}$$

Типову принципову схему включення АЦП з індикатором типу ИЖКЦ5– 4 / 8 наведено в [14].

Другий варіант є більш сучасний і відрізняється наявністю мікроконтролера та мікросхеми детектора з логарифмічним підсилювачем типу AD8317 від фірми Analog Devices. Дана мікросхема являє собою демодулюючий ЛП, здатний з достатньою точністю забезпечувати безпосередньо перетворення вхідного радіочастотного НВЧ сигналу у відповідний децибельний вихід або вихідну напругу [10]. Структура мікросхеми, побудована на основі методу прогресивної компресії (successive detection), який забезпечує як динамічний діапазон 50 дБ до 8 ГГц, так і прийнятну за точністю роботу до 10 ГГц. Структурна схема мікросхеми наведено на рисунку 3.14.

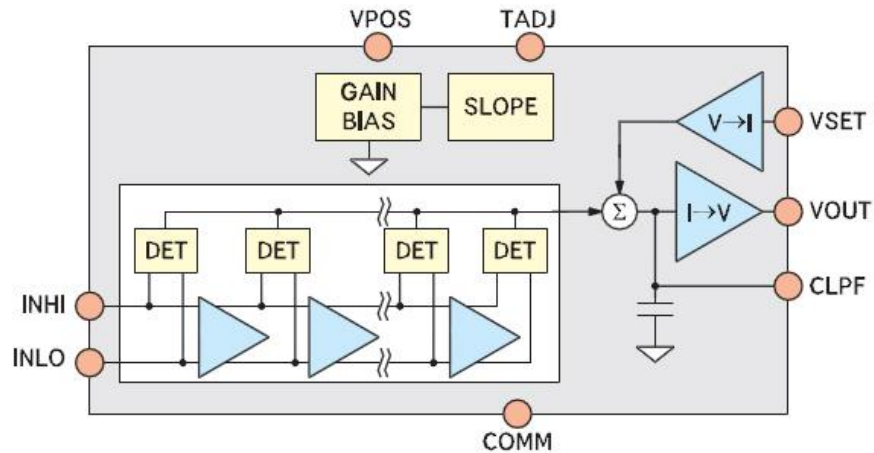


Рисунок 3.14 – Базова структура мікросхеми AD8317

Структура відноситься до типової для даної серії мікросхем і містить 6 підсилювальних каскадів з диференціальними виходами, з'єднаними гальванічески, і 7 детекторних секцій, перша з яких, включена на вході першого підсилювального каскаду, працює в пасивному режимі [10]. Характеристика часу спаду/наростання має для даної мікросхеми величину 8 / 10 нс. Напруга живлення однополярна і становить від +3 до +5,5 В при номінальному струмі споживання 22 мА. Динамічний діапазон – 50 дБ у смузі частот до 8 ГГц з точністю  $<\pm 1$  дБ. Мікросхема при включенні може бути налаштована для управління вихідною напругою підсилувача потужності або для вимірювання вихідного сигналу з виводу VOUT. У цьому режимі вивід VOUT слід підключити до виводу VSET. Тоді крутизна логарифмічної характеристики становить – 22 мВ / дБ і визначається величиною VSET .

Мікросхема реалізується з урахуванням сучасної SiGe біполярної технології. Випускається у восьми-вивідному корпусі LFCSP\_VD розміром 2×3 мм і здатна працювати в температурному діапазоні від – 40 до + 85 °С. Базова схема включення мікросхеми наведено на рисунку 3.15.

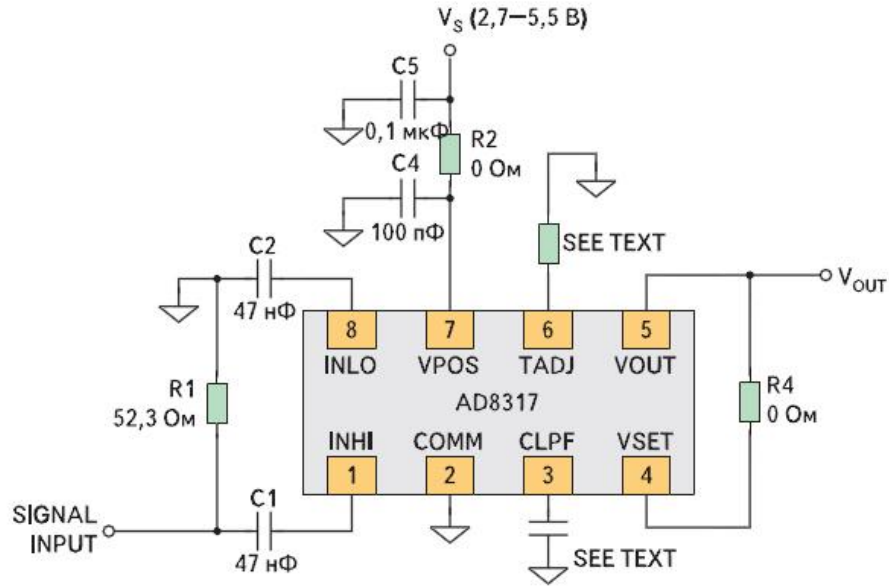


Рисунок 3.15 – Базова схема включення мікросхеми AD8317

Вхідний та вихідний інтерфейси мікросхеми наведені відповідно на рисунках 3.16 та 3.17.

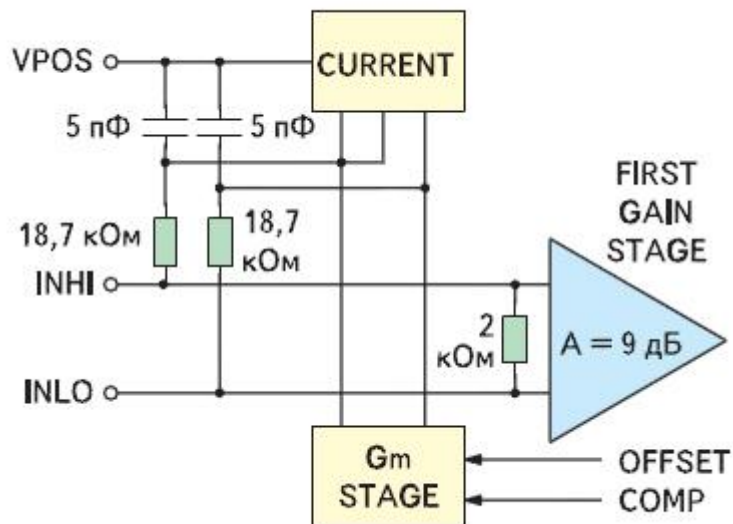


Рисунок 3.16– Вхідний інтерфейс мікросхеми AD8317

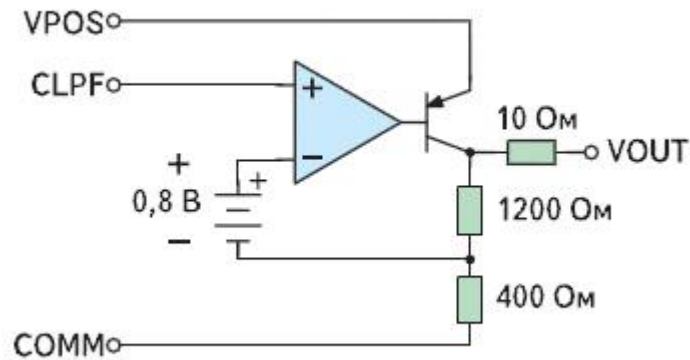


Рисунок 3.17 – Вихідний інтерфейс мікросхеми AD8317

Коли напруга VOUT подається на зажим VSET, мікросхема працює в режимі вимірювання. Типова характеристика такого режиму наведено на рисунку 3.18, а на рисунку 3.19 показано графік припустимої помилки для зазначеного діапазону передавальної характеристики ЛП. Зауважимо, що з даної мікросхеми його характеристика має негативний нахил. Ніяких ланцюгів узгодження для цієї мікросхеми непотрібно, тому що її вхід є оптимізований для 50-омних ланцюгів.

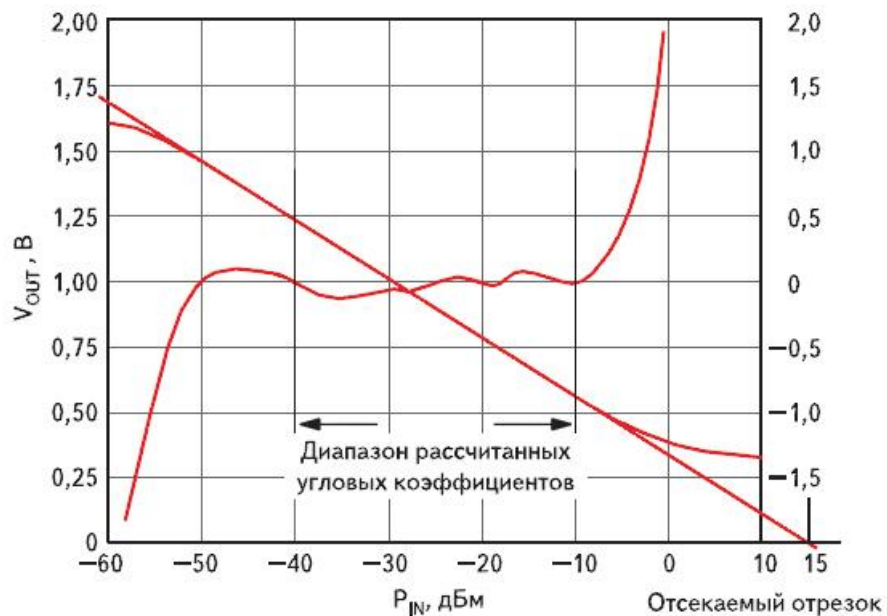


Рисунок 3.18 – Типова характеристика залежності вихідної напруги від величини вхідної потужності

Вихідна напруга в залежності від потужності вхідного сигналу, представленого в децибельній формі, має лінійний характер у всьому багатомітному діапазоні. Рівняння, що описує цю функцію, може бути подане в наступному вигляді:

$$V_{OUT} = X * V_{SLOPE/DEC} * \log_{10}(V_{IN}/V_{INTERCEPT}) = X * V_{SLOPE/DB} * 20 * \log_{10}(V_{IN}/V_{INTERCEPT})$$

$$V_{SET} = V_{OUT}/X \quad (3.27)$$

де  $X$  – фактор зворотного зв'язку у виразі;

$V_{SLOPE/DEC}$  – номінальна крутість, що становить 440 мВ /дек або 22 мВ /дБ;

$V_{INTERCEPT}$  – точка перехоплення на лінійній ділянці характеристики осі абсцис.

Значення цієї точки становить +2 дБ для вхідного синусоїдного сигналу. Негативний нахил характеристики відбиває характер управління посиленням всіх підсилювачів потужності, включеним з негативним зворотним зв'язком.

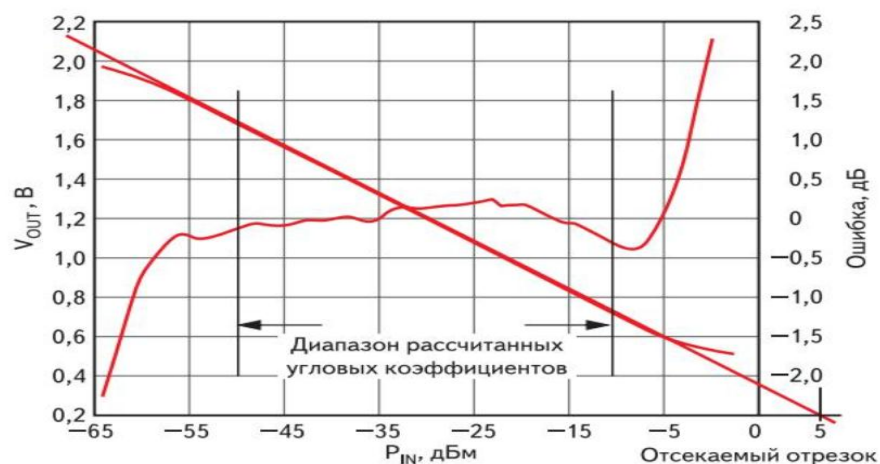


Рисунок 3.19 – Передавальна характеристика ЛП з кривою припустимих помилок

Далі аналоговий сигнал надходить на входи модуля АЦП мікроконтролера (STM320F). МК здійснює перетворення аналогового сигналу у цифрову форму, виконує математичну обробку згідно запрограмованому алгоритму і формує вихідну інформацію для дисплея у формі зручної для оператора. Структурна схема частотоміра з МК наведена на рисунку 3.20.

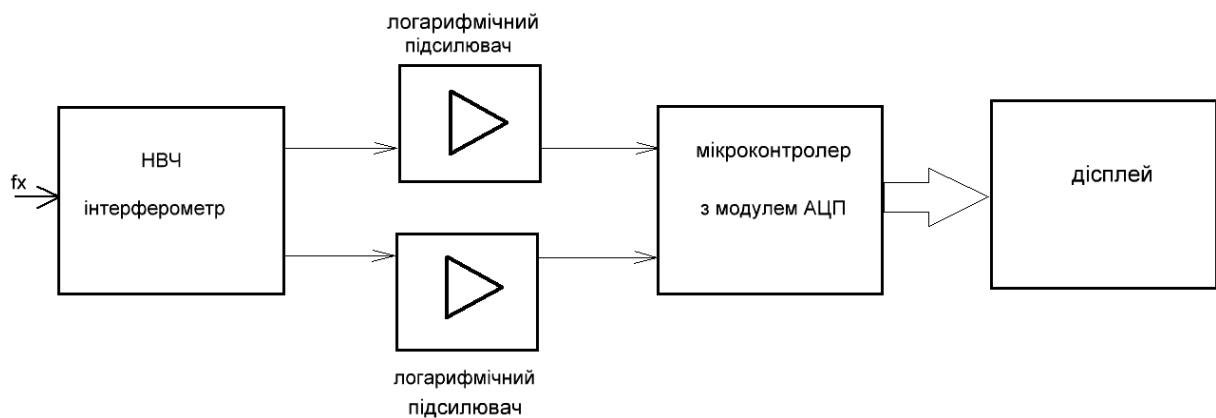


Рисунок 3.20 – Структурна схема частотоміра з МК

### 3.6 Опис програми SAMIS 2

Програма SAMIS призначена для розрахунку та ручної оптимізації схем НВЧ, виконаних на мікросмугових (МСЛ) та щілинних (ЩЛ) лініях передачі, а також на комбінаціях цих ліній. Моделювання НВЧ – схем у системі проводиться на рівні електричних параметрів: хвильових опорів, електричних довжин ліній, ємностей, індуктивностей, тощо. Топологія пристрою, що відображається на екрані в процесі її побудови, не відповідає реальній топології на платі, але візуально близька до неї. Система дозволяє моделювати пристрої на будь-яких інших лініях передачі ( хвилеводи,

коаксіальні лінії тощо), хоча візуально вони відображатимуться у вигляді МСЛ або ЩЛ.

Система побудована з урахуванням принципу декомпозиції – розбиття схеми на найпростіші складові, звані базовими елементами (БЕ). Опис БЕ здійснюється за допомогою матриць розсіювання. У процесі розрахунку матриці окремих БЕ поєднуються в єдину матрицю розсіювання пристрою. Набір БЕ, що використовується в системі, дозволяє моделювати широкий клас як пасивних, так і активних пристроїв НВЧ.

Матриці розсіювання БЕ.

Усі БЕ системи, залежно від призначення та способу отримання їх матриць розсіювання, можна умовно розбити на 3 групи:

- БЕ, призначені для моделювання схем НВЧ; їх матриці розсіювання розраховуються у системі;
- БЕ – "чорні ящики", також призначені для моделювання схем НВЧ. Їхні матриці розсіювання можуть бути отримані або розрахунковим шляхом поза системою (а також і в системі), або шляхом вимірювань;
- БЕ, призначені для моделювання багат шарових структур, що складаються з речовин із довільними параметрами.

До складу першої групи входять такі БЕ:

- відрізок регулярної лінії (відрізок МСЛ або ЩЛ). Схема відрізка показано на рисунку 3.21. Для зручності розрахунку при оптимізації схеми, основний відрізок довжиною  $l$  зліва та справа доповнений стрибками хвильового опору, довжини яких дорівнюють нулю.

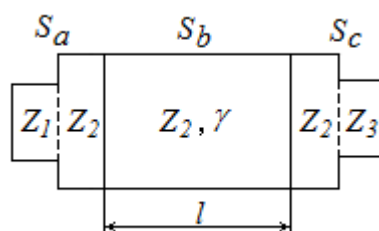


Рисунок 3.21 – Відрізок регулярної лінії

Елементи матриці розсіювання цього БЕ розраховуються за формулами:

$$S_{11} = \frac{S_{a11} + S_{c11}(S_{a12})^2 e^{-2\gamma}}{1 + S_{a11}S_{c11}e^{-2\gamma}}; \quad S_{22} = \frac{S_{c22} + S_{a22}(S_{c12})^2 e^{-2\gamma}}{1 + S_{a11}S_{c11}e^{-2\gamma}};$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{S_{a12} + S_{c12}e^{-2\gamma}}{1 + S_{a11}S_{c11}e^{-2\gamma}};$$

$$S_{a22} = -S_{a11} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}; \quad S_{a12} = S_{a21} = \sqrt{1 - S_{a11}^2} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2}; \quad (3.28)$$

$$S_{c22} = -S_{c11} = \frac{Z_2 - Z_3}{Z_2 + Z_3}; \quad S_{c12} = S_{c21} = \sqrt{1 - S_{c11}^2} = \frac{2\sqrt{Z_2 Z_3}}{Z_2 + Z_3}.$$

Тут  $S_a$  і  $S_c$  матриці розсіювання лівого та правого стиків відповідно. Постійне поширення  $\gamma = \alpha + j\beta$ , де  $\alpha$  - коефіцієнт втрат,  $\beta$  - коефіцієнт фази.

Відрізок двох зв'язаних ліній (МПЛ та ЩЛ). Схема відрізка довжиною  $l$  показано рисунку 3.22. Там же показано нумерацію плечів БЕ.

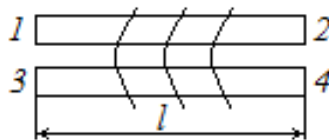


Рисунок 3.22 – Відрізок зв'язаних ліній

Елементи матриці розсіювання цього БЕ розраховуються за формулами:

$$S_{11} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\Gamma_{oo}(1 - e^{-j2\beta_{oo}l})}{1 - \Gamma_{oo}^2 e^{-j2\beta_{oo}l}} + \frac{\Gamma_{oe}(1 - e^{-j2\beta_{oe}l})}{1 - \Gamma_{oe}^2 e^{-j2\beta_{oe}l}} \right]; \quad (3.29)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\Gamma_{oo}(1 - e^{-j2\beta_{oo}l})}{1 - \Gamma_{oo}^2 e^{-j2\beta_{oo}l}} - \frac{\Gamma_{oe}(1 - e^{-j2\beta_{oe}l})}{1 - \Gamma_{oe}^2 e^{-j2\beta_{oe}l}} \right];$$

$$S_{31} = \frac{1}{2} \left[ \frac{(1 - \Gamma_{oo}^2) e^{-j\beta_{oo}l}}{1 - \Gamma_{oo}^2 e^{-j2\beta_{oo}l}} + \frac{(1 - \Gamma_{oe}^2) e^{-j\beta_{oe}l}}{1 - \Gamma_{oe}^2 e^{-j2\beta_{oe}l}} \right];$$

$$S_{41} = \frac{1}{2} \left[ \frac{(1 - \Gamma_{oo}^2) e^{-j\beta_{oo}l}}{1 - \Gamma_{oo}^2 e^{-j2\beta_{oo}l}} - \frac{(1 - \Gamma_{oe}^2) e^{-j\beta_{oe}l}}{1 - \Gamma_{oe}^2 e^{-j2\beta_{oe}l}} \right];$$

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}; \quad S_{12} = S_{21}; \quad S_{13} = S_{31}; \quad S_{14} = S_{41}; \\ S_{24} = S_{42} = S_{31}; \quad S_{34} = S_{43} = S_{21}.$$

У цих формулах

$$\Gamma_{oo} = \frac{Z_{oo} - Z}{Z_{oo} + Z}; \quad \Gamma_{oe} = \frac{Z_{oe} - Z}{Z_{oe} + Z}; \quad (3.30)$$

де  $\Gamma_{oo}$  – коефіцієнт відображення при парному збудженні;

$\Gamma_{oe}$  – коефіцієнт відображення при непарному збудженні;

$Z_{oo}$  – хвильовий опір при парному збудженні;

$Z_{oe}$  – хвильовий опір при непарному збудженні;

$Z$  – хвильовий опір ліній, що підводять.

Фазові коефіцієнти  $\beta_{oo}$  і  $\beta_{oe}$  обчислюються за формулами

$$\beta_{oo} = \frac{2\pi}{\lambda_{oo}}; \quad \beta_{oe} = \frac{2\pi}{\lambda_{oe}}; \quad (3.31)$$

де  $\lambda_{oo}$  – довжина хвилі при парному збудженні;

$\lambda_{oe}$  – довжина хвилі при непарному збудженні.

**Симетричне паралельне Y – розгалуження.**

Матриця розсіювання даного БЕ має вигляд:

$$S = \begin{bmatrix} -1/3 & 2/3 & 2/3 \\ 2/3 & -1/3 & 2/3 \\ 2/3 & 2/3 & -1/3 \end{bmatrix}. \quad (3.32)$$

**Симетричне послідовне Y – розгалуження.**

Матриця розсіювання даного БЕ має вигляд:

$$S = \begin{bmatrix} 1/3 & 2/3 & 2/3 \\ 2/3 & 1/3 & -2/3 \\ 2/3 & -2/3 & 1/3 \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Паралельне відгалуження від ЩЛ.

Вихідна нумерація плечей даного БЕ показано рисунку 3.23.

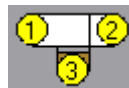


Рисунок 3.23 – Топологія Y – розгалуження

Матриця розсіювання БЕ аналогічна матриці розсіювання паралельного Y – розгалуження.

$$S = \begin{bmatrix} -1/3 & 2/3 & 2/3 \\ 2/3 & -1/3 & 2/3 \\ 2/3 & 2/3 & -1/3 \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Перехід від МСЛ на ЩЛ . Вихідна нумерація плечей даного БЕ показана на рисунку 3.24.

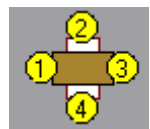


Рисунок 3.24 – Топологія переходу від МСЛ на ЩЛ

Матриця розсіювання БЕ має вигляд

$$S = \begin{bmatrix} 1/5 & 2/5 & -4/5 & 2/5 \\ 2/5 & -1/5 & 2/5 & 4/5 \\ -4/5 & 2/5 & 1/5 & 2/5 \\ 2/5 & 4/5 & 2/5 & -1/5 \end{bmatrix}. \quad (3.35)$$

Послідовний опір у лінії . Схема БЕ показано рисунку 3.25.

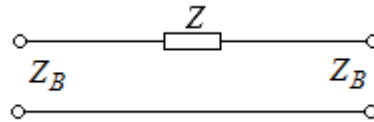


Рисунок 3.25 – Схема включення послідовного опору у лінію

Матриця розсіювання даного БЕ має вигляд

$$S = \frac{1}{Z + 2Z_B} \cdot \begin{bmatrix} Z & 2Z_B \\ 2Z_B & Z \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Послідовна індуктивність  $L$  у лінії . Схема БЕ показано рисунку 3.26.

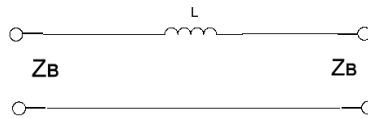


Рисунок 3.26 – Схема включення послідовної індуктивності у лінію

Матриця розсіювання цього БЕ обчислюється аналогічно матриці розсіювання послідовного опору, де величина  $Z = j\omega L$ .

Послідовна ємність в лінії схем БЕ показано рисунку 3.27.

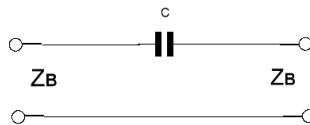


Рисунок 3.27 – Схема включення послідовної ємності у лінію

Матриця розсіювання цього БЕ також обчислюється аналогічно матриці розсіювання послідовного опору де величина  $Z = 1/j\omega C$ .

Узгоджене навантаження.

Матриця розсіювання цього БЕ має вигляд  $S = s_{11} = 0$ .

Коротке замикання (К.3.).

Матриця розсіювання цього БЕ має вигляд  $S = s_{11} = -1$ .

Холостий хід (Х.Х.).

Матриця розсіювання цього БЕ має вигляд  $S = s_{11} = 1$ .

Послідовно включений р – і – п діод.

Матриця розсіювання даного БЕ обчислюється з малосигнальною еквівалентною схемою, показаною рисунку 3.28.

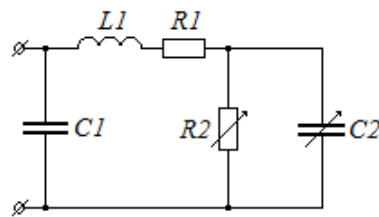


Рисунок 3.28 – Еквівалентна схема діода

Спочатку обчислюється вхідний опір  $Z_{BX}$  наведеної схеми. Потім за формулою для послідовного опору знаходиться матриця розсіювання. При цьому належить  $Z = Z_{BX}$ .

Послідовно включений лавино-прогоновий діод.

Матриця розсіювання БЕ також обчислюється за малосигнальною еквівалентною схемою, показаною рисунку 3.29.

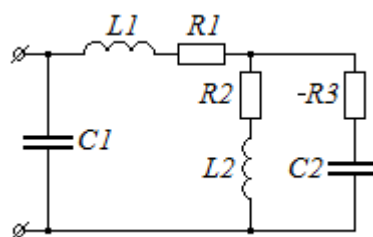


Рисунок 3.29 – Еквівалентна схема діода

Спочатку обчислюється вхідний опір  $Z_{BX}$  наведеної схеми. Потім формулою для послідовного опору знаходиться матриця розсіювання. При цьому належить  $Z = Z_{BX}$ .

Польовий транзистор.

Матриця розсіювання обчислюється за схемою, наведеною на рисунку 3.30.

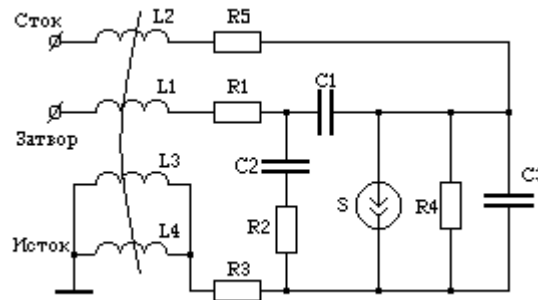


Рисунок 3.30 – Еквівалентна схема польового транзистора

Для розрахунку використовується співвідношення

$$S = (E - Y)(E + Y)^{-1}, \quad (3.37)$$

де  $Y$  – матриця повних провідностей еквівалентної схеми,

$E$  – поодинокі матриця відповідної розмірності.

Допоміжний переріз лінії.

Даний БЕ призначений для перегляду значень поля в будь-якому перерізі НВЧ тракту. Він може використовуватися для підключення інших БЕ без спотворення структури поля в тракту. Його матриця розсіювання має вигляд

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.38)$$

До складу другої групи входять БЕ:

«Чорна скринька» 2 – , 4 – , 6 – , 8 – полюсник. Вихідна нумерація плечей 6– та 8– полюсників показано на рисунку 3,31.

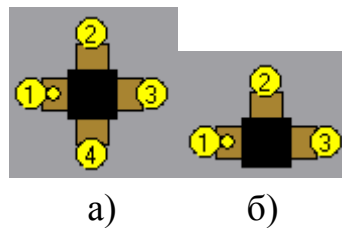


Рисунок 3.31 – Топологія 6– та 8– полюсників

Матриця розсіювання «чорної скриньки» може бути отримана шляхом розрахунку або безпосередніх вимірів і повинна бути задана в діапазоні частот, в якому розраховується схема, що проектується. Якщо в процесі розрахунку частоти не збігаються з частотами, на яких відомі (ураховані або виміряні) елементи матриці розсіювання «чорної скриньки», то в цьому випадку при обчисленні значень елементів матриці використовується лінійна інтерполяція.

В аналітичній формі формули перерахунку мають вигляд :

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(S_{ij}) &= \frac{\operatorname{Re}(S_{ij,k+1})(f - f_k) + \operatorname{Re}(S_{ij,k})(f_{k+1} - f)}{f_{k+1} - f_k}, \\ \operatorname{Im}(S_{ij}) &= \frac{\operatorname{Im}(S_{ij,k+1})(f - f_k) + \operatorname{Im}(S_{ij,k})(f_{k+1} - f)}{f_{k+1} - f_k}, \end{aligned} \quad (3.39)$$

де  $S_{ij}$  – значення елемента матриці розсіювання на частоті  $f$ ;

$S_{ij,k+1}$  – відоме значення елемента матриці розсіювання «чорної скриньки» на частоті  $f_{k+1}$  найближчої і більшої, ніж  $f$ ;

$S_{ij,k}$  – відоме значення елемента матриці розсіювання «чорної скриньки» на частоті  $f_k$ , найближчою і меншою, ніж  $F$ .

Якщо робоча частота  $f$  не потрапляє в частотний діапазон матриці розсіювання «чорної скриньки», то обчислюваним елементам присвоюються значення, рівні найближчим крайнім частотам елементів матриці розсіювання «чорної скриньки».

До складу третьої групи входять БЕ.

Шар речовини. БЕ призначений для моделювання шару речовини, у якій відносні діелектрична та магнітна проникності можуть набувати довільних значень.

Для розрахунку матриці розсіювання використовуються позначення:

$(\dot{\varepsilon}_r = \varepsilon_1 - j\varepsilon_2)$  – комплексна відносна діелектрична проникність речовини шару;

$(\dot{\mu}_r = \mu_1 - j\mu_2)$  – комплексна відносна магнітна проникність речовини шару;

$(\dot{\gamma} = \alpha + j\beta)$  – комплексне постійне поширення в речовині шару;

$\left( \alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} k_0 \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \cdot \sqrt{\sqrt{p^2 + q^2} - p} \right)$  – коефіцієнт втрат;

$\left( \beta = \frac{1}{\sqrt{2}} k_0 \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} \cdot \sqrt{\sqrt{p^2 + q^2} + p} \right)$  – коефіцієнт поширення;

$k_0 = \frac{2\pi f}{c_0}$  – хвильове число вільного простору;

$p = 1 - \frac{\varepsilon_2 \mu_2}{\varepsilon_1 \mu_1}; \quad q = \frac{\mu_2}{\mu_1} + \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}.$

Матриця розсіювання шару речовини має вигляд

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\alpha - j\beta} \\ e^{-\alpha - j\beta} & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.40)$$

Кордон розділу серед. БЕ призначений для моделювання межі розділу двох середовищ, у яких відносні діелектрична та магнітна проникності можуть набувати довільних значень.

Для розрахунку матриці розсіювання використовуються позначення:

$Z_1 = 120\pi \sqrt{\frac{\dot{\mu}_{r1}}{\dot{\varepsilon}_{r1}}}$  – комплексний характеристичний опір 1-го середовища;

$\dot{Z}_2 = 120\pi \sqrt{\frac{\dot{\mu}_{r2}}{\dot{\epsilon}_{r2}}}$  – комплексний характеристичний опір 2-го середовища.

Матриця розсіювання кордону розділу має вигляд:

$$S = \frac{1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \begin{bmatrix} \dot{Z}_2 - \dot{Z}_1 & 2\sqrt{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2} \\ 2\sqrt{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2} & \dot{Z}_1 - \dot{Z}_2 \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Інтерфейс системи. Система SAMIS являє собою Widows – орієнтовану програму з дружнім інтерфейсом, що забезпечує користувача необхідним набором функцій для побудови та аналізу в частотній області широкого класу як активних, так і пасивних схем НВЧ з використанням різних типів ліній передачі.

Інтерфейс організований за стандартами Widows – додатків і містить:

- робоче поле побудови схеми;
- графічний меню базових елементів;
- меню функцій системи, дублювання кнопками швидкого доступу.

Робоче поле системи забезпечене горизонтальною та вертикальною смугами прокручування, що дозволяє будувати схеми будь-яких розмірів та будь-якої функціональної складності.

Всі кнопки меню БЕ та кнопки швидкого доступу забезпечені підказками з коротким описом функції кожної кнопки. Крім того, опис дублюється в нижньому рядку під робочим полем системи.

Побудова схеми у робочому полі провадиться наступним чином.

Здійснюється вибір необхідного БЕ шляхом підведення покажчика та натискання кнопки «миші» на вибраному елементі. Далі покажчик миші перекладається будь-яку точку робочого поля, з якою користувач хоче почати побудова схеми. Натискання миші у вибраній точці призводить до появи вікна, в якому користувач визначає параметри обраного БЕ. Після натискання кнопки ОК вибраний БЕ буде збудований у робочому полі. Потім

вибирається наступний БЕ. Показчик миші підводиться до одного з вузлів (кухоль червоного кольору) побудованого в робочому полі БЕ. При цьому вид показчика змінюється – стрілка перетворюється на вказівний палець. Натискання миші викликає появу вікна зі списком параметрів вибраного БЕ. Введення (або редагування) параметрів та натискання кнопки ОК призводить до побудови БЕ. Продовжуючи аналогічні процедури (вибір БЕ, приєднання його до схеми тощо) користувач завершує побудову схеми.

У системі заборонено підключення до одного вузла більше двох БЕ. Тому, після з'єднання вузол між БЕ змінює колір – він стає темно-сірим, тобто. неактивним. Для виконання розгалуження у якомусь вузлі схеми слід використовувати БЕ «Паралельне Y – розгалуження мікросмушкових ліній», або «Послідовне Y – розгалуження щілинних ліній» залежно від типу лінії передачі, що використовується.

Включення нового БЕ у схему можливе також між будь-якими двома вільними вузлами. Для цього необхідно підвести показчик миші до одного з вузлів і, натиснувши клавішу миші і не відпускаючи її, протягнути показчик до наступного вузла. При цьому з першого вузла до другого промальовуватиметься лінія. Після відпускання кнопки миші новий БЕ буде підключений між вибраними вузлами. У цьому режимі дозволено підключення лише БЕ з двома плечима.


У системі дозволено встановлення БЕ у будь-якому місці робочого поля, а не лише шляхом його підключення до вільного плеча побудованої частини схеми. При цьому слід пам'ятати, що результуюча схема повинна мати роздільних, несполучених фрагментів. В іншому випадку буде видано повідомлення про помилку.


Редагування схеми можливе будь-якому етапі моделювання. Для цього





необхідно натиснути кнопку «Змінити параметри» у верхній частині меню БЕ. Потім слід підвести мишу до БЕ, параметри якого треба коригувати. При цьому вказівник миші зміниться – стрілка перетворюється

на вказівний палець. Натискання миші викликає появу вікна з параметрами вибраного БЕ, які може змінювати користувач. Натискання ОК завершує процес редагування.

Видалення БЕ із схеми також можливе на будь-якому етапі моделювання. Для цього необхідно натиснути кнопку  «Видалити» у верхній частині панелі меню БЕ. Потім слід підвести мишу до БЕ, яку треба видалити. При цьому вказівник миші зміниться – стрілка перетворюється на вказівний палець. Натискання миші викликає появу вікна з підтвердженням видалення. Натискання ОК викликає видалення БЕ.

Інший варіант видалення – кнопка  «Видалити останній ( Ctrl + D )», натискання якої викликає видалення останнього підключеного до схеми БЕ. Комбінація клавіш Ctrl + D дублює цю функцію. Ця ж дія викликає вибір функції «Правка» опція «Видалити останній Ctrl + D».

Перед виконанням розрахунку необхідно також задати ряд загальних параметрів, які вводяться у спливаючому вікні після натискання кнопки  «Параметри пристрою...» або після вибору функції «Правка» опція «Параметри пристрою...».

Розрахунок схеми здійснюється або шляхом натискання кнопки  «Розрахунок ... ( Ctrl + R )», або комбінацією клавіш Ctrl + R , що дублює цю функцію, або натисканням функції «Розрахунок». Результатом розрахунку є матриця розсіювання схеми, обчислена у певних точках заданого частотного діапазону. За замовчуванням матриця розсіювання зберігається у файлі з ім'ям NONAME 01. SMX у тому ж каталозі, що й основна програма. Користувач може змінити ім'я файлу з матрицею розсіювання та зберегти його у будь-якому іншому каталозі. Після завершення розрахунку на екрані з'являється панель плоттера, у якому можуть відобразитися як графіків різні характеристики схеми.

Аналіз результатів розрахунку може здійснюватися або за допомогою вбудованого плоттера, або шляхом безпосереднього перегляду та інтерпретації числових значень елементів розсіювання матриці. Можливий також експорт файлу з матрицею розсіювання до інших програм з подальшим аналізом числових даних за допомогою засобів цих додатків.

Єдиним обмеженням системи є кількість вільних плечей побудованої схеми, яка не може бути більшою за 8. При порушенні цієї умови видається повідомлення про помилку.

### 3.7 Моделювання частотного детектора за допомогою системи SAMIS

Проведемо моделювання розробленої схеми частотного детектора, використовуючи, як інструмент, розроблену на кафедрі радіотехніки НУЗП систему автоматизованого моделювання ІС НВЧ SAMIS .

Як вихідні дані будемо використовувати розраховані вище значення хвильових опорів і довжин відрізків ліній передач, наведених у підпунктах 3.2 – 3.4. В результаті побудови в системі SAMIS схема детектора має вигляд, що показаний на рисунку 3.32, варіант 1.

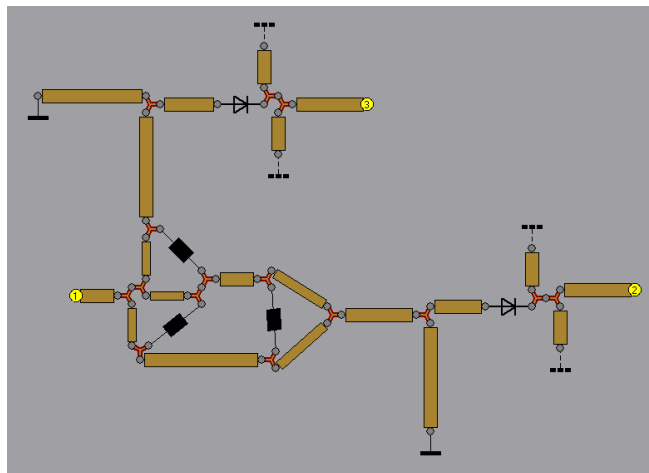


Рисунок 3.32 – Топологічна модель частотного детектора у системі SAMIS, перший варіант

Розрахунок наведеної схеми дозволяє отримати та дослідити характеристики розробленого частотного детектора за допомогою спеціального інструментального засобу системи SAMIS – плоттера, призначеного для виведення у заданому частотному діапазоні як елементів результуючої матриці розсіювання, так і параметрів робочого пристрою. Як приклад на рисунку 3.33 показаний екран плоттера з виведеними графіками частотної залежності елементів  $S_{31}$  і  $S_{21}$  результуючої  $S$  – матриці схеми .

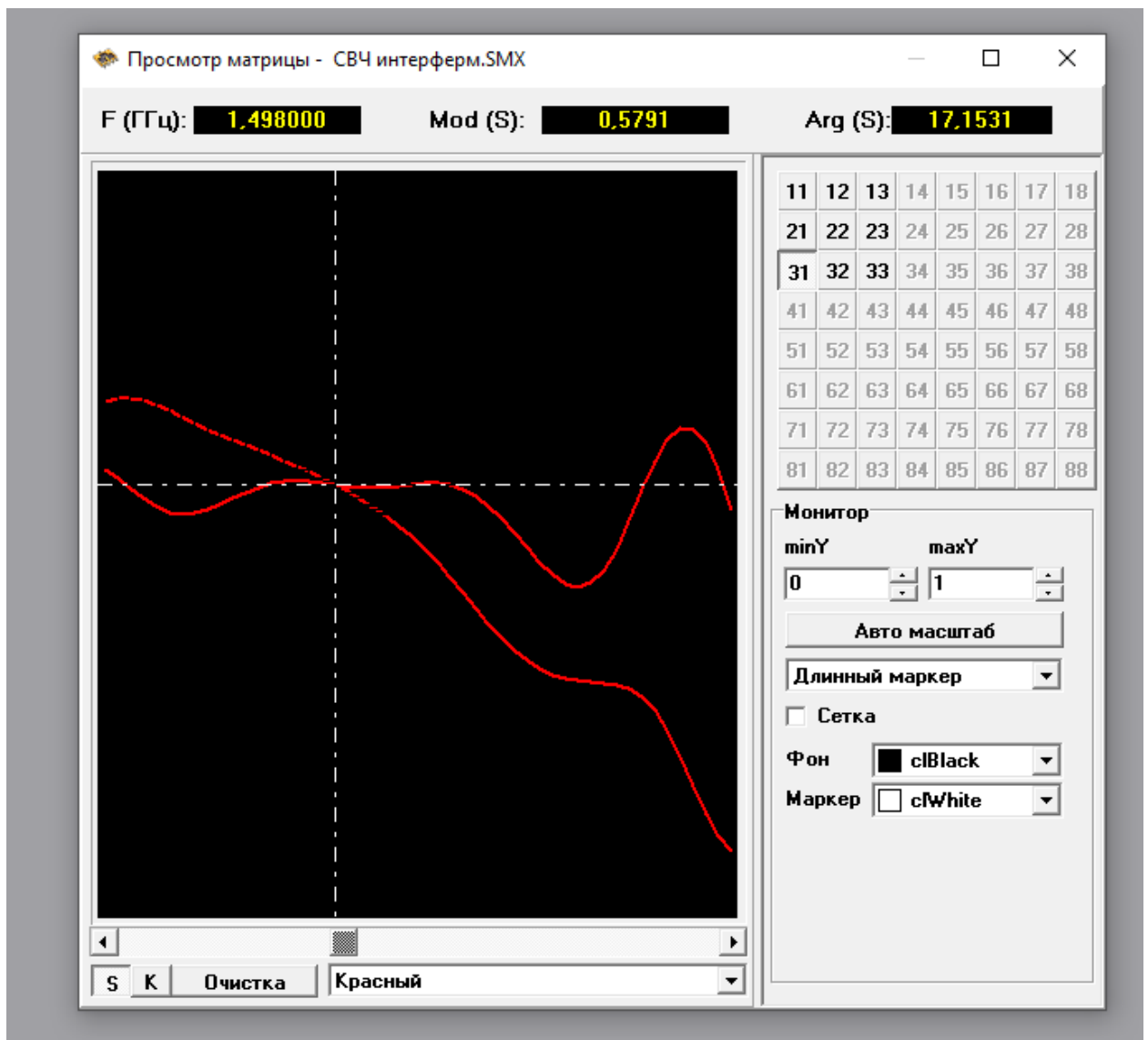


Рисунок 3.33 – Экран плоттеру системи SAMIS з результатами розрахунку

У розрахунках прийнята частота 1,5 ГГц, на екрані плоттеру бачим частоту 1,498 ГГц, яка визначається точкою перетину коефіцієнтів передачі опорного і вимірювального каналів. Різниця складає 2 МГц, що складає методичну погрішність 0,15 %.

На рисунку 3.34 наведена топологічна схема окремо тільки НВЧ інтерферометра, виконаного на мікро смужкових лініях. Проведем розрахунки інтерферометра у трьох октавних піддіапазонах: 1 ГГц – 2 ГГц, 2 ГГц – 4 ГГц, 4 ГГц – 8 ГГц з ціллю виявлення роботи схеми і однозначного визначення частоти сигналу, щоб на протязі усього піддіапазону існував тільки один перетин графічних залежностей коефіцієнтів передачі  $S_{31}$  і  $S_{21}$  вимірювального і опорного каналів.

На рисунках 3.35 – 3.46 наведено графіки коефіцієнтів передач для різних діапазонів.

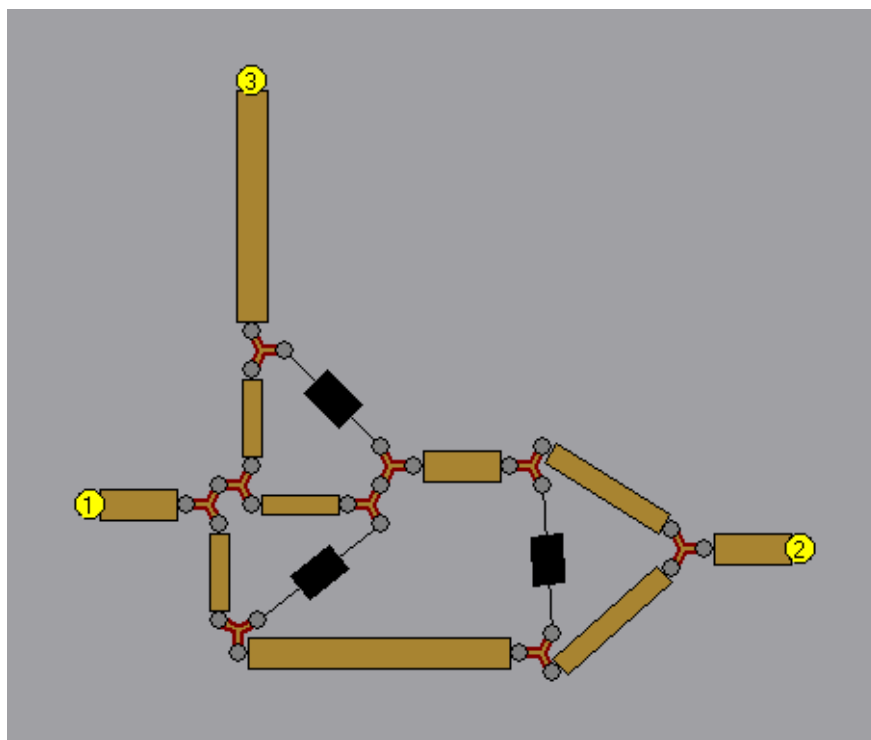


Рисунок 3.34 – Топологічна модель НВЧ інтерферометра, виконаного на мікро смужкових лініях

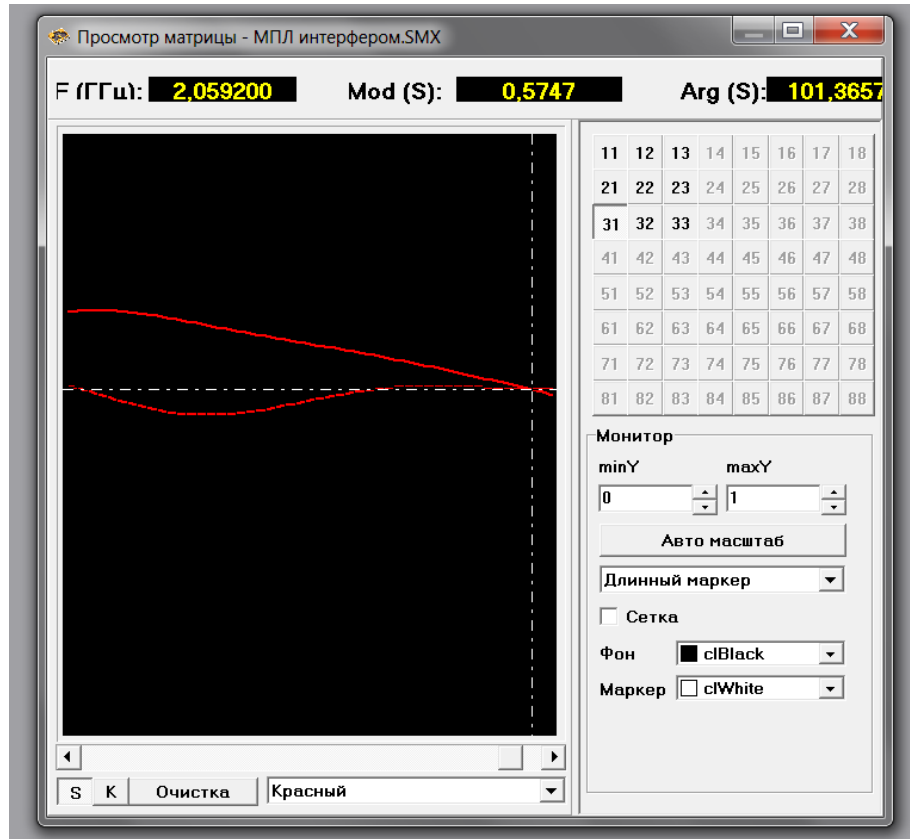


Рисунок 3.35 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 1 піддіапазону

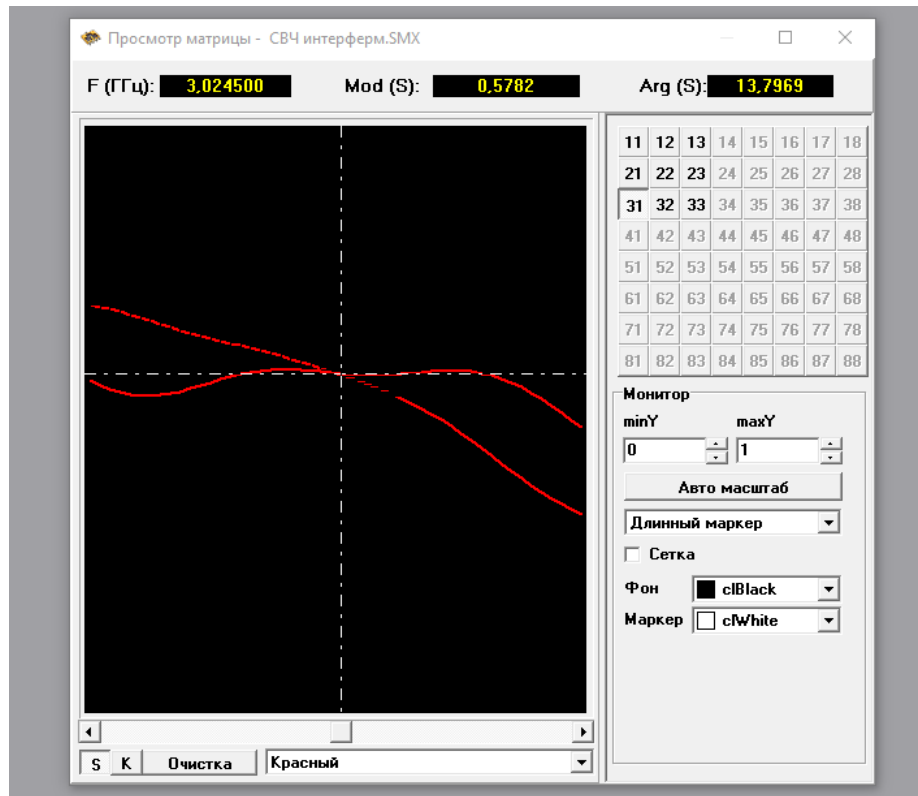
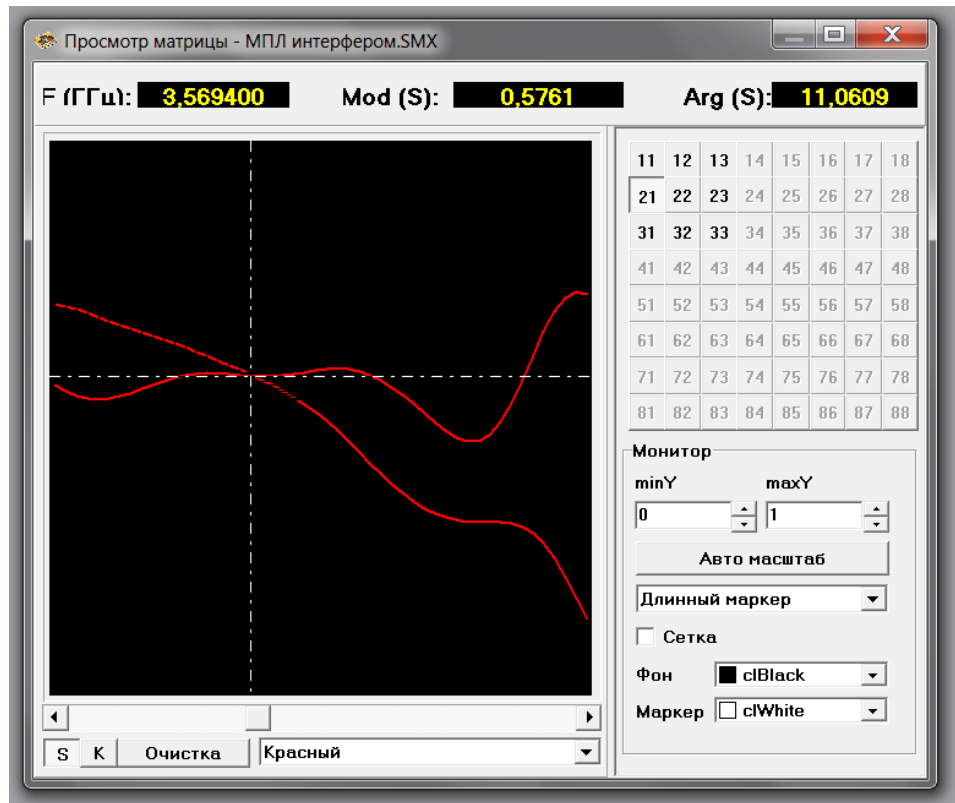
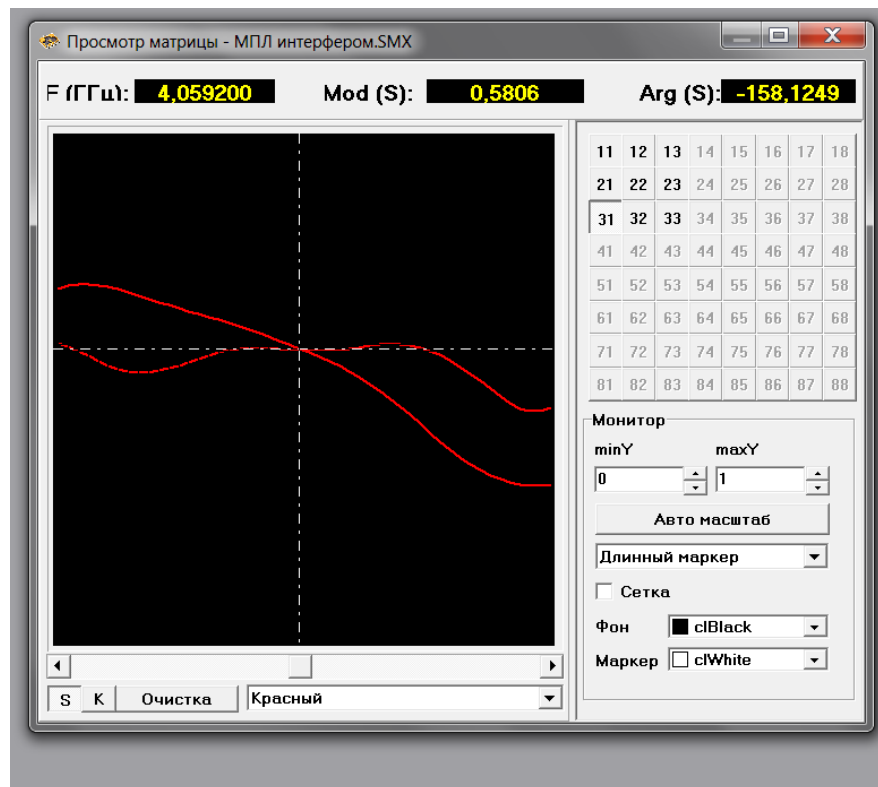
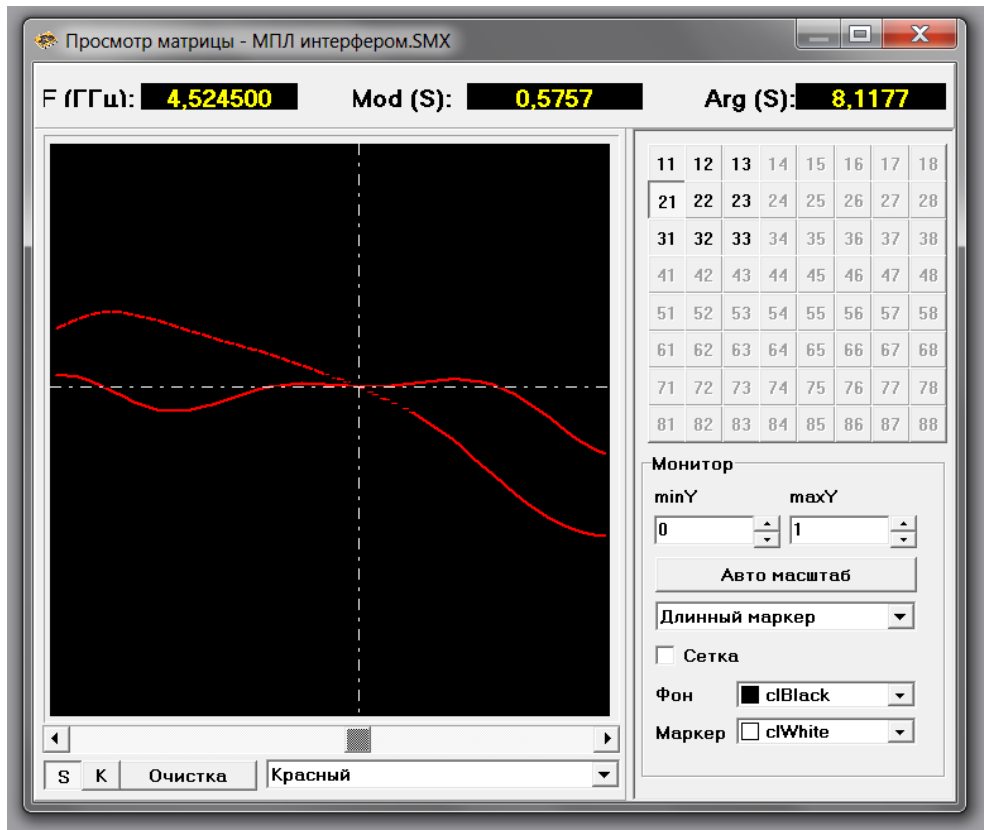
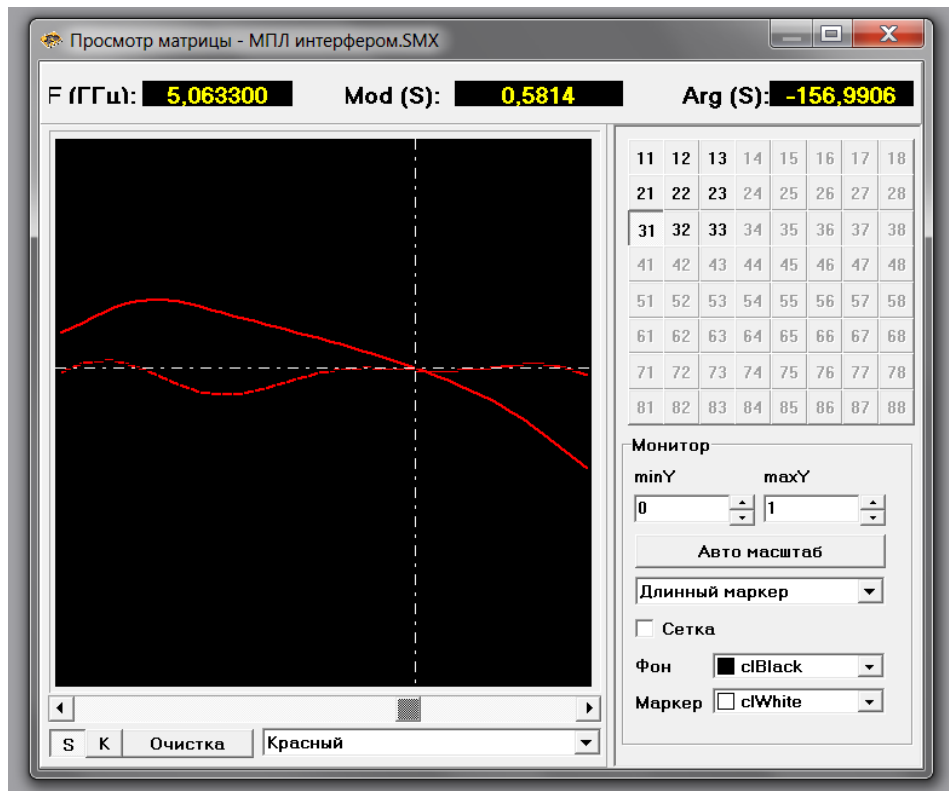


Рисунок 3.36 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

Рисунок 3.37 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазонуРисунок 3.38 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

Рисунок 3.39 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазонуРисунок 3.40 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

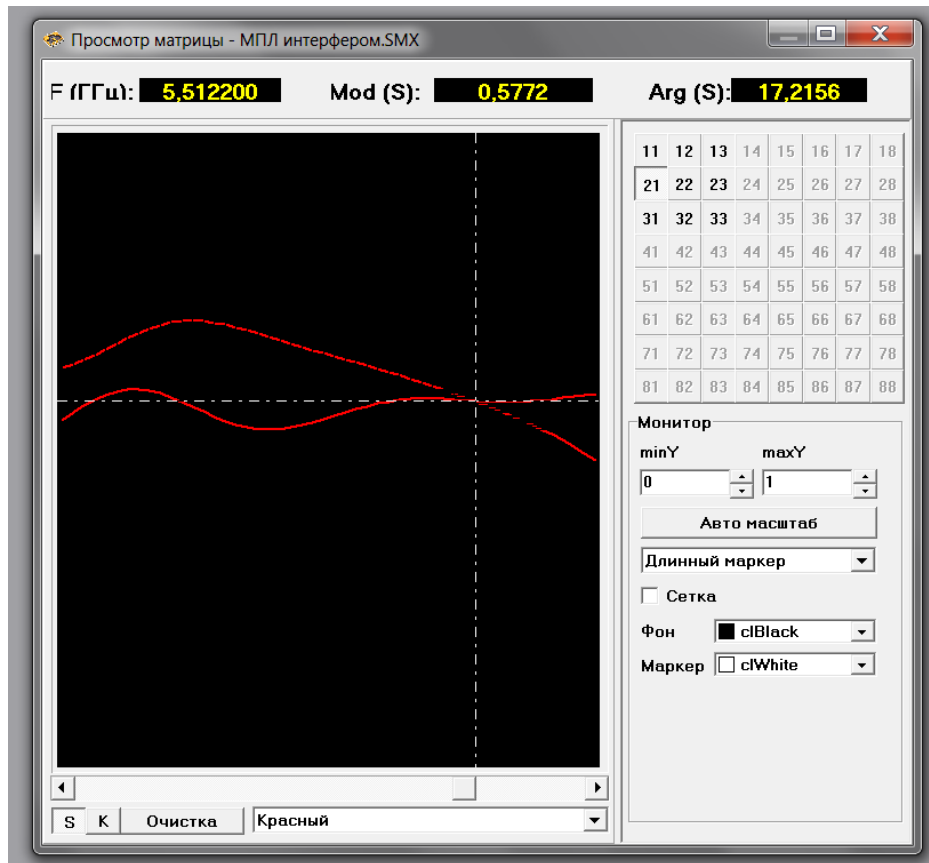


Рисунок 3.41 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

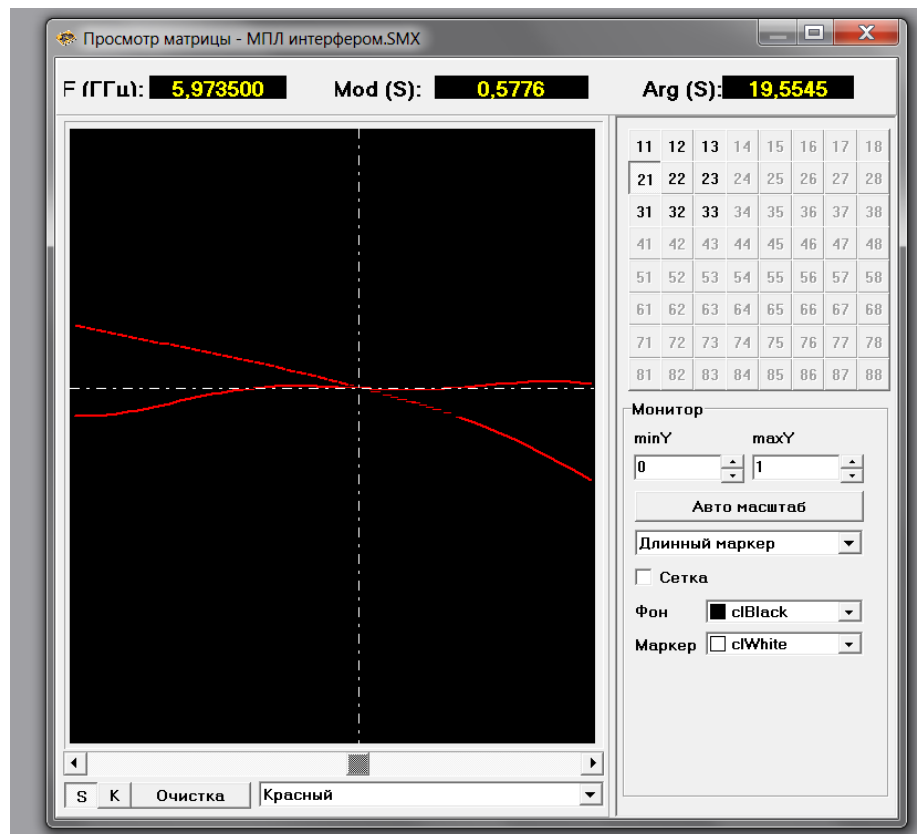


Рисунок 3.42 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

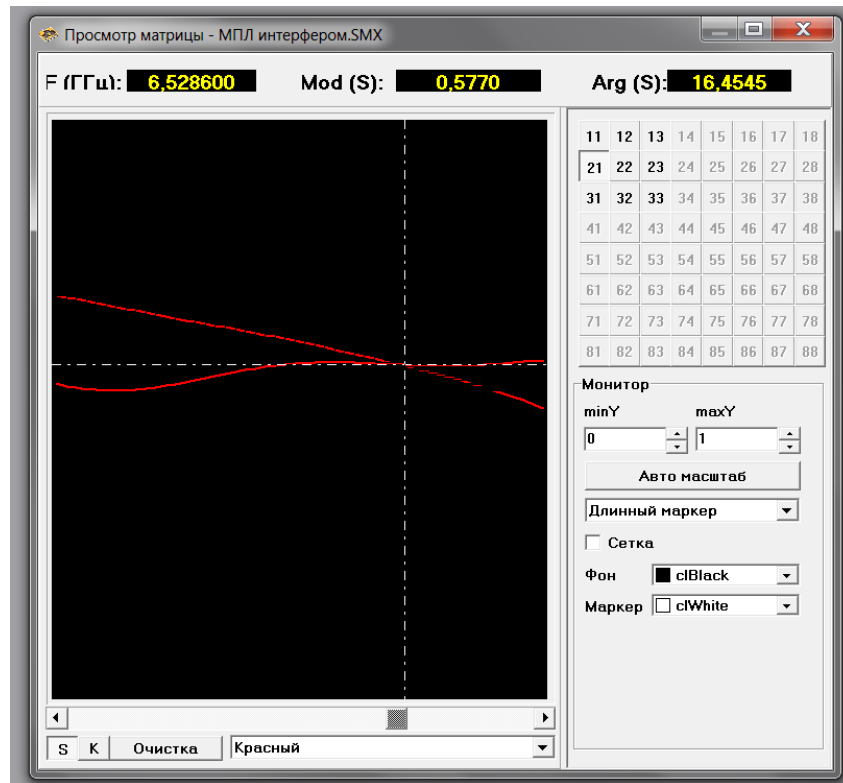


Рисунок 3.43 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

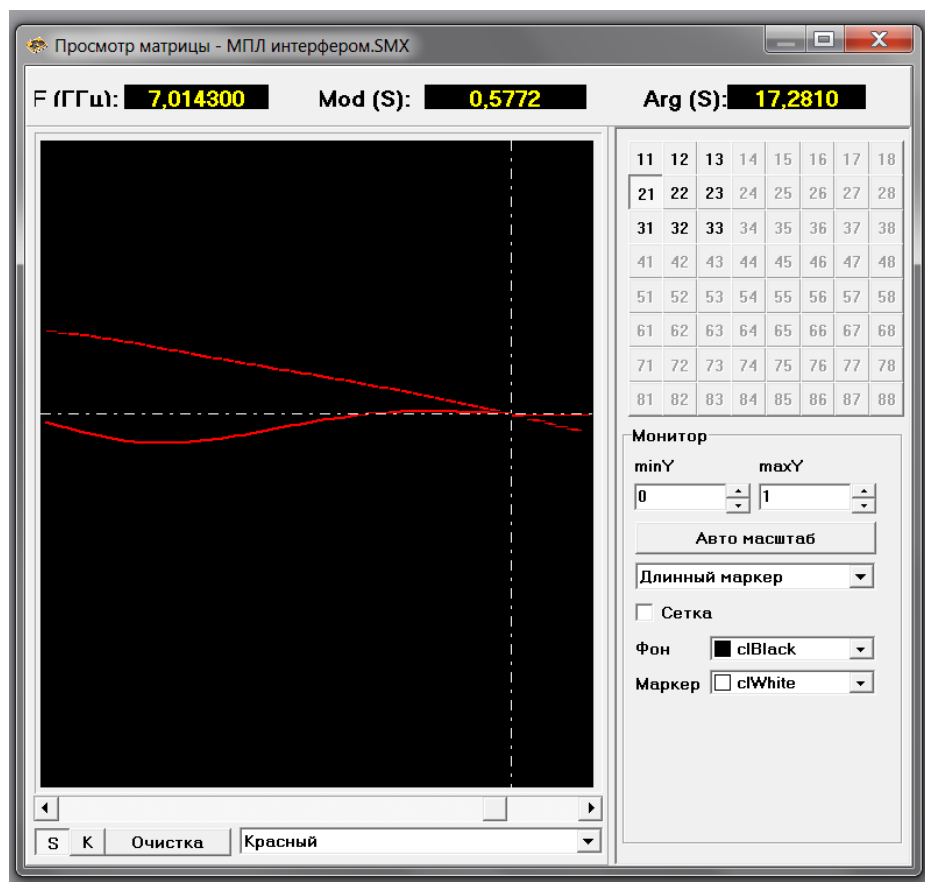


Рисунок 3.44 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

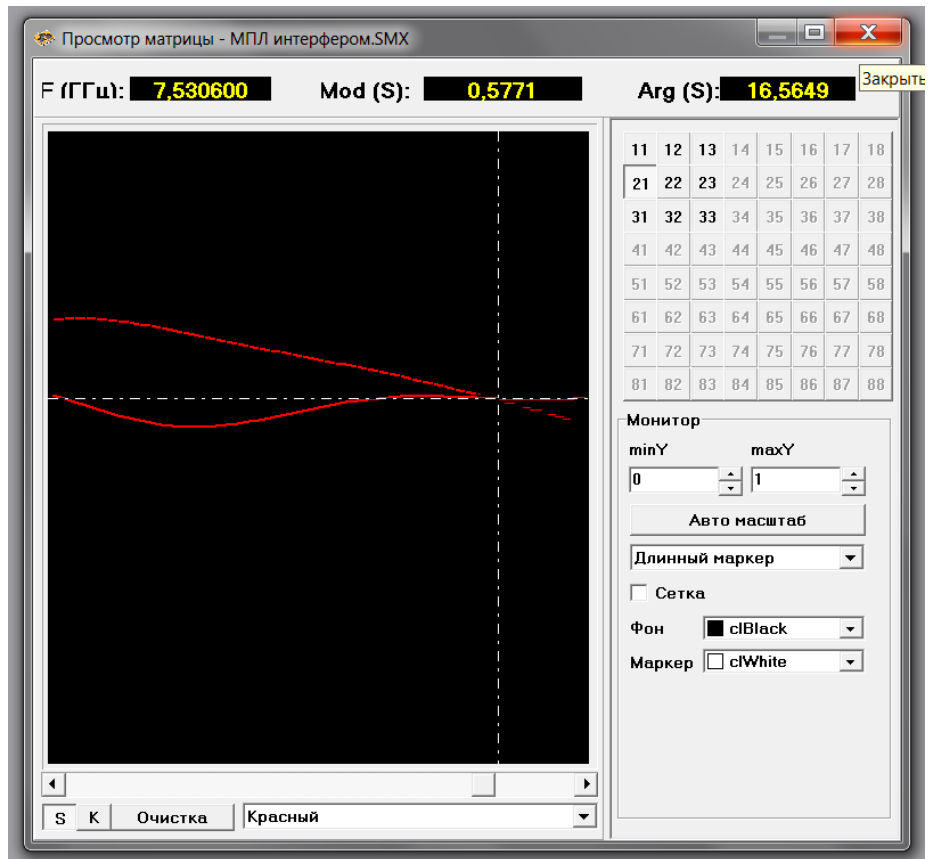


Рисунок 3.45 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

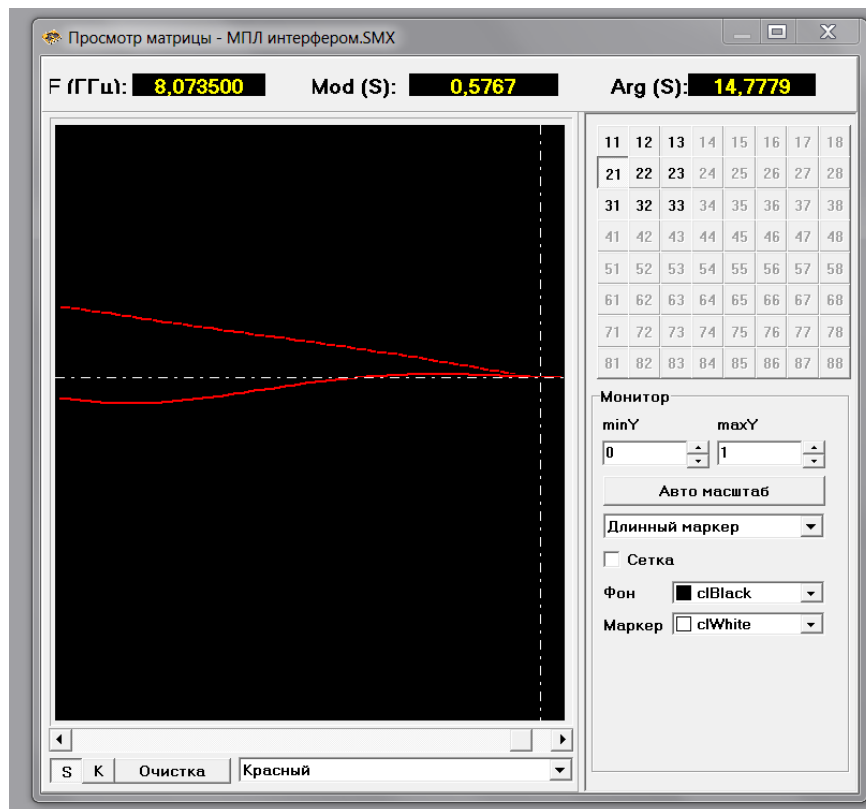


Рисунок 3.46 – Графіки коефіцієнтів передач  $S_{31}$  і  $S_{21}$  для 3 піддіапазону

#### 4 КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ ДЕТЕКТОРА

Конструкторські розрахунки включають розрахунки геометричних розмірів плати, довжин і ширин ліній, і навіть топології окремих вузлів проєктованого модуля.

Як підкладку використовуватимемо діелектрик ПКТ–10, що має наступні характеристики [14]: діелектрична проникність  $\varepsilon_r = 9.6 \pm 0.2$ ,  $\operatorname{tg} \delta = 1 \cdot 10^{-4}$ , КТЛР =  $31,5 \cdot 10^7$  1/°С, ТК<sub>ε</sub> =  $76 \cdot 10^{-6}$  °С<sup>-1</sup>, щільність – 3,9г/см<sup>3</sup>. Цей діелектрик досить широко поширений при виготовленні аналогових ІС та ГІС НВЧ. У [13], [14], [18] наведено аналітичні залежності для визначення характеристик МСЛ. Хвильовий опір та ефективну діелектричну проникність розраховують за формулами:

$$Z_0 = \frac{42,4}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \cdot \ln \left\{ 1 + \frac{4h}{W} \left[ \left( \frac{14 + 8/\varepsilon_r}{11} \right) \frac{4h}{W} + \sqrt{\left( \frac{14 + 8/\varepsilon_r}{11} \right)^2 \left( \frac{4h}{W} \right)^2 + \frac{1 + 1/\varepsilon_r}{2} 2\pi^2} \right] \right\}, \quad (4.1)$$

$$\varepsilon_{\text{эф.}} = \left( \frac{Z_0 \text{ при } \varepsilon_r = 1}{Z_0 \text{ при } \varepsilon_r = \varepsilon_r} \right)^2. \quad (4.2)$$

Якщо МПЛ має смужок товщиною  $t$ , то формули (4.1) і (4.2) підставляють відносну ефективну ширину, що визначається зі співвідношень:

$$W_{\text{эф.}} / h = \left( \frac{W}{h} \right) + \left( \frac{\Delta W}{h} \right), \quad (4.3)$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \frac{t}{\pi h} \cdot \ln \frac{10,873}{\sqrt{\left( \frac{t}{h} \right)^2 + \left( \frac{1/\pi}{W/t + 1,1} \right)^2}}. \quad (4.4)$$

Для розрахунку  $Z_0$  та  $\epsilon_{\text{ef}}$  відкритої МЛ з геометричними розмірами  $W$ ,  $h$ ,  $t$  і діелектричною проникністю  $\epsilon_r$  за формулою (4.3) спочатку знаходять  $W_{\text{ef}}/h$ , потім визначають  $Z_0$  і  $\epsilon_{\text{ef}}$  за виразами (4.1) та (4.2). Відносну ширину відкритої МПЛ розраховують за формулою [18]:

$$\frac{W_{\text{ef}}}{h} = \frac{8 \sqrt{\left[ \exp\left(\frac{Z_0}{42,4} \sqrt{1 + \epsilon_r}\right) - 1 \right] \cdot \frac{7 + 4/\epsilon_r}{11} + \frac{1 + 1/\epsilon_r}{0,81}}}{\left[ \exp\left(\frac{Z_0}{42,4} \sqrt{1 + \epsilon_r}\right) - 1 \right]} . \quad (4.5)$$

Потім задають або визначають з технологічних міркувань відношення  $t/h$ , далі за формулою (4.4) обчислюють  $\Delta W/h$  і за формулою (4.3) -  $W/h$ .

Товщину використовуваної підкладки приймаємо рівною  $H=1\text{мм}$ , щоб високоомні відрізки з хвильовими опорами  $Z_0 = 70 \div 80$  Ом були занадто вузькими.  $T=0,05$  мм – товщина мідного покриття смужкової лінії. Фізична довжина відрізків визначається за коефіцієнтом укорочення, який залежить від хвильового опору  $Z_0$ . У наведеній нижче таблиці 4.1 представлені типові значення хвильового опору  $Z_0$  і обчислені за наведеними вище формулами значення ефективної діелектричної проникності МСЛ, ширини смужка і коефіцієнта укорочення, що використовується для знаходження довжин відрізків ліній.

НВЧ плата міститься у металевий корпус із кришкою. Корпус мікросмужкової схеми забезпечує:

- жорстке закріплення плати та з'єднань її висновків з переходами (КПП), призначеними для зв'язку із зовнішніми блоками;
- захист плати та її елементів від зовнішніх кліматичних, механічних та інших впливів (корпус може бути навіть герметичним);
- екранування схеми від зовнішніх електромагнітних випромінювань, наведень, перешкод та придушення випромінювання у зовнішнє середовище;

– тепловідведення від ділянок схеми, в яких розсіюється значна частина електромагнітної енергії

Таблиця 4.1 – Типові значення параметрів МСЛ

Хвильовий опір, Ом	Ширина, мм	Ефективна діелектрична проникливість	Коефіцієнт скорочення, До $\epsilon$
25	2,8	7,5	2,74
35,5	1,9	6,95	2,64
50	1,12	6,77	2,6
53	1,05	6,7	2,585
57	0,9	6,65	2,57
67	0,6	6,45	2,54
70,7	0,54	6,38	2,525
75	0,45	6,33	2,515
80	0,36	6,28	2,5
86,6	0,33	6,21	2,49
90	0,3	6,16	2,48
100	0,18	6,07	2,46
120	0,1	5,95	2,44

Окрім того, корпус повинен бути технологічним, економічно доцільним та забезпечувати можливість складання схеми, контроль її характеристик, налаштування елементів та ремонт схеми.

Розміри корпусу визначаються розмірами плат.

З метою скорочення розмірів використовуваних плат довгі відрізки ліній передач згортаються в меандрову структуру. Повороти, що утворюються при цьому, порушують регулярність лінії і викликають значні відображення, що порушують роботу пристрою.

Для зменшення відбиття від неоднорідності як повороту МСЛ на прямий кут використовується зріз прямого кута, як показано рисунку 4.1.

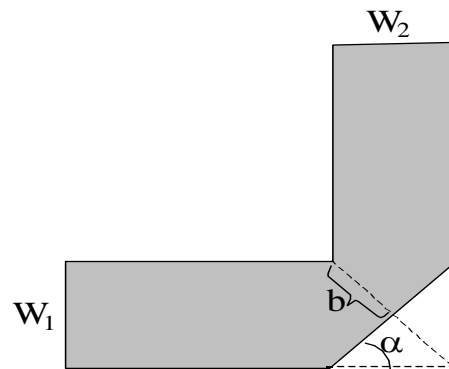


Рисунок 4.1– Виконання поворотів МСЛ

Коефіцієнт, що характеризує величину зрізу прямого кута, визначається співвідношеннями:

$$m = 1 - \frac{b}{\sqrt{W_1^2 + W_2^2}}, \quad (4.6)$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{W_1}{W_2}. \quad (4.7)$$

Змінюючи значення  $m$ , можна змінювати коефіцієнт відображення від повороту. Для ліній однакової ширини ( $W_1 = W_2$ ) оптимальне значення  $m$  дорівнює 0,6. У цьому буде забезпечено найменше відбиток від повороту МСЛ.

Мінімальна відстань між відрізками МСЛ, при якій можна знехтувати їх взаємним електромагнітним впливом, повинна становити не менше ніж 5H.

Найбільш поширеним елементом з'єднання коаксіального кабелю з МСЛ є коаксіально-смужковий перехід (КСП). Він дозволяє досягти хороших електричних параметрів переходу та задовільних конструктивних та експлуатаційних характеристик. Вимоги до КСП:

- малий рівень відбитків і втрат у широкій смузі частот;
- невеликі розміри;

- зручність складання та встановлення в корпусі та з'єднання зі смуговою лінією;
- механічна міцність та велика кількість зчленувань, які витримує КСП під час експлуатації.

Застосуємо КСП типу CP50-784АФ для каналу  $3,5 \times 1,5$  мм, які мають гарантоване значення КСХ  $< 1,05$  у смузї частот до 8ГГц та набіг фази  $< 3^\circ$ .

Для зменшення впливу неоднорідностей ширину плівкових резисторів пасивних навантажень слід зберігати близькою до ширини ліній  $W_i$ , що підводять, як показано на рисунку 4.2.

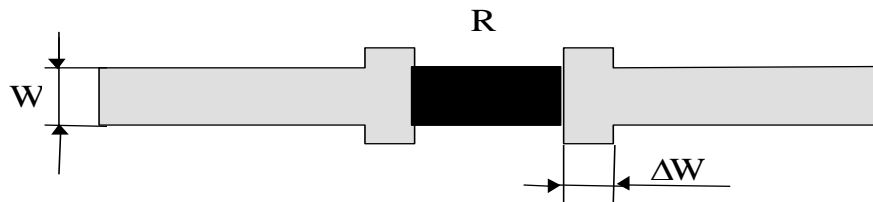


Рисунок 4.2 – Топологія плівкового резистора

Звідси випливає, що необхідний опір резистора може бути отримано за рахунок зміни його довжини і опір опорного резистивної плівки  $R_s$ .

Довжина плівкового резистора знаходиться за формулою:

$$l = \frac{W R}{R_s}, \quad (4.8)$$

де  $W$  – Ширина резистивної плівки;

$R$  – необхідне значення опору;

$R_s$  – поверхневий опір плівки, який залежно від матеріалу, що застосовується, може змінюватися в межах  $10 \div 500$  Ом/ (квадрат).

Для усунення неспівпадіння осьових ліній резисторів і МСЛ слід на кінцях МСЛ, призначених для підключення резисторів, виконати контактний майданчик із шириною дещо більшою, ніж  $W$ . Можна прийняти ширину

майданчика  $W \pm 2 \cdot 0,05$  мм, а довжину майданчика взяти рівною  $\Delta W = 0,1 \pm 0,3$  мм.

Резистивні плівки наносяться в основному способом вакуумного напилення. Якщо використовувати нікель–хромовий сплав з  $R_s = 50$  Ом / □ тоді в нашому випадку при  $R_1 = R_2 = 150$  Ом,  $R_3 = 100$  Ом і приймаючи ширину резистивної плівки 1 мм, довжини резисторів будуть відповідно рівні:

$$l_{R1} = l_{R2} = \cdot 1150/50 = 3 \text{ мм} ; l_{R3} = \cdot 1100/50 = 2 \text{ мм} .$$

Необхідно враховувати, що значне збільшення довжини резистора (за рахунок зменшення  $R_s$ ) для отримання малого теплового опору може призвести до порушення критерію, при якому елемент вважається зосередженим. Для зменшення КСХ резисторів бажано застосовувати матеріали з  $R_s = 20 \div 100$  Ом / □, а максимальна довжина резисторів повинна обмежуватися величиною 5Н.

Для регулювання довжини компенсуючих розімкнених і короткозамкнених шлейфів застосовуються додаткові короткі відрізки МСЛ (рис. 4.3), такої ж ширини, як і основний відрізок. Довжини додаткових регулювальних відрізків зазвичай приймаються рівними 2 %, 5 % та 10 % від довжини основної лінії. Ці додаткові відрізки з'єднуються з основною лінією сполучними дротиками діаметром  $0,03 \pm 0,05$  мм і довжиною близько 0,5 мм.

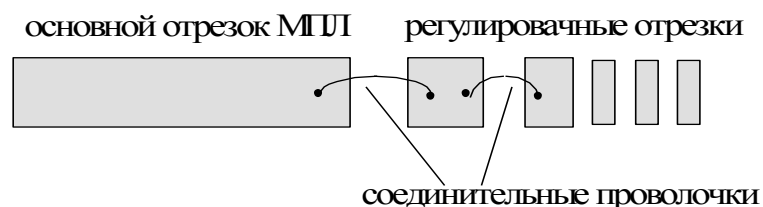


Рисунок 4.3 – Регулювальні елементи МСЛ

Індуктивності, що використовуються у схемах НВЧ, виконуються друкованим способом типу меандр, як показано на рисунку 4.4.

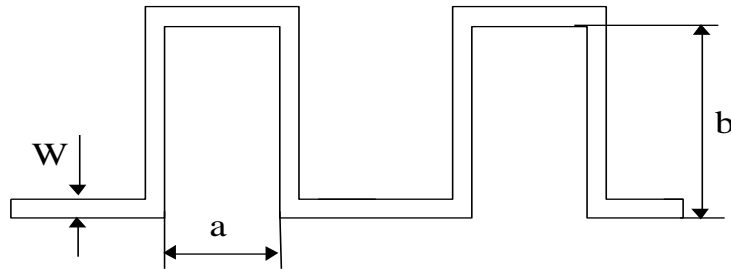


Рисунок 4.4 – Топологія індуктивності

Розмір такої індуктивності визначається за формулою

$$L_{\partial p} = 0,16 \cdot \left( 4n \ln \frac{2a}{W} - C_n \right), \quad (4.9)$$

де  $n$  – число елементів меандрової лінії довжиною  $b$  ;

$C_n$  – коефіцієнт ємності;

$A$  – крок меандру;

$W$  – ширина провідника.

При цьому всі лінійні розміри котушки виражаються в мм , а індуктивність у нГн .

## ВИСНОВКИ

У результаті виконання магістерської роботи було проведено дослідження можливості застосування у якості прибору для вимірювання частоти НВЧ сигналів інтерферометра виконаного на мікросмужкових лініях.

Дослідження проводилось за допомогою програмного комплексу SAMIS2, розробленого співробітниками кафедри радіотехніки та телекомунікацій НУ «Запорізька політехніка», що дозволило суттєво зменшити час на розробку мініатюрних пристроїв.

Отримані результати показують, що запропонований метод виміру частоти афективній и може бути застосований для мініатюризації не тільки мікросмугових пристроїв.

В роботі розглянуто декомпозиційний метод аналізу НВЧ пристроїв, розроблено структуру і схему частотного детектора, розраховано характеристики елементів, із яких складається інтерферометр.

Результатом дослідження можна вважати наступний висновок: частотний детектор на основі інтерферометра володіє високою точністю визначення частоти сигналу в октавному діапазоні частот.

Похибка метода складає 0,15 %. Дослідження проводилось у трьох піддіапазонах 1 ГГц – 2 ГГц, 2 ГГц – 4 ГГц, 4 ГГц – 8 ГГц, у всіх цих піддіапазонах точка перетину коефіцієнтів передачі інтерферометра, як видно з графіків, присутня одноразово.

У роботі застосовано у якості детектора потужності новітню мікросхему AD8317A фірми Analog Devices, яка є логарифмічним детектором, прямим перетворювачем НВЧ потужності у вихідний сигнал постійного струму.

У всіх розрахунках КСХ по входах вимірювача не перевищував значення 2.,4. Таким чином завдання та задачі на виконання магістерської роботи можна вважати виконаними.

**ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ**

1. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
2. Бова Н.Т. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, Б.Д. Солганик. – К.: Техника, 1984.– 184 с.
3. Захарія Й.А. Основи надвисокочастотних радіовимірювань / Й.А. Захарія. – К : «Вища школа», 1972. – 344 с.
4. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учебн. пособие / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
5. Сазонов Д.М. Устройства СВЧ: Учебн. пособие / Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин; под ред. Д.М. Сазонова. – М.: Высшая школа, 1989. – 295 с.
6. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардис, Р. Чадха: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
7. Ефремов Ю.Г. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин и др. – К.: Техника, 1990. – 159 с.
8. Данилин А.В. Измерения в технике СВЧ: Учебн. пособие для вузов / А.В. Данилин – М.: Радиотехника, 2008. – 184 с.
9. Кищинский А.В. Широкополосные транзисторные усилители СВЧ диапазона: Смена поколений // Электроника, Наука, Технология, Бизнес. – 2010. – №2, С. 21-27.
10. Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. / С.И. Бахарев и др.; под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

11. Данилин В.Н. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ / В.Н. Данилин, А.И. Кушниренко, Г.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.
12. Арутюнов Л.М. Модули СВЧ / Л.М. Арутюнов, И.П. Блудов, В.Д. Давыдов – М.: Радио и связь, 2004. – 72 с.
13. Грабовски Б. Краткий справочник по электронике. Пер. с франц. Хаванов А.В. / Б. Грабовски., 2-е изд. – М.: ДМК «Пресс». – 2004. – 416 с.
14. Мальтер Т.З. О погрешности измерения модулей параметров рассеяния СВЧ транзисторов / Т.З. Мальтер // Техника средств связи, Серия Радиоизмерительная техника, – 1976, Выпуск 4. – С. 56–66.
15. Куркова О.П. Организация и планирование научно-технгических исследований и разработок. [Электронный ресурс]. Монография / О.П. Куркова – СПб.: Наукоемкие технологии, 2018. – 245 с.
16. Абубакиров Б.А. Измерение параметров СВЧ устройств / Б.А. Абубакиров, К.Г. Гудков, Э.В. Нечаев / Под ред. В.Г. Андрущенко, Б.П. Фатеева. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.
17. Никольский В.В. Декомпозиционный подход в задачах электродинамики / В.В. Никольский, Т.И. Никольская. – М.: Наука, 1983. – 544с.
18. Будурис Х. Цепи сверхвысоких частот: Пер. з англ. / Х. Будурис, П. Шенев'є / Под ред. О.Л. Зиновьева. – М.: Советское радио, 1979. – 286 с.
19. Силаев М.А. Додаток матриць та графів до аналізу НВЧ пристроїв / М.А. Силаев, С.Ф. Брянцев. – М: Советское радио, 1970. – 248 с.
20. Конструирование и расчет полосовых устройств: Учебное пособие / Под ред. И.С. Ковалёва. – М: Советское радио, 1974. – 330 с.
21. Альтман Дж.Л. Устройства сверхвысоких частот: Перев. з франц. / Под ред. I.В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. – 487 с.
22. Малорацький Л.Г. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / Л.Г. Малорацкий. – М.: Советское радио, 1972. – 232 с.

23. Бахарев С.И. Справочник по расчету полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман и др. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
24. Wheeler H. Transmission–line properties of strip on dielectric sheet on plane / IEEE Trans. – 1977. – Vol. MTT – 25 №8. P. 631–641.

**Додаток А**  
Підпрограми об'єднання багатополіусників

SUBROUTINE SOED1(SA,SB,N0,NA,N1,NB,LA,LB)

\*=====

- \* Объединение плеча LA матрицы SA с плечом LB матрицы SB:
- \* GOR(NA+NB), VERT(NA+NB) – вспомогательные массивы;
- \* N0 - размер массива, отведенного под матрицу SA;
- \* NA – размер матрицы SA;
- \* NB - размер матрицы SB;
- \* результат помещается в SA.

\*=====

```

DIMENSION SA(N0,N0),SB(N1,N1),GOR(10),VERT(10)
NAM1=NA-1
SAPP=SA(LA,LA)
SBMM=SB(LB,LB)
D=1./(1.-SAPP*SBMM)
DO 10 N=1,NA
  VERT(N)=SA(N,LA)*D
10  GOR(N)=SA(LA,N)
    DO 20 N=1,NB
      VERT(NA+N)=SB(N,LB)*D
20  GOR(NA+N)=SB(LB,N)
*** Вычисление элементов S(1..NA-1,1..NA-1), если NA=1 – обойти
    IF (NA.EQ.1) GO TO 45
    J1=0
    DO 35 J=1,NA
      IF(J.EQ.LA) GO TO 35
      J1=J1+1
      PROM=SBMM*GOR(J)
    I1=0

```

```

DO 30 I=1,J
IF(I.EQ.LA) GO TO 30
I1=I1+1
SA(I1,J1)=SA(I,J)+VERT(I)*SBMM*GOR(J)
SA(J1,I1)=SA(I1,J1)
30 CONTINUE
35 CONTINUE
*** Если NB=1, то считать больше ничего не надо
    IF(NB.EQ.1) GO TO 99
*** Вычисление элементов S(1..NA-1,NA..NA+NB-2)
*** и S(NA..NA+NB-2,1..NA-1).
    J1=0
    DO 43 J=1,NA
    IF (J.EQ.LA) GO TO 43
    J1=J1+1
    I1=NAM1
    DO 40 I=1,NB
    IF (I.EQ.LB) GO TO 40
    I1=I1+1
    SA(I1,J1)=VERT(I+NA)*GOR(J)
    SA(J1,I1)=SA(I1,J1)
40 CONTINUE
43 CONTINUE
*** Вычисление элементов S(NA..NA+NB-2,NA..NA+NB-2)
45 J1=NAM1
    DO 55 J=1,NB
    IF (J.EQ.LB) GO TO 55
    J1=J1+1
    PROM=SAPP*GOR(J+NA)
    I1=NAM1

```

```

DO 50 I=1,J
IF (I.EQ.LB) GO TO 50
I1=I1+1
SA(I1,J1)=SB(I,J)+VERT(I+NA)*PROM
SA(J1,I1)=SA(I1,J1)
50 CONTINUE
55 CONTINUE
99 NA=NA+NB-2
RETURN
END

```

SUBROUTINE SOED2(SA,N0,NA,LP,LM)

\*=====

\* Устранение внутренней связи в матрице SA, плеч LP и LM  
\* VERTP(NA),VERTM(NA) – вспомогательные массивы;  
\* N0 – размер массива, отведенного под матрицу SA;  
\* NA – размер матрицы SA;  
\* результат помещается в SA

\*=====

```

DIMENSION SA(N0,N0),VERTP(10),VERTM(10)
ONE=1.
DO 10 I=1,NA
VERTP(I)=SA(I,LP)
10 VERTM(I)=SA(I,LM)
SMM=VERTM(LM)
SPP=VERTP(LP)
A=ONE/((1.-SA(LP,LM))*(1.-SA(LM,LP))-SMM*SPP)
F=(ONE-VERTM(LP))*A
G=(ONE-VERTP(LM))*A

```

```
R=SMM*A
T=SPP*A
IF(NA.LE.2) GO TO 99
J=0
DO 30 J1=1,NA
IF (J1.EQ.LP.OR.J1.EQ.LM) GO TO 30
J=J+1
I=0
V=F*SA(LM,J1)+R*SA(LP,J1)
W=G*SA(LP,J1)+T*SA(LM,J1)
DO 20 I1=1,J1
IF(I1.EQ.LP.OR.I1.EQ.LM) GO TO 20
I=I+1
SA(I,J)=SA(I1,J1)+V*VERTP(I1)+W*VERTM(I1)
SA(J,I)=SA(I,J)
20 CONTINUE
30 CONTINUE
   NA=NA-2
99 RETURN
   END
```

## Додаток Б

### Технічні характеристики мікросхеми AAD8317

1 MHz to 10 GHz, 55 dB

Log Detector/Controller **Data Sheet AD8317**

#### FEATURES

Wide bandwidth: 1 MHz to 10 GHz

High accuracy:  $\pm 1.0$  dB over temperature

55 dB dynamic range up to 8 GHz  $\pm 3$  dB error

Stability over temperature:  $\pm 0.5$  dB

Low noise measurement/controller output, VOUT

Pulse response time: 6 ns/10 ns (fall/rise)

Small footprint, 2 mm  $\times$  3 mm LFCSP

Supply operation: 3.0 V to 5.5 V at 22 mA

Fabricated using high speed SiGe process

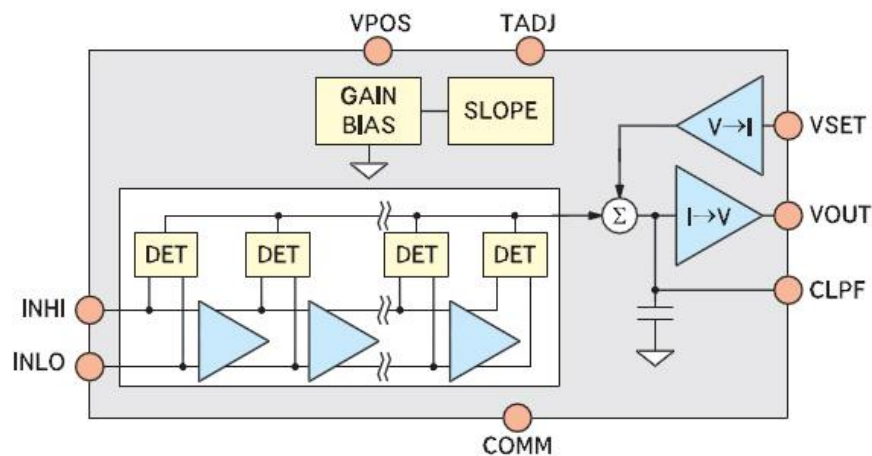
#### APPLICATIONS

RF transmitter PA setpoint control and level monitoring

Power monitoring in radio link transmitters

RSSI measurement in base stations, WLANs, WiMAX, and radars

#### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



#### GENERAL DESCRIPTION

The [AD8317](#) is a demodulating logarithmic amplifier, capable of accurately converting an RF input signal to a corresponding decibel-scaled output. It employs the progressive compression technique over a cascaded amplifier chain, each stage of which is equipped with a detector cell. The device can be used in either

measurement or controller modes. The [AD8317](#) maintains accurate log conformance for signals of 1 MHz to 8 GHz and provides useful operation to 10 GHz. The input dynamic range is typically 55 dB (referenced to 50  $\Omega$ ) with less than  $\pm 3$  dB error. The [AD8317](#) has 6 ns/10 ns response time (fall time/rise time) that enables RF burst detection to a pulse rate of beyond 50 MHz. The device provides unprecedented logarithmic intercept stability vs. ambient temperature conditions. A supply of 3.0 V to 5.5 V is required to power the device. Current consumption is typically 22 mA, and it decreases to 200  $\mu$ A when the device is disabled.

The [AD8317](#) can be configured to provide a control voltage to a power amplifier or a measurement output from the VOUT pin. Because the output can be used for controller applications, special attention has been paid to minimize wideband noise. In this mode, the setpoint control voltage is applied to the VSET pin. The feedback loop through an RF amplifier is closed via VOUT, the output of which regulates the output of the amplifier to a magnitude corresponding to VSET. The [AD8317](#) provides 0 V to (VPOS - 0.1 V) output capability at the VOUT pin, suitable for controller applications. As a measurement device, VOUT is externally connected to VSET to produce an output voltage, VOUT, that is a decreasing linear-in-dB function of the RF input signal amplitude.

The logarithmic slope is  $-22$  mV/dB, determined by the VSET interface. The intercept is 15 dBm (referenced to 50  $\Omega$ , CW input) using the INHI input. These parameters are very stable against supply and temperature variations.

The [AD8317](#) is fabricated on a SiGe bipolar IC process and is available in a 2 mm  $\times$  3 mm, 8-lead LFCSP with an operating temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$ .

# SPECIFICATIONS

$V_{POS} = 3\text{ V}$ ,  $C_{LFP} = 1000\text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $52.3\ \Omega$  termination resistor at INHI, unless otherwise noted.

**Table 1.**

Parameter	Conditions	Min Typ Max	Unit
<b>SIGNAL INPUT INTERFACE</b>			
Specified Frequency Range	INHI (Pin 1)	0.001 10	GHz
DC Common-Mode Voltage		$V_{POS} - 0.6$	V
<b>MEASUREMENT MODE</b>			
$f = 900\text{ MHz}$		1500  0.33	$\Omega  \text{pF}$
Input Impedance		50	dB
$\pm 1\text{ dB}$ Dynamic Range		46	dBm
Maximum Input Level	VOUT (Pin 5) shorted to VSET (Pin 4), sinusoidal	-3	dBm
Minimum Input Level	input signal	-53	mV/
Slope <sub>1</sub>	$R_{TADJ} = 18\text{ k}\Omega$	-25 -22 -19.5	dB
Intercept <sub>1</sub>	$T_A = 25^\circ\text{C}$	12 15 21	dBm
Output Voltage, High Power In	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	0.42 0.58 0.78	V
Output Voltage, Low Power In	$\pm 1\text{ dB}$ error	1.00 1.27 1.40	V
$f = 1.9\text{ GHz}$	$\pm 1\text{ dB}$ error	950  0.38	$\Omega  \text{pF}$
Input Impedance	$P_{IN} = -10\text{ dBm}$	50	dB
$\pm 1\text{ dB}$ Dynamic Range	$P_{IN} = -40\text{ dBm}$	48	dBm
Maximum Input Level	$R_{TADJ} = 8\text{ k}\Omega$	-4.00	dBm
Minimum Input Level	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-54	mV/
Slope <sub>1</sub>	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	-25 -22 -19.5	dB
Intercept <sub>1</sub>	$\pm 1\text{ dB}$ error	10 14 20	dBm
Output Voltage, High Power In	$\pm 1\text{ dB}$ error	0.35 0.54 0.80	V
Output Voltage, Low Power In	$P_{IN} = -10\text{ dBm}$	0.75 1.21 1.35	V
$f = 2.2\text{ GHz}$	$P_{IN} = -35\text{ dBm}$	810  0.39	$\Omega  \text{pF}$
Input Impedance	$R_{TADJ} = 8\text{ k}\Omega$	50	dB
$\pm 1\text{ dB}$ Dynamic Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	47	dB
Maximum Input Level	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	-5	dBm
Minimum Input Level	$\pm 1\text{ dB}$ error	-55	dBm
Slope <sub>1</sub>	$\pm 1\text{ dB}$ error	-22	mV/
Intercept <sub>1</sub>	$P_{IN} = -10\text{ dBm}$	14	dB
Output Voltage, High Power In	$P_{IN} = -40\text{ dBm}$	0.53	dBm
Output Voltage, Low Power In	$R_{TADJ} = 8\text{ k}\Omega$	1.20	V
$f = 3.6\text{ GHz}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	300  0.33	V
Input Impedance	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	42	$\Omega  \text{pF}$
$\pm 1\text{ dB}$ Dynamic Range	$\pm 1\text{ dB}$ error	40	dB
Maximum Input Level	$\pm 1\text{ dB}$ error	-6	dB
Minimum Input Level	$P_{IN} = -10\text{ dBm}$	-48	dBm
Slope <sub>1</sub>	$P_{IN} = -40\text{ dBm}$	-22	dBm
Intercept <sub>1</sub>		11	mV/
Output Voltage, High Power In		0.47	dB
Output Voltage, Low Power In		1.16	dBm
			V
			V

Rev. D | Page 4 of 19

Parameter	Conditions	Min Typ Max	Unit
f = 5.8 GHz		110  0.05	$\Omega$   pF
Input Impedance		50	dB
±1 dB Dynamic Range	$R_{TADJ} = 500 \Omega$	48	dBm
Maximum Input Level	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-4	dBm
Minimum Input Level	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	-54	mV/
Slope <sub>1</sub>	±1 dB error	-22	dB
Intercept <sub>1</sub>	±1 dB error	16	dBm
Output Voltage, High Power In	$P_{IN} = -10 \text{ dBm}$	0.59	V
Output Voltage, Low Power In	$P_{IN} = -40 \text{ dBm}$	1.27	V
f = 8.0 GHz	$R_{TADJ} = \text{open}$	28  0.79	$\Omega$   pF
Input Impedance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	44	dB
±1 dB Dynamic Range	$-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$	35	dB
Maximum Input Level	±1 dB error	-2	dBm
Minimum Input Level	±1 dB error	-46	dBm
Slope <sub>2</sub>	$P_{IN} = -10 \text{ dBm}$	-22	mV/
Intercept <sub>2</sub>	$P_{IN} = -40 \text{ dBm}$	21	dB
Output Voltage, High Power In		0.70	dBm
Output Voltage, Low Power In		1.39	V
OUTPUT INTERFACE	VOUT (Pin 5)		
Voltage Swing	$V_{SET} = 0 \text{ V}, R_{FIN} = \text{open}$	$V_{POS} - 0.1$	V
Output Current Drive	$V_{SET} = 1.7 \text{ V}, R_{FIN} = \text{open}$	10	mV
Small Signal Bandwidth	$V_{SET} = 0 \text{ V}, R_{FIN} = \text{open}$	10	mA
Output Noise	$R_{FIN} = -10 \text{ dBm}$ , from CLPF to VOUT	140	MHz
Fall Time	$R_{FIN} = 2.2 \text{ GHz}, -10 \text{ dBm}$ , $f_{NOISE} = 100 \text{ kHz}$ ,	90	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rise Time	CLPF = open	18	Hz
Video Bandwidth (or Envelope Bandwidth)	Input level = no signal to -10 dBm, 90% to 10%,	6	ns
	CLPF = 8 pF	20	ns
	Input level = no signal to -10 dBm, 90% to 10%,	10	ns
	CLPF = open, $R_{OUT} = 150 \Omega$	50	MHz
	Input level = -10 dBm to no signal, 10% to 90%,		
	CLPF = 8 pF		
	Input level = -10 dBm to no signal, 10% to 90%,		
	CLPF = open, $R_{OUT} = 150 \Omega$		
VSET INTERFACE	VSET (Pin 4)		
Nominal Input Range	$R_{FIN} = 0 \text{ dBm}$ , measurement mode	0.35	V
Logarithmic Scale Factor	$R_{FIN} = -50 \text{ dBm}$ , measurement mode	1.40	V
Input Resistance	$R_{FIN} = -20 \text{ dBm}$ , controller mode, $V_{SET} = 1 \text{ V}$	-45	dB/V
		40	k $\Omega$
TADJ INTERFACE	TADJ (Pin 6)		
Input Resistance	$TADJ = 0.9 \text{ V}$ , sourcing 50 $\mu\text{A}$	13	k $\Omega$
Disable Threshold Voltage	$TADJ = \text{open}$	$V_{POS} - 0.4$	V
POWER INTERFACE			
Supply Voltage	$V_{POS}$ (Pin 7)	3.0 5.5	V
Quiescent Current vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$	18 22 30	mA
Disable Current	$TADJ = V_{POS}$	60	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
		200	C
			$\mu\text{A}$

<sup>1</sup> Slope and intercept are determined by calculating the best-fit line between the power levels of -40 dBm and -10 dBm at the specified input frequency.

<sup>2</sup> Slope and intercept are determined by calculating the best-fit line between the power levels of -34 dBm and -16 dBm at 8.0 GHz