

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет Інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

БАКАЛАВРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«ВИМІРЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ НАДВИСОКОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ»

Виконав: студент 2(4)-го курсу, групи РТ-23мс,
спеціальності 172 – Електронні комунікації та
радіотехніка, ОП - Радіотехніка

(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Насадюк В.М.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., доц., доц. каф. ІРТС
Воловик А.Ю.
(прізвище та ініціали)

«11» 06 2025 р.

Рецензент: к.т.н., доц., доц. каф. ІКСТ
Семенова О.О.
(прізвище та ініціали)

«12» 06 2025 р.

Допущено до захисту
Завідувач кафедри ІРТС
д.т.н., проф. Осадчук О.В.
(прізвище та ініціали)
«13» 06 2025 р.

Вінниця ВНТУ - 2025 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет Інформаційних електронних систем
Кафедра Інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань – 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІРТС
 Олександр ОСАДЧУК
22.03. 2025 року

ЗАВДАННЯ НА БАКАЛАВРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Насадюку Віктору Миколайовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

- Тема роботи. «Вимірювач потужності сигналів надвисокочастотного діапазону»
керівник роботи Воловик Андрій Юрійович, д.т.н., доц., доцент кафедри ІРТС
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від “20”03 2025 року № 97
- Строк подання студентом роботи 10 06 2025 року
- Вихідні дані до роботи: детектор потужності в частотному діапазоні 10 МГц...40 ГГц; діапазон вимірювання потужності -55 дБм ... 20 дБм; час реакції детектора до 2нс; опір узгодження 50 Ом; мінімальна вхідна напруга 3мкВ ... 5мкВ; живлення: +5В micro USB; елементна база – діоди діапазону НВЧ.
- Зміст текстової частини: Вступ. Особливості використання діапазону надвисоких частот. Проведення вимірювань у діапазоні надвисоких частот. Розвиток та класифікація перетворювачів потужності. Основи вимірювання потужності надвисокочастотних сигналів. Методи вимірювання потужності надвисокочастотних сигналів. Розробка та дослідження монолітної інтегральної схеми детектора в поглинаючої потужності. Експериментальне дослідження діодів НВЧ. Детектор прохідної потужності. Результати експериментальних досліджень різновидів детекторів. Охорона праці. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
- Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Результат порівняльного аналізу перетворювачів потужності. Термоелектричні перетворювачі, принципи роботи. Структура ватметра поглинаючої потужності. Схемні рішення діодних детекторів з узгоджувачим опором. Еквівалентні схеми діодних перетворювачів потужності для малосигнального режиму. Результати вимірювання характеристик НВЧ діодів. Характеристики перетворювачів потужності на основі НВЧ діодів. Схеми

моделей пристроїв для перетворювачів потужності НВЧ. Результати досліджень характеристик розроблених перетворювачів потужності.

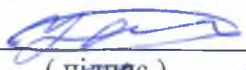
6. Консультанти розділів роботи

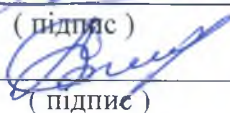
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., доц., доцент каф. ІРТС Воловик А.Ю.		
Охорона праці	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 25.03.2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження теми БКР	14.02.2025-28.02.2025	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	01.03.2025-19.03.2025	
3.	Затвердження теми. Розробка завдання на БКР.	20.03.2025-25.03.2025	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	26.03.2025-06.05.2025	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки . Експериментальне дослідження.	07.05.2025-18.05.2025	
6.	Розробка ілюстративної частини БКР	19.05.2025-22.05.2025	
7.	Охорона праці (ОП)	23.05.2025-25.05.2025	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	26.05.2025-05.06.2025	
9.	Нормоконтроль	07.06.2025-10.06.2025	
10.	Попередній захист БКР, доопрацювання, рецензування БКР	11.06.2025-15.06.2025	
11.	Захист БДР ЕК	16.06.2025-17.06.2025	

Студент  Насадюк В.М.

Керівник роботи  Воловик А.Ю.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.383.9

Насадюк В. М. Вимірювач потужності сигналів надвисокочастотного діапазону. Бакалаврська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 - Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – Радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2025. 106 с.

Українською мовою. Рисуноків 51, таблиць 6, бібліографія 37.

У бакалаврській кваліфікаційній роботі розглянуто питання побудови та принципу дії вимірювачів прохідної та поглинаючої потужності сигналів надвисокочастотного діапазону, реалізованих на основі напівпровідникових діодів. Робота містить теоретичний аналіз особливостей вимірювання НВЧ-сигналів, характеристик діодів як детекторних елементів, а також методів підвищення точності та стабільності вимірювань.

Запропоновано структурну та електричну схему пристрою, обґрунтовано вибір основних компонентів, проведено розрахунок основних параметрів. Проведено аналіз мікрографії та виконано моделювання пристрою. За результатами експериментальних вимірювань оцінено динамічний діапазон, чутливість та температурну стабільність розробленого вимірювача.

Результати роботи можуть бути використані для побудови компактних, енергоефективних вимірювальних модулів у системах контролю потужності в НВЧ-техніці, радіозв'язку та випробувальних лабораторіях.

Також у бакалаврській дипломній роботі проведено розрахунки розділу безпеки життєдіяльності.

Ключові слова: НВЧ діод, вимірювач потужності, вимірювач поглинаючої потужності, вимірювач прохідної потужності.

ABSTRACT

Nasadyuk V. M. Power meter of ultra-high frequency signals. Bachelor's qualification work in specialty 172 - Electronic communications and radio engineering, educational program - Radio Engineering. Vinnytsia: VNTU, 2025. 106 p.

In Ukrainian. Figures 51, tables 6, bibliography 37.

This bachelor's thesis deals with the construction and operation of transmittance and absorption power meters for ultra-high frequency signals based on semiconductor diodes. The work contains a theoretical analysis of the features of microwave signal measurement, the characteristics of diodes as detector elements, and methods for improving the accuracy and stability of measurements.

The structural and electrical schemes of the device are proposed, the choice of the main components is substantiated, and the main parameters are modeled and calculated. The micrographs were also developed and the device was modeled. Based on the results of experimental measurements, the dynamic range, sensitivity, and temperature stability of the developed meter were evaluated.

The results of the work can be used to build compact, energy-efficient measuring modules in power control systems in microwave technology, radio communications, and testing laboratories.

Also, in the bachelor's thesis, the calculations of the life safety section were carried out.

Keywords: microwave diode, power meter, absorbed power meter, pass-through power meter.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
1 СУЧАСНІ ОСОБЛИВОСТІ ПРОВЕДЕННЯ ВИМІРЮВАНЬ В ДІАПАЗОНІ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ	11
1.1 Особливості використання діапазону надвисоких частот	11
1.2 Проведення вимірювань у діапазоні надвисоких частот... ..	15
1.3 Розвиток та класифікація перетворювачів потужності	16
1.4 Основи вимірювання потужності надвисокочастотних сигналів	19
1.5 Технічні характеристики ватметрів.....	22
2 МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ НАДВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ	27
2.1 Види первинних перетворювачів потужності	27
2.1.1 БолOMETричні перетворювачі	27
2.1.2 Термоелектричні перетворювачі	29
2.1.3 Напівпровідникові детектори.....	33
2.1.3.1 Діодні детектори.....	33
2.1.3.2 Детектори на основі польових транзисторів з високою рухомістю електронів.....	39
2.1.3.3 Мікроелектромеханічні детектори модульованого НВЧ випромінювання	42
2.2 Аналізатори кіл.....	44
2.3 Висновки до розділу.....	48
3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СХЕМ ДЕТЕКТОРА ПОТУЖНОСТІ	49
3.1 Експериментальне дослідження діодів HSCH-9161	49
3.2 Розробка моделей діодів на основі SPICE-параметрів.....	52
3.3 Схемотехнічні рішення діодних надвисокочастотних детекторів	56
3.4 Монолітна інтегральна схема детектора поглинаючої потужності	58
3.5 Детектор прохідної потужності	62
3.6 Детектор прохідної потужності на основі направленою моста	63

	7
3.7 Модель направленного детектора потужності	69
3.8 Експериментальне дослідження детектора прохідної потужності	71
3.9 Висновки до розділу.....	74
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	76
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	77
4.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця	77
4.1.2 Електробезпека приміщення	78
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	80
4.2.1 Мікроклімат	80
4.2.2 Склад повітря робочої зони.....	81
4.2.3 Виробниче освітлення.....	81
4.2.4 Виробничий шум	82
4.2.5 Виробничі випромінювання	83
4.3 Пожежна безпека	84
4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі	85
4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	86
4.4 Висновки до розділу.....	87
ВИСНОВКИ	88
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	90
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративний матеріал.....	94
Додаток Б (обов'язковий). Протокол перевірки навчальної (бакалаврської кваліфікаційної) роботи.....	105

ВСТУП

Сучасна мікрохвильова інженерія є стрімко зростаючою та динамічною галуззю. Її зростання значною мірою пов'язане з симбіозом між останніми досягненнями в галузі сучасних технологій електронних пристроїв та вибуховим зростанням попиту на можливості передачі голосової інформації, передачі даних та відео зв'язку. Останні десятиліття ознаменувалися бурхливим освоєнням НВЧ діапазону. В даний час радіосигнали НВЧ широко застосовуються у військовій сфері радіорозвідки та радіокерування, галузях зв'язку, радіометрії, радіолокації, медицини, експериментальної фізики, та побутових приладах.

Актуальність теми. Для розробки сучасних високотехнологічних пристроїв потрібно забезпечення складних та точних вимірювань. Що стосується НВЧ діапазону важливим завданням є вимірювання потужності. В області низьких частот частіше оперують поняттями напруги та струмів, але в області НВЧ частіше використовують добуток їх миттєвих значень. Тому потужність – це головний енергетичний параметр, що застосовується до сигналів НВЧ [8].

Сучасні тенденції зменшення потужності сигналів при збереженні якісних показників, знижують вартість комплектуючих та дозволяють спростити радіосистеми, тому сьогодні закордонні компанії мають в своєму арсеналі широкий перелік вимірювачів та перетворювачів потужності НВЧ сигналів. Великі компанії-виробники НВЧ обладнання випускають окремі серії вимірювачів для різноманітних застосувань. Паралельно триває процес вдосконалення існуючого НВЧ вимірювального обладнання, зокрема перетворювачів потужності, що знову таки, підтверджується появою на світовому ринку великою кількістю нових приладів. Актуальність досліджень, пов'язаних із розробкою вимірювачів потужності сигналів НВЧ діапазону також підтверджується зростаючою необхідністю різноманітних вимірювань параметрів НВЧ сигналів, структура яких суттєво ускладнюються в умовах стрімкого розвитку сучасних радіотехнічних систем різного цільового призначення. За даних тенденцій, розроблення нових вимірювачів потужності

НВЧ сигналів та вдосконалення існуючих зразків з врахуванням новітньої елементної бази є перспективним напрямком, що завжди буде у центрі уваги.

Аналіз останніх досліджень. Як вже зауважувалося, актуальність розроблення ватметрів на початку нового століття не згасла, а істотно зросла через широке застосування НВЧ-сигналів як у побутовій техніці так і для спеціальних застосувань, зокрема й у військовій сфері [1-4].

На сьогодні на світовому ринку представлено широке коло вимірювачів потужності НВЧ-діапазону. Серед світових лідерів у галузі контрольно-вимірювальної апаратури НВЧ і вимірювачів потужності зокрема можна відзначити Keysight Technologies (раніше Agilent Technologies, США) [5], Rohde & Schwarz (Німеччина) і Anritsu Corporation (Японія) [6]. Крім цього, відомі компанії, що спеціалізуються саме на вимірювачах потужності: Boonton (США), Lady Bug Technologies (США) [7].

Метою роботи є розробка та дослідження вимірювача потужності НВЧ сигналів на основі схем діодних детекторів поглинаючою та прохідною потужності.

Задачі досліджень. Поставлена мета роботи досягається вирішенням наступних завдань:

1. Аналіз сучасних досліджень в області вимірювачів потужності НВЧ діапазону.
2. Вибір схемотехнічного рішення та розрахунки основних характеристик портативного вимірювача поглинальної та прохідної потужності.
3. Дослідження методів розширення квадратичної ділянки детектування потужності.
4. Дослідження основних характеристик низькобар'єрних діодів, які визначають детекторні властивості.
5. Дослідження характеристик розроблених пристроїв шляхом програмного моделювання.

Об'єктом дослідження є хвильові явища та процеси перетворення НВЧ енергії в середині вимірювача поглинаючої потужності НВЧ сигналів.

Предметом дослідження є параметри та характеристики перетворювачів та вимірювачів НВЧ енергії зокрема на основі низько-бар'єрних діодів.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: рівнянь математичної фізики; основних положень теорії функції комплексної змінної; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл; теорії комп'ютерного схемотехнічного моделювання мікроелектронних пристроїв.

Новизна отриманих результатів.

1. Запропоновано новий алгоритм калібрування вимірювачів потужності на основі застосування кусково-лінійної апроксимації детекторних та частотних характеристик. Застосування коригувальних коефіцієнтів дозволяє компенсувати зміни детекторних характеристик у широкій смузі робочих частот.

2. Запропоновано оригінальний спосіб розширення ділянки квадратичного детектування на основі застосування несиметричного діляника потужності та послідовного включення кількох діодів.

Структура і обсяг роботи. Бакалаврська дипломна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 СУЧАСНІ ОСОБЛИВОСТІ ПРОВЕДЕННЯ ВИМІРЮВАНЬ В ДІАПАЗОНІ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

1.1 Особливості використання діапазону надвисоких частот

Суттєвий прорив в цифрових технологіях став причиною бурхливого розвитку систем передачі голосової інформації, передачі даних та відео зв'язку, який почався в 1990-х роках і триває досі. До цієї революції в комунікаціях мікрохвильові технології були майже винятковою сферою оборонної промисловості. Сучасні системи передачі інформації використовуються в широкому спектрі середовищ, включаючи корпоративні офіси, промислові та виробничі об'єкти, інфраструктуру муніципалітетів, а також приватні будинки. Різноманіття сфер застосування та робочих середовищ призвело до величезного прогресу в економічно-ефективних виробничих можливостях мікрохвильової продукції. Це, в свою чергу, знизило вартість впровадження нових ефективних бездротових мікрохвильових послуг. Серед них недорогі портативні навігаційні засоби GPS, радар запобігання зіткненням автомобілів та широко доступний широкосмуговий доступ до цифрових послуг. Мікрохвильова технологія, природно, підходить для нових застосувань у сфері зв'язку та зондування, оскільки високі робочі частоти дозволяють мати як велику кількість незалежних каналів і значну пропускну здатність [8].

Галузь мікрохвильової інженерії охоплює розробку та реалізацію електронних систем, що використовують частоти електромагнітного спектра приблизно від 300 МГц до понад 300 ГГц, тобто довжини хвиль від 1 мм до 1 м [9]. Тим часом термін «мікрохвильова техніка» використовується досить вільно для позначення дизайну та впровадження електронних систем з робочими частотами в діапазоні, як від 300 МГц до 1 ГГц, так вищих частотах до 300 ГГц. Місце НВЧ діапазону в загальному спектрі електромагнітних хвиль показано на рис. 1.1 [10].

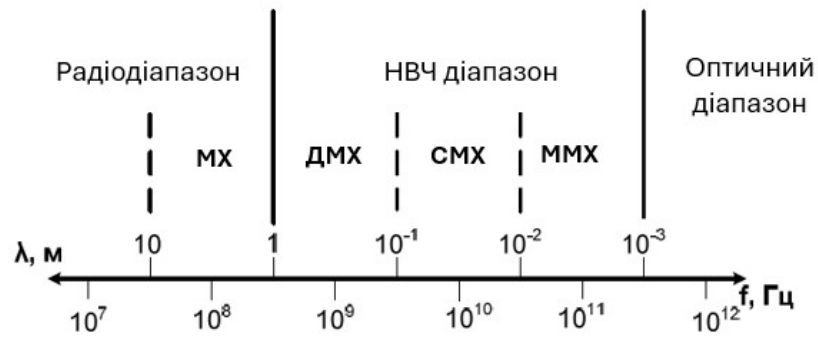


Рисунок 1.1 – Діапазон електромагнітних хвиль

У НВЧ діапазоні квантові ефекти ще незначні, тому закономірності протікання електромагнітних явищ в різних середовищах є предметом вивчення класичної електродинаміки. У цій області розвивається НВЧ-техніка, яка об'єднує розділи радіотехніки та радіоелектроніки, пов'язані з питаннями аналізу, синтезу і практичної реалізації НВЧ-пристроїв. Мікрохвильовий тракт будь-якої радіотехнічної системи складається з великої кількості різних НВЧ-пристроїв. Геометричні розміри цих приладів можна порівняти з довжиною хвилі електромагнітних коливань. Це визначає всю специфіку розрахунку і проектування НВЧ-пристроїв, так як процеси, що відбуваються в них, мають хвильовий характер.

Властивості електромагнітного поля істотно залежать від характеру його зміни в часі. Для моделі монохроматичних хвиль вона залежить від частоти хвилі. Особливості НВЧ-вимірювальної техніки можна розділити на особливості випромінювання, поширення, відбиття і поглинання НВЧ-хвиль та особливості НВЧ-техніки по відношенню до вимірювань. Освоєння НВЧ діапазону почалося пізніше, ніж в сусідніх діапазонах, що пояснюється особливостями НВЧ-хвиль, до найважливіших з яких можна віднести [11]:

1. Сумірність довжини хвилі λ і характерного розміру приладів, неоднорідностей трактів та інші, що робить використання звичайних ліній передач і коливальних контурів неефективним. Традиційні апаратні елементи, такі як з'єднувальні провідники, резонансні контури, конденсатори, котушки індуктивності тощо, стають розподіленими системами. Замість сполучних

провідників використовуються лінії передачі кінцевої довжини, коливальні системи - об'ємні резонатори.

2. Сумірність періоду коливань T і часу польоту носіїв заряду в активній області пристрою t . Інерція носіїв заряду, що проявляється в цих умовах, порушує нормальну роботу активних пристроїв, які ефективно працюють в радіодіапазоні.

3. Мала енергія кванту електромагнітного поля $E_k = hf$ в порівнянні з енергією теплового руху частинок, заданою в одиницях $E_T = kT$, при звичайній температурі виключає прояв і можливе використання квантових ефектів, успішно застосовуваних в оптичному діапазоні. На частоті $f=20$ ГГц $E_k = 1,33 \cdot 10^{-23}$ Дж, а при температурі $T=290$ К $E_T = 4,33 \cdot 10^{-21}$ Дж, тобто їх співвідношення $E_T / E_k = 300$. Цікаво відзначити, що це співвідношення змінюється при низьких температурах. Так при температурі рідкого гелію $T=4.2$ К $E_T / E_k = 4.34$.

Перераховані вище особливості НВЧ хвиль можуть створити враження, що сам діапазон є «невигідним» для радіоелектронних застосувань. Це враження в корені помилково: на практиці діапазон НВЧ дуже важливий, а в деяких випадках і незамінний, для ряду застосувань, в зв'язку з важливими перевагами НВЧ-хвиль [12]. Такими перевагами є:

1. Як відомо, інформаційна ємність каналу зв'язку пропорційна добутку смуги пропускання каналу Δf на відношення сигнал/шум в потужності PS / PN. Пропускна здатність можна оцінити як 1-10% від несучої частоти f_0 , отже, чим вище несуча частота, тим вище інформаційна ємність каналу зв'язку. Тому в НВЧ діапазоні інформаційна ємність каналу, зокрема, швидкість передачі інформації, при однаковому співвідношенні сигнал / шум, в сотні і тисячі разів більше, ніж в радіодіапазоні. Але цей виграш ще більший за рахунок мінімуму атмосферного, космічного та штучного шуму в діапазоні 1-10 ГГц, що збільшує співвідношення сигнал/шум.

2. Зі збільшенням частоти збільшуються можливості спрямованої передачі електромагнітної енергії, так як вони залежать від відношення діаметра антени

до довжини хвилі. У мікрохвильовому діапазоні ці можливості, важливі для багатьох застосувань, значно вищі, ніж у радіодіапазоні.

3. В цілому атмосфера Землі дуже прозора в мікрохвильовому діапазоні, це цінний енергетичний фактор для численних радіоелектронних застосувань.

4. Ряд речовин виявляють селективно-частотне (вибіркове) поглинання НВЧ випромінювання, особливо при низьких температурах, що обумовлено шириною смуги пропускання, лінійним характером спектра поглинання на цих частотах, а також, в деяких випадках, високими градієнтами поглинання по частоті. Це створює ряд можливостей для створення оригінальних НВЧ-пристроїв.

Зазначені переваги НВЧ діапазону радіохвиль зумовили його широке застосування в різних областях науки і техніки в різних областях науки і техніки [9]:

1. Радіолокація є першою історично і до сих пір найважливішою областю застосування НВЧ коливань. В останні десятиліття ця сфера зазнала великого прогресу, як у військовому, науковому, так і в національно-економічному аспектах. Різноманіття місць розташування об'єктів локації (зосереджені: наземні, надземні, повітряні, космічні; розподілені: елементи земної поверхні, хмари, полярні льоди, північне сяйво, метеоритні іонізовані сліди, планети Сонячної системи та ін.), різноманітні методи генерації та обробки радіолокаційних сигналів (когерентна радіолокація, радар бічного сканування, стиснення сигналу тощо), різноманітність носіїв радіолокаційної техніки (наземні, надземні, повітряні, космічні) та ступінь їх рухомості, різноманіття систем управління антенним променем (одиначні антени, синтезовані антени, пасивні і активні антенні решітки) і видів їх сканування - все це і багато іншого зумовило величезне поле для створення різноманітних приладів і систем НВЧ-обладнання, які потребують випробувань і вимірювань.

2. Радіорелейний зв'язок, що забезпечує передачу пакетів телефонних, телевізійних каналів і професійної інформації різного призначення на різні, в тому числі і на великі відстані з високою швидкістю передачі.

3. Кабельний зв'язок, включаючи розподілені системи ефірного телебачення, промислового та відеоспостереження.

4. Космічний зв'язок, тобто передача великих обсягів інформації через супутники зв'язку (пряме телевізійне мовлення, зв'язок з космічними апаратами і орбітальними станціями, з автоматичними космічними апаратами).

5. Радіонавігація.

6. Радіоастрономія (прийом та аналіз електромагнітного випромінювання від космічних об'єктів).

7. Радіорозвідка та радіоуправління.

8. Експериментальна фізика (нагрівання та діагностика плазми, молекулярна спектроскопія газів, рідин та твердих тіл).

9. Метрологія (атомні еталони часу і частоти).

10. Технологія (використання НВЧ-випромінювання для нагрівання різних матеріалів для сушіння і полімеризації, приготування їжі і т.д.).

11. Медицина і біологія (вплив мікрохвильових коливань на біологічні об'єкти з метою вивчення і корекції процесів в них, аналіз власного випромінювання об'єктів).

1.2 Особливості проведення вимірювань у діапазоні надвисоких частот

Мікрохвильові вимірювання, в порівнянні з традиційними вимірюваннями на більш низьких частотах, мають свої особливості:

- проблеми підключення до досліджуваного приладу вимірювальної апаратури і калібрувальних елементів.

- випромінювання електромагнітних хвиль від отворів і щілин в вимірювальній апаратурі призводить до втрат і спотворень сигналу. Потрібне ретельне екранування вимірювальних елементів і датчиків, що ускладнює введення вимірювальних елементів в досліджувані об'єкти.

- відбиття на з'єднаннях, неоднорідностях, згинах, кінцях ліній і т. д. У цьому випадку результати вимірювання спотворюється, а вимірювальний прилад вимагає складного калібрування.

- неоднозначність підрахунку напруг і струмів на НВЧ зумовлює необхідність переходу на потужність як на одиницю рівня сигналу.

- у мікрохвильовій техніці необхідно вимірювати нові параметри – КСХ, коефіцієнт відбиття і т.д.

- для НВЧ-вимірювань характерні технічні обмеження, пов'язані з недосконалістю апаратури на цих частотах. Зокрема, важко або неможливо досягти досить високої добротності резонаторів, складно створити вимірювальні генератори достатньої потужності з надширокосмуговою настройкою, важко забезпечити стабільність високих частот генераторів, складно створити вимірювальні підсилювачі зі стабільними метрологічними характеристиками і т.д.

У зв'язку з перерахованими особливостями НВЧ вимірювань, для вирішення кожної конкретної вимірювальної задачі в даному діапазоні часто виникає необхідність індивідуального підбору або нової розробки власної методики, а в деяких випадках і унікального вимірювального обладнання.

1.3 Розвиток та класифікація перетворювачів потужності

Технології, що використовуються при розробці та виробництві радіочастотних/мікрохвильових систем, досягли рівня, про який раніше можна було тільки мріяти. Це вимагає постійного вдосконалення радіовимірювальної апаратури. Серед великої різноманітності видів радіовимірювань в діапазоні надвисоких частот (НВЧ) вимірювання потужності займає одне з лідируючих місць. Прилади для вимірювання потужності НВЧ сигналів, які називають мікрохвильовими ватметрами, крім свого основного призначення, використовуються також для вимірювання інтенсивності випромінювання при

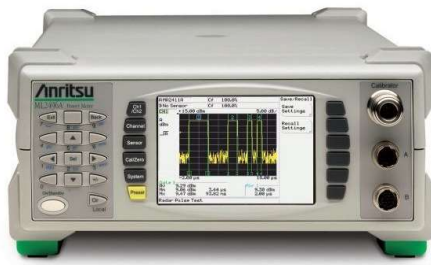
медико-біологічних дослідженнях, для визначення втрат в чотирьохполюсних, коефіцієнта відбиття, частотних характеристик різних радіоприладів.

Значимість вимірювання потужності була відома ще ранніх етапах розвитку НВЧ електроніки, оскільки, як вже зазначалося, потужність – основний енергетичний параметр сигналів. Ранні вимірювання сигналів у високопотужних системах проводилися шляхом відведення частини потужності високочастотного сигналу на окреме навантаження та вимірювання нагрівання з часом.

З розвитком НВЧ техніки почали вдосконалюватися вимірювальні засоби. Для виміру потужності сигналів почали застосовувати різні методи і як наслідок з'являлися датчики потужності з урахуванням різних фізичних явищ. Широке поширення набули теплові методи. Використовувалися болометричні, термоелектричні, калориметричні перетворювачі [9]. Дані методи дозволяли виконувати вимірювання широкого діапазону потужностей: від одиниць мікроват (при використанні термісторних перетворювачів) до декількох кіловат (із застосуванням сильних калориметрів). Подальше вдосконалення застосовуваних НВЧ сигналів стало причиною розвитку діодних детекторів, що відрізняються, передусім, швидким часом реакції. Для виміру прохідної потужності застосовувалися зондові методи, пондеромоторний метод, метод поглинаючої стінки та ряд інших.

Актуальність розробки ватметрів до початку нового століття не згасла, а істотно зросла через широке застосування НВЧ сигналів як у побутовій техніці, так і для спеціальних застосувань, у тому числі у військовій галузі.

На сьогодні на світовому ринку представлений широкий ряд вимірювачів потужності НВЧ діапазону (до 110 ГГц) (Рис.1.2). Серед світових лідерів у галузі контрольно-вимірювальної апаратури НВЧ та вимірювачів потужності зокрема можна відзначити Keysight Technologies (раніше Agilent Technologies, США) [5], Rohde & Schwarz (Німеччина) та Anritsu Corporation (Японія) [6]. Крім цього, відомі компанії, що спеціалізуються саме на вимірювачах потужності: Boonton (США), Lady Bug Technologies (США) [7].



а)



б)

Рисунок 1.2 Вимірювач потужності ML2496A від Anritsu (а) та R&S®NRX від Rohde & Schwarz (б)

Класифікація вимірювачів потужності. В загальному випадку вимірювачі потужності можна розподілити за признаками актуальності використання та характеристиками у послідовності зображених на рис 1.3 [13].

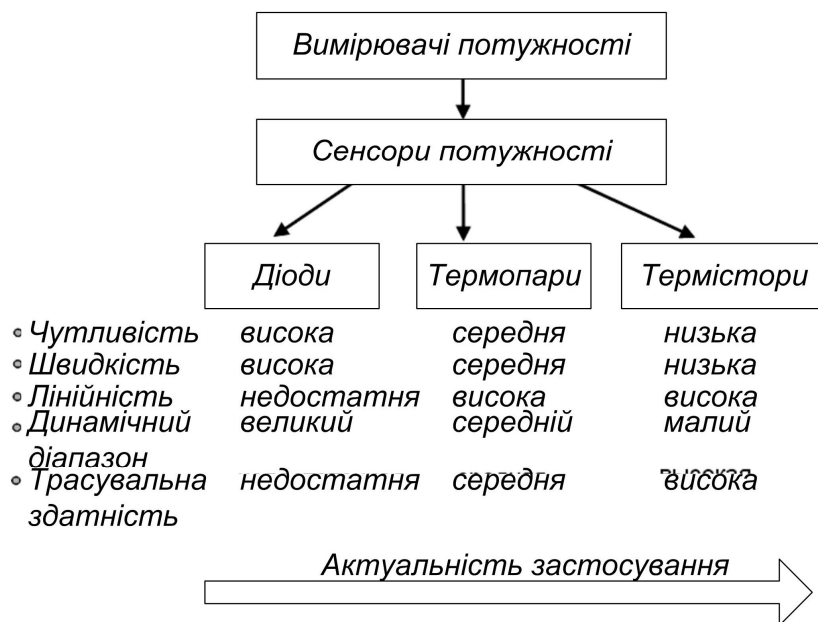


Рисунок 1.3 – Порівняння перетворювачів потужності

Додатково, залежно від призначення та способу включення до передаючого тракту розрізняють дві основні групи ватметрів: прохідної потужності та поглинається потужності. Крім того, їх ділять : по вигляду використовуваних вимірювальних перетворювачів на теплові (калориметричні, термоелектричні, термісторні та болометричні), пондеромоторні, електронні (діодні, на ефекті Холла та ін.), феритові та ін.; за характером вимірюваної

потужності на ватметри середнього значення потужності безперервних та імпульсно-модульованих сигналів, імпульсної потужності; також вимірювачі потужності класифікують за класами точності а за типом використовуваного НВЧ тракту.

1.4 Основи вимірювання потужності надвисокочастотних сигналів

Потужність радіосигналу в загальному сенсі – фізична величина, що характеризує швидкість передачі чи перетворення електричної енергії. На постійному струмі та для сигналів низької частоти зазвичай вимірюють безпосередньо струм та напруга [12]. У НВЧ діапазоні вимірювання струму та напруги є складним завданням. По-перше, швидкості зміни струмів та напруг настільки велика, що вимірювання їх миттєвих значень стає дуже складним, по-друге, в передавальній лінії виникають стоячі хвилі через неузгодженість імпедансів генератора та підключеного навантаження, внаслідок чого значення напруги $U(z)$ і струму $I(z)$ неоднакові вздовж осі z (див. рисунок 1.4). Зважаючи на вищесказане, вимірювання потужності – це основний вид вимірювань, що характеризує інтенсивність електромагнітних коливань.

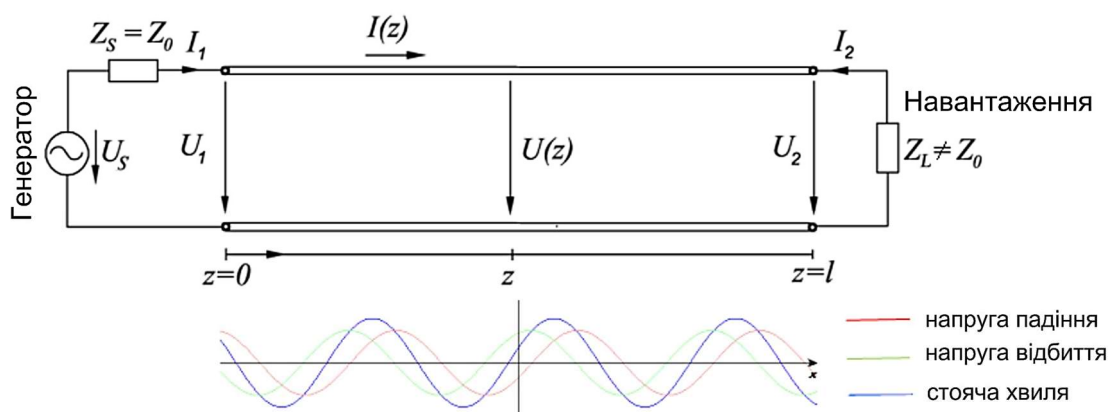


Рисунок 1.4 – Стояча хвиля в лінії, навантаженій на неузгоджену навантаження

Прилади, що застосовуються для вимірювань потужності називають ватметрами або вимірювачами потужності. В основі ватметра лежить чутливий

елемент, виконує перетворення інтенсивності коливань на механічну, теплову енергію або сигнал, доступний вимірювання. Блок, що містить, чутливий елемент називають перетворювачем потужності. На рисунку 1.5 зображена спрощена структурна схема вимірювача поглинаючої потужності.



Рисунок 1.5 – Структурна схема ватметра поглинаючої потужності

Основна одиниця виміру потужності – Ватт (Вт) [12]. Через зручність часто застосовується одиниця виміру дБм (децибели щодо 1 мВт).

$$P \text{ [дБм]} = 10 \log_{10} P[\text{Вт}]/1[\text{мВт}] \quad (1.1)$$

У більшості випадків достатньо визначити середню потужність височастотного сигналу. Загалом вона записується як

$$P_c = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p(t) dt \quad (1.2)$$

де n – число періодів ($n = 1, 2, 3 \dots$);

T – період усереднення;

$p(t)$ – миттєве значення потужності.

Значення потужності електричного сигналу дорівнює добутку миттєвих значень напруги $e(t)$ та струму $i(t)$, тому вираз (1.2) нерідко записують як [10]

$$P_c = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} e(t) i(t) dt \quad (1.3)$$

На рисунку 1.6 зображено основні енергетичні складові гармонійного сигналу.

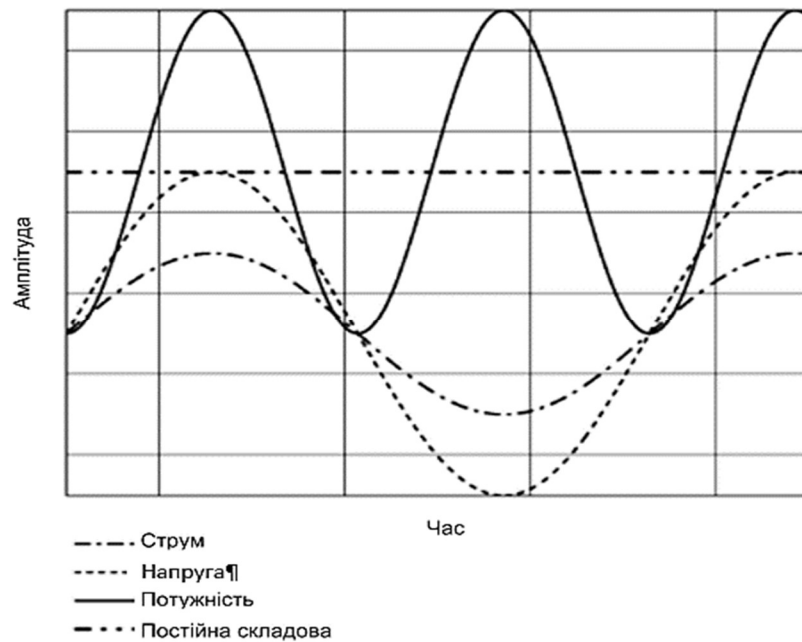


Рисунок 1.6 – Струм, напруга та потужність гармонійного сигналу

Середню потужність безперервного гармонійного сигналу записують як [8]

$$P_C = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} e_p \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} \cdot t\right) \cdot i_p \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} \cdot t + \varphi\right) dt \quad (1.4)$$

де e_p , i_p – пікові величини напруги e і струму i ; φ – фазовий кут між e та i .

Для модульованих сигналів використовують терміни імпульсної $P_{\text{ІМП}}$ та пікової $P_{\text{ПІК}}$ потужності (див. рисунок 1.7).

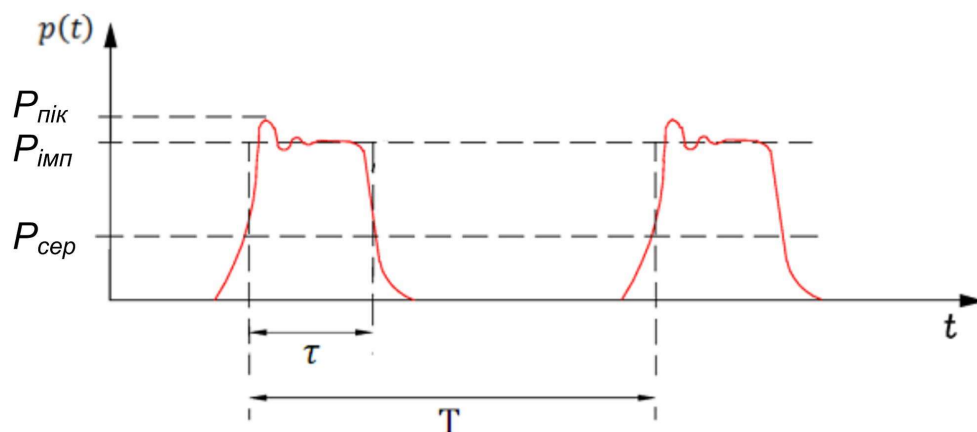


Рисунок 1.7 – Середня, імпульсна та пікова потужності

Імпульсна потужність – це усереднене значення потужності за час тривалості імпульсу τ . Ширина імпульсу τ розглядається як час між 50%-ми точками наростання та спаду амплітуди.

Під піковою потужністю розуміють усереднене значення НВЧ потужності за період частоти несучої, що припадає на максимум огибаючої імпульсу потужності.

1.5 Технічні характеристики ватметрів

Як і будь-які прилади, НВЧ ватметри характеризуються насамперед технічними характеристиками [13].

Робочий діапазон частот визначає смугу частот, у межах якої виконуються заявлені технічні вимоги. Як правило, вони обмежуються перетворювачем потужності та типом застосовуваного фідера. Так, наприклад, верхня частота діодних детекторів обмежена значенням ємності бар'єру діода, при цьому нерідко діоди з граничною частотою понад 40 ГГц застосовуються для приладів з верхньою частотою 6, 18 та 26 ГГц.

У більшості сучасних ватметрів передбачено захист від сигналів постійного струму. Цю роль виконують розділові конденсатори, що включаються перед чутливим елементом. Зі зменшенням частоти реактивний опір конденсатора збільшується, що обмежує нижню межу частоти приладу.

Для перетворювачів потужності важливим параметром є нерівномірність частотної характеристики. Вона характеризує зміну вимірюваного низькочастотного параметра на різних частотах при фіксованій потужності вхідного впливу.

Розвиток мікроелектроніки безпосередньо вплинув на вдосконалення вимірювачів потужності. Застосування у первинних перетворювачах інтегрованих схем сприяло суттєвому збільшенню частотного діапазону ватметрів, а також покращення технічних характеристик. Насамперед всього,

при інтеграції кіл зменшуються розміри компонентів та відстані між ними, що збільшує діапазон частот, за яких компоненти можна вважати зосередженими.

Динамічний діапазон ватметра визначає допустимі рівні потужності вхідного сигналу. Більшість вимірювачів потужності, вироблених до 80-х років, мали динамічний діапазон 30-40 дБ, проте діапазон вимірюваних потужностей вже тоді становив понад 140 дБ [13]. Діапазон вимірюваних потужностей сучасних ватметрів досягає 90 дБ, а іноді й більше. Для збільшення діапазону вимірювань діодних детекторів застосовують:

- включення кількох каскадів детектування;
- коригувальні кола, підсилювачі, подільники потужності;
- включення кількох діодів послідовно;
- кола перемикачів.

Вхідний імпеданс. Потужність генератора чи іншого джерела сигналу – це потужність, яку він здатний передати до узгодженого навантаження. Тому вимірювачі поглинаючої потужності повинні бути еквівалентними до узгодженого навантаження. Вимірювачі прохідної потужності, що вмикаються в розрив лінії, не повинні вносити неузгодженість в ідеальному випадку, не повинні вносити втрати та мати вхідний та вихідний імпеданс, що дорівнює рівний хвильовому опору лінії передачі. Збільшення зворотних втрат призводить до збільшення похибки вимірів.

Коефіцієнт відбиття є відношенням відбитої хвилі до падаючої [11] і може бути обчислений як

$$\Gamma = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} = \frac{Z_{\text{н}} - Z_0}{Z_{\text{н}} + Z_0} \quad (1.5)$$

Насправді зазвичай вимірюють коефіцієнт стоячої хвилі (КСВ) чи повернені втрати

$$КСВ = \frac{U_{отр}}{U_{пад}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (1.6)$$

$$\text{Повернені втрати} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (1.7)$$

Для вимірювачів потужності (ВП) припустима наявність різних значень КСВ для кількох діапазонів частот. Наприклад, більшість сучасних ВП мають КСВ 1,2-1,3 в діапазоні частот до 20 ГГц та понад 1,5 на частотах 20–50 ГГц та вище.

Похибка вимірювання. Для кожного вимірювального приладу важливе значення має точність вимірів, що визначається похибкою. Похибки прийнято розділяти на основну та додаткові. Основна похибка виміру – це похибка приладу за нормальних умов, вона визначається як різниця між показанням приладу та істинним значенням вимірюваної величини. Справжнє значення визначають експериментально за допомогою зразкової апаратури. При вимірах в умовах, відмінних від нормальних, виникають додаткові відхилення показань приладу додатковою похибкою. Похибка вимірювання потужності також залежить від рівня неузгодженості джерела та навантаження.

Відеосмуга вимірювача потужності або детектора визначає час реакції чутливого елемента на зміну високочастотного вхідного сигналу. Термопарні та термісторні перетворювачі потужності інерційні, час їх реакції більше, ніж у діодних детекторів. Це є однією з самих істотних причин зростання ролі діодних детекторів у задачах виміру потужності.

Відеосмуга детектора потужності НВЧ сигналів – це максимальна частота модулюючого сигналу при якому виконуються заявлені вимоги детектора. Найбільш близьким за змістом терміном є смуга пропускання. Оскільки термін смуга пропускання передбачає визначення несучої частоти сигналу, стосовно детекторів коректніше використовувати термін відеосмуги. На рисунку 1.8 представлено три випадки зміни у часі вимірюної потужності, що відповідають різним значенням відеосмуги перетворювача.

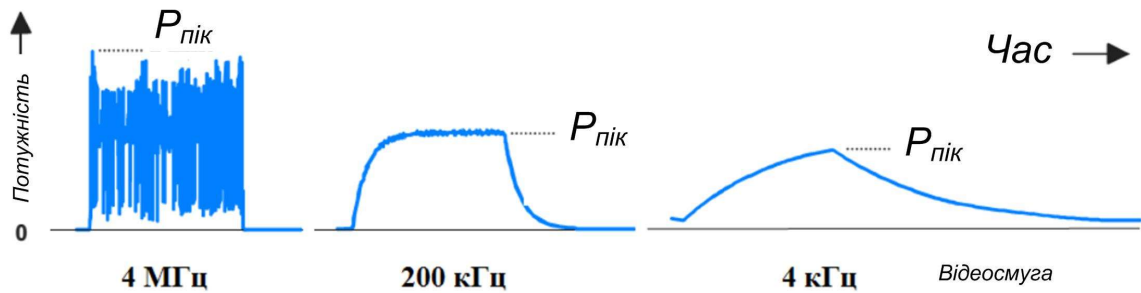


Рисунок 1.8 – Залежність вимірюваної потужності від відеосмути

Значення відеосмути сенсора найважливіше при детектуванні імпульсних та модульованих сигналів, для яких необхідно відстеження зміни потужності за короткий проміжок часу. Як очевидно з рисунку 1.7, вимірювання пікової потужності вимагає наявності великої відеосмути. Для чисельного розрахунку відеосмути застосовується емпіричне правило:

$$\text{ВП} = \frac{0.35}{t_{\text{НАР}}} \quad (1.8)$$

де $t_{\text{НАР}}$ – час наростання відеоімпульса ватметра.

Швидкість вимірювань ватметра визначає час виконання одного вимірювання. При застосуванні вимірювачів потужності на основі теплових перетворювачів акцентують увагу на часі встановлення показань, яке визначається як час з моменту подачі вимірюваного сигналу на вхід приладу до моменту, коли різниця між показанням відлікового пристрою та значенням стане менше нормованої [8]. Останнім часом під швидкістю розуміють кількість відліків за секунду. У вимірювальних автоматизованих системах, де за одне підключення проводиться понад кількох тисяч вимірів, цей параметр відіграє істотну роль, що призвело до застосування у вимірниках потужності різних режимів вимірів.

Частотні коефіцієнти. Крім перерахованих вище для характеристики ватметрів НВЧ застосовують коефіцієнти перетворення, калібрування та ефективності. Коефіцієнт перетворення – це відношення напруги на виході

ватметра перетворювача до вимірюваної потужності [11]. Розмір коефіцієнта залежить від застосовуваного перетворювача. При використанні термопар коефіцієнт розраховується як $K_{\text{ПР}} = U_{\text{T}} / P$ (В/Вт), де U_{T} – значення термоелектрорушійної сили, P – вхідна потужність.

Для термісторних перетворювачів цей коефіцієнт визначає відношення зміни опору до зміни потужності, що спричинила зміну опору: $K_{\text{ПР}} = \Delta R / \Delta P$ (Ом/Вт). Для діодних перетворювачів коефіцієнт за аналогією з термоелектричними розраховується як відношення напруги на виході перетворювача до рівня потужності, що надходить.

Коефіцієнт ефективності $K_{\text{Е}}$ – це відношення коефіцієнта перетворення за поглиненою потужністю до коефіцієнта перетворення на опорній частоті [23]. Коефіцієнт калібрування $K_{\text{К}}$ визначається як відношення коефіцієнта перетворення з падаючої потужності до коефіцієнта перетворення на опорній частоті. Коефіцієнти $K_{\text{Е}}$ і $K_{\text{К}}$ пов'язані співвідношенням

$$K_{\text{К}} = K_{\text{Е}} (1 - |\Gamma_{\text{ПР}}|^2) \quad (1.9)$$

де $\Gamma_{\text{ПР}}$ – коефіцієнт відбиття від входу ватметра (перетворювача).

Більшість сучасних ватметрів НВЧ мають вбудовану пам'ять для зберігання різних поправочних коефіцієнтів. У процесі калібрування коефіцієнти, властиві індивідуальному приладу, записуються до пам'яті, що полегшує процес експлуатації.

Інші характеристики. Крім перерахованих вище, існує ряд параметрів ватметрів, таких як вагові та габаритні розміри, стійкість до перевантаження, допустимі умови роботи та інші. Більшість із них вказано у технічних умовах окремих приладів та у діючих стандартах.

2 МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ НАДВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Види первинних перетворювачів потужності

Найбільшого поширення для застосування як первинних перетворювачів у ватметрах НВЧ отримали термоелектричні елементи (термопари), болометри та діодні детектори. По ходу розвитку технологій пов'язаних з НВЧ діапазоном можна відстежити хронологічну послідовність активного розвитку спочатку болометрів, потім термоелектричних елементів, а потім і діодних детекторів.

2.1.1 Болометричні перетворювачі

Прилади, що використовують болометричний метод, засновані на зміні опору резистивного термочутливого елемента під впливом НВЧ енергії, перетвореної ним в тепло. Зміна опору термочутливого елемента, пропорційне потужності НВЧ, що подається. Вимірювання відбувається за допомогою мостових вимірювальних приладів, в одне з плечей яких він включений. Залежно від типу використовуваного термочутливого елемента ватметри називають болометричними або термісторними. Основними одиницями болометричних і термісторних ватметрів є приймальні перетворювачі, вимірювальні та відлікові пристрої [8].

Болометри (барретор) являють собою тонкий металевий дріт довжиною 0,8-1,2 мм (дротяні болометри) або тонку металеву плівку (платина, паладій), нанесену у вакуумі на основу (підкладку) зі скла або слюди (плівкові болометри). Болометр – це поглинаючий потужність елемент. Для виготовлення дротяних болометрів використовується платиновий дріт діаметром 1 мкм. Плівкові болометри можуть бути ниткоподібними і плоскими. У ниткоподібних тонкоплівкових болометрах основою є нитка зі скловолокна діаметром 3 мкм, а в плоских - слюда товщиною 30-50 мкм. Нитяні болометри встановлюються на

опорах в проміжку між срібними електродами, які наносяться на слюдяний диск (основу) шляхом випалювання. Механічне кріплення і електричний контакт болометрів з електродами здійснюється за допомогою струмопровідної маси. Опора зі скловолоконних ниток забезпечує зазор між підставою і болометром, який необхідний для узгодження і створення певного теплового режиму. Ці пристрої і мають позитивний температурний коефіцієнт опору (ТКС). Болометр – це поглинаючий потужність елемент, опір якого залежить від рівня потужності, що впливає. Термістор, другий елемент який може використовуватися у болометрах, є маленькою кулькою з напівпровідного матеріалу і має негативний ТКС.

Барретор та термістор є чутливими індикаторами потужності та дають можливість вимірювати рівні потужності від декількох мікроват до кількох міліват при включенні в мостові схеми. Термістор є більш гнучким вимірювальним компонентом, оскільки його опір у Залежно від величини усунення може змінюватися в дуже широких межах. Барретор менш стійкий до перевантажень, що також вплинуло на велику популярність термісторів. На рис. 2.1 зображено типову спрощену бруківка схема вимірювача потужності із застосуванням термістора [8].

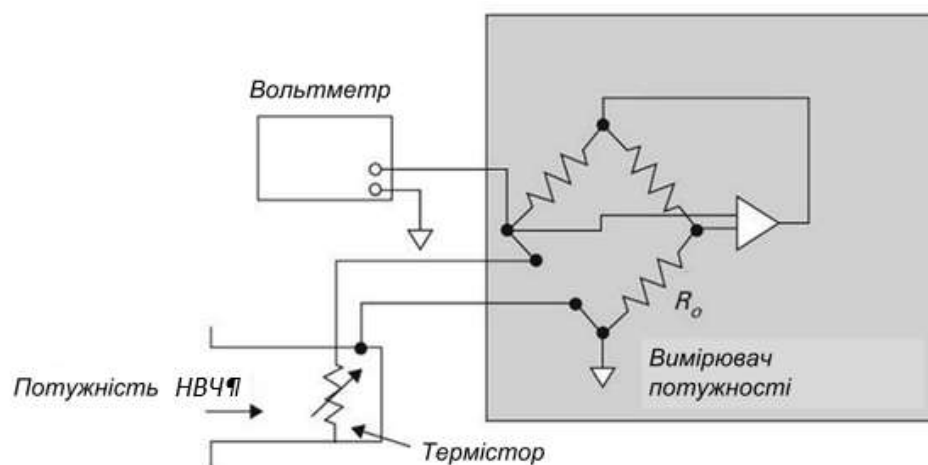


Рисунок 2.1 – Мостова схема на основі термістора

За відсутності вхідного сигналу мостова схема збалансована і на вольтметр надходить нульову напругу. При вступі на НВЧ вхід вимірюваного сигналу напруга термістора змінюється, що призводить до розбалансування мосту та появи ненульової напруги на вольтметрі. При калібруванні значення напруги співвідносять з рівнями вхідної потужності та формують калібрувальну таблицю.

Болометричні перетворювачі мають меншу чутливість, тому їх динамічний діапазон зазвичай менше, ніж у термісторних перетворювачів. До переваг методу можна віднести: застосовність в широкому діапазоні частот; короткий час встановлення показань, що дозволяє використовувати його в автоматизованих пристроях. Недоліками методу є: значний температурний дрейф; динамічний діапазон з максимальним обмеженням; низький коефіцієнт корисної дії на високих частотах (близько 0,5 на частоті 78 ГГц).

Розвиток НВЧ технологій призвів до появи на ринку мікроболометрів. Це високотехнологічний мікроелектромеханічний датчик (MEMS), який чутливий до теплового випромінювання та виготовляється із застосуванням кремнієвих методів мікрообробки. Найважливішою перевагою процесів виготовлення MEMS є те, що вони добре вписуються в стандартну технологію CMOS-кремнію. Основним елементом датчика є тонка діелектрична мембрана, на яку нанесений активний терморезистивний шар. Він з'єднаний з підкладкою вузькими консолями мікропідтримки, які виявляють і контролюють теплопровідність датчика. При своїй невеликій тепловій масі мембрана здатна швидко нагріватися під впливом НВЧ-випромінювання. Для того, щоб підвищити чутливість конструкції, на мембрану наноситься покриття, яке ефективно поглинає НВЧ - випромінювання.

2.1.2 Термоелектричні перетворювачі

Термопара (термоелектричний перетворювач) стала застосовуватися для вимірювання потужності з 70-х років 20 століття.

Є дві основні причини такої еволюції:

1) ці датчики забезпечують більшу чутливість, ніж розглянута вище терморезисторна технологія;

2) вони мають власну квадратичну характеристику детектора.

Оскільки термопари є датчиками на основі тепла, вони підходять для функції «Детектори усереднення». Вони застосовуються для всіх типів формату сигналів, від гармонійних хвиль до комплексної цифрової фазової модуляція. Крім того, вони жорсткіші за терморезистори, що робить можливим вимірювання потужності до 0,3 мкВт (-35,23 дБм у повному масштабі) і мають нижчу похибку вимірювання завдяки кращому налаштуванню радіочастотної напруги. Еволюція технології термопар є результатом поєднання тонкоплівкової та напівпровідникові технології з метою отримання конструктивно простого, точного, жорсткого сенсора потужності. Сучасні ватметри НВЧ сигналів на основі термопар мають робочим діапазоном частот до 110 ГГц [13].

Порівняно з термісторними колами, термопари забезпечують кращу чутливість, а також їм властивий квадратичний закон детектування: вихідна термо-електрорушійна сила пропорційна вхідній потужності і практично не залежить від температури довкілля. Перетворювачі на основі термопар на відміну від термісторних схем не вимагають прогріву, що скорочує час підготовки до вимірювань та енергоспоживання.

Ефект термопари заснований на тому, що різномірні метали генерують напругу за рахунок різниці температур на гарячій і холодній сторонах двох металів. Як простий приклад фізичного механізму уявіть собі довгий металевий стрижень, який нагрівається на лівому кінці, як показано на рис. 2.2. У зв'язку зі збільшенням теплового збудження на лівому кінці багато зайвих електронів звільняються від батьківських атомів. Підвищена щільність вільних електронів зліва викликає дифузію вправо. Існує також сила, яка сприяє дифузії позитивних іонів вправо, але іони закріплюються в структурі металу і не можуть мігрувати. До сих пір це пояснення не залежало від сил Кулона. Міграція електронів вправо

під впливом дифузії це теж фізичне явище, яке вирівнює парціальний тиск газу в оточуючому просторі.

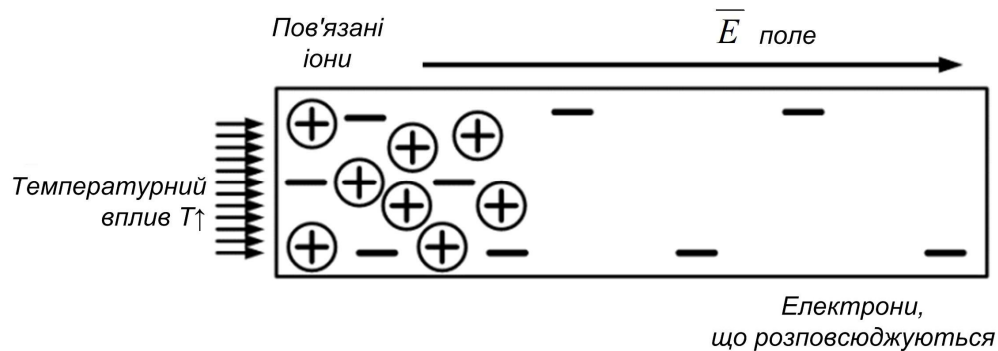


Рисунок 2.2 – Термоелектричний ефект у провіднику

Кожен електрон, що мігрує вправо, залишає після себе позитивний іон. Цей іон має тенденцію тягнути електрон назад вліво з силою, заданою законом Кулона. Стрижень досягає рівноваги, коли спрямована вправо термоіндукована дифузійна сила точно врівноважується силою, спрямованою вліво, за законом Кулона. Сила, спрямована вліво, може бути представлена електричним полем, спрямованим вправо. Електричне поле, підсумоване по довжині стрижня, дає зростання джерела напруги, яке називається електрорушійною силою Томсона (ЕРС). Ті ж принципи застосовні і до з'єднання різнорідних металів, де різні електронні густини в двох різних металах дають збільшення дифузії і ЕРС. Це явище називається ефектом Пельтьє [13].

Термопара зазвичай являє собою петлю або коло з двох різних матеріалів, як показано на рис. 2.3.

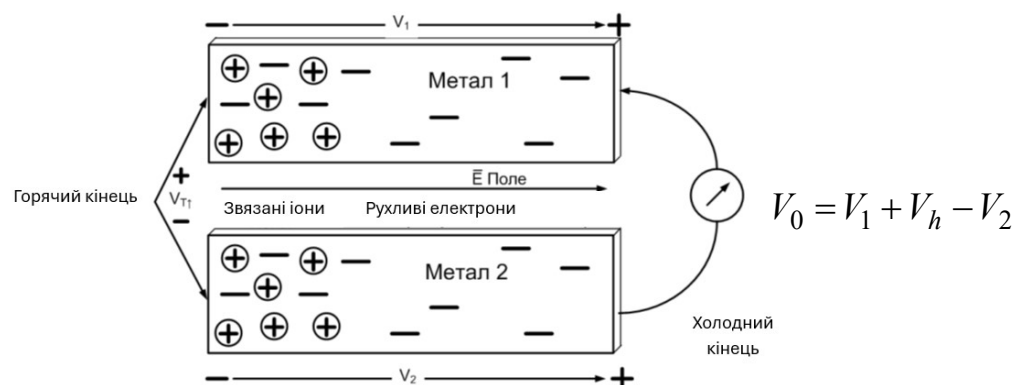


Рисунок 2.3 – Принцип роботи термопари

Одне металеве з'єднання нагрівається, інше - ні. Якщо контур залишається замкнутим, струм буде протікати в контурі до тих пір, поки два з'єднання залишаються при різних температурах. Якщо в шлейф розірваний то вставлений чутливий вольтметр буде вимірювати отриману ЕРС. Петля термопар використовує як ЕРС Томсона, так і ЕРС Пельтьє для отримання результуючої термоелектричної напруги. Повний ефект називається ЕРС Зеебека.

Іноді багато пар з'єднань або термопар об'єднуються в ряд і конструктивно виконуються таким чином, що перше з'єднання в кожній парі виставляється для нагрівання, а друге - ні. У цьому випадку сумарна ЕРС складається, в результаті чого виходить великий термоелектричний вихід. Такі послідовні сполуки термопар називаються термоелементом (термостовпчиками). Ранні термопари для визначення радіочастотної потужності часто виготовлялися з металів вісмуту та сурми. Для того, щоб нагріти одну сполуку в присутності радіочастотної енергії, її розсіюють у резисторі, виготовленому з металу, що утворює сполуку. Металевий резистор повинен бути невеликого розміру в довжини і поперечного перерізу, для того щоб сформувати опір достатньо великий для відповідного навантаження в кінці лінії електропередачі. Крім того з'єднання повинне виробляти помітні перепади температури, що відповідає мінімальній виявленій і вимірюваній потужності.

Зазвичай для конструювання металевих термопар використовувалися тонкоплівкові методи. Ці невеликі металеві термопари, як правило, мають паразитну реактивність і низьку швидкість вигоряння. Крім того, великі термопари, які мають кращу чутливість, схильні до ушкоджень, які приносять реактивні елементи на НВЧ-частотах, так як розміри приладу стають занадто великими, щоб його можна було добре підібрати на високих частотах.

Сучасні термоелектричні елементи для вимірювачів потужності виготовляють як монолітні інтегральні схеми [8]. Це дозволяє застосувати серію з'єднань, а також мінімізувати розміри, що дає змогу збільшити робочий діапазон частот. На рисунку 2.4 зображено модель та мікрофотографія мікросхеми перетворювача потужності на основі термоелектричних компонентів.

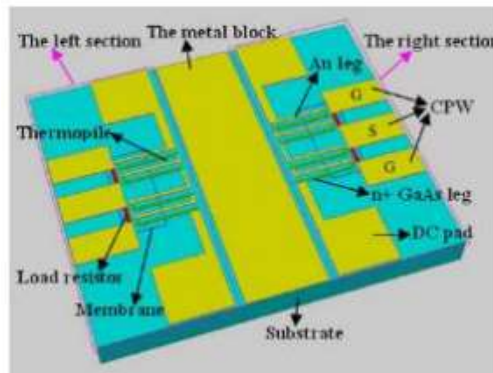


Рисунок 2.4 – Зразок мініатюрного термоелектричного перетворювача [8]:

2.1.3 Напівпровідникові детектори

2.1.3.1 Діодні детектори

Випрямляючі діоди довгий час використовувалися в якості детекторів і для вимірювань відносної потужності на НВЧ частотах. Давні діоди найчастіше використовувалися для детектування огибаючої і як нелінійний змішувальний компонент супергетеродинних приймачів. Однак для вимірювання абсолютної потужності діодна технологія була обмежена в основному радіочастотами і більш низькими мікрохвильовими частотами.

Детектори перетворюють сигнали змінного струму на сигнали постійного струму за рахунок своїх детектуючих властивостей, які виникають через нелінійну ВАХ діода та фільтруючих властивостей детектора. Звичайний кремнієвий діод з р-п-переходом при правильній конструкції може виступати у якості чутливого радіочастотного детектора. Однак запасання заряду встановлює межу у смузі пропускання р-п-переходу, тому, традиційно для детекторів застосовують діоди з бар'єром Шотткі або інші діоди, які мають суттєво менший бар'єр порівняно з кремнієвими діодами. Діодний детектуючий ефект на переході метал-напівпровідник було названо на ім'я фізика Вальтера Шотткі, який зробив істотний внесок у розвиток цього процесу [14].

Високочастотні діоди почалися з точково-контактних технологій, які еволюціонували з типів галенових кристалів, які використовувалися в ранніх додатках для радіо та фундаментальних досліджень ще в 1904 році. Точково-контактні діоди були надзвичайно крихкими, але добре повторюваними, і значно змінювалися з часом. Технологія низькобар'єрних діодів Шотткі дозволила спроектувати діоди з переходами з метал-провідник. Ці діоди, представлені в якості датчиків потужності в 1974 році, були здатні виявляти і вимірювати потужність на рівні -70 дБм (100 пВт) на частотах до 18 ГГц [2].

Перехід метал-напівпровідник є прикладом точково-контактної технології, що демонструє низько-потенційний бар'єр через перехід зі зміщенням порядку 0.3 В. Він має хороші характеристики в діапазоні НВЧ та популярний для різних застосувань. Для створення НВЧ детекторів та змішувачів сигналів як нелінійних елементів нерідко застосовують діоди Шотткі (ДШ) на основі арсеніду галія (GaAs) [15]. Основним недоліком GaAs ДШ залишається недостатня для ряду застосувань чутливість, особливо в міліметровому діапазоні довжин хвиль. Фізично це обумовлено відносно великою висотою потенційного бар'єру, що слабо залежить від вибору металу для формування переходу метал-напівпровідник.

Діод на бар'єрі Шотткі не накопичує заряд у своєму переході, але більшість з них мають надзвичайно високий імпеданс при низьких рівнях сигналу. ВЧ сигнал в області -20 дБм повинен долати напругу переходу 0,3 В звичайного діода Шотткі. Цьому є альтернатива: застосувати діодне зміщення 0,3 В, це корисний підхід, якщо вихід детектування може бути по змінній складовій з виключенням дрейфу, що вноситься зміщенням. Мінімальна потужність, яку можна виміряти зміщеним діодом, може бути підвищена приблизно на 10 дБ за рахунок усунення дрейфу і шумів, що вносяться струмом зміщення. Типовим застосуванням цього методу є діодні детектори, які використовуються в скалярних детекторах мережевих аналізаторів [14].

На рисунку 2.5 показана типова вольт-амперна характеристика низькобар'єрного діода Шотткі, розтягнутого поблизу початку координат, щоб показати квадратичну (див. нижче) область.

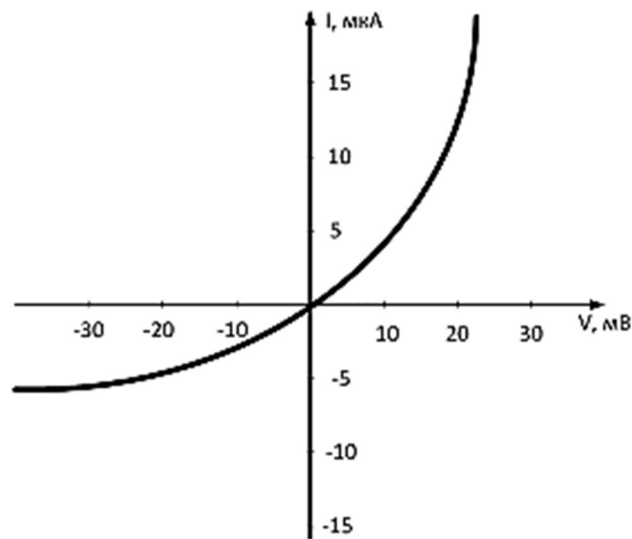


Рисунок 2.5 – Вольт-амперна характеристика діода Шотткі [12]

Математично діод підкоряється рівнянню

$$i(V) = IS (e^{\alpha V} - 1) \quad (2.1)$$

де IS – струм насичення, постійний за даної температури, $\alpha = q/n \cdot K \cdot T$; V – напруга на діоді; K – постійна Больцмана; T – абсолютна температура; q – заряд електрона; n – поправочний коефіцієнт (приблизно дорівнює 1.1-1.2 для приладів, що використовуються як сенсори потужності). Величина α зазвичай менше, ніж 40 В-1 , а у даному випадку приблизно дорівнює 36 В-1 .

Для кращого аналізу детектуючої дії вираз (2.1) часто записується у вигляді статичного ряду [14]:

$$I = I_s \left(\alpha \cdot V + \frac{(\alpha \cdot V)^2}{2!} + \frac{(\alpha \cdot V)^3}{3!} + \dots \right) \quad (2.2)$$

Другий та наступні парні члени цього ряду забезпечують детектування. Для малих сигналів істотним є член другого порядку, у цьому режимі діод називають діючим у квадратичній зоні. У цій зоні вихідна напруга детектора пропорційна квадрату радіочастотної вхідної напруги, тобто вихідна напруга лінійно залежить від рівня потужності [10]. При збільшенні напруги члени четвертого та вищих порядків стають суттєвими, діодний відгук не підкоряється квадратичного закону, і діод виходить із квадратичної зони. Тоді він детектує в квазі-квадратичній зоні, яка іноді називається перехідною зоною або квазі-лінійною зоною. Вище цієї зони він переходить у лінійну детектуючу зону.

Для типового діодного вузла квадратична смуга коливається від шуму до приблизно 20 дБм. Область перехідної зони розташована приблизно від -20 дБм до 0 дБм вхідної потужності, а лінійна зона детектування розташована близько 0 дБм. Нуль дБм вхідної радіочастотної напруги еквівалентний приблизно 220 мВ (RMS) у системі з опором 50 Ом. Для датчиків потужності з широким динамічним діапазоном важливо мати добре визначені межі перехідної і лінійної зон.

На рис 2.6 показана типова крива детектування, що починається поблизу рівня шуму -70 дБм і продовжується до +20 дБм.

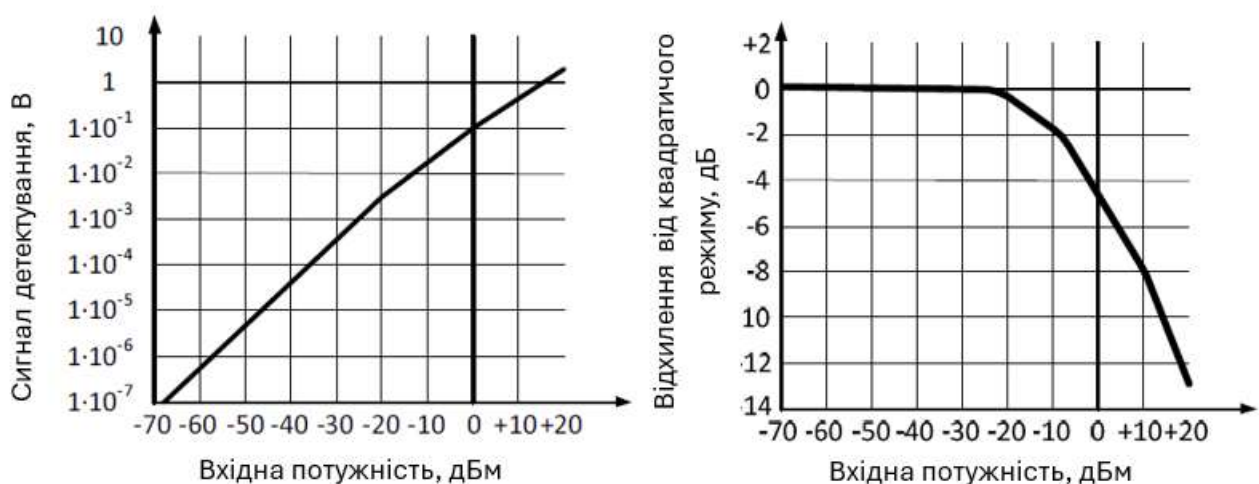


Рисунок 2.6 – Зони діодного детектування від квадратичної до лінійної

Вона поділяється на три розділи: квадратичну, перехідну та лінійну зони. Шум приймається рівним нулю, щоб показати квадратичну частину кривої як протяжну, теоретично, в область нескінченно малої потужності. В даний час можна виготовляти детект-діоди, які демонструють характеристики перехідної області як дуже стабільні в часі і при зміні температури. Спрощена схема на рисунку 2.7 являє собою незміщений діодний прилад для виявлення низькорівневих радіочастотних сигналів [10].

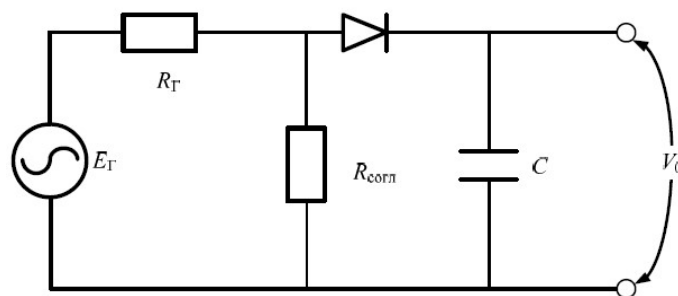


Рисунок 2.7 – Схема джерела та діодного детектора з узгоджуючим опором

Виявлення можливо завдяки тому, що діод має нелінійну вольт-амперну характеристику. Радіочастотна напруга на діоді детектується, в результаті чого виходить постійна напруга на виході.

Якщо опір діода для ВЧ сигналів був узгоджений з опором джерела генератора, максимальна ВЧ потужність повинна припадати на діод. З причин, описаних нижче, опір діода для невеликих радіочастотних сигналів зазвичай набагато перевищує 50 Ом і окремий узгоджуючий резистор використовується для встановлення необхідного вхідного імпедансу сенсора потужності. Максимальна потужність передається на діод при узгодженні опору діода для низьких ВЧ напруг з опором джерела.

Опір діода в початку координат знайдено за допомогою диференціювання рівності (2.1) і дорівнює:

$$R_0 = \frac{1}{\alpha I_s}$$

Опір R_0 - сильна температурна функція, яка визначає чутливість діода, тому коефіцієнт відбиття також є сильною температурною функцією. Для того щоб домогтися зниження температурної залежності, опір R_0 має бути набагато більшим, ніж опір джерела, а узгоджувальний резистор опором 50 Ом служить початковим навантаженням генератора. Однак, якщо R діода на рис. 2.6 був зроблений досить великим, перетворення потужності з радіочастот в нульові частоти буде поганим, тому великий R_0 знижує чутливість. Початковий опір $1\text{--}2\text{ кОм}$ буде отримано при діодах, що мають зворотний струм насичення I_S в межах від $27,5\text{ мкА}$ до $13,8\text{ мкА}$. Компроміс між хорошою чутливістю при низьких сигналах і хорошим перетворенням температури виходить при струмі I_S порядку 10 мкА і R_0 приблизно $2,75\text{ кОм}$. [13]

Потрібне значення струму насичення I_S може бути досягнене конструюванням діоду з відповідних матеріалів, які мають низький потенційний бар'єр на переході.

Початковий імпеданс R_0 є дуже корисним поняттям для розуміння як буде діяти діод детектора в самих різних умовах. Він формує фактичну частину імпедансу джерела в детекторі вихідної потужності, тому можна оцінити вплив опору навантаження. Якщо номінал ВЧ шунтуючого конденсатора C відомий, то можна точно оцінити загальний час зростання. Якщо розглядається варіація I_S як функція температури (для кремнію з низьким бар'єром діоди Шотткі I_S подвоюються кожні 10°C збільшення), температурний коефіцієнт детектора теж може бути оцінений. Звичайно, R_0 також чутливий до вхідної потужності в приладі, і його можна розглядати тільки як постійну для напруги переходу, що нижче «термальної напруги» $V = n \times K \times T / q$ або при піку близько 28 мВ . Ця межа сильно корелює з рівнем потужності, при якому вихід відхиляється від квадратичного закону відгуку в системі 50 Ом .

Існує кілька варіантів підвищення чутливості детекторів і змішувачів, що працюють із сигналами дуже малої потужності, серед яких [14]: застосування ДШ на основі контакту металу та напівпровідника з меншою шириною забороненої зони, ніж у GaAs; зміщення робочої точки традиційного GaAs ДШ

шляхом пропускання через нього прямого струму; застосування інших видів нелінійних елементів із подібними властивостями. Серед недоліків у першому випадку можна відзначити низьку температурну стабільність параметрів. У другому випадку потрібне джерело постійної напруги, що призводить до ускладнення пристрою в цілому, підвищення його вартості, а головне, генерації додаткових шумів, що негативно впливає на чутливість та динамічний діапазон детектування. В останньому випадку перспективним є перехід від ДШ до діодів на основі планарно-легованих структур (ПЛС), які в даний час широко використовуються великими закордонними компаніями (Avago Technologies, Aeroflex/Metelics, Keysight Technologies). ПЛС є ув'язаним між двома високо легованими донорними шарами шар власної провідності, всередині якого включений тонкий шар напівпровідника акцепторного типу у вигляді дельта-шару, по обидва боки якого утворюється р-n-перехід. Важливою властивістю описаної структури є залежність висоти потенційного бар'єру від товщин і рівнів легування епітаксійних шарів, а також положення дельта шару всередині шару з власною провідністю, що дозволяє створювати низькобар'єрні діоди.

2.1.3.2 Детектори на основі польових транзисторів з високою рухомістю електронів

Ще одним широко використовуваним класом детекторів НВЧ випромінювання є детектори на основі польових транзисторів з високою рухливістю електронів. Витік і стік такого транзистора пов'язує плоский канал, заповнений двомірним електронним газом (2d-ЕГ) в якому можуть поширюватися плазмові хвилі аж до терагерцевої частоти (див. рис. 2.7). Затвор транзистора частково екранує заряди в каналі, внаслідок чого спектр плазмових хвиль набуває лінійного вигляду [16]:

$$\omega(\omega - i\gamma) = v_p^2 k^2, v_p^2 = \frac{4\pi e^2 n_s d}{\epsilon m^*} \quad (2.3)$$

де γ - частота зіткнень електронів у 2d-ЕГ; v_p - швидкість плазмових хвиль; n_s - поверхнева концентрація електронів у каналі; m^* - їхня ефективна маса; ϵ - ефективна діелектрична проникність; d - відстань між каналом і затвором.

З огляду на те, що в сучасних транзисторах частота електронних зіткнень може бути доведена до значних менше 10^{-12} s^{-1} , а концентрація вільних електронів має порядок 10^{12} cm^{-2} канал такого транзистора довжиною близько мікрометра являє собою НВЧ резонатор.

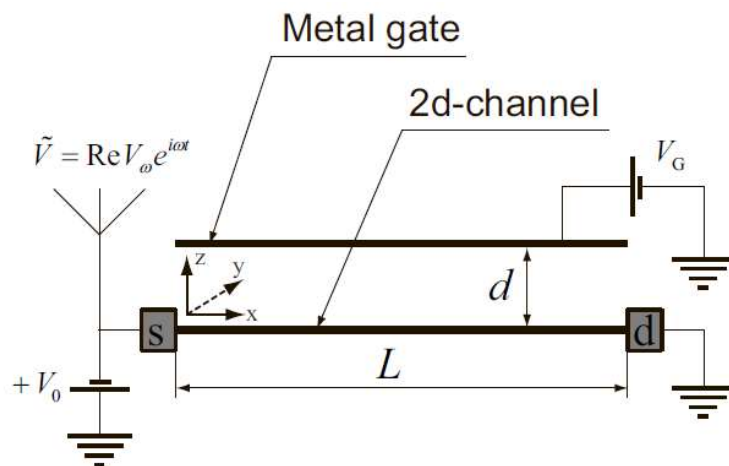


Рисунок – 2.8 Схема детектора НВЧ випромінювання на основі польового транзистора з високою рухливістю електронів [16].

Частоту плазмового резонансу може бути відрегульована шляхом зміни концентрації електронів n_s в результаті подачі напруги на затвор:

$$en_s = e\Sigma_0 + \frac{V_G}{4\pi d} \quad (2.4)$$

де Σ_0 - рівноважна поверхнева концентрація електронів у каналі при нульовій напрузі на затворі V_G .

Детектування змінного сигналу, що надходить з антени, у розглянутому пристрої здійснюється завдяки нелінійній динаміці електронної плазми в каналі транзистора. Рух електронів у цьому разі може бути описано в термінах гідродинамічних рівнянь [14, 21]:

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial x} [(-en_s + \sigma)u] = 0 \\ \frac{\partial u}{\partial t} + \gamma u + u \frac{\partial u}{\partial x} = -\frac{e}{m^*} E_x \end{cases} \quad (2.5)$$

де σ - змінна в часі складова поверхневої густини зарядів; u - їхня усереднена (гідродинамічна), E_x - x -компонента електричного поля у каналі транзистора. Перше рівняння в цій системі виражає собою закон збереження заряду, друге являє собою рівняння Ейлера.

Суть роботи цього пристрою полягає в тому, що через нелінійну динаміку електронної електроніки ду нелінійної динаміки електронної плазми в каналі транзистора, просторовий розподіл заряду між витоками ний розподіл заряду між витком і стоком відрізняється від лінійного, який завжди спостерігається в електростатиці, наприклад, у випадку електрода з незмінним уздовж своєї довжини поперечним перерізом. Ця відмінність може бути виміряна в якості добавки до різниці потенціалів між витком і стоком (незалежної від часу). Наявність змінної складової потенціалу на витку також робить внесок у зміну різниці потенціалів між витком і стоком [16], що дорівнює

$$\delta V_{sd} = \frac{|V_\omega|^2}{V_G} \frac{\omega_0^2}{(\omega - \omega_0)^2 + (\gamma/2 - u_d/L)^2}, \quad \frac{\omega_0}{\gamma} \gg 1 \quad (2.6)$$

де $\omega_0 = \pi v_p/L$ - резонансна частота основної гармоніки, u_d - постійна складова швидкості потоку електронів поблизу стоку, яка слабо відрізняється від середньої швидкості електронів у каналі, що дорівнює $eV_0/(\gamma m^* L)$. Як видно з цього виразу, відгук детектора пропорційний квадрату амплітуди вхідного сигналу, а отже, пропорційний потужності, яка поглинається антеною. Також, детектор має таку особливість, що його відгук на змінний вхідний сигнал зростає зі збільшенням постійного струму, що протікає через канал. Існує критичне значення струму, вище якого в детекторі виникає нестійкість і він стає генератором НВЧ коливань.

2.1.3.3 Мікроелектромеханічні детектори модульованого НВЧ випромінювання

Уперше ідея детектора високочастотних коливань на основі польового транзистора з коливальним електродом затвора була опублікована в 1967 році в роботі Nathanson M. C. et al, [17]. Принцип його роботи полягав в тому, що вхідний сигнал подається на конденсатор, утворений електродом затвора і плоскою металевою пластиною, спричиняючи силу тяжіння між ними, яка за наявності напруги зсуву, у своєму спектрі має гармоніку, що відповідає вхідному сигналу. Якщо частота вхідного сигналу потрапляє в смугу механічного резонансу, електрод затвора починає сильно розгойдуватися, впливаючи своїм положенням на провідність каналу транзистора. Зміна провідності каналу фіксується у вигляді наявності змінної складової напруги на вихідному опорі. Також цей пристрій міг використовуватися як демодулятор вхідного сигналу, якщо він модульований частотою, що входить у резонансну смугу механічного резонансу. Детектування (виділення модулюючого сигналу) відбувається через квадратичну залежність сили, що збуджує затвор від величини вхідного сигналу. Цю схему було запропоновано як варіант розв'язання актуальної за часів написання роботи [17] проблеми допусків технологічних процесів під час виробництва високодобротних високочастотних резонаторів розміром у десятки мікрометрів. Суть проблеми полягає в тому, що за використання технологічних процесів того часу резонансна частота серійно випущеного високодобротного резонатора могла бути зміщеною щодо заданої принаймні на величину ширини смуги резонансу. Під час використання резонаторів як компонентів у певних пристроях, таке зміщення частоти було неприпустимим. Рішенням у такому разі могли б бути резонатори з можливістю налаштування частоти в процесі їх експлуатації. Через різку нелінійну залежність сили тяжіння між затвором і металевою пластиною, за наявності постійної напруги, до якої за наявності постійної напруги, прикладеної між ними, частота малих коливань затвору може

бути відрегульована в досить широкому діапазоні, шляхом підбору необхідного значення напруги.

Нещодавно було запропоновано використовувати польовий транзистор з високою рухливістю електронів з рухомим електродом затвора, що працює за схожим принципом [16]. У цьому пристрої (див. рис. 2.9) модульований НВЧ сигнал подають до кінців каналу транзистора (витоку і стоку), який збуджує коливання електронної плазми в каналі.

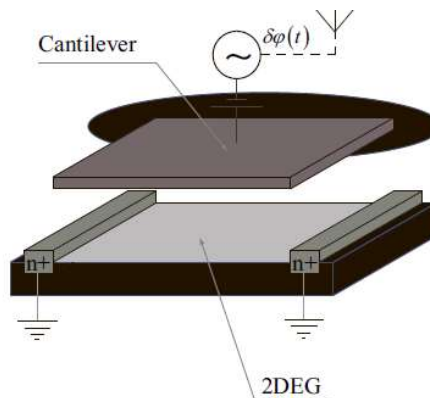


Рисунок 2.9 – Схема мікроелектромеханічного детектора НВЧ випромінювання на основі польового транзистора з високою рухливістю електронів.

Оскільки затвор зроблено з матеріалу з високою провідністю, він встигає екранувати заряди в каналі так само як це відбувалося б у разі нерухомих зарядів. Таким чином, на затвор діє сила, пропорційна квадрату амплітуди коливань густини заряду в каналі, яка зі свого боку пропорційна величині вхідного сигналу з антени. У результаті затворний електрод може резонансно розгойдуватися з частотою сигналу модуляції. При цьому зміщення затвора може бути виміряне за зміною величини електричної ємності між затвором і каналом. Таким чином, розглянута конструкція являє собою високоінтегровану систему, що містить у собі відразу три елементи детектора: підсилювач високої частоти (плазмовий резонатор), нелінійний елемент (пондеромоторна взаємодія між каналом і затвором), і підсилювач низької частоти (механічний резонатор).

Цей пристрій працює на частоті основного плазмового резонансу в каналі транзистора, що обмежена знизу частотою електронних зіткнень у двовимірному електронному газі (за нижчих частот плазмовий резонанс має добротність менше одиниці), що дорівнює приблизно 10^{12}s^{-1} , і зверху деякою максимальною частотою, більшою навіть за ТГц, за якої довжина каналу має бути настільки малою, що це впливає на динаміку електронів у ньому, наприклад, унаслідок крайових ефектів. Діапазон частот модулюючого сигналу обмежується частотою механічних коливань затвора, максимальне значення якої для кремнієвих кантилеверів перебуває в діапазоні від однієї до кількох сотень мегагерц. Чутливість детектора [16] – 0.1A/W , за частоти плазмового резонансу 1.5 ТГц, частоти механічного резонансу 100 МГц, його добротності, що дорівнює 10^3 , напрузі зміщення між затвором і каналом, що дорівнює 3В, та умовного значення глибини модуляції амплітудно модульованого сигналу, що дорівнює одиниці.

2.2 Аналізатори кіл

Поряд із масовими компонентами, що потребують тестування, сьогоденні розробникам та інженерам нерідко доводиться мати справу зі складними високошвидкісними, НВЧ- і мікрохвильовими радіoeлектронними системами, наприклад бортовими і наземними радіолокаторами, системами надширокосмугового зв'язку (зокрема мобільного, стільникового, супутникового) тощо [18]. Сучасні бортові та наземні антенні системи містять, крім власне антен, цілу низку вбудованих НВЧ- і мікрохвильових пристроїв - хвилеводи та коаксіальні кабелі, лінії передачі, фільтри, преселектори та змішувачі, гетеродини, високочутливі радіоприймачі, комутатори сигналів тощо. Ще недавно тестування таких систем вимагало застосування десятків складних і дорогих приладів - мультиметрів, вимірювальних генераторів, осцилографів, аналізаторів спектра, вимірювачів АЧХ, ФЧХ і S-параметрів та інших. Їхнє підключення до пристроїв, що тестуються, і калібрування займали багато часу, а достаток приладів змушувала створювати спеціалізовані і дуже дорогі

вимірювальні лабораторії. застосування аналізаторів кіл. Подібні пристрої часто використовують для дослідження властивостей та характеристик приладів НВЧ, таких як коефіцієнт стоячої хвилі, коефіцієнт відбиття, коефіцієнт прохідної потужності та інші. Як зауважувалося вище, це необхідний інструмент для будь-якого фахівця в галузі електроніки. Вони дають змогу проводити точний і швидкий аналіз електричних ланцюгів, визначати різні параметри і знаходити несправності. Вони розділяються на два великих підкласа:

1. Векторний аналізатор - це універсальний прилад, який дає змогу вимірювати комплексний опір, комплексну провідність та інші параметри. За допомогою векторного аналізатора кіл можна проводити діагностику та налаштування антен, вимірювати рівень шумів і проводити інші роботи.

2. Скалярний аналізатор кіл - це простий і надійний інструмент, який дає змогу вимірювати потужність, напругу і струм в електричних колах. Скалярні аналізатори кіл підходять для вирішення широкого кола завдань - від вимірювання параметрів антен до діагностики мереж зв'язку.

Аналізатори кіл - порівняно нові багатофункціональні вимірювальні прилади. В останні роки велика світова компанія Agilent Technologies (Keysight) здійснила справжній прорив у своїх аналізаторах ланцюгів серій PNA в область НВЧ і мікрохвиль, довівши максимальні частоти досліджуваних сигналів до 1,1 ТГц і ввівши у свої аналізатори ланцюгів низку інноваційних і новаторських рішень рис. 2.10 [17-19] .



Рисунок 2.10 – Двухпортовий аналізатор НВЧ-кіл серії PNA компанії Keysight

Цей пристрій є вищим досягненням у створенні багатофункціональних вимірювальних пристроїв такого роду. Це векторний аналізатор, що дає змогу за мінімуму підключень вимірювати десятки параметрів тестованих пристроїв і створювати вимірювальні системи для особливо складних і спеціальних застосувань. Відкрита архітектура з вбудованим ПК з операційною системою Windows забезпечує розширені можливості підключення аналізаторів кіл до інших пристроїв і максимальну гнучкість у їх використанні. Низькочастотна межа аналізаторів кіл захоплює область радіочастот, що підвищує універсальність. Прилад насичений засобами комп'ютерної математики і дає змогу легко аналізувати не тільки лінійні, а й нелінійні кола та пристрої, причому як у стаціонарному, так і в імпульсному режимах.

В представленій роботі для вимірювання параметрів детекторів потужності буде використовуватися скалярний аналізатор кіл P2M-18A. Він призначений для вимірювань модуля коефіцієнта передавання, модуля коефіцієнта відбиття, КСХН, потужності та для формування безперервних гармонійних сигналів. Має можливість вимірювання групового часу затримки, динамічних характеристик, параметрів пристроїв із перетворенням за частотою, пристроїв в імпульсному режимі, вимірювання з опорним каналом. Галузь застосування аналізаторів P2M-18A - дослідження, налагодження, випробування, контроль під час виробництва ВЧ і НВЧ пристроїв, що використовуються в радіoeлектроніці, зв'язку, радіолокації, вимірювальній техніці.



Рисунок 2.11 – Скалярний аналізатор НВЧ-кіл P2M-18A

В основі принципу роботи приладу Р2М-18А лежить вимірювання потужності НВЧ сигналу за допомогою широкосмугового амплітудного детектора. Для вимірювання потужності, відбитої від досліджуваного пристрою, використовується резистивна мостова схема, яка дає змогу розділити падаючу і відбиту потужність у широкому частотному діапазоні. Однією з особливостей роботи приладу Р2М-18А є наявність стабілізації зондувального сигналу системою ФАПЧ за частотою і системою АРМ за амплітудою. Стабільність параметрів зондувального сигналу дає змогу не використовувати опорний канал під час проведення вимірювання. Наявність системи АРМ дає змогу перейти від сканування за частотою до сканування за потужністю зондувального сигналу. У цьому режимі існує можливість вимірювання модуля коефіцієнта передавання і відбиття залежно від вхідної потужності, а також вимірювання точки стиснення за заданим рівнем.

Використання широкосмугових вимірювальних аксесуарів дає змогу вимірювати пристрої з перетворенням за частотою, як-от змішувачі, дільники та помножувачі частоти. Розширені можливості системи синхронізації дають змогу синхронізувати процес вимірювання параметрів досліджуваного пристрою із сигналом керування імпульсним модулятором або ввімкненням живлення пристрою для вимірювання параметрів пристроїв, що працюють в імпульсному режимі. Детекторна головка, що поставляється в комплекті з приладом, проходить індивідуальне калібрування і поставляється з файлом детекторної характеристики. Це калібрування дає змогу забезпечити високу точність вимірювання абсолютного рівня потужності.

Висока стабільність частоти і потужності, низький рівень гармонійних і негармонійних складових, низький рівень фазового шуму дають змогу використовувати прилад як генератор сигналу.

Аналізатори кіл скалярні Р2М-18А складаються з генераторно-вимірювального блока, головок детекторних, датчиків КСВ, навантажень комбінованих і кабелів надвисоких частот.

2.3 Висновки до розділу

У розділі проведено короткий аналіз розвитку методів вимірювання потужності радіосигналів, починаючи з 1930-х років 20 століття. Виявлено основні тенденції розвитку сучасних механізмів. Розглядаються основні характеристики вимірювачів потужності та методи їх поліпшення. На основі проведеного аналізу методів вимірювання потужності сигналів НВЧ охарактеризуємо основні тенденції щодо завдань вимірювань потужності, сформулюємо висновки та цілі досліджень на їх основі.

На цей час як перетворювачі потужності найбільше поширення набули термістори, термоелектричні елементи та діодні детектори. Термістори стали застосовуватися для завдань вимірювань задовго інших методів і застосовуються в сучасній апаратурі для передачі державних стандартів потужності. Застосування термопар як перетворювачів потужності дозволило домогтися покращення ряду технічних характеристик: збільшення чутливості вимірювань, підвищення надійності апаратури при її технічному спрощенні, розширення динамічного діапазону. Використання діодних детекторів призвело до ще більшого збільшення чутливості вимірювань та динамічного діапазону. Однак головною особливістю діодних перетворювачів у порівнянні з тепловими (термістори та термопари) є висока швидкість вимірювань, що дозволяє застосовувати їх для аналізу змін рівнів потужності аж до одиниць наносекунд.

З недоліків діодних перетворювачів слід зазначити низьку здатність до передачі еталонних значень та лінійність. Застосування схемотехнічних аналогових та цифрових методів корекції дозволяють компенсувати недостатню лінійність. На основі перерахованого вище діодні детектори за сукупністю характеристик є найбільш затребуваними перетворювачами для сучасних ватметрів НВЧ сигналів.

3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СХЕМ ДЕТЕКТОРА ПОТУЖНОСТІ

На основі огляду літератури та висновків розділу 1 впливає, що для розробки сучасних вимірювачів потужності НВЧ діапазонів найбільш перспективними є діодні детектори. Аналіз запатентованих технологій [18] та представлених на ринку приладів свідчить про прагнення виробників вимірювальної апаратури НВЧ до інтеграції компонентів та активне застосування монолітних та гібридних інтегральних схем. Детектуючі інтегральні схеми – не виняток. Сучасні детекторні зборки реалізовані на основі гібридних схем нажаль мають істотні габаритні розміри, недостатню чутливість і діапазон робочих частот. Ці дані наголошують на актуальності розробки детекторів, здатних задовольнити зростаючий попит на пристрої НВЧ діапазону. Для розроблення у розділі вирішується завдання розробки детекторів поглинаючої потужності на основі мікроінтегральних зборок з частотним діапазоном від 10 МГц до 40 ГГц. Для вирішення завдання попереду всього необхідно провести дослідження детекторних діодів.

3.1 Експериментальне дослідження діодів HSCN-9161

Початковим етапом проектування детекторів став аналіз детекторних діодів, що випускаються. Найбільш підходящими для широкого діапазону частот є діоди HSCN-9161 [20]. Вони активно використовують у вимірювальних приладах різних світових виробників, це свідчить про великий інтерес до низькобар'єрних діодів та пристроїв детектування діапазону НВЧ. За результатами аналізу технічних параметрів та можливості включення до інтегральних схем для розробки детекторів було обрано діод HSCN-9161. Мікрофотографія діода та його еквівалентна схема у малосигнальному режимі представлені на рисунку 3.1.

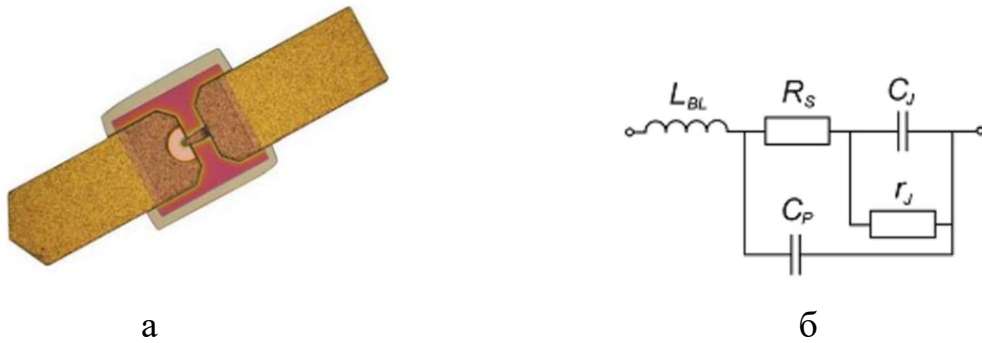


Рисунок 3.1 – Мікрофотографія діода HSCH-9161 (а);

б) еквівалентна схема HSCH-9161 для малосигнального режиму

Параметри еквівалентної схеми діода представлені у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 - Параметри еквівалентної схеми діода

Параметр	Позначення	Значення
Послідовний опір	R_S , Ом	30
Ємність корпусу	C_P , пФ	11
Ємність переходу	$C_J (U=0V)$, пФ	31
Опір переходу	$r_J(U=0V)$, кОм	0,9
Індуктивність виводів	L_{BL} , нГн	0,3

Гранична робоча частота діода визначається за виразом

$$f_{ГР} = \frac{1}{2\pi R_S C_J} \tag{3.1}$$

та перевищує 150 ГГц. Для визначення можливості розробки детекторів на основі діодів HSCH-9161 проведено експериментальні дослідження за схемою, наведеною на рисунку 2.2.

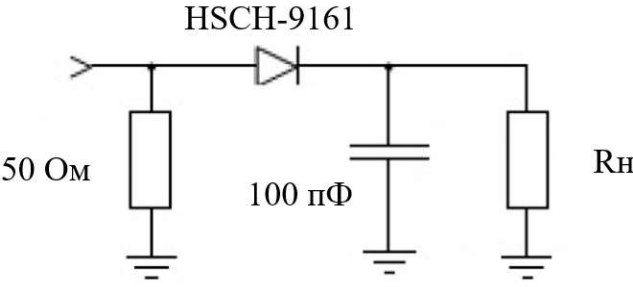


Рисунок 3.2 – Спрощена схема детектора

Детектор був зібраний у вигляді гібридної інтегральної збирання. Виміряні детекторні характеристики зображені малюнку 3.3 (а) для трьох значень опорів навантаження R_H . На малюнку 3.3 (б) зображено частотну характеристику (ЧХ) вихідної напруги детектора

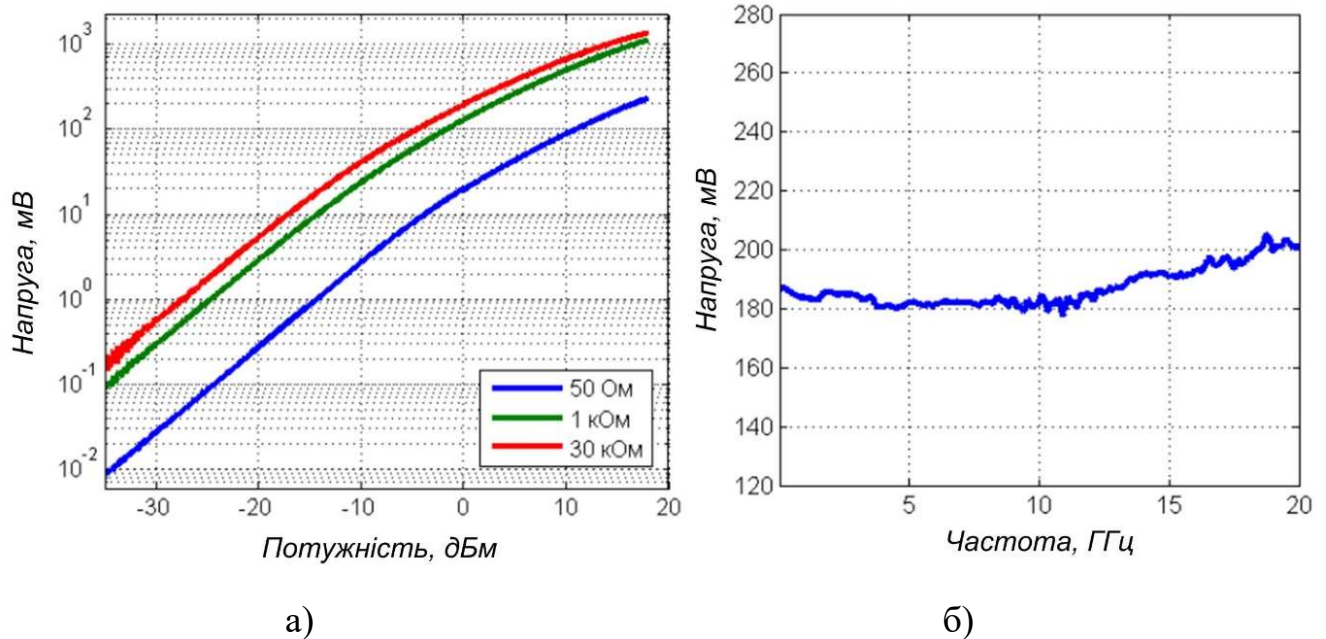


Рисунок 3.3 – Результати вимірювання детектора на основі діода HSCH-9161:

а) – детекторна характеристика; б) – частотна характеристика

Важливими параметрами для детекторних діодів є чутливість до напруги та тангенціальна чутливість. Чутливість за напругою β_U фактично визначає крутість детекторної характеристики та розраховується як відношення збільшення напруги на навантаженні НВЧ діода до потужності, що викликала це збільшення [14]. Виміряне значення β_U детектора не менше 220 мВ/мВт. Вимірювання тангенціальної чутливості P_{tg} , що склала мінус 62 дБм (631 пВт), проведено з використанням скалярного аналізатора кіл P2M-18A, оснащеного змінним атенюатором. Тангенціальна чутливість діода відображає мінімальну потужність на вході детектора, при якій вихідна напруга вище за рівень шумів на 8 дБ. Вона визначає нижню межу діапазону вимірюваних потужностей за умови ідеального підсилювача постійного струму. На практиці нижня межа задається

виходячи з обмежень перетворювального елемента та застосовуваного підсилювача із забезпеченням запасу в 2-3 дБ.

Верхня межа, як правило, обмежена припустимою перевантажувальною потужністю. Відповідно до [14], значення допустимої перевантажувальної потужності має перевищувати найбільше значення діапазону вимірювань не менше ніж у 1,5 рази (1,8 дБ). За результатами випробувань детектора допустима перевантажувальна потужність склала 23 дБм, що дозволяє позначити верхній діапазон вимірювань на рівні 21 дБм.

Аналіз характеристик діодів HSCH-9161 та результатів вимірювань детектора з їх використанням послужив основою для розробки інтегральних схем детекторів потужності НВЧ сигналів. Для виконання проектування топологій важливим завданням є створення моделей діодів, що відображають їх статичні та динамічні характеристики. Цьому питанню присвячено наступний підрозділ.

3.2 Розробка моделей діодів на основі SPICE-параметрів

Популярність за кордоном отримала мову опису електричних схем SPICE (англ. Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [21]. Для зручності моделювання більшість виробників електронних компонентів надають необхідні SPICE моделі або окремі параметри для моделювання. SPICE – загальна назва програм моделювання та мови опису електричних схем і компонентів. Для нелінійних елементів у мові передбачено перелік параметрів, що відображають характеристики різних режимів роботи. Наприклад, для діодів таких параметрів існує більше 50, проте більшість виробників обмежуються вказівкою 5-7 параметрів, що відображають лише основні залежності [20], що нерідко ускладнює проектування. Моделювання діода HSCH-9161 засноване на застосуванні SPICE-параметрів [22], отриманих шляхом екстракції зі статичних характеристик діодів (див. рис. 3.4), а також температурних та частотних залежностей. Подібні методи побудови моделей набули чималого поширення.



Рисунок 3.4 – Блок схема етапів моделювання HSCH-9161

Модель діода є зустрічно-паралельним з'єднанням двох діодів (див. рисунку 3.5). Застосування двох діодів обумовлено більшими значеннями струму зворотної гілки ВАХ діода. У моделі VD1 характеризує роботу діода при прямому включенні, а VD2 при зворотному.

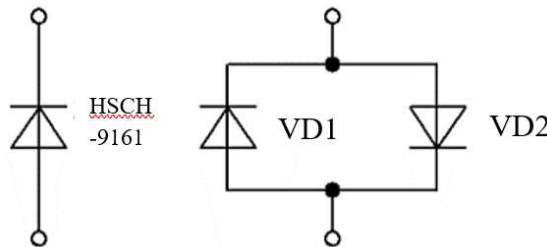


Рисунок 3.5 – Модель діода на основі антипаралельного включення

На рисунку 3.6 зображено ВАХ діодів та ВАХ моделі, параметри якої розраховані із усередненням вимірних залежностей.

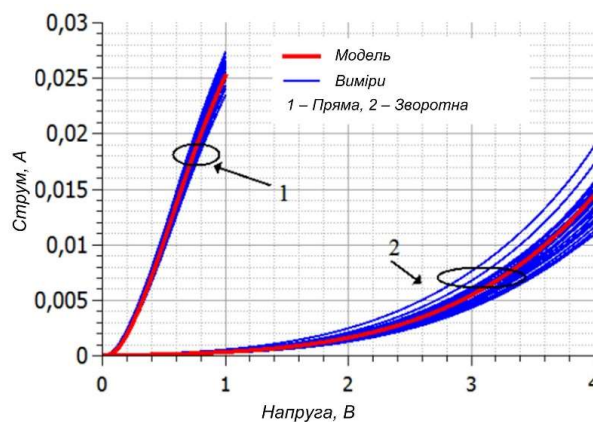


Рисунок 3.6 – ВАХ моделі діоду та реальних діодів

Моделювання діода виконано із застосуванням САПР Advanced Design System (ADS). У ході вимірювань визначено ємність переходу C_j , на основі експериментальних значень ВАХ визначено струм насичення I_s та послідовний опір R_s . Для визначення та уточнення інших параметрів було застосовано інструмент оптимізації в САПР. Як цілі задавалися значення експериментальних характеристик із зазначенням інтервалів, які мають укладатися результати оптимізації. Параметри отриманої моделі наведено у таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – SPICE параметри моделі діода

Позначення	Параметр	Од.вим.	VD1	VD2
BV	Напруга зворотного пробію	В	4	4
C_j	Ємність переходу	пФ	0,015	0,015
EG	Ширина забороненої зони напівпровідника	еВ	1,42	1,42
IBV	Початковий струм пробію	пА	10	10
IS	Струм насичення	мкА	12	84
N	Коефіцієнт не ідеальності		1,2	40
RS	Послідовний опір	Ом	10	50
PB(VJ)	Контактна різниця потенціалів	В	0,26	0,26
PT(XTI)	Температурний коефіцієнт		2,12	2,12
M	Коефіцієнт апроксимації		0,5	0,5

Модель SPICE також включає параметри залежності ВАХ від температури. Вдалося досягти хорошої збіжності експерименту з моделюванням від -50°C до 100°C для прямої гілки ВАХ (рис 3.7).

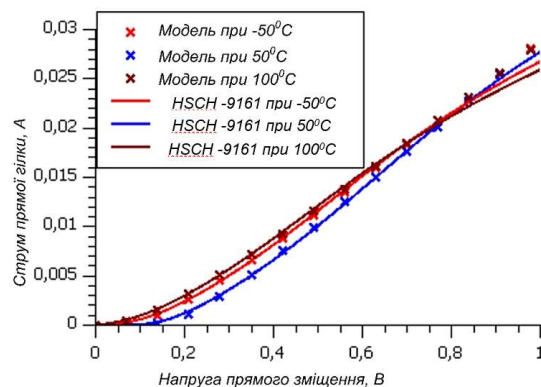


Рисунок 3.7 – ВАХ діодів при різних температурах навколишнього середовища

Залежність зображена на рис 3.7 дає нам можливість враховувати при моделюванні відхилення коефіцієнта відбиття (КО) і коефіцієнта передачі (КП) при зміні температури, що дозволяє враховувати температурні зміни на етапі моделювання пристроїв. При моделюванні параметрів матриці розсіювання діодів у частотному діапазоні від 0,01 до 40 ГГц із застосуванням методів налаштування в САПР значення ємності переходу діода, струм насичення та коефіцієнт ідеальності були змінені від початкових на значення трохи більше, ніж 5 %. У таблиці 3.2 вказані змінені значення, що відповідають наведеним графікам. На рисунку 3.8 зображено графіки порівняння частотних характеристик.

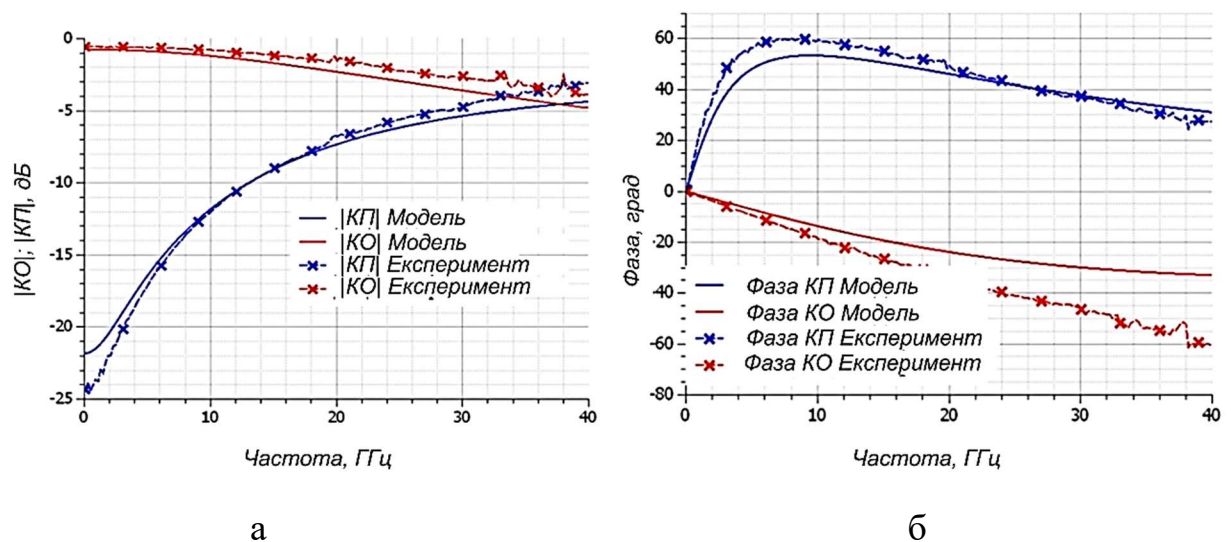


Рисунок 3.8 – Порівняння експериментальних результатів із моделлю:

а - $|KO|, |KP|$; б - фаза КО та КП

Для верифікації на основі створеної моделі виконано моделювання детекторної секції. На рисунку 3.9 показаний результат моделювання детекторної характеристики для частоти вхідного сигналу 5 ГГц. У смузі частот від 10 МГц до 18 ГГц різниця не перевищує 10%.

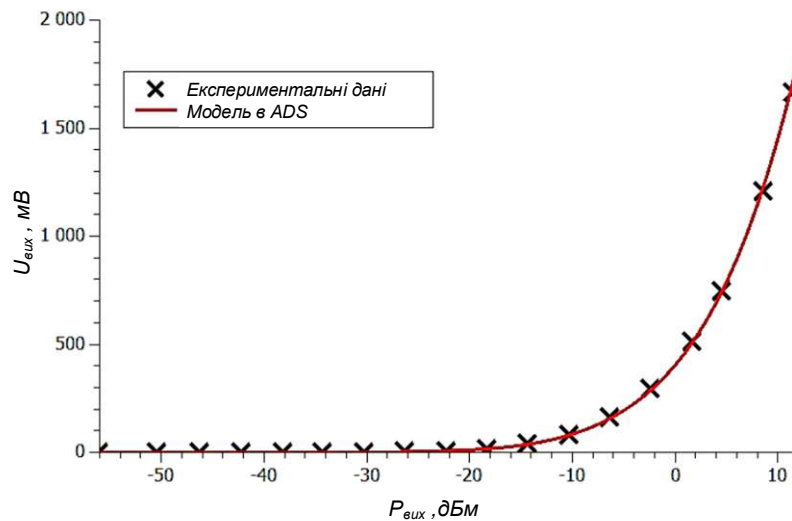


Рисунок 3.9 – Детекторна характеристика

Рисунки 3.8 та 3.9 свідчать про достатній збіг результатів моделювання з експериментальними залежностями. Створена модель потім була застосована для розробки топологій МІС детекторів поглинаючої потужності. У наступних підрозділах представлено опис схемотехнічних рішень детекторів та характеристики спроектованих детекторів.

3.3 Схемотехнічні рішення діодних надвисокочастотних детекторів

Діодні детектори НВЧ сигналів у переважній більшості будуються на основі схеми, наведеної на рис. 3.10 (а). Аналогічні схеми застосовують для приймачів сигналів із амплітудною модуляцією. Розглянемо докладніше принципи роботи цієї схеми і на її основі проведемо аналіз складніших схем.

Вхідний сигнал НВЧ, що надходить на вхід детектора, шунтується узгоджуючим резистором $R_{узг}$ (зазвичай його значення близько 50 Ом) і потрапляє на діод. Завдяки нелінійності ВАХ діода здійснюється детектування. На виході діода утворюються кілька сигналів: на постійному струмі, на несучій частоті і на частотах кратних несучій. Фільтр нижніх частот (ФНЧ), утворений ємністю та опором навантаження, пригнічує високочастотні складові, формуючи на виході сигнал постійного струму або низьку частоту позитивної полярності

(див. рисунок 3.11). Постійна часу RC кола, що утворює ФНЧ, впливає на відеосмугу детектора. Чим менший τ , тим більше відеосмуга [14].

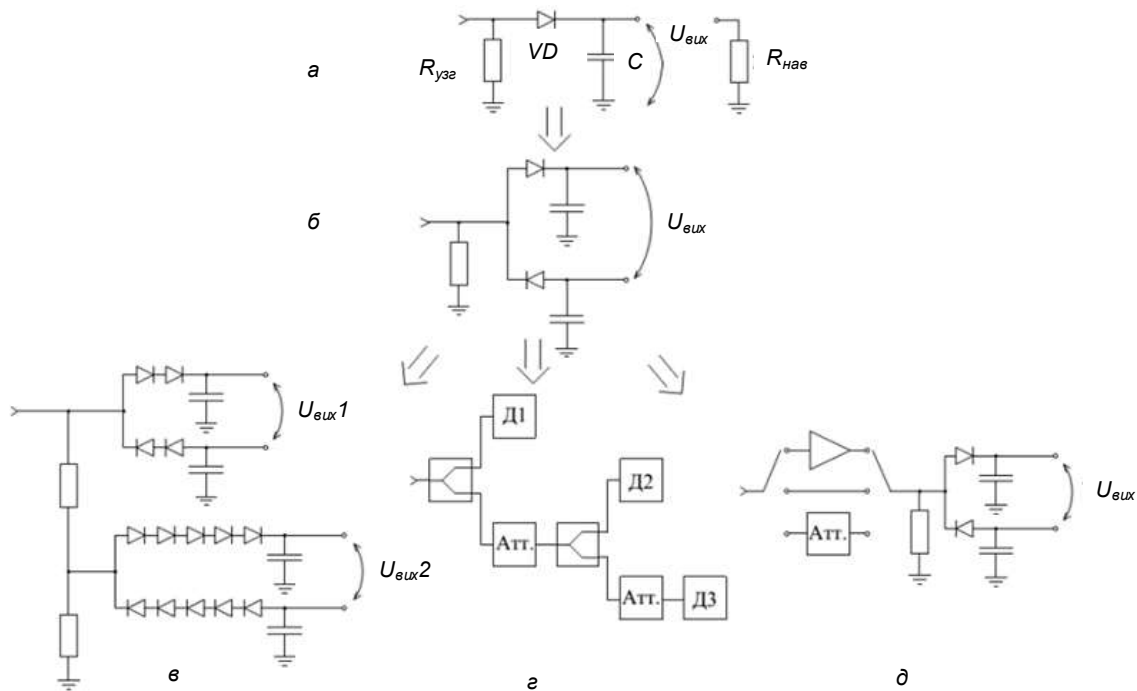


Рисунок 3.10 – Основні типи схем діодних детекторів

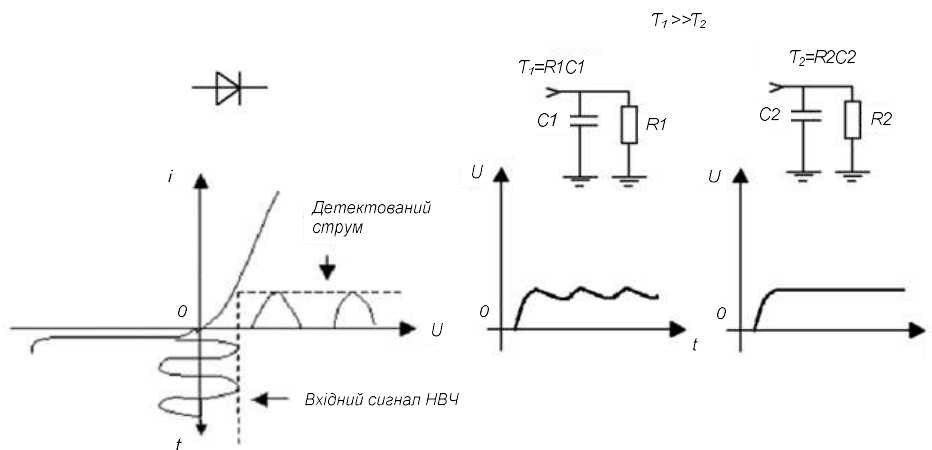


Рисунок 3.11 – Детектування за різних навантажень

Якщо у схемі рисунку 3.10 (а) діод включити інверсно, він детектуватиме негативні напівхвилі вхідного сигналу, а вихідна напруга буде негативної полярності. При включенні двох діодів у схему детектора, згідно з рис. 3.10 (б),

вихідна диференціальна напруга збільшується вдвічі і, як наслідок, чутливість за напругою зростає вдвічі. Ця схема детекторів широко використовується в різних застосуваннях.

Область квадратичного детектування, в якій напруга детектується пропорційно потужності, для діодних детекторів зберігається при вхідній потужності не більше мінус 20 дБм (10 мкВт). На схемах (в-д) рисунка 3.10 зображено основні варіанти розширення динамічного діапазону з детектуванням у квадратичній ділянці. Варіанти засновані на трьох основних способах:

1. Включення двох каскадів детектування з послідовним включенням двох і більше діодів.

2. Включення двох, трьох і більше каскадів із застосуванням схеми, зображеної малюнку 3.10 (б).

3. Перемикання в колах поширення НВЧ сигналів між каскадами з різним коефіцієнтом передачі. До даного методу також будемо відносити варіанти з перемиканням у низькочастотних колах детектованого сигналу.

Вказані способи та їх модифікації застосовуються у НВЧ ватметрах багатьох іноземних компаній, що займають лідируючі положення в галузі контрольно-вимірювальної апаратури НВЧ: Keysight technologies [5], Rohde & Schwarz [6], Anritsu Corporation. Запропоноване рішення розширення динамічного діапазону вимірювань засноване на комбінованому методі застосування двох і більше каскадів детектування з включенням несиметричного подільника потужності та послідовного включення двох і більше діодів.

3.4 Монолітна інтегральна схема детектора поглинаючої потужності

Для дослідження властивостей детектора поглинаючої потужності була обрана топологія МІС MD903 на основі детекторних діодів HSCH-9161. Основою для виготовлення даної МІС є підкладка GaAs. Арсенід галію займає одне з перших місць серед напівпровідників за масштабами використання у промисловості. Причинами цього є ряд переваг перед широко

використовуваними кремнієм і германієм. У порівнянні з кремнієм, GaAs має більшу рухливість електронів, яка обумовлює збільшення робочих частот приладів. Другим важливим фактором є більш висока напруженість поля пробою в порівнянні з кремнієм, що дозволяє пристроям працювати за більшої потужності. Із застосуванням моделі діода HSCH-9161 в САПР ADS виконано моделювання схеми, схожої з наведеною рис 3.10 (б).

На рис 3.12 зображено мікрофотографія МІС, а на рис. 3.13 модель детектора в програмному середовищі ADS.

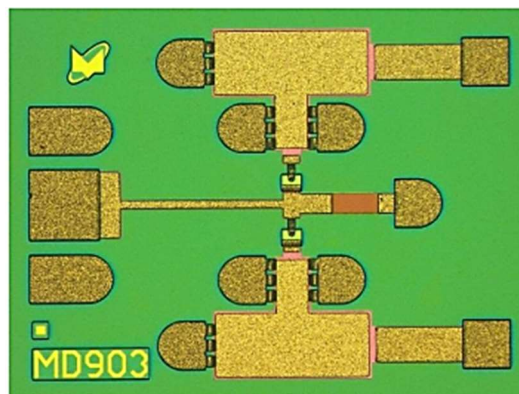


Рисунок 3.12 – мікрофотографія МІС MD903

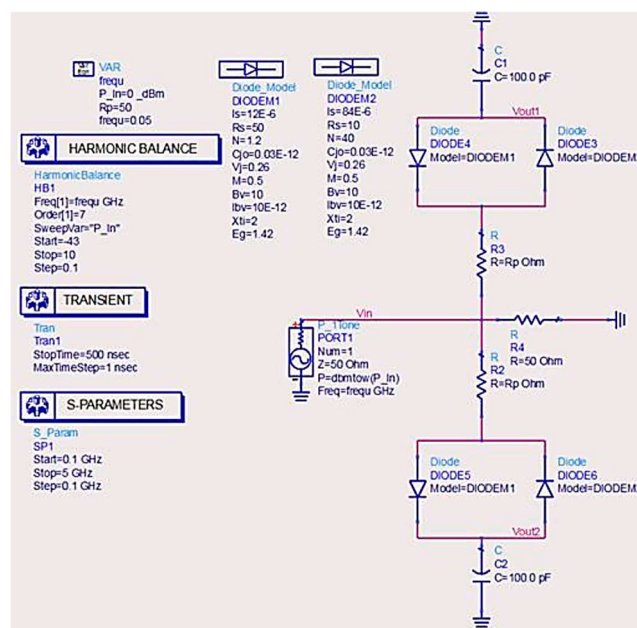
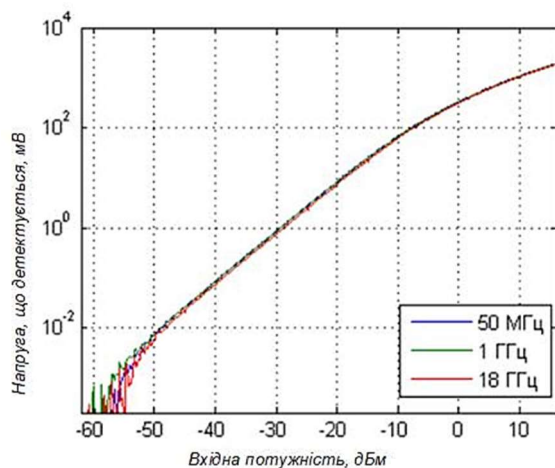
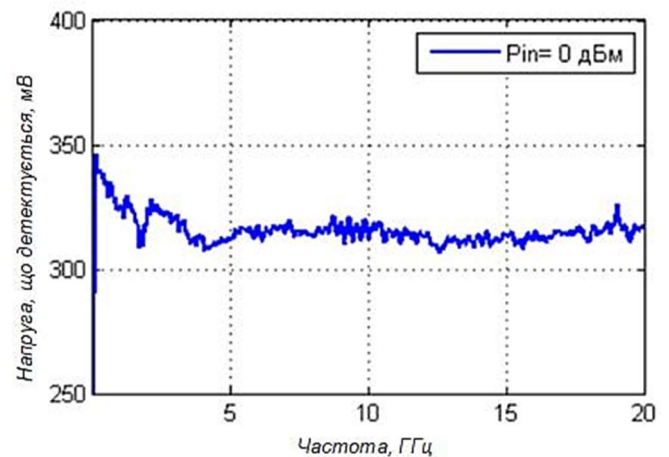


Рисунок 3.13 – Модель МІС MD903 у ADS

На рис. 3.14 зображено детекторну характеристику та нерівномірність детектованої напруги в смузі частот до 20 ГГц. При перерахунку у відносні величини нерівномірність напруги, що детектується в смузі частот від 10 МГц до 40 ГГц не перебільшує 1 дБ. Малі відхилення частотної характеристики вихідної напруги детектора спрощують калібрування вимірювального обладнання на основі МІС MD903. На рис. 3.14(б) мінімальна частота на горизонтальній осі становить 10 МГц.



а)



б)

Рисунок 3.14 – Технічні характеристики: а) детекторна характеристика;
б) нерівномірність напруги у смузі частот

З рисунка видно, що у низьких частот (менше 20 МГц) спостерігається більше значення нерівномірності частотної характеристики. Тому мінімальна робоча частота МІС вказується як 10 МГц. Другим обмеженням нижньої частотної межі є відеосмуга. Радіосигнали, частота яких менше відеосмузи детектора при не будуть пригнічуватися фільтром нижніх частот детектора.

Для коректних перетворень вихідну напругу МІС посилюють і далі перетворюють на цифровий код. Вимірювання та посилення малих значень напруги (до одиниць мкВ) навіть на постійному струмі дуже важко. За мінімальну границю детектованої потужності будемо приймати напругу близько 2-5 мкВ. Сучасні вимірювальні підсилювачі на основі операційних підсилювачів

забезпечують роботу з такими рівнями. Для МІС MD903 вихідна напруга досягає 3-5 мкВ при вхідній потужності мінус 55 дБм.

До складу топології МІС включені конденсатори, які в парі з навантаженням, що підключається, утворюють ФНЧ. Ємність конденсаторів становить 50 пФ. Значення ємності вибрано відносно малим для забезпечення різних значень відеосмуги детектора. При необхідності усереднення значення детектованого сигналу в часі може застосовуватися зовнішнє коло з великим ємністю та опором (див. рисунок 3.11).

Для забезпечення малого часу реакції детектора, наприклад, при імпульсних вимірах, необхідно підключати до детектора коло з малим опором. На рисунку 3.15 показано спрощене коло діодного детектора. Час наростання фронту при імпульсному впливі можна оцінити за формулі [12]:

$$T_{\text{НАР}} = \frac{2,2 \cdot r_B \cdot R_H \cdot (C_H + C_P)}{R_V + R_L} \quad (3.2)$$

де $r_B \approx 1 \text{ кОм}$ – відео опір діода; R_H – опір навантаження, що підключається;

C_H – ємність навантаження, що підключається; C_P – ємність детектора.

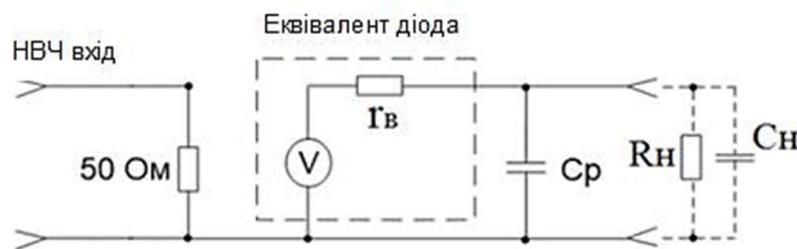


Рисунок 3.15 – Детектування при різних навантаженнях

Згідно з виразом (3.2), при активному навантаженні в 50 Ом час наростання фронту становить близько 5,2 нс. Відповідно до виразу (1.7), відеосмуги в цьому у разі буде не менше 60 МГц. Такий час реакції достатньо для широкого кола задач імпульсних вимірів.

При цьому слід враховувати, що мала вихідне навантаження детектора призводить до зменшення динамічного діапазону. На рисунку 3.16 зображено графік залежності модуля коефіцієнта відбиття від частоти, значення якого не перевищує рівень мінус 23 дБ смузі частот до 40 ГГц. Це відповідає значенню КСХ 1,15.

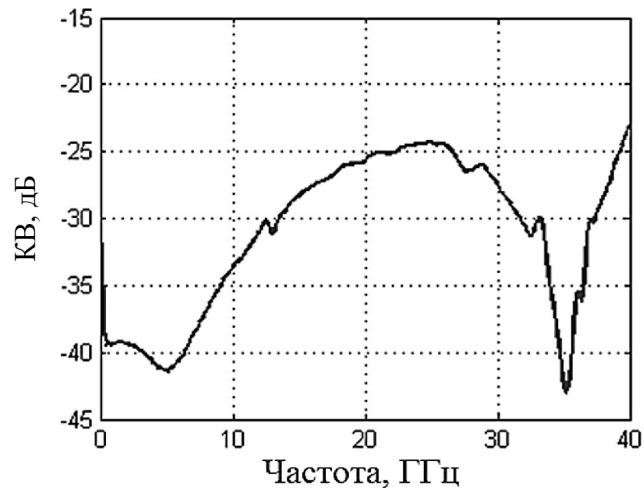


Рисунок 3.16 – Модуль коефіцієнта відбиття МІС детектора

Таким чином, технічні характеристики дозволяють застосовувати МІС детектора поглинаючої потужності для широкого кола завдань.

3.5 Детектор прохідної потужності

Діодні детектори набули широкого поширення не тільки як детектори поглиняючої потужності, а й у приладах вимірювання прохідної потужності. Під прохідною розуміють потужність, що розсіюється в навантаженні лінії передачі [9]. У разі узгодженого навантаження в лінії передачі відсутня відбита хвиля і падаюча потужність дорівнює прохідній. На практиці коефіцієнт відбиття від навантаження відмінний від нуля ($\Gamma_H \neq 0$), а прохідна потужність завжди менша за падаючу і може бути розрахована як:

$$P_{\text{прох}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{відб}} = P_{\text{пад}} (1 - |\Gamma_H|), \quad (3.3)$$

де $P_{\text{пад}}$ - падаюча потужність, $P_{\text{відб}}$ - потужність, відбита від навантаження. Чутливі елементи вимірювачів прохідної потужності вмикаються в лінію передачі між джерелом сигналу і навантаженням. В ідеальному випадку чутливий елемент не повинен впливати на поширення хвилі.

Для хвильоводної техніки відомі методи вимірювання потужності, що проходить, із застосуванням поглинаючої стінки, зондові методи, пондеромоторний, методи на ефекті Холла і низка інших [10-12]. Стосовно коаксіальних ліній передачі широке поширення набув метод на основі спрямованих відгалужувачів, що представляє собою застосування направленого відгалужувача та вимірювача поглинаємої потужності, який під'єднується до порту відгалуженого сигналу. Основним недоліком цього методу є обмеження робочого діапазону частот, викликане конструкцією спрямованих відгалужувачів. Останнім часом на основі мікроелектронних технологій розроблено і застосовується ємнісний метод вимірювання прохідної потужності на основі зворотного п'єзоелектричного ефекту. Метод заснований на розташуванні над копланарною лінією рухомої плівки, яка під дією поля, що виникає під час поширення сигналу, деформується. Деформація призводить до зміни еквівалентної ємності, за вимірюванням якої визначають потужність НВЧ сигналу. Подібні методи мають невисоку чутливість порівняно з діодними детекторами.

3.6 Детектор прохідної потужності на основі направленого моста

Під час детектування важливо відокремити вплив на чутливий елемент потужності падаючої хвилі від впливу відбитої. Для цього застосовуються детектори на основі мостових схем. Детектор потужності на основі мостової схеми показано на рисунку 3.17 [8].

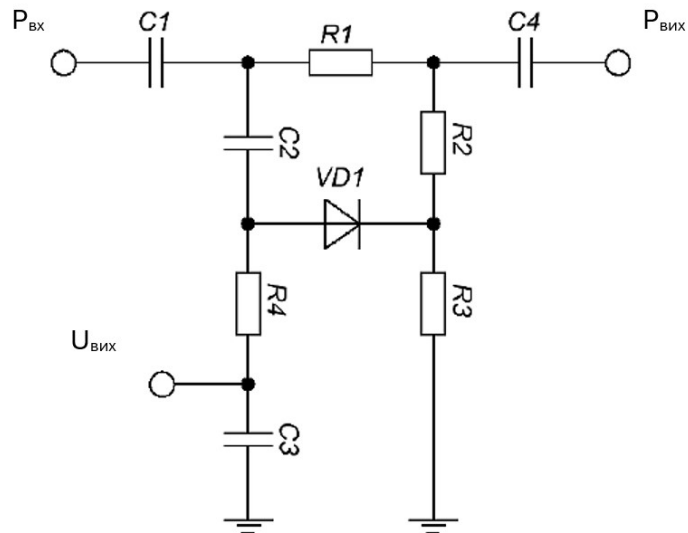


Рисунок 3.17 – Принципова схема направленного детектора мощности

Розділові конденсатори $C1$ і $C4$ необхідні для захисту схеми від постійного струму. Передбачається, що детекторний діод $VD1$ має високий вхідний опір (близько 1 кОм) у всій смузі робочих частот, тоді детектор потужності можна представити у вигляді схеми, показаної на рис. 3.18. Номінальні значення опорів дорівнюють

$$R_1 = 0.1Z_0, R_2 = Z_0, R_3 = 10Z_0,$$

де Z_0 - хвильовий опір лінії передачі .

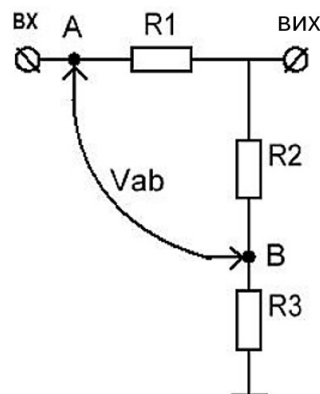


Рисунок 3.18 – Спрощена схема направленного детектора

Напруга, що виникає між точками А і В, детектується діодом VD1. Розв'язка забезпечується за рахунок правильного вибору опорів $R1$, $R2$ і $R3$. Розглянемо спрощену схему детектора з боку входу (рисунк 3.19).

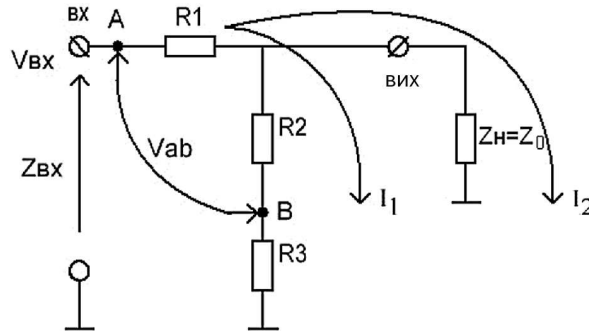


Рисунок 3.19 – Спрощена схема детектора з боку входу

Повний вхідний опір Z_{BX} такої схеми дорівнює [8]

$$Z_{BX} = R_1 + \frac{Z_H \cdot (R_2 + R_3)}{Z_H + R_2 + R_3} = 0.1Z_0 + \frac{Z_0 \cdot (Z_0 + 10Z_0)}{Z_0 + Z_0 + 10Z_0} \approx 1.2Z_0. \quad (3.4)$$

Для випадку, коли джерело сигналу матиме внутрішній опір Z_0 , на високих частотах КСХ такої схеми дорівнюватиме 1,02. Якщо $Z_0 = 50 \text{ Ом}$, то $Z_{BX} = 50,83 \text{ Ом}$.

Виведемо залежність напруги між точками А і В від вхідної напруги. Для схеми на рис. 3.9 справедливо:

$$V_{BX} = I_{BX} Z_{BX} \quad (3.5)$$

$$V_{AB} = V_{R1} + V_{R2} = I_{BX} R_1 + I_1 R_2 \quad (3.6)$$

З (3.5) складемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} V_{BX} = I_{BX} R_1 + I_1 (R_2 + R_3) \\ V_{BX} = I_{BX} R_1 + I_2 Z_H \\ I_{BX} = I_1 + I_2 \end{cases} \quad (3.7)$$

Розв'язуючи систему (3.7) і підставляючи в (3.6), отримаємо:

$$V_{ab} = I_{\text{вх}} \cdot \left(R_1 + \frac{Z_H \cdot R_2}{Z_H + R_2 + R_3} \right). \quad (3.8)$$

З використанням наведеного вище виразу для вхідного струму $I_{\text{вх}}$ можна записати:

$$I_{\text{вх}} = \frac{V_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}}} = \frac{V_{\text{вх}}}{R_1 + \frac{Z_H (R_2 + R_3)}{Z_H + R_2 + R_3}}. \quad (3.9)$$

Із (3.8) і (3.9) отримаємо зв'язок напруги між точками А і В із вхідною напругою [8]:

$$V_{ab} = V_{\text{вх}} \left(\frac{R_1 + \frac{Z_H R_2}{Z_H + R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{Z_H (R_2 + R_3)}{Z_H + R_2 + R_3}} \right) = V_{\text{вх}} \cdot \left(\frac{R_1 (Z_H + R_2 + R_3) + Z_H R_2}{R_1 (Z_H + R_2 + R_3) + Z_H (R_2 + R_3)} \right). \quad (3.10)$$

Підставивши значення опорів отримаємо $V_{ab} = 0,18V_{\text{вх}}$. Тоді значення коефіцієнта відгалудження складе приблизно 15 дБ.

Розглянемо спрощену схему детектора з боку виходу (рис. 3.20)

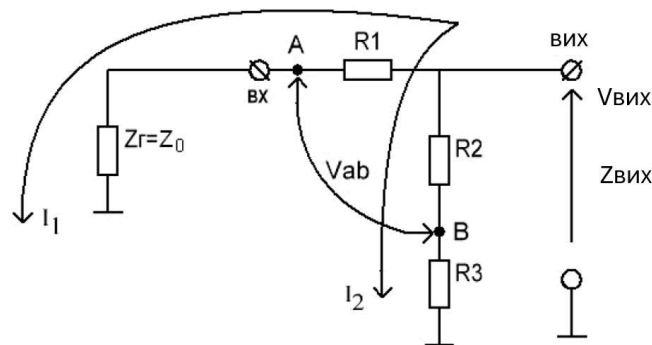


Рисунок 3.20 – Спрощена схема детектора з боку виходу

Повний опір з боку виходу визначається як

$$Z_{\text{вих}} = R_1 + \frac{(Z_г + R_1)(R_2 + R_3)}{Z_г + R_2 + R_3 + R_1} = \frac{11Z_0 \cdot 11Z_0}{12,1Z_0}. \quad (3.11)$$

Якщо навантаження детектора матиме опір, що дорівнює Z_0 , то на високих частотах він буде узгоджений по виходу з $K_{CX_{вих}} = 1$.

Отримаємо значення напруги між точками А і В від вихідної напруги. Можна помітити, що якщо перемалювати схему на рисунку 3.17 у схему, представлену на рис. 3.21, то вона стає схожою на відомий міст Уітстона. Якщо опори в плечах моста вибрати $R_1 R_3 = R_2 Z_2$, тоді напруга в діагоналі V_{ab} дорівнюватиме нулю.

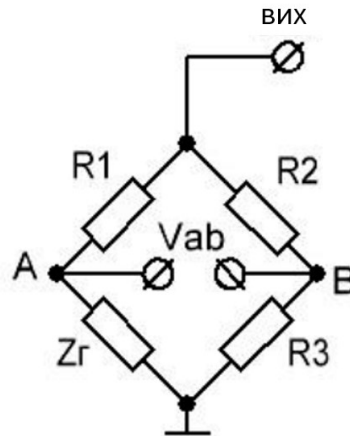


Рисунок 3.21 – Спрощена схема направленного детектора з боку виходу у вигляді моста

Розрахуємо коефіцієнт передачі за напругою K_U зі входу на основний вихід (схема на рис. 3.19):

$$K_U = \frac{V_{вих}}{V_{вх}} = \frac{I_{вих} Z_n}{I_{вх} Z_{вх}}. \quad (3.12)$$

Оскільки $I_{вих} = I_2$, то із системи рівнянь (3.7) для знаходження V_{ab} отримаємо:

$$\begin{cases} I_2 = I_1 \cdot \left(\frac{R_2 + R_3}{Z_n} \right) \\ I_{вх} = I_1 + I_2 \end{cases} \quad (3.13)$$

Підставивши (3.13) у (3.12) знайдемо

$$K_U = \frac{V_{вих}}{V_{вх}} = \frac{(R_2 + R_3)Z_H}{R_1(R_2 + R_3 + Z_H) + (R_2 + R_3)Z_H}. \quad (3.14)$$

Підставивши значення опорів отримаємо $K_U = 0,9$, тобто ослаблення в основному каналі $\approx 0,915$ дБ.

Можна зазначити, що:

1. Схема детектора на основі направлених мостів, представлена на рисунку 3.21, має вхідний опір, що незначно відрізняється від опору на виході.
2. Коефіцієнт відгалуження моста дорівнює 15 дБ і залежить від $Z_H \neq Z_0$.
3. При виконанні умови $R_2 = R_3 = Z_0$ відбита напруга не буде надходити на точки А і В для налаштованого моста.
4. За основним каналом схема вносить загасання $\approx 0,9$ дБ.

Існують різні варіанти застосування направлених детекторів, деякі з яких показано на рисунку 3.22.

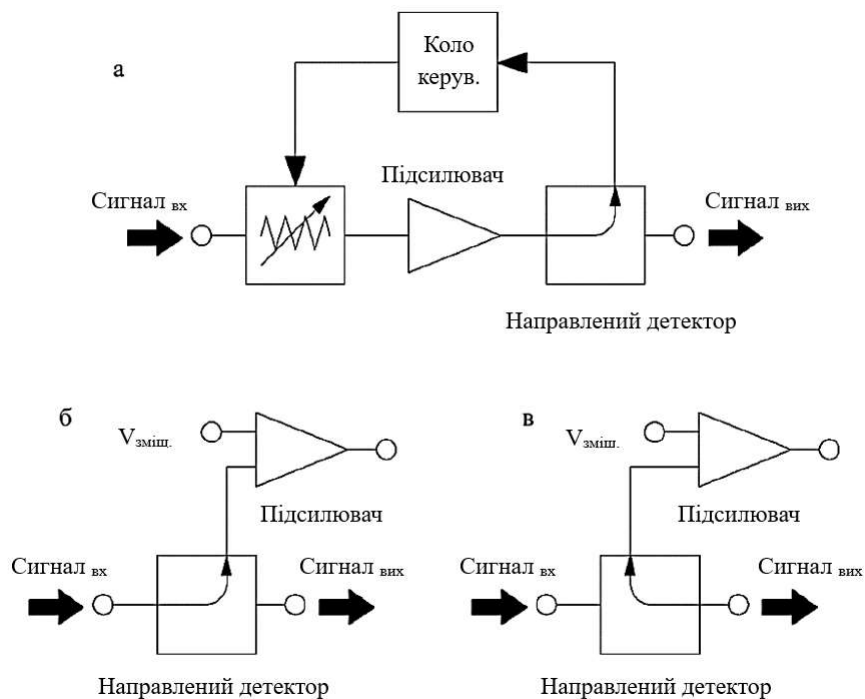


Рисунок 3.22 – Варіанти застосування направлених детекторів:

- а - система авторегулювання потужності; б - вимірювання прохідної потужності; в - вимірювання відбитої потужності

Спрямований детектор може використовуватися під час побудови системи автрорегулювання рівня потужності - це показано на рис. 3.22 (а). Застосування для стеження за рівнем прохідної та відбитої потужностей представлено на рис. 3.22 (б-в). Використовуючи схему, зображену на рис. 3.22 (в), можна побудувати пристрій захисту від високого рівня відбитої потужності. Також детектор прохідної потужності зручно застосовувати під час моніторингу потужності, що проходить у прямому або зворотному напрямку, залежно від способу увімкнення.

3.7 Модель направленного детектора потужності

На основі схеми направленного детектора потужності, описаної в попередньому підрозділі, у САПР ADS [21] було створено модель детектора на зосереджених елементах. Зображення моделі показано на рис. 3.23.

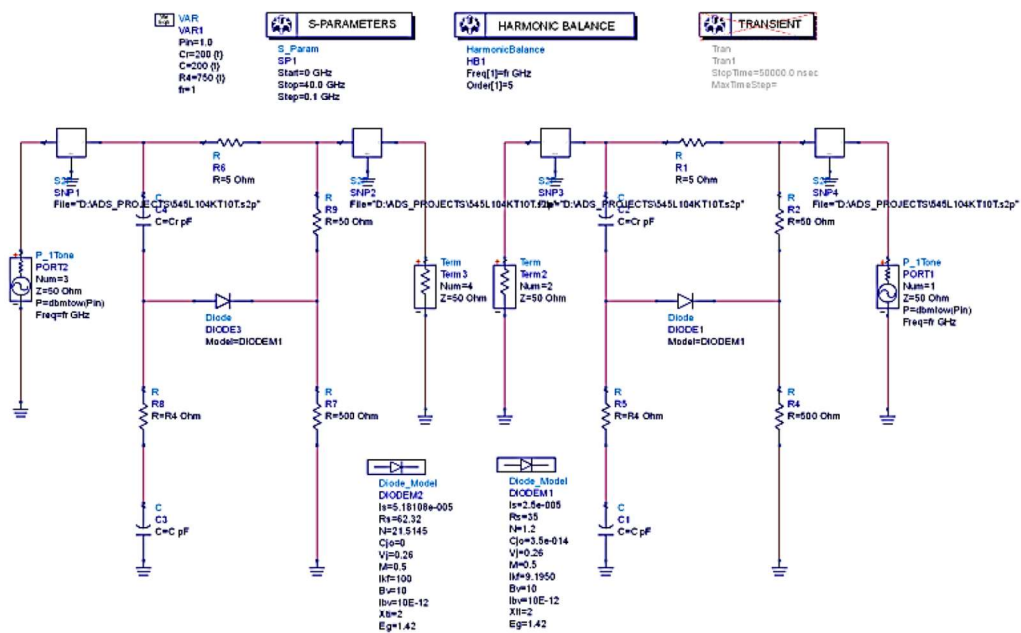


Рисунок 3.23 – Модель схеми направленного детектора

Для дослідження детекторних характеристик у разі прямого і зворотного вмикання створено дві ідентичні моделі - з прямим та інверсним вмиканням.

Інверсне ввімкнення означає під'єднання джерела сигналу до виходу детектора і узгодженого навантаження до входу. Моделювання в обох варіантах увімкнення необхідне для розрахунку спрямованості детектора, оскільки під спрямованістю детектора прохідної потужності розуміють відношення детектуваної напруги за прямого увімкнення до детектуваної напруги за інверсного увімкнення.

Результати моделювання детекторних характеристик за прямого і зворотного вмикання детектора потужності наведено на рисунку 3.24.

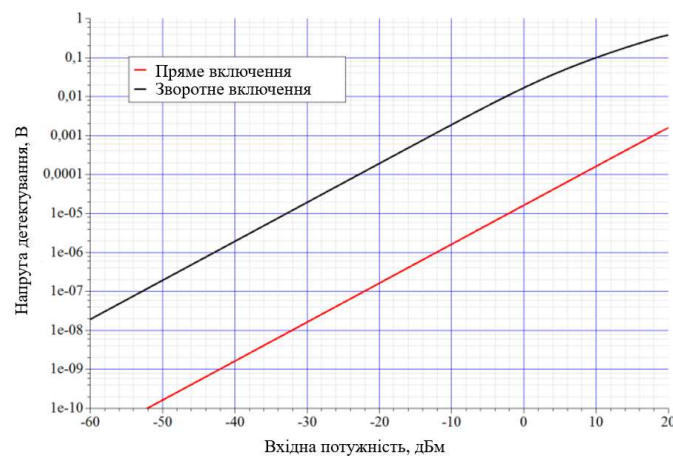


Рисунок 3.24 – Динамічні характеристики детектора в разі прямого та зворотного ввімкнення

Значення спрямованості для моделі, зображеної на рис. 3.23, становить 62 дБ. Топологічну модель детектора, що відповідає схемотехнічній моделі рис. 3.23 зображену на рисунку 3.25 .

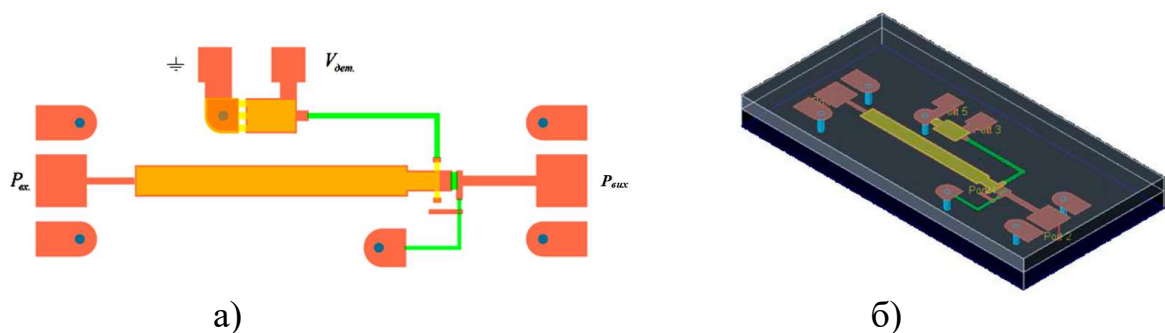


Рисунок 3.25 – Модель топології детектора прохідної потужності (а) та її тривимірне зображення в програмі проектування ADS (б)

3.8 Експериментальне дослідження детектора прохідної потужності

Для дослідження реальних характеристик детекторів було взято МІС MD902. За аналогією з МІС детекторів поглинаючої потужності, інтегральні схеми детекторів прохідної потужності виготовлено на підкладці з арсеніду галію товщиною 100 мкм. Мікрофотографію МІС направленого детектора MD902 зображено на рисунку 3.26.

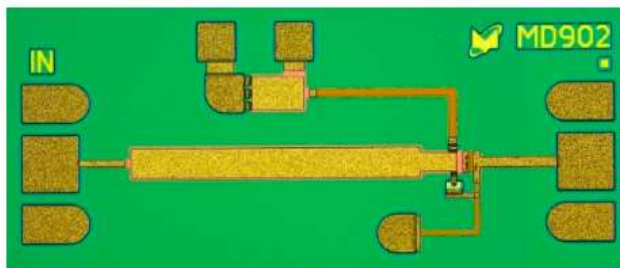


Рисунок 3.26 – Мікрофотографія МІС MD902

Схемотехнічно МІС детектора, за винятком конденсаторів $C1$ і $C4$, відповідає мостовій схемі наведеній на рисунку 3.7. Ємності розділових конденсаторів зазвичай становлять близько 10-100 мкФ. Конденсатори з такою ємністю важко реалізувати в МІС.

На рис. 3.27 наведено порівняння виміряного модуля КВ з отриманим під час моделювання. З рисунка видно, що характеристики моделі якісно повторюють експериментальну залежність, різниця між ними становить не більше 3 дБ.

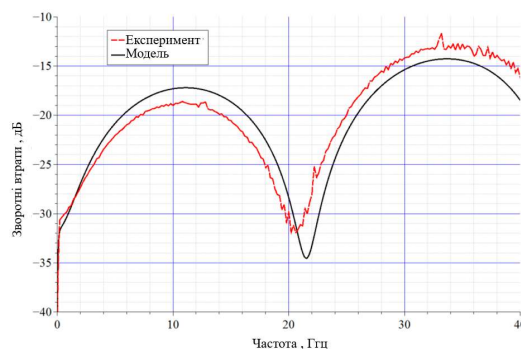


Рисунок 3.27 – Модуль коефіцієнта відбиття МІС MD902

Виміряні значення коефіцієнтів відбиття і передавання з урахуванням елементів з'єднання представлено на рис. 3.28.

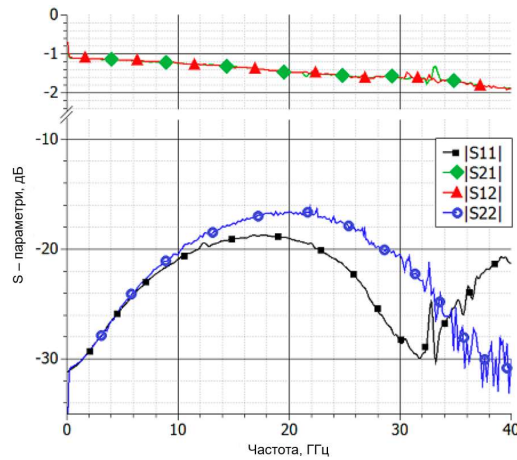


Рисунок 3.28 – Експериментальні залежності модулів коефіцієнтів відбиття і передачі MIC MD902

З рисунку видно, що в діапазоні частот до 40 ГГц втрати, що вносяться детектором, не перевищують 2 дБ, модуль КВ від входу не перевищує мінус 18 дБ, від виходу - не більше мінус 16 дБ. Крім цього, порівняння залежностей на рис. 3.27 і 3.28 підтверджує істотний вплив елементів з'єднання на коефіцієнт відбиття.

Зважаючи на обмеження вимірювального обладнання, спрямованість детектора виміряно в діапазоні частот від 10 МГц до 20 ГГц, і її представлено на рисунку 3.29.

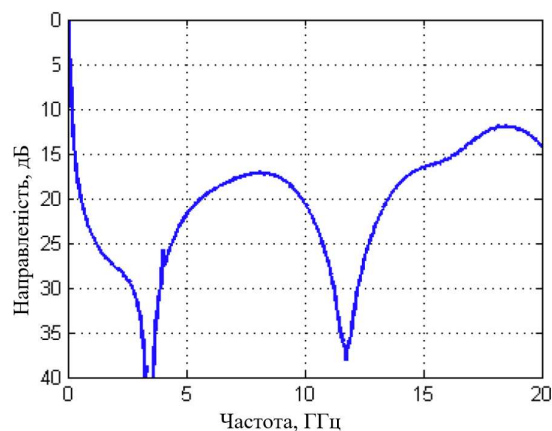


Рисунок 3.29 – Направленість MIC MD902

У діапазоні від 20 ГГц до 40 ГГц значення спрямованості також більше 10 дБ. Для моделювання детекторних характеристик і частотної нерівномірності напруги детектування, до моделі, зображеної на рис 3.23, було додано еквіваленти зовнішнього під'єднуваного навантаження. Вигляд загальної моделі представлено на рисунку 3.30.

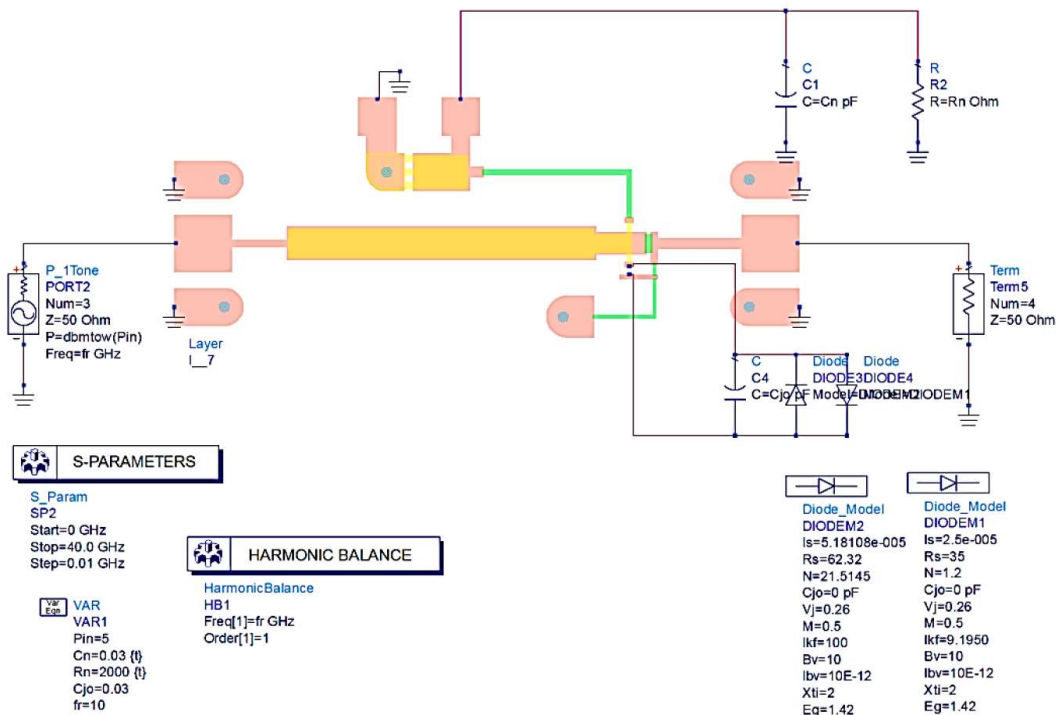


Рисунок 3.30 - Вигляд моделі аналізу динамічних характеристик

На рисунку 3.31 зображено детекторну характеристику направленного детектора на частоті вхідного сигналу 1 ГГц.

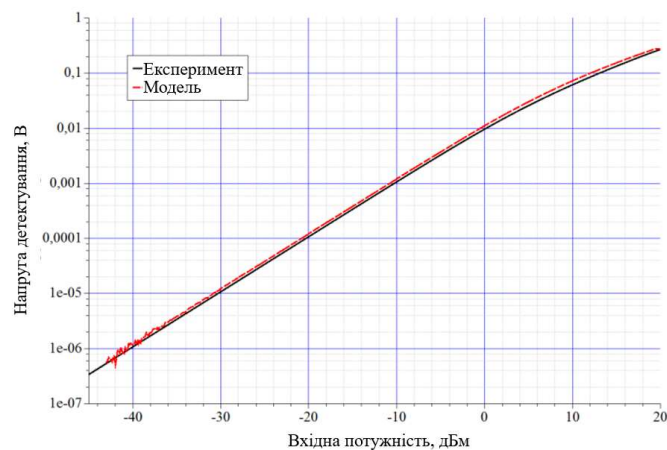


Рисунок 3.31 – Динамічні характеристики MIC MD902

На рисунку 3.32 зображено залежність детектованої напруги від частоти.

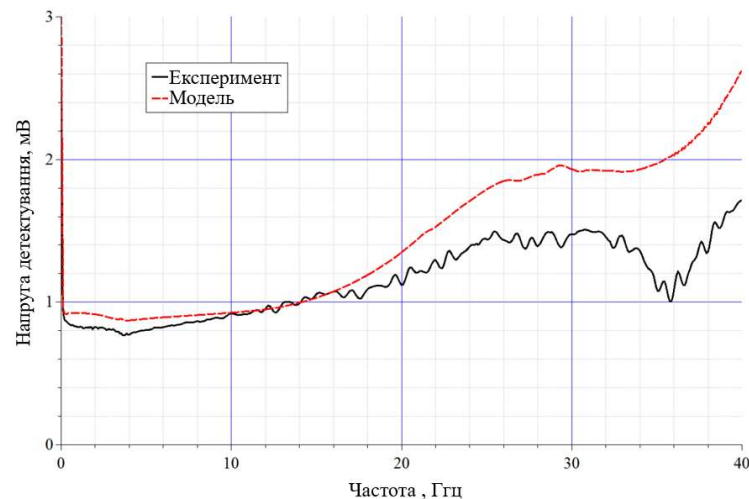


Рисунок 3.32 – Частотна характеристика вихідної напруги

З рисунку видно, що на частотах до 18 ГГц результати моделювання близькі до експериментальної залежності, проте понад 20 ГГц спостерігається збільшення їхньої різниці. Напруга, що детектується, у смузі частот від 50 МГц до 40 ГГц змінюється не більше, ніж удвічі.

Розроблені МІС детекторів поглинальної та прохідної потужності можуть використовуватися як у вимірювальній апаратурі НВЧ і КВЧ діапазону, так і для інших застосувань.

3.9 Висновки до розділу

Виконано дослідження характеристик детекторних діодів HSCH-9161, розроблено їхню модель на основі SPICE-параметрів, що характеризує статичні характеристики та зміни коефіцієнтів передавання і відбивання в діапазоні частот до 40 ГГц для різних температур. Із застосуванням моделі діодів спроектовано й експериментально досліджено топології МІС детекторів поглинаємої потужності MD903 із частотним діапазоном від 10 МГц до 40 ГГц і діапазоном вимірювань від мінус 55 дБм до 20 дБм.

Усі спроектовані МІС можуть застосовуватися для вимірювання модульованих сигналів, зокрема для імпульсних впливів. Малі значення ємностей, включених до складу МІС, дають змогу досягати часу реакції детектора до 1-2 нс. Для цього необхідно використовувати малий опір (близько 50 Ом) без підключення додаткових ємностей. При цьому необхідно враховувати зменшення чутливості детектора. Зміни детекторних характеристик за різних вихідних навантажень схожі із зображеними на рисунку 3.3 (а). Мінімальний рівень шумів і, як наслідок, мінімальна похибка вимірювань досягаються за великих значень навантаження та вмикання додаткових зовнішніх ємностей.

Включення в МІС детектора несиметричного подільника потужності дало можливість збільшити діапазон вимірювань із забезпеченням квадратичного детектування. Резистивні елементи дільника, увімкнені послідовно, зменшують вплив паразитних параметрів діодів на частотах вище 20 ГГц. Завдяки цьому збільшується частотний діапазон МІС. Зазначені переваги сформульовано в другому захищуваному положенні.

Проведено аналіз схеми детектора прохідної потужності на основі направленного моста, проведено розрахунок основних характеристик. У САПР Advanced Design System виконано моделювання направленного детектора потужності сигналів НВЧ діапазонів, визначено розрахункові значення динамічних і частотних характеристик. Розглянуто топологію МІС направленного детектора потужності, проведено експериментальні дослідження та їх порівняння з результатами моделювання. Запропоновано та досліджено методику компенсації паразитних параметрів з'єднувальних компонентів, що дає змогу поліпшити узгодження МІС при з'єднанні з мікросмужковою платою.

Мостова схема з включеним у неї детектором на основі низькобар'єрного діода дала змогу домогтися поєднання хороших показників за трьома основними характеристиками направленного детектора. Забезпечено частотний діапазон від 100 МГц до 40 ГГц, спрямованість не менше 10 дБ, діапазон вимірюваних потужностей від мінус 40 дБм до 25 дБм.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

На ранніх етапах розвитку охорони праці та забезпечення здоров'я працівників заходи безпеки впроваджувалися безпосередньо на виробничих майданчиках. Проте, з прогресом науки і техніки, такий локальний підхід виявився недостатнім для ефективного реагування на виклики сучасної техносфери. З'явилася необхідність у глибокому вивченні біологічних, фізичних та хімічних механізмів негативного та небезпечного впливу виробничих факторів, у прогнозуванні їх виникнення та своєчасному впровадженні превентивних заходів ще на стадіях проектування, конструювання та експлуатації промислової продукції. На сучасному етапі розвитку питання охорони праці вирішуються на загальнодержавному рівні. Головний акцент робиться на мінімізації шкідливого впливу технологічних процесів на здоров'я людини шляхом комплексного поліпшення умов праці на виробництві. Це включає в себе розробку та впровадження новітніх технологій, ергономічне проектування робочих місць, використання ефективних засобів колективного та індивідуального захисту, а також постійний контроль за дотриманням норм і правил охорони праці.

На розробника вимірювача потужності сигналів надвисокочастотного діапазону мали вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори: фізичні (підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; недостатня освітленість робочої зони); психофізіологічні (розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження) [24].

У відповідності до визначених факторів розробляємо технічні рішення щодо безпечного виконання роботи, а також з гігієни праці та виробничої санітарії.

4.1 Технічні рішення з безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Для забезпечення ефективного виконання роботи ключову роль відіграє оптимальне розміщення всіх елементів робочого місця з урахуванням антропометричних, фізичних та психологічних особливостей працівника [25]. Крім того, специфіка виробничих завдань також визначає підходи до організації робочого простору. При проектуванні робочого місця необхідно брати до уваги такі важливі аспекти: ергономічне розташування всього обладнання, що використовується, та наявність достатньої площі для зручного виконання всіх необхідних рухів та переміщень. Ретельне планування цих елементів сприяє підвищенню комфорту, зниженню стомлюваності та зростанню продуктивності праці.

Приміщення, в якому проводилася розробка вимірювача потужності сигналів надвисокочастотного діапазону, має площу 35,64 м² та висоту стелі 3,2 метра. У цьому приміщенні облаштовано 4 робочих місця, кожне з яких оснащено комп'ютером. Таким чином, на кожного працівника припадає 6,2 м² площі та 19,8 м³ об'єму повітря в робочій зоні. Ці показники відповідають встановленим вимогам, оскільки мінімальна площа на одне робоче місце для працівника не повинна бути меншою за 6 м², а мінімальний об'єм повітря – не меншим за 20 м³. Кожне індивідуальне робоче місце включає робочий стіл площею 1,3 м², стілець та персональний комп'ютер у складі монітора, системного блоку, клавіатури та миші. Таким чином, розміри приміщення та організація робочих місць відповідають нормативним вимогам щодо площі та об'єму на одного працівника [31].

При організації робочого місця користувача ПК важливо враховувати наступні аспекти:

1. Забезпечення комфортної робочої позиції для користувача, включаючи правильне розташування монітора на очному рівні, оптимальний кут нахилу клавіатури та мишки, і правильну висоту столу.

2. Забезпечення достатнього простору для розміщення користувача та його обладнання, включаючи робочий стіл, на якому можуть бути розміщені всі необхідні пристрої та аксесуари.

3. Використання оптимального робочого крісла з необхідними характеристиками, такими як регульована висота, підлокітники та підголовник для забезпечення зручності та підтримки правильної позиції тіла.

4. Розташування елементів робочого місця, таким чином, щоб користувач міг легко оглядати монітор, клавіатуру, мишку та інші пристрої, забезпечуючи зручний доступ до них.

5. Наявність можливості регулювання елементів робочого місця для відповідності індивідуальним потребам користувача, зокрема, можливість налаштування висоти столу та кута нахилу монітора.

6. Зручне розміщення документації та матеріалів, які використовуються користувачем, забезпечення їх легкого доступу та організацію зон для зберігання, щоб зменшити розгубленість та втрату часу на пошук необхідних документів.

Додатково варто звернути увагу на такі аспекти:

- забезпечення належного вентиляційного режиму, щоб уникнути перегріву приміщення та забезпечити свіжий повітря для сприяння концентрації та ефективності роботи.

- застосування елементів декору та кольорів, що сприяють створенню сприятливого робочого середовища та психологічного комфорту.

- регулярне оновлення обладнання та інфраструктури робочого місця для забезпечення високої продуктивності та зручності користувача.

4.1.2 Електробезпека приміщення

Приміщення, в якому проводилася розробка вимірювача потужності сигналів надвисокочастотного діапазону, класифікується як приміщення без підвищеної електричної небезпеки. Відповідно до цього, вимоги з електробезпеки та пожежної безпеки для таких приміщень передбачають

належну сертифікацію та відповідність персональних комп'ютерів, іншого обладнання, електропроводів та кабелів встановленим стандартам безпеки, а також обов'язкову наявність ефективних пристроїв захисту від короткого замикання в електричній мережі. Регулярний контроль за станом електрообладнання та захисних пристроїв є ключовим для забезпечення безпечної експлуатації.

Лінії електричної мережі ПК у приміщенні реалізовані як окрема групова трипровідна мережа, використовуючи фазовий, нульовий робочий та нульовий захисний провідники. При цьому площа перерізу нульового робочого та нульового захисного провідників повинна бути не меншою за площу перерізу фазового провідника. Напруга в цій мережі складає 380 x 220 В (фазна напруга (фаза - нуль) - 220 В, а міжфазна лінійна (фаза - фаза) - 380 В). Категорія умов з приводу небезпеки електротравматизму вважається без підвищеної небезпеки [32].

Для забезпечення безпеки від електротравм в приміщенні передбачено:

1. Заземлення електроустановок, що передбачає відведення надлишкового електричного струму в землю, запобігаючи перенапрузі та можливим електротравмам.
2. Використання захисних пристроїв, таких як автоматичні вимикачі та розетки з реле напруги (RCD), які реагують на надлишковий струм або замикання і відключають електроустановку для захисту від електротравм та пожеж.
3. Правильна установка та обслуговування електрообладнання, що включає в себе правильне підключення та розміщення кабелів та приладів, регулярну перевірку на наявність пошкоджень та заміну старого обладнання.
4. Безпечна організація робочого простору, включаючи відведення електричних кабелів та проводів від місця проходження персоналу, щоб уникнути їх потрапляння під ноги.

5. Правильне використання розеток та електричних приладів, що передбачає уникання перевантаження розеток, неправильного вставлення штекерів та відключення невикористаних приладів від електромережі.

6. Здійснення навчання персоналу правилам безпеки та використання електрообладнання, щоб працівники мали розуміння ризиків та знання про заходи для уникнення електротравм та нещасних випадків.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Мікроклімат у виробничих приміщеннях підлягає нормуванню залежно від теплових характеристик приміщення, категорії робіт за рівнем важкості та пори року. Мікроклімат виробничого середовища визначає сукупність параметрів внутрішнього середовища, що впливають на теплообмін працівників [27]. Ці параметри включають температуру повітря та поверхонь, відносну вологість, швидкість руху повітря, а також інтенсивність теплового (інфрачервоного) випромінювання.

Розробка вимірювача потужності сигналів надвисокочастотного діапазону відноситься до категорії 1 а. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для підтримання мікрокліматичних параметрів у межах встановлених норм здійснюється організований повітрообмін за допомогою вентиляційної системи, а також регулюється робота систем опалення та кондиціонування повітря. Крім того, передбачено використання спеціалізованих систем моніторингу та автоматичного підтримання мікроклімату, а також застосування

теплоізоляційних матеріалів та конструкцій для мінімізації впливу зовнішніх температурних коливань. Комплексне застосування цих заходів забезпечує стабільність мікроклімату та створення комфортних умов для праці.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

Підтримання чистого повітря в робочій зоні є критично важливим для забезпечення здоров'я та високої продуктивності працівників. Це сприяє зниженню ймовірності розвитку професійних захворювань, таких як астма, алергічні реакції та респіраторні захворювання. Крім того, чисте повітря допомагає працівникам зберігати концентрацію уваги та залишатися продуктивними протягом усього робочого дня. У приміщенні, де здійснюється розробка вимірювача потужності сигналів надвисокочастотного діапазону, потенційно може спостерігатися підвищена концентрація пилу та озону. Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин, які можуть бути присутні в цьому приміщенні, детально наведені у таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	ГДК, мг/м ³	Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	10	4	4
Озон	0,16	0,03	1

Для забезпечення чистоти повітря робочої зони застосовується механічна вентиляція, яка видаляє забруднене повітря та подає свіже. Крім того, необхідно регулярно прибирати та провітрювати приміщення, щоб видалити пил, бруд та інші забруднювачі.

4.2.3 Виробниче освітлення

Виробниче освітлення відіграє ключову роль у забезпеченні безпеки праці, підвищенні продуктивності та створенні комфортних умов для працівників. Воно забезпечує необхідний рівень освітленості для якісного виконання робочих

завдань, а також сприяє зниженню ризику травматизму. Належне освітлення допомагає працівникам чітко бачити потенційні небезпеки та перешкоди, що може запобігти нещасним випадкам. Природне освітлення вважається оптимальним варіантом, оскільки воно забезпечує природне світло, яке є найбільш сприятливим та комфортним для органів зору. Проте, у багатьох виробничих приміщеннях використання природного освітлення є обмеженим або неможливим. У таких ситуаціях необхідно застосовувати штучне освітлення, яке має відповідати встановленим нормам та вимогам [23].

Норми освітленості для штучного освітлення та КПО при природному та комбінованому освітленні, відповідно до умов виконання роботи наведені у таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє	Бокове	Верхнє або верхнє	Бокове
високої точності	Від 0,15 до 0,3	III	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Заходи, що передбачені для забезпечення відповідного освітлення, включають: встановлення достатньої кількості освітлювальних приладів, використання підсвічування, розміщення джерел світла на оптимальній висоті та регулярне обслуговування освітлювальної системи.

4.2.4 Виробничий шум

Виробничий шум, що перевищує допустимі рівні, становить значну загрозу для здоров'я працівників. Його тривалий вплив може призвести до порушень слуху різного ступеня (від зниження гостроти до повної глухоти), викликати зміни у поведінці, такі як роздратування та зниження здатності до концентрації, а також спричиняти проблеми зі здоров'ям, включаючи загострення серцево-судинних захворювань, розлади сну та підвищений рівень стресу. Тому контроль та мінімізація виробничого шуму є важливим аспектом забезпечення безпечних та комфортних умов праці.

Нормативні вимоги щодо шуму, ультразвуку та інфразвуку на робочому місці описані в [26]. За умови виконання роботи (характер робіт і характер шуму), допустимі рівні звукового тиску повинні відповідати гігієнічним стандартам, і рівні звуку L_A не повинні перевищувати 50 дБА, що можна знайти в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Допустимі рівні звукового тиску та звуку

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Для досягнення прийнятних рівнів шуму та покращення акустичного комфорту в приміщенні необхідно здійснити оптимізацію дизайну приміщення. Хоча відкрите планування може сприяти комунікації, воно також може посилювати поширення шуму. З метою його зменшення рекомендується використовувати перегородки, акустичні панелі або звукопоглинаючі штори, які допомагають поглинати та блокувати звукові хвилі. Важливим аспектом є роз'яснювальна робота з персоналом щодо необхідності дотримання тиші, уникнення гучних розмов, різких звуків та бережливого ставлення до обладнання, що може бути джерелом шуму.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Вплив електромагнітних випромінювань на організм працівника визначається низкою параметрів. До цих параметрів належать діапазон частот випромінювання, тривалість його дії, характеристики самого випромінювання, режим впливу, площа поверхні тіла, що піддається опроміненню, а також індивідуальна чутливість організму. Відповідно до існуючих стандартів, електромагнітне випромінювання, що вимірюється з метою оцінки його впливу, охоплює діапазон частот від 5 герц до 400 кілогерц. Врахування всіх цих факторів є важливим для комплексної оцінки потенційних ризиків та розробки ефективних заходів захисту.

Гранично допустимі значення напруженості електричного та магнітного полів промислової частоти, при врахуванні тривалості їх впливу, регулюються відповідно до Санітарних правил і нормативів (СанПіН) 2.2.4.1191-03. Згідно з цими нормативними документами, працівник може перебувати в електромагнітному полі промислової частоти з напруженістю до 5 кВ/м протягом усього робочого дня. Гранично допустимі рівні електромагнітного поля для працівника в радіочастотному діапазоні становлять 25 В/м для електричного поля та 250 нТл для магнітного поля. Ці норми регулюються з метою забезпечення безпеки працівників, що працюють з комп'ютерами, та мінімізації можливих негативних впливів електромагнітних випромінювань на їхнє здоров'я.

Для зменшення впливу електромагнітного випромінювання на розробника слід дотримуватися раціонального режиму роботи та відпочинку.

4.3 Пожежна безпека

Забезпечення пожежної безпеки є складовою частиною виробничої та іншої діяльності посадових осіб, працівників підприємств та підприємців [35]. Це повинно бути відображено у трудових договорах (контрактах) та статутах підприємств. Забезпечення пожежної безпеки підприємств покладається на їх

керівників і уповноважених ними посадових осіб, відповідальних за пожежну безпеку окремих будівель, споруд, приміщень, діляниць тощо, технологічного та інженерного устаткування, утримання і експлуатацію технічних засобів протипожежного захисту. Обов'язки щодо забезпечення пожежної безпеки, утримання та експлуатації засобів протипожежного захисту повинні бути відображені у відповідних посадових документах (функціональних обов'язках, інструкціях, положеннях тощо).

Пожежна безпека підприємства забезпечується:

- системою попередження пожежі (комплексом організаційних заходів та технічних засобів, направлених на попередження виникнення пожежі);
- системою пожежного захисту (комплексом організаційних заходів та технічних засобів, направлених на попередження дії на працюючих небезпечних факторів пожежі та обмеження матеріальної шкоди від неї).

З урахуванням вимог [36], визначаємо, що приміщення, в якому здійснюється робота, можна віднести до категорії вибухопожежонебезпеки В (тверді горючі та важкогорючі речовини і матеріали, за умови, що приміщення, в яких вони знаходяться, не відносяться до категорій А, Б).

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Технічні рішення системи запобігання пожежі – це комплекс інженерних заходів, обладнання та технологій, спрямованих на мінімізацію ймовірності виникнення пожежі та обмеження її наслідків у разі виникнення. Вони включають в себе проектування, встановлення та обслуговування спеціальних систем і пристроїв, а також застосування певних матеріалів та конструкцій. Основна мета цих рішень полягає у створенні безпечного середовища, де ризик пожежі є мінімальним, а у випадку її виникнення забезпечується своєчасне виявлення, сповіщення та можливість безпечної евакуації людей і збереження майна [35].

Основними інженерно-технічними та організаційними заходами захисту системи запобігання пожежі в приміщенні є:

- підвищення вогнетривкості будівель, а також споруд, що реконструюються та розширюються;
- заміна легкозаймистих матеріалів будівель;
- просочування вогнебезпечних конструкцій вогнезахисними речовинами;
- зниження пожежонебезпечних властивостей оздоблювальних матеріалів і покриттів;
- встановлення автоматичних систем відключення електромереж в разі виникнення пожеж;
- встановлення в приміщеннях систем контролю температури та вологості повітря;
- проведення протипожежного інструктажу та ознайомлення працівників з правилами поведінки під час пожежі;
- розміщення горючих матеріалів подалі від потенційних джерел виникнення пожеж;
- розміщення в приміщеннях знаків пожежної безпеки;
- розміщення планів евакуації в усіх приміщеннях та на усіх поверхах будівлі;
- раціональне взаєморозміщення меблів та обладнання та утримання проходів в приміщеннях у вільному стані;
- розміщення в приміщеннях засобів пожежогасіння та правил поведінки в разі виникнення пожеж;
- розробка і впровадження автоматичних систем виявлення і гасіння пожеж.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Засоби пожежогасіння, що використовуються в приміщенні – це вогнегасники, розміщення яких в приміщеннях здійснюється з урахуванням розміщення потенційних джерел виникнення пожеж і позначається встановленим поруч вказівним знаком [33].

Згідно категорії пожежовибухонебезпеки будівлі, класу приміщення і за

вибухо- і пожежонебезпекою П-Па в приміщенні має бути встановлено 2 порошкових або вуглекислотних вогнегасники із зарядом речовини 2 кг, крім того на поверхах має бути розташовано по одному вуглекислотному вогнегаснику масою речовини не менше 10 кг.

У разі появи ознак загоряння (дим, запах, полум'я) кожен працівник зобов'язується негайно повідомити про це органи пожежної охорони (101), посадову особу підприємства, а також задіяти систему оповіщення.

Посадова особа підприємства до прибуття пожежно-рятувальної служби має видалити за межі небезпечної зони всіх працівників, що не беруть участь у ліквідації пожежі і задіяти всі наявні засоби та сили на ліквідацію загоряння.

4.4 Висновки до розділу

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці, як технічні рішення стосовно: щодо безпечного виконання роботи, гігієни праці та виробничої санітарії, мікроклімат приміщень, склад повітря робочої зони, виробниче освітлення, виробничий шум та випромінювання. Також розглянуто пожежна безпека у виробничих приміщеннях та технічні рішення системи запобігання пожежі та систем протипожежного захисту.

ВИСНОВКИ

По результатах виконаної бакалаврської кваліфікаційної роботи можна занотувати, що основна мета роботи була досягнута. На основі НВЧ діодів розроблено вимірювачі поглинаючої та прохідної потужності НВЧ сигналів.

Додатково в ході виконання роботи також було досягнуто наступних результатів:

1. Визначено, що до особливостей проведення вимірювань в НВЧ діапазоні можна віднести особливості випромінювання, поширення, відбиття і поглинання НВЧ-хвиль та особливості НВЧ-техніки по відношенню до вимірювань.

2. На основі проведеного аналізу методів вимірювання потужності сигналів НВЧ охарактеризовано основні тенденції за завданнями вимірювань потужності, сформульовано мету та завдання досліджень, які представлені у вступі.

3. В ході виконання бакалаврської кваліфікаційної роботи було підтверджено, що робота діодних вимірювачів потужності найбільш ефективна в діапазоні малих та середніх значень потужності. Головною особливістю діодних перетворювачів порівняно з тепловими (термістори і термопари) є висока швидкість вимірювань, що дає змогу застосовувати їх для аналізу змін рівнів потужності аж до одиниць наносекунд.

4. Проаналізовано та виконано дослідження характеристик детекторних діодів HSCH-9161. Розроблено їхню модель на основі SPICE-параметрів, що характеризує статичні характеристики та зміни коефіцієнтів передачі і відбиття в діапазоні частот до 40 ГГц для різних температур.

5. З'ясовано, що точність вимірювань потужності НВЧ може бути значно підвищена за рахунок використання схем компенсації температурного дрейфу та введення корекції нелінійності.

6. Визначені обмеження діодних вимірювачів, що включають нелінійність спрацьовування при високих рівнях потужності, температурну чутливість, а

також необхідність попереднього калібрування для отримання достовірних результатів.

7. Спроековано та досліджено МІС детектор поглинаючої потужності. Динамічний діапазон становить 75 дБ (від мінус 55 дБм до 20 дБм) і зберігається в смузі частот від 10 МГц до 40 ГГц.

8. Проведено аналіз схеми детектора прохідної потужності на основі направленого моста, проведено розрахунок основних характеристик. У САПР Advanced Design System виконано моделювання направленого детектора потужності сигналів НВЧ діапазонів, визначено розрахункові значення динамічних і частотних характеристик.

9. Мостова схема з включенням у неї детектором на основі низькобар'єрного діода дала змогу домогтися поєднання хороших показників за трьома основними характеристиками направленого детектора. Забезпечено частотний діапазон від 100 МГц до 40 ГГц, спрямованість не менше 10 дБ, діапазон вимірюваних потужностей від мінус 40 дБм до 25 дБм.

У роботі також наведено розділ «Охорона праці», в якому розглянуто питання щодо безпечного виконання роботи, технічних рішень з гігієни праці та виробничої санітарії, а також пожежної безпеки.

Результати роботи можуть бути використані для побудови компактних, енергоефективних вимірювальних модулів у системах контролю потужності в СВЧ-техніці, радіозв'язку та випробувальних лабораторіях.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Patent US 6291984 B1; Sep. 18, 2001. Dual mode diode power sensor with square law and linear operating regions / Vincent W.C. Wong, Chris Turl, William W. Oldfield, Kenneth C. Harvey.
2. Reliable. Powerful. Trusted. RF and Microwave Instruments. Product Brochure [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.anritsu.com>, (дата звернення 12.05.2025).
3. Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors. Application Note 963 - Hewlett-Packard Company [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.hpmemory.org/>, (дата звернення 12.05.2025).
4. Han, L., Huang, Q. A., Liao, X. P. A microwave power sensor based on GaAs MMIC technology / L. Han, Q. A. Huang, X. P. Liao // Journal of Micromechanics and Microengineering. – 2007. – Т. 17. – №. 10. – P. 21-32.
5. Agilent Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements. Application Note 1449-1 [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.home.agilent.com> (дата звернення 12.05.2025).
6. Fast. Accurate. USB-capable. Power sensors from Rohde & Schwarz [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.rohde-schwarz.com>, (дата звернення 12.05.2025)
7. LadyBug Power Sensor Resource Library. Режим доступу: <https://www.ladybugtech.com/?srsltid=AfmBOoo7g0Fp5yVH0sFgJhnsWR7M4ns3wGZEcGNZOnG31doxKJZ7KZSi> (дата звернення 12.05.2025)
8. Pozar, D. M. Microwave engineering / D. M. Pozar. – John Wiley & Sons, 2009. – 736 p.
9. Microwave Engineering Tutorial [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.tutorialspoint.com/microwave_engineering/index.htm (дата звернення 2.05.2025)
10. Тимофєєв В. І. Мікрохвильова техніка електронні кола надвисоких частот. Навчальний посібник. Київ КПІ ім. Ігоря Сікорського 2021.–232 с.

11. Дробахін О. О. Напівпровідникові та феритові НВЧ-пристрої. Навчальний посібник. / О. О. Дробахін, С. В. Плаксін, В. Д. Рябчій, Д. Ю. Салтиков. – Д.: РВВ ДНУ, 2013.– 104 с.
12. Тимофєєв В. І. Мікрохвильова техніка електронні кола надвисоких частот. Навчальний посібник. Київ КІП ім. Ігоря Сікорського 2021.–232 с.
13. Teppati, V., Ferrero, A., Sayed, M. Modern RF and microwave measurements techniques / V. Teppati, A. Ferrero, M. Sayed // Cambridge university press. –2013. – 447 p.
14. Schottky barrier video detectors. Hewlett-Packard application note № 923. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.home.agilent.com>, (дата звернення 7.05.2025).
15. Deng Y., *et al*, “Millimeter wave emission from GaN high electron mobility transistor,” *Appl. Phys. Lett.*, 84(1), p. 70 (2004).
16. Craighead H.G. “Nanoelectromechanical systems,” *Science*, 2000, 290 p. Nathanson H.C., *et al.*, “The resonant gate transistors,” *IEEE Trans. E. Dev.*, 14,pp. 117–133 (1967).
17. Technologies, 2009. 4. НВЧ-аналізатори кїл серії PNA компанії Agilent. Керівництво по комплектуванню. Agilent Technologies, 2009.
18. Agilent. Аналізатори кїл. Керівництво по вибору. Agilent Technologies, 2007.
19. Agilent Nonlinear Vector Network Analyzer (NVNA). Agilent Technologies, 2011
20. HSCH-9161 GaAs Detector Diode [Електронний ресурс]. – Режим доступу:<https://www.alldatasheetru.com/datasheetpdf/pdf/1643159/KEYSIGHT/HSCH-9161.html> (дата звернення 2.05.2025).
21. Gupta, K. C., Ramesh, G., Rakesh, C. Computer-Aided Design of Microwave Circuits / K. C. Gupta, G. Ramesh, C. Rakesh. – USA: Artech House, Norwood, MA, 1981. – 429 p.
22. Michael, B. S. SPICE: User’s guide and References [Электронный ресурс] / B. S. Michael. – 2007. – 308 p.

23. ДБН В.2.5-28-2018 «Природне і штучне освітлення». https://e-construction.gov.ua/laws_detail/3074958732556240833?doc_type=2

24. Державні санітарні норми та правила «Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу», затверджених наказом Міністерства охорони здоров'я України від 08 квітня 2014 року № 248.

25. ДСан ПіН 3.3.2.007-98 Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин ЕОМ. Режим доступу: <http://document.ua/derz-nor4881.html>

26. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>

27. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. Режим доступу до сторінки: http://hrliga.com/index.php?module=norm_base&op=view&id=819

28. ДСНіПЗ.3.6.096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів. Режим доступу: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/z0203-03>.

29. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.

30. ДСТУ ISO 45001:2019 Системи управління охороною здоров'я та безпекою праці. Вимоги та настанови щодо застосування (ISO 45001:2018, IDT). URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=88004.

31. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=77160

32. НПАОП 40.1-1.32-01 Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок. Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0272203-01#Text>.

33. НАПБ Б.01.008-2018 Правила експлуатації та типові норми належності вогнегасників - [Електронний ресурс] - Режим доступу: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=82176

34. ДБН В.2.5-56:2014 Системи протипожежного захисту. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: - [Електронний ресурс] - https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=59526

35. НАПБ А.01.001-14 Правила пожежної безпеки в Україні [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon.nau.ua/doc/?code=z1410-04>

36. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL: https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759

37. Кодекс цивільного захисту України від 02.10.2012 № 5403-VI

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНИЙ МАТЕРІАЛ

ВИМІРЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ НВЧ ДІАПАЗОНУ

Виконав: студент 2(4) курсу, групи РТ–23мс
спеціальності – 172 Електронні комунікації та радіотехніка

ОП - Радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Насадюк В.М.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н. доц., доц. каф. ІРТС

 Воловик А.Ю.
(прізвище та ініціали)

« 11 » 06 2025 р.

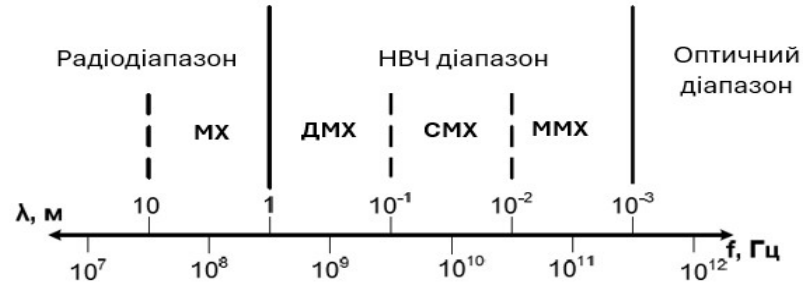


Рисунок 1 – Діапазон електромагнітних хвиль

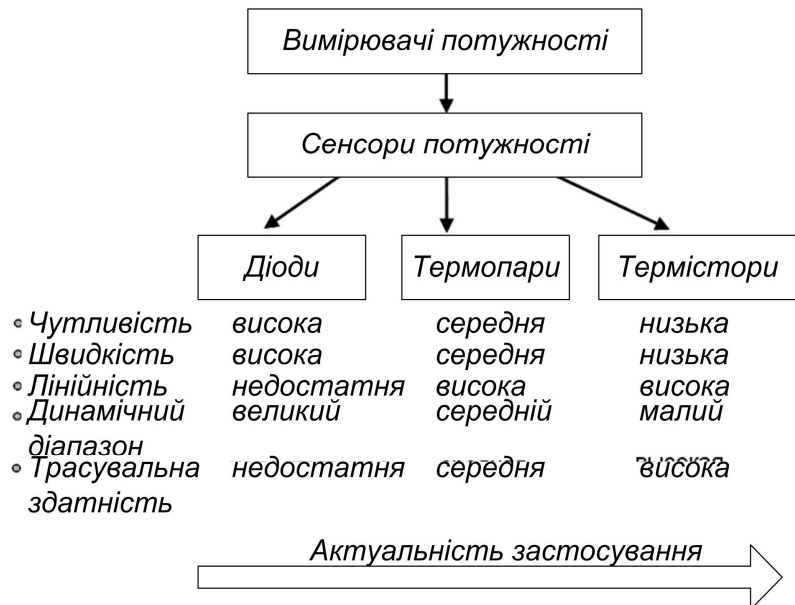


Рисунок 2 – Порівняння перетворювачів потужності



Рисунок 3 – Структурна схема ватметра поглинаючої потужності

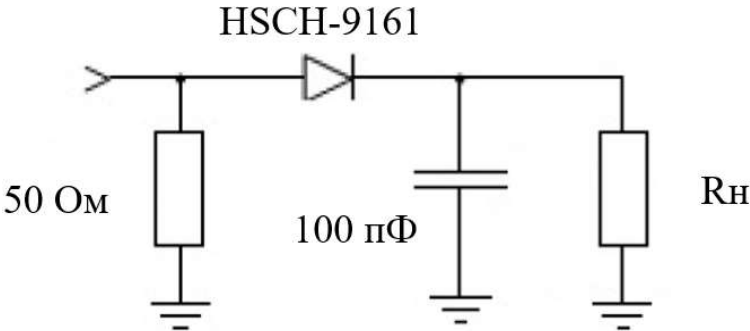


Рисунок 4 – Спрощена схема детектора

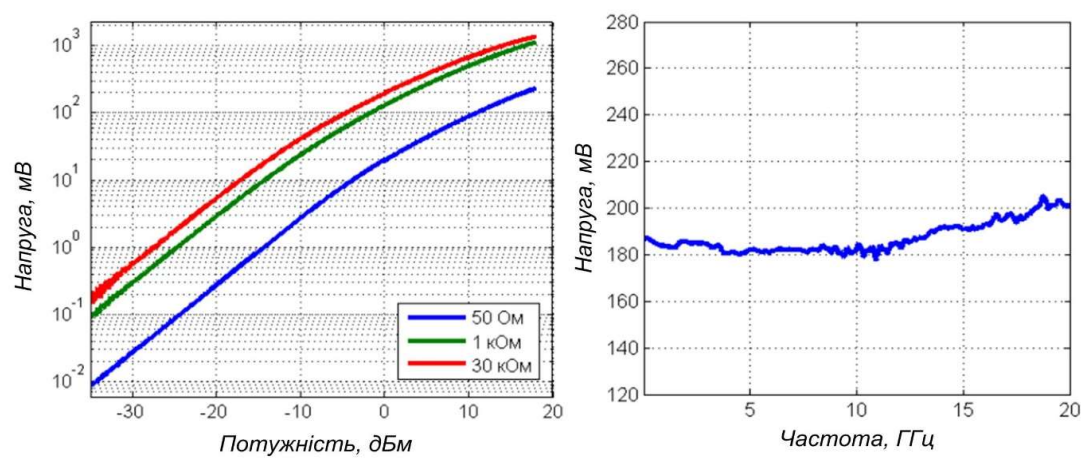


Рисунок 5 – Результати вимірювання детектора на основі діода HSCH-9161:
а) – детекторна характеристика; б) – частотна характеристика



Рисунок 6 – Блок схема етапів моделювання HSCH-9161

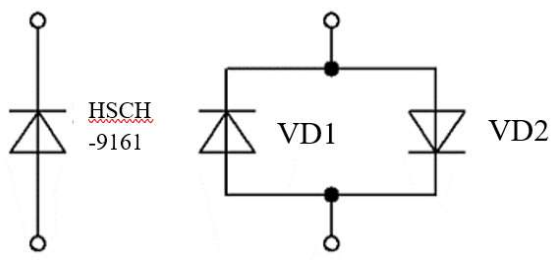


Рисунок 7 – Модель діода на основі антипаралельного включення

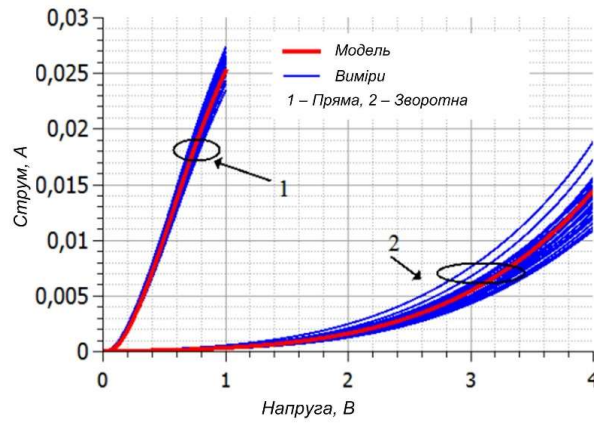


Рисунок 8 – Вольт-амперні характеристики діодів моделі та партії діодів

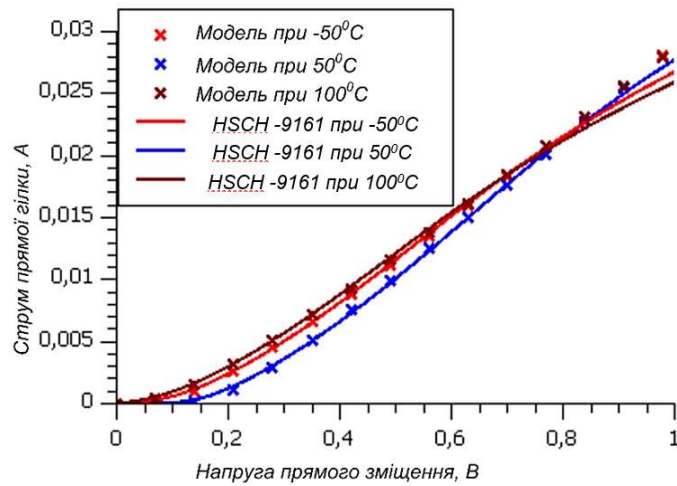


Рисунок 9 – ВАХ діодів при різних температурах навколишнього середовища

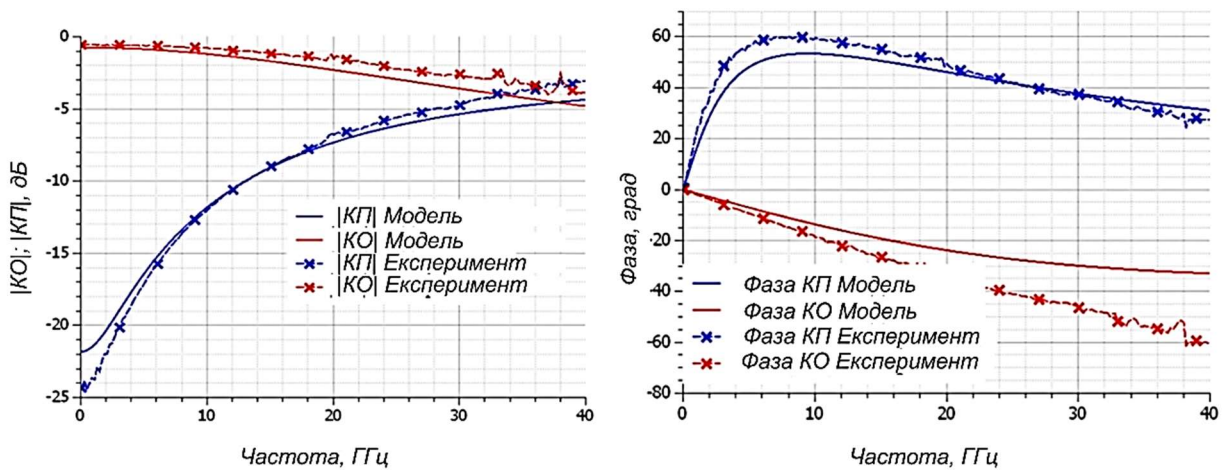


Рисунок 10 – Порівняння експериментальних результатів із моделлю:
а - $|KO|$, $|KP|$; б - фаза КО та КП

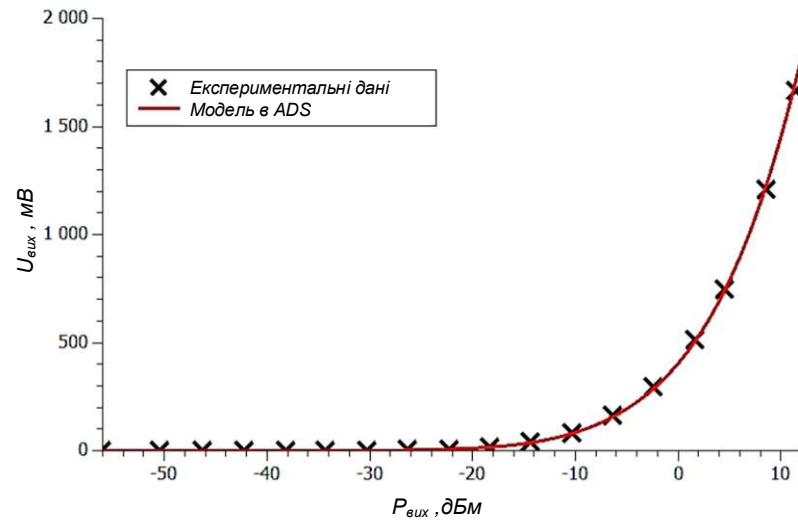


Рисунок 11 – Детекторна характеристика

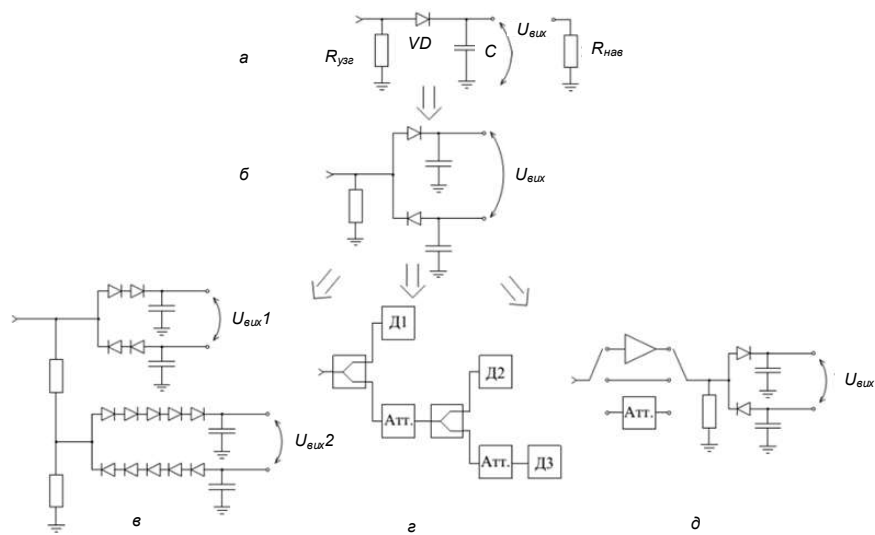


Рисунок 12 – Основні типи схем діодних детекторів

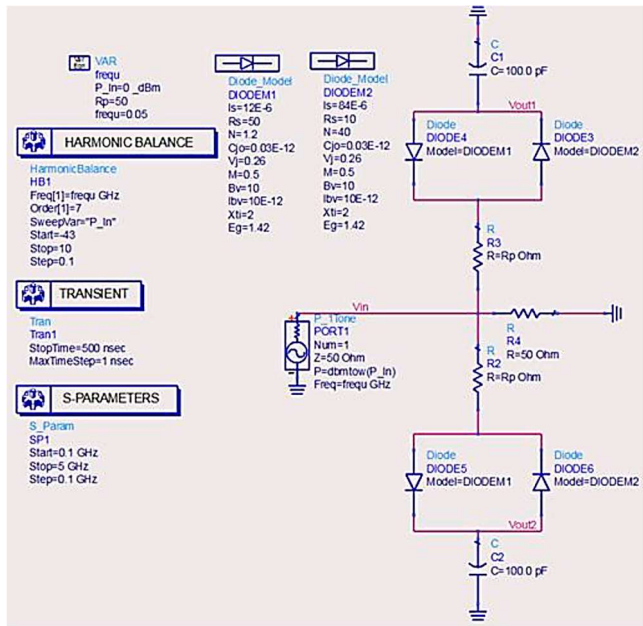
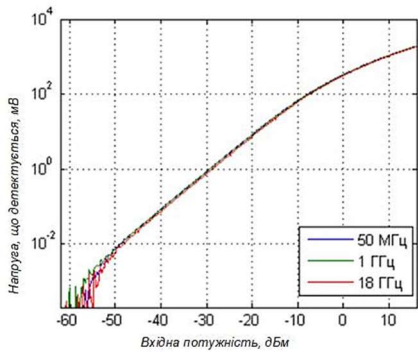
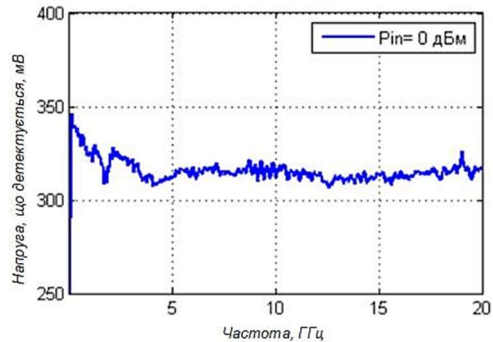


Рисунок 13 – модель MIC MD903 у ADS



а)



б)

Рисунок 14 – Технічні характеристики: а) детекторна характеристика; б) нерівномірність напруги у смузі частот

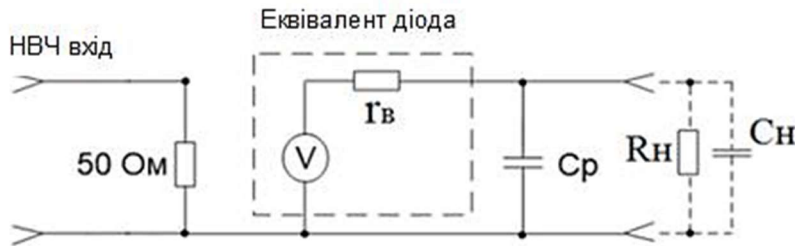


Рисунок 15 – Детектування при різних навантаженнях

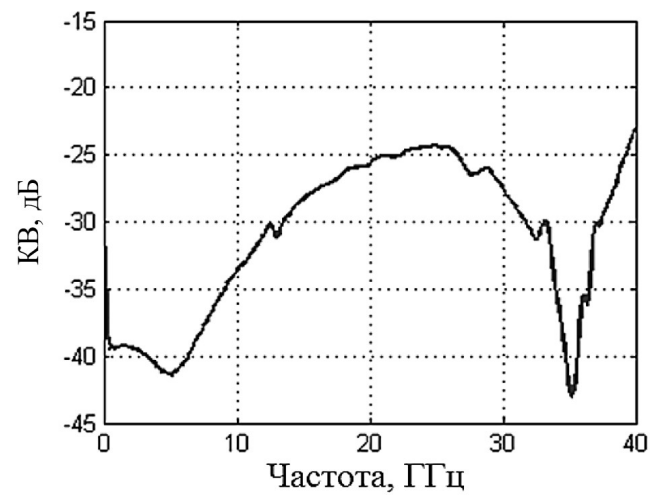


Рисунок 16 – Модуль коефіцієнта відображення МІС детектора

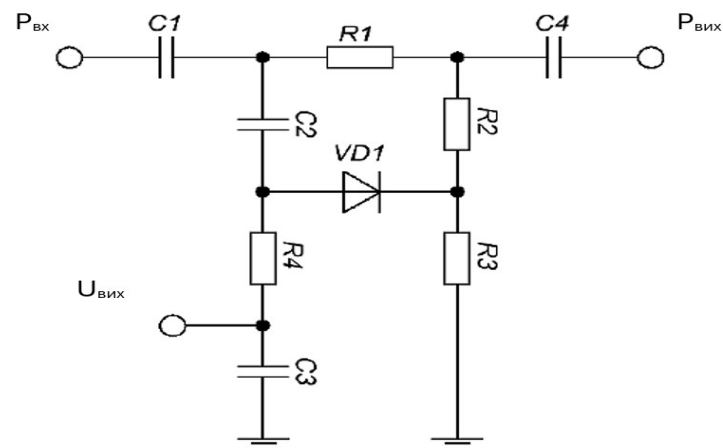


Рисунок 17 – Принципова схема направленного детектора мощности

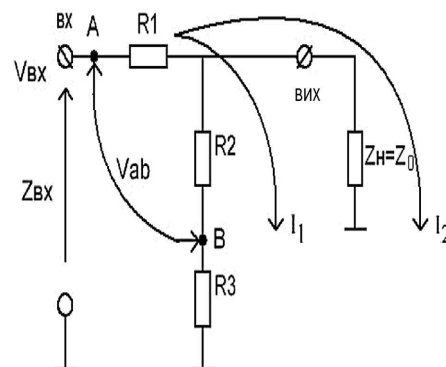


Рисунок 18 – Спрощена схема детектора з боку входу

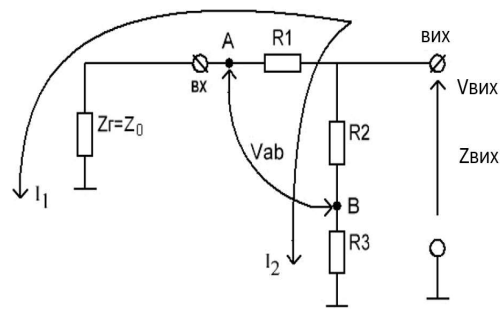


Рисунок 19 – Спрощена схема детектора з боку виходу

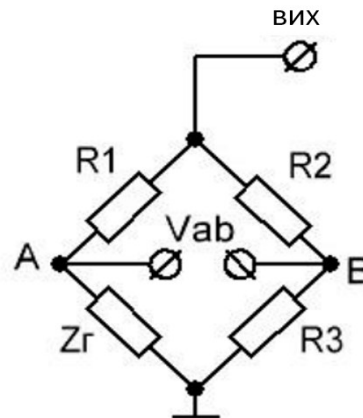


Рисунок 20 – Спрощена схема направленного детектора з боку виходу у вигляді моста

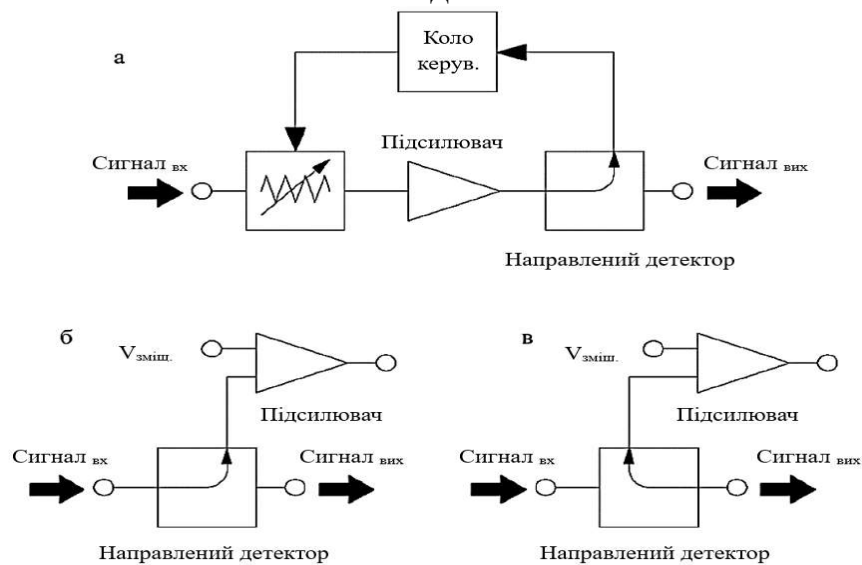


Рисунок 21 – Варіанти застосування направленного детектора:
 а - система авторегулювання потужності; б - вимірювання прохідної потужності; в - вимірювання відбитої потужності

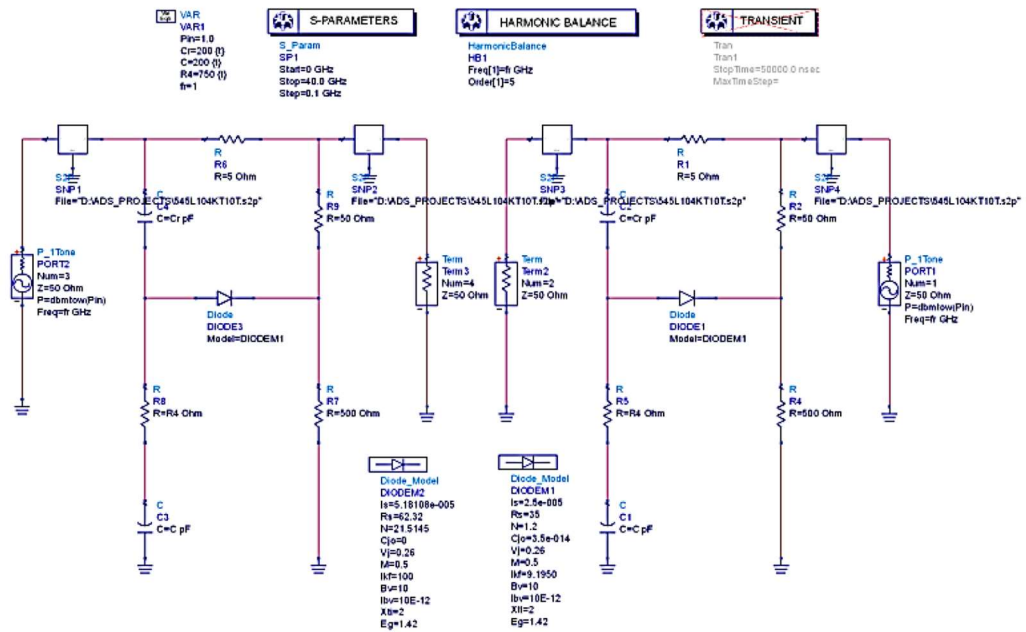


Рисунок 22 – Модель схеми направленного детектора

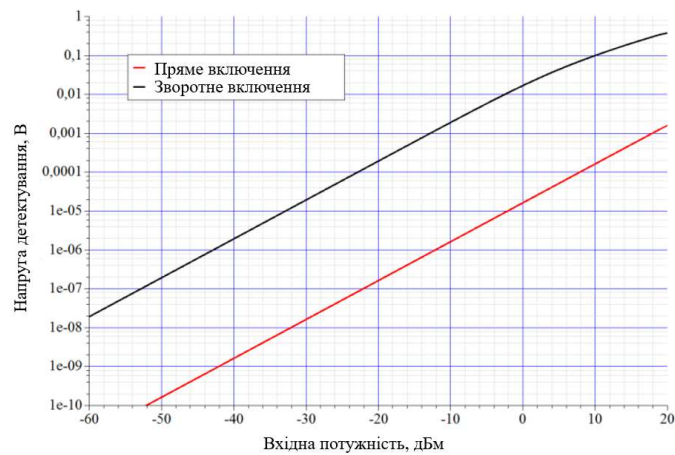


Рисунок 23 – Динамічні характеристики детектора в разі прямого та зворотного ввімкнення

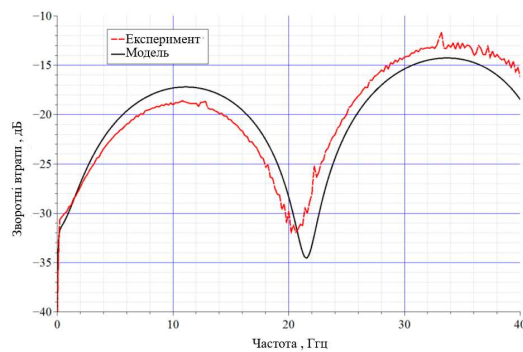


Рисунок 24 – Модуль коефіцієнта відбиття MIC MD902

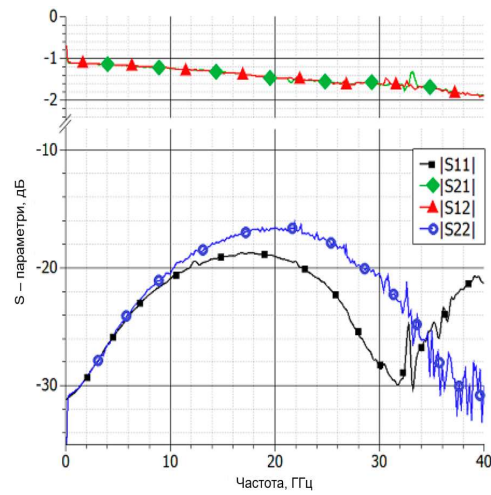


Рисунок 25 – Експериментальні залежності модулів коефіцієнтів відбиття і передачі МІС MD902

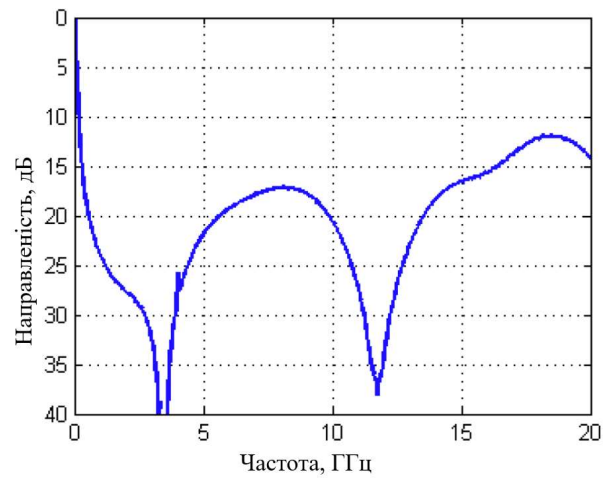


Рисунок 26 – Спрямованість МІС MD902

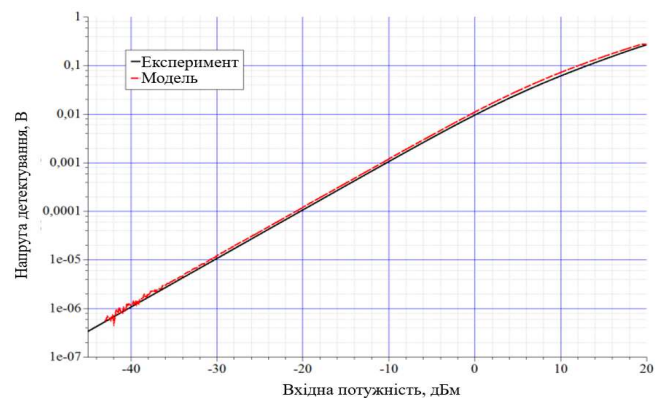


Рисунок 27 – Динамічні характеристики МІС MD902

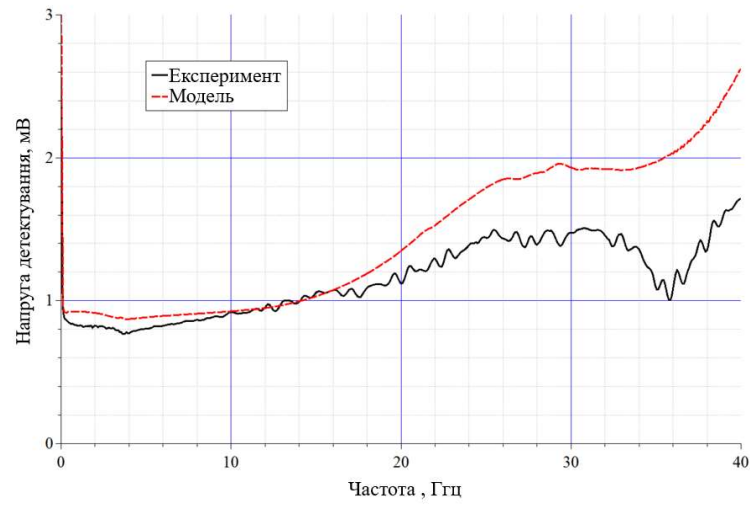


Рисунок 28 – Частотна характеристика вихідної напруги

Додаток Б
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ
БАКАЛАВРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ**

ВИМІРЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ НВЧ ДІАПАЗОНУ

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Вимірювач потужності сигналів надвисокочастотного діапазону»

Тип роботи: Бакалаврська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ Кафедра ІРТС
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 5.07%

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- ☒ Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- ☐ У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- ☐ У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

Воловик А.Ю. – д.т.н., доцент каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)

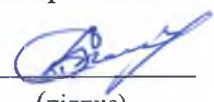
Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку 
(підпис)

Семенов А.О.
(прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник 
(підпис)

Воловик А.Ю. – д.т.н., доцент каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач 
(підпис)

Насадюк В.М.
(прізвище, ініціали)