

Вінницький національний технічний університет  
(повне найменування вищого навчального закладу)  
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем  
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))  
Кафедра радіотехніки  
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

**МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**

на тему:

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ  
ДЛЯ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-20м  
спеціальність 172 – Телекомунікації та  
радіотехніка освітня програма: Радіотехніка  
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Яковенко М.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доцент каф. РТ

Осадчук Я.О.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2021 р.

Опонент: к.т.н., професор каф. ТКСТБ

Барась С.Т.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2021 р.

**Допущено до захисту**

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2021 р.

Вінницький національний технічний університет

Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

Кафедра Радіотехніки

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма – Радіотехніка

(шифр і назва)

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., професор О.В. Осадчук

“ \_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2021 року

**З А В Д А Н Н Я  
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТА**

Яковенку Максиму Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ»

керівник роботи Осадчук Ярослав Олександрович, к.т.н., доцент каф. РТ

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ 24 ” 09 2021 року №277

2. Строк подання студентом роботи 20 грудня 2021 року.

3. Вихідні дані до роботи: номінальна напруга +5 В; споживана потужність не повинна перевищувати 0,15 Вт; струм споживання знаходиться в межах 25–150 мА; діапазон робочих частот становить 50 кГц – 40000 кГц; діапазон вимірюваних температур складає 0...+150 °С.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити: Вступ. Аналіз сучасного стану розвитку сенсорів температури. Теоретичні основи побудови піроелектричних сенсорів температури. Розробка математичної моделі радіовимірювальних сенсорів температури на основі піроелектричних елементів для спеціалізованих хмарних платформ. Експериментальне дослідження радіовимірювальних сенсорів температури. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Перелік посилань. Додатки.

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

Еквівалентна схема піроелектричного сенсора. Ввімкнення піроелектрика у зовнішнє коло (а) і його еквівалентна схема (б). Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів. Еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів. Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів. Блок–схема вимірювальної установки.

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук О.В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Професор кафедри БЖДПБ, доцент, д.п.н., Дембіцька С.В.		
Економічна частина	ст. викл. каф. ЕПВМ к.е.н., Кавецький В.В.		

7. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_ 2021 року

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір, узгодження та затвердження теми МКР	03.09.2021-14.09.2021	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2021-21.09.2021	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	22.09.2021-25.09.2021	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09. 2021-09.10. 2021	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2021-03.11. 2021	
6.	Розділ моделювання	04.11. 2021-12.11. 2021	
7.	Розробка графічної частини МКР	13.11. 2021-18.11. 2021	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	19.11. 2021-24.11. 2021	
9.	Охорона праці (ОП)	25.11. 2021-30.11. 2021	
10	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	01.12. 2021-08.12. 2021	
11.	Нормоконтроль	09.12. 2021-12.12. 2021	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	13.12. 2021-19.12. 2021	
13.	Захист МКР ЕК	20.12. 2021-23.12. 2021	

Студент

( підпис )

Яковенко А.В.

Керівник роботи

( підпис )

Осадчук Я.О.

## АНОТАЦІЯ

УДК 621.38

Яковенко М.В. Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2021. – 170с. На українській мові. Бібліогр.: 92 назв; Рисунок 47.

Проаналізовано сучасний стан розвитку сенсорів температури, розглянуто конструктивно–технологічні особливості перетворювачів теплової потужності, зроблено аналіз їх позитивних і негативних сторін, внаслідок чого було обґрунтовано необхідність використання інтегральних конструкцій з тонкими сегнетоелектричними плівками. Запропоновано побудову даних конструкції на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором, що дозволяє покращити метрологічні характеристики існуючих сенсорів потужності випромінювання і розширити область їх застосування, зокрема для вимірювання температури.

В другому розділі розглянуто математичну модель піроелектричних чутливих елементів, що дозволяє виконати експрес–аналіз їх характеристик. Показано, що конструкції піроелектричних перетворювачів теплової потужності визначають способи вимірювання потужності, реалізовані з допомогою додаткових схем обробки вихідних сигналів сенсорів. Удосконалена модель піроелектричних перетворювачів теплової потужності, основана на синтезі доповненої фізичної моделі перетворення потужності випромінювання і схемотехнічної моделі польового транзистора. Досліджено принцип дії сенсорів температури на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором. Були представлені еквівалентні схеми пристроїв, враховуючи еквівалентні схеми транзисторів, в результаті чого було отримано еквівалентну та спрощену еквівалентну схему радіовимірювального температурного сенсора. Проведено розрахунок даних математичних моделей радіовимірювальних температурних сенсорів на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів за допомогою методу вузлових потенціалів, шляхом складання і розв'язку системи рівнянь. Розв'язавши отриману систему рівнянь, був визначений вираз для повного опору радіовимірювальних температурних сенсорів на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.

Проведено експериментальне дослідження вольт–амперної характеристики радіовимірювальних температурних сенсорів. Проведено експериментальне дослідження залежності частоти генерації від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі проведено розрахунки економічної частини та розділу охорони праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

**Ключові слова:** радіовимірювальний перетворювач, піроелектричний чутливий елемент, температура, від’ємний диференціальний опір, хмарні платформи.

## ABSTRACT

Yakovenko M.V. Radio frequency frequency temperature sensor for specialized cloud platforms. Master's qualification work. – Vinnytsia: VNTU, 2021. – 170 p. In Ukrainian language. Bibliogr .: 92 titles; Figure 47.

The current state of development of temperature sensors is analyzed, the structural and technological features of heat power converters are considered, their positive and negative sides are analyzed, as a result of which the necessity of using integrated constructions with thin ferroelectric films was substantiated. The construction of these data on the basis of transistor structures with negative differential resistance is proposed, which allows to improve the metrological characteristics of existing radiation power sensors and expand their scope, in particular for temperature measurement.

The second section considers a mathematical model of pyroelectric sensitive elements, which allows to perform a rapid analysis of their characteristics. It is shown that the designs of pyroelectric heat power converters determine the methods of power measurement, implemented using additional circuits for processing the output signals of the sensors. An improved model of pyroelectric heat power converters, based on the synthesis of a supplemented physical model of radiation power conversion and a circuit model of a field-effect transistor. The principle of operation of temperature sensors based on transistor structures with negative differential resistance has been studied.

Equivalent circuit diagrams of the devices were presented, taking into account the equivalent circuits of the transistors, resulting in an equivalent and simplified equivalent circuit of the radio temperature sensor. The calculation of data of mathematical models of radio temperature sensors based on the structure consisting of a pair of bipolar transistors and the structure consisting of a pair of bipolar and double-gate field MOS transistors using the method of nodal potentials by compiling and solving a system of equations. Solving the obtained system of equations, the expression for the total resistance of radio temperature sensors was determined on the basis of a structure consisting of a pair of bipolar transistors and a structure consisting of a pair of bipolar and double-gate field-effect MOSFETs.

An experimental study of the volt-ampere characteristic of radio temperature sensors was performed. An experimental study of the dependence of the lasing frequency on the supply voltage of radio temperature sensors was performed.

Also in the master's qualification work, calculations were made of the economic part and the section of labor protection and safety in emergency situations.

**Keywords:** radio measuring transducer, pyroelectric sensitive element, temperature, negative differential resistance, cloud platforms.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	8
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РОЗВИТКУ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ</b> .....	11
1.1 IoT сенсори.....	11
1.2 Фізичні основи функціонування сенсорів температури.....	16
1.3 Резистивні сенсори температури.....	20
1.4 Напівпровідникові сенсори температури.....	24
1.5 П'єзоелектричних сенсори температури.....	28
1.6 Безконтактний вимір температури.....	30
1.7 Сенсори випромінювання на основі термоелектричного і терморезистивного ефектів.....	35
1.8 Піроелектричні сенсори ІК – випромінювання.....	38
1.9 Термопневматичні детектори.....	42
1.10 Висновки до розділу.....	44
<b>2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ПІРОЕЛЕКТРИЧНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ</b> .....	45
2.1 Математична модель радіовимірювального сенсора температури на основі піроелектричного конденсатора.....	45
2.2 Математична модель радіовимірювального сенсора температури на основі польового транзистора з чутливим піроелектричним елементом.....	48
2.3 Характеристики перетворення радіовимірювального сенсора температури на основі польового транзистора.....	58
2.4 Висновки до розділу.....	65
<b>3 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ РАДІОВИМІРЮВА- ЛЬНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ ПІРОЕЛЕКТРИЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ДЛЯ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ</b> .....	66
3.1 Математична модель радіовимірювального частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів.....	66
3.2 Математична модель радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.....	73
3.3 Висновки до розділу.....	80
<b>4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ</b> .....	81
4.1 Блок–схема вимірювальної установки.....	81
4.2 Експериментальне дослідження вольт–амперної характеристики радіовимірювальних температурних сенсорів.....	82
4.3 Експериментальне дослідження повного комплексного опору радіовимірювальних температурних сенсорів.....	83
4.4 Експериментальне дослідження залежності частоти генерації від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів.....	87
4.5 Експериментальне дослідження залежності частоти генерації від	

температури радіовимірювальних температурних сенсорів .....	89
4.6 Висновки до розділу.....	91
<b>5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА</b> .....	93
5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки .....	93
5.2 Визначення рівня конкурентоспроможності розробка .....	97
5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи.....	100
5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором .....	111
5.5 Висновки до розділу.....	116
<b>6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ</b> .....	117
6.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання досліджень .....	117
6.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії .....	120
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.....	129
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	136
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ</b> .....	138
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання.....	146
Додаток Б (обов'язковий) Еквівалентна схема піроелектричного сенсора.....	152
Додаток В (обов'язковий) Ввімкнення піроелектрика у зовнішнє коло (а) і його еквівалентна схема (б) .....	154
Додаток Д (обов'язковий) Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів .....	156
Додаток Е (обов'язковий) Еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів .....	158
Додаток Ж (обов'язковий) Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів .....	160
Додаток К (обов'язковий) Еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів .....	162
Додаток Л (обов'язковий) Блок–схема вимірювальної установки .....	164
Додаток М (обов'язковий) ВАХ радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів ...	166
Додаток Н (обов'язковий) ВАХ радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.....	168
Додаток О (обов'язковий) Експериментальні (при різних напругах керування).....	170

## ВСТУП

**Актуальність.** На сьогоднішній день широкої популярності набула концепція Internet of Things (IoT, Інтернет речей). Згідно з найбільш поширеним формулюванням, Інтернет речей – концепція обчислювальної мережі фізичних предметів («речей»), оснащених вбудованими технологіями для взаємодії один з одним або з зовнішнім середовищем, яка розглядає організацію таких мереж як явище, здатне перебудувати економічні та суспільні процеси, що виключає з частини дій і операцій необхідність участі людини.

Для практичної реалізації всі навколишні предмети і пристрої повинні бути забезпечені мініатюрними ідентифікаційними і сенсорними (чутливими) пристроями. Тоді при наявності необхідних каналів зв'язку з ними можна не тільки відслідковувати ці об'єкти і їх параметри в просторі і в часі, але і керувати ними.

IoT – це інтернет речей, загальна назва для пристроїв, підключених до загальної мережі. Як окремий вид інтернету речей виділяють IIoT – промисловий інтернет речей, який використовують в бізнесі і на виробництві.

У IoT і IIoT датчики застосовують, щоб збирати інформацію з різних пристроїв: розумних браслетів, верстатів, автомобілів. Вони можуть вимірювати різні фізичні показники: від температури повітря до рівня інфрачервоного випромінювання.

При дослідженні фізичних властивостей речовин у задачах контролю теплових режимів різноманітних технологічних процесів першочергове значення мають температурні вимірювання, які на сьогодні складають близько 40% усіх вимірювань, які здійснюються в промисловості [1]. У багатьох випадках необхідно здійснювати вимірювання температури важкодоступних технічних об'єктів, об'єктів, які знаходяться під електричним потенціалом, у радіоактивному або агресивному середовищі. Для цього доцільно використовувати безконтактні методи вимірювання температури, зокрема вимірювання температури за випромінюванням.

В сенсорах потужності випромінювання енергія електромагнітних коливань перетворюється в теплову, механічну енергію або в електричний сигнал, що доступний для подальшого перетворення і вимірювання [2]. Широке застосування в якості сенсорних пристроїв різного призначення, детекторів і ПТП знаходять піроелектричні матеріали [2]. Використовується головним чином їх головна влас-



тивість – будь–який вид радіації, який потрапляє на піроелектричний зразок, викликає зміну його температури і відповідну зміну поляризації. До числа переваг піроелектричних сенсорів випромінювання відносяться широкий (практично необмежений) діапазон частот детектуючої радіації, висока чутливість, швидкодія, здатність до роботи в області високих температур [3].

Актуальність роботи полягає в тому, що на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором можна значно покращити точність вимірювання температури та розширити її діапазон у порівнянні з класичними пристроями вимірювання температури.

Використання частоти, як інформативного параметра, характеризується високою завадостійкістю передачі, простотою і значною точністю перетворення в цифровий код, а також виключає використання АЦП при обробці інформації, що знижує собівартість систем контролю і управління.

**Мета роботи** полягає в покращенні метрологічних параметрів радіовимірювальних сенсорів температури на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.

#### **Об’єкт дослідження**

Процес перетворення температури у частотний сигнал на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.

#### **Предмет дослідження**

Статичні і динамічні характеристики радіовимірювальних частотних сенсорів температури з піроелектричними чутливими елементами на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.

#### **Методи дослідження**

Ґрунтуються на використанні:

рівнянь математичної фізики під час розробки математичної моделі сенсора; основних положень функції комплексної змінної для визначення функції перетворення і рівнянь чутливості; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл з використанням законів Кірхгофа для визначення повного опору мікроелектронних частотних сенсорів температури.

Поставлена мета в магістерській кваліфікаційній роботі можлива за рахунок розв’язання наступних *задач*:

1. Провести аналіз методів і пристроїв вимірювання температури та обґрунтувати переваги пристроїв на основі радіовимірювальних піроелектричних перетворювачів.

2. Розглянути метод вимірювання температури, який базується на безконтактному перетворенні температури в частотний сигнал за допомогою радіовимірювального пристрою.

4. Розробити радіовимірювальний сенсор температури на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором, який би забезпечував перетворення температури, у частотний сигнал з високою точністю та чутливістю.

### **Наукова новизна одержаних результатів**

Наукова новизна магістерської кваліфікаційної роботи полягає в отриманні наступних результатів:

1. Розглянуто використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором для створення сенсорів температури, що працюють за принципом “температура – частота” для спеціалізованих хмарних платформ.

2. Розглянуто математичні моделі радіовимірювальних частотних сенсорів температури для хмарних платформ, в яких враховано вплив температури на чутливі піроелектричні елементи, які є складовими елементами сенсорів, що дало змогу отримати рівняння перетворення та функцію чутливості.

### **Практичне значення одержаних результатів**

Практична цінність магістерської кваліфікаційної роботи полягає в тому, що:

1. У результаті математичного моделювання отримано аналітичні вирази для функції перетворення і рівняння чутливості розроблених радіовимірювальних частотних сенсорів температури, які можуть бути використані для інженерного розрахунку характеристик розроблених сенсорів температури для спеціалізованих хмарних платформ.

2. Розроблені конструкції і принципові схеми радіовимірювальних частотних сенсорів температури для спеціалізованих хмарних платформ.

### **Особистий внесок здобувача**

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором практично самостійно у науковій школі д.т.н., проф. Осадчука О.В.

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РОЗВИТКУ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ

## 1.1 IoT сенсори

На сьогоднішній день широкої популярності набула концепція Internet of Things (IoT, Інтернет речей). Згідно з найбільш поширеним формулюванням, Інтернет речей – концепція обчислювальної мережі фізичних предметів («речей»), оснащених вбудованими технологіями для взаємодії один з одним або з зовнішнім середовищем, яка розглядає організацію таких мереж як явище, здатне перебудувати економічні та суспільні процеси, що виключає з частини дій і операцій необхідність участі людини.

Для практичної реалізації всі навколишні предмети і пристрої повинні бути забезпечені мініатюрними ідентифікаційними і сенсорними (чутливими) пристроями. Тоді при наявності необхідних каналів зв'язку з ними можна не тільки відслідковувати ці об'єкти і їх параметри в просторі і в часі, але і керувати ними. У загальному вигляді з інформаційно–комунікаційної точки зору Інтернет речей можна записати у вигляді такої символічної формули:

$$IoT = \text{Сенсори (датчики)} + \text{Дані} + \text{Мережі} + \text{Послуги}.$$

Особливу роль в IoT відіграють засоби вимірювання, що забезпечують перетворення відомостей про зовнішнє середовище в дані зрозумілі для ЕОМ, і тим самим здатні наповнити обчислювальне середовище цінною інформацією. Зараз використовується широкий клас засобів вимірювання, від елементарних датчиків (наприклад, температури, тиску, освітленості), до складних інтегрованих вимірювальних систем. В рамках концепції IoT принциповим є об'єднання засобів вимірювання в мережі за рахунок чого можлива побудова систем між–машинної взаємодії.

Як особлива практична проблема впровадження IoT є необхідність забезпечення максимальної автономності засобів контролю та вимірювання, перш за все, проблема енергопостачання сенсорів. Знаходження ефективних рішень, що забезпечують автономне живлення сенсорів, дозволяє масштабувати сенсорні мережі без підвищення витрат на обслуговування.

Одним із нових підходів, який дає потужні можливості для розв'язання проблем підвищення точності та зменшення енергоспоживання є концепція застосування частоти у якості інформативного параметру вимірювальної величини при виконанні процедур вимірювання значень фізичних величин, зокрема, температури.

На відміну від класичної структури сенсорів, у яких вимірювальний сигнал, як правило, визначається амплітудною зміною вихідного сигналу, що, відповідно, потребує застосування АЦП миттєвого значення напруги і апріорі передбачає виникнення пов'язаних з цим проблем, зокрема, необхідності використання високостабільних джерел опорної напруги та струму, якісних підсилювачів, ретельного екранування вхідних кіл та складного процесу пошуку оптимального виготовлення друкованої плати, в запропонованому підході пропонується здійснювати вимірювання значення вимірюваних фізичних величин шляхом визначення зміни частоти, як вихідного параметру радіовимірювальних сенсорів.

Вимірювання та контроль температури у кімнатах є одним із важливих параметрів, якщо ви сподіваєтесь зменшити витрати на використання електроенергії для систем кондиціонування та опалення. Особливих вимог до технічних характеристик сенсорів в офісах та житлових приміщеннях немає, достатньо, щоб вони функціонували у звичному для людей середовищі. Наприклад, розроблений Netvox датчик R711 вимірює температуру у межах від  $-20$  до  $+55$  °C, а також надає показання по рівню вологості від 10 до 90% із точністю  $\pm 4\%$ . R711 можна легко прикріпити до вертикальної поверхні за допомогою кріплення або навіть двостороннього скотча, бо його вага становить лише 140 грамів. До того ж, живлення пристрою проводиться від двох стандартних батарейок AAA (1,5В), тому кількість та розташування розеток не буде впливати на установку.



Рисунок 1.1 – Зовнішній вигляд IoT сенсора R711

Для споживачів, які надають перевагу більш комплексним рішенням, виробники пропонують використання сенсорів температури, що комбіновані з детекторами CO<sub>2</sub>

(вуглекислого газу) та дрібних часток PM2,5. Подібні модулі LoRa користуються популярністю серед людей, які занепокоєні якістю повітря у приміщеннях з великим скупченням людей — учбових класах шкіл, офісних приміщеннях підприємств, конференц-залах, готельних кімнатах і тд.



Рисунок 1.2 – Зовнішній вигляд IoT сенсора RA0715 з моніторингом температури та CO2

На рис.1.3 представлено зовнішній вигляд інформаційного вікна із такого сенсора. наживо:

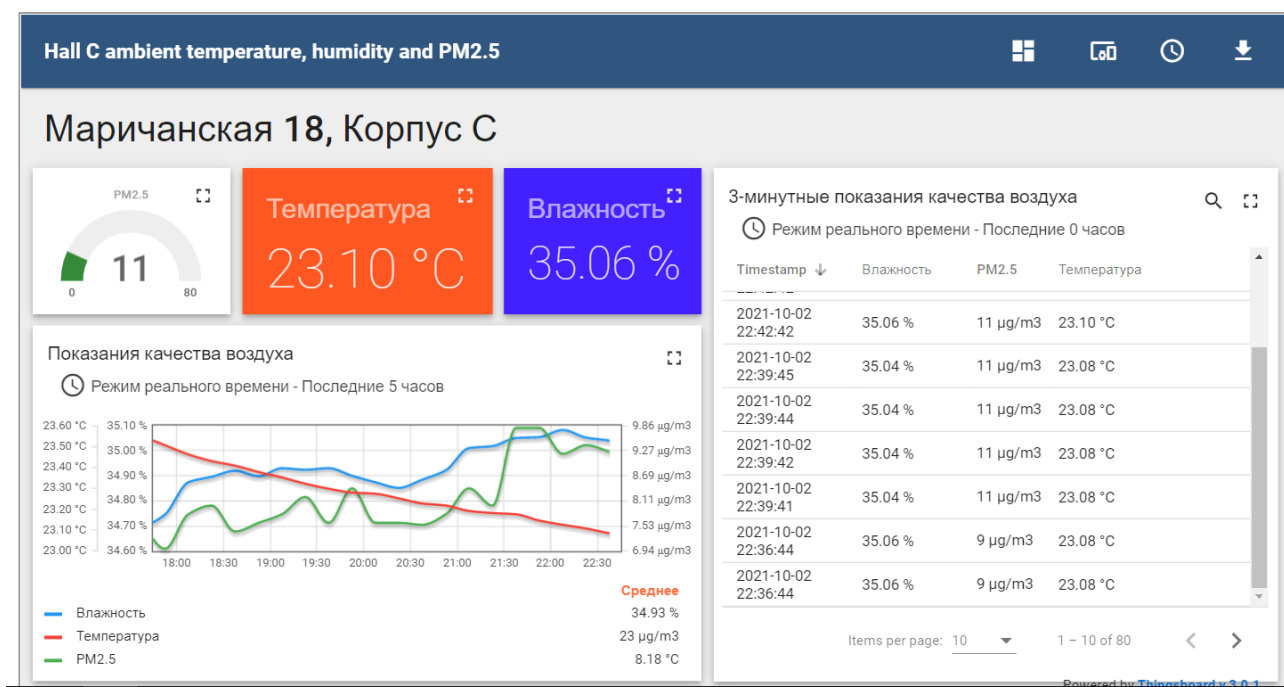


Рисунок 1.3 – Зовнішній вигляд інформаційного вікна IoT сенсора RA0715

Сенсори цієї групи будуть корисними для діагностичних вимірювань температури промислового та іншого обладнання і входять до умовного класу прис-

троїв PoT technology. Для цього вони устатковані зовнішнім термоелементом на основі термо , і кожна модель також представлена з двома вимірювальними елементами: мідь–константанові, хромель–алюмінієві, ніхросил–нісілові і тд. Наприклад, конструкція датчика з двома елементами ефективна для ОСББ. У цьому випадку бездротові датчики температури до котла чи теплоносія допоможуть вимірювати температуру теплоносія на вході та виході в тепlopункт для контролю температури опалення приміщень. Сенсори аналогічної конструкції придатні також для моніторингу наднизьких температур (їх можна встановити в промислові холодильні установки тощо).



Рисунок 1.4 – R718CT сенсор з термопарою, діапазон від  $-185$  до  $+300^{\circ}\text{C}$



Рисунок 1.5 – R718CT2 сенсор з двома термоелементами, діапазон від  $-185$  до  $+300^{\circ}\text{C}$

В даних системах використовуються термопара типу Т (R718CT або R718CT2) з мідь–константановим ТМКн термодатчиком підключають для вимірювання

температури у діапазоні від  $-40$  до  $+125^{\circ}\text{C}$  с точністю  $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ . Термопара типу К (R718CK або R718CK2) з хромель–алюмільєвим ТХА термодатчиком мають діапазон вимірювання від  $-40$  до  $+375^{\circ}\text{C}$  с точністю  $\pm 1,5^{\circ}\text{C}$ . Термопара типу N (K718CN або R718CN2) з ніхросил–нісильовим ТНН термодатчиком мають діапазон вимірювання від  $-40$  до  $+800^{\circ}\text{C}$ , з точністю в діапазоні від  $-40$  до  $+375^{\circ}\text{C}$   $\pm 1,5^{\circ}\text{C}$ , а в діапазоні від  $+375^{\circ}\text{C}$  до  $+800^{\circ}\text{C}$   $\pm 1,5^{\circ}\text{C} \pm 0,4\%$ . Термопара типу R (R718CR або R718CR2) із платинородій–платиновим термодатчиком підключають для вимірювання температури у діапазоні від  $0$  до  $+1100^{\circ}\text{C}$  с точністю  $\pm 1^{\circ}\text{C}$ .

IoT – це інтернет речей, загальна назва для пристроїв, підключених до загальної мережі. Як окремий вид інтернету речей виділяють IIoT – промисловий інтернет речей, який використовують в бізнесі і на виробництві. У IoT і IIoT датчики застосовують, щоб збирати інформацію з різних пристроїв: розумних браслетів, верстатів, автомобілів. Вони можуть вимірювати різні фізичні показники: від температури повітря до рівня інфрачервоного випромінювання.

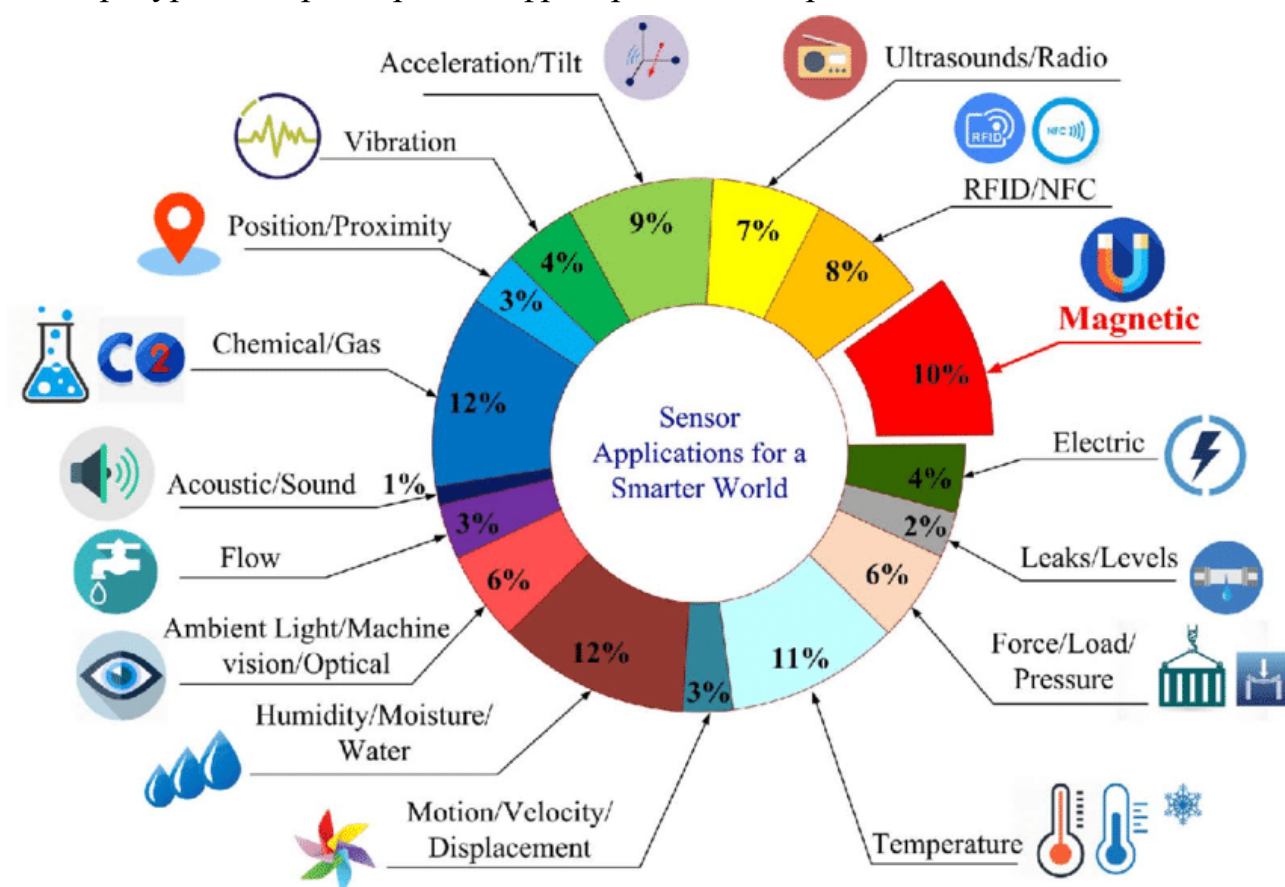


Рисунок 1.6 – Застосування IoT сенсорів

Для цього датчики оснащують чутливими елементами, наприклад, світлочувливими діодами або металевими пластинками, міняють властивості в залежності від середовища. Для передачі інформації на звичайний сервер або хмара,

де вона буде оброблена і використана далі, датчики оснащують передає модулем. У IoT це зазвичай модуль бездротового зв'язку, наприклад: Bluetooth, NFC, RF або Wi-Fi. Іноді кілька датчиків підключають до одного передавального модулю.

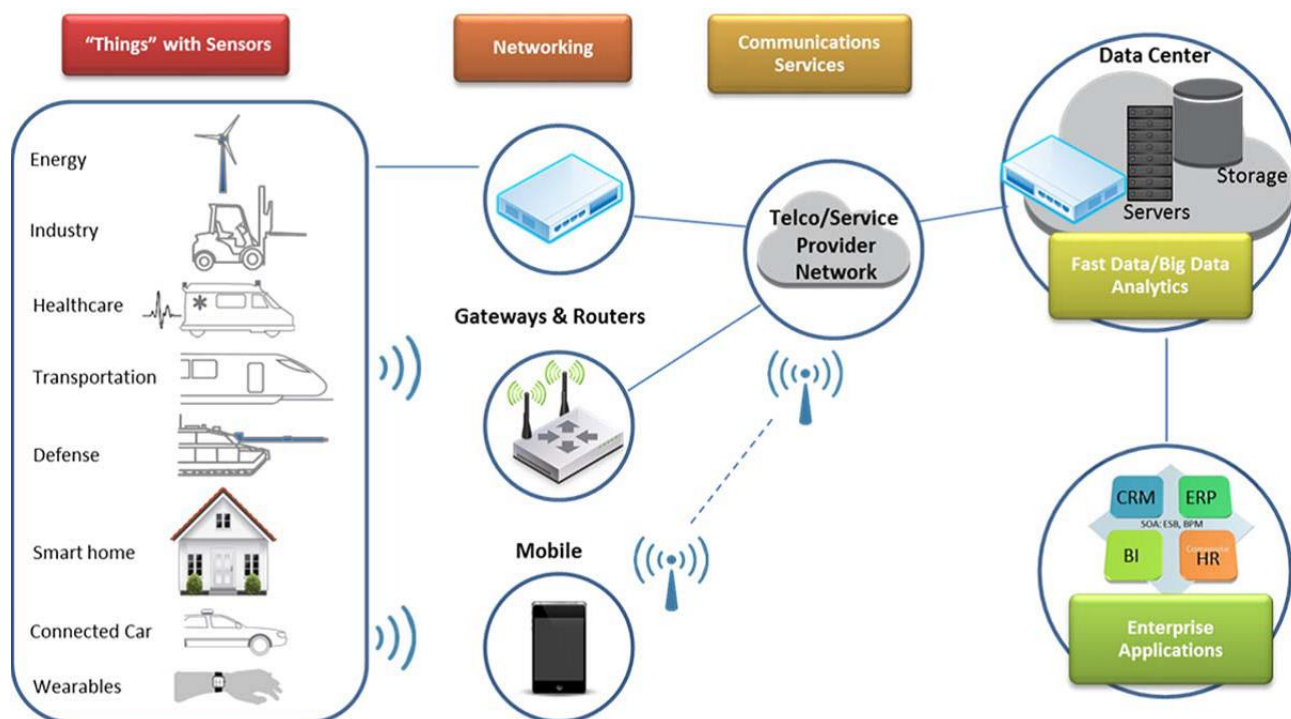


Рисунок 1.7 – Принципи побудови IoT систем

Для швидкого об'єднання датчиків в мережу інтернету речей можна використовувати хмарні платформи, які дозволяють обійтися без власних серверів і передавати дані прямо в хмару по захищених каналах. Крім того, такі платформи допомагають аналізувати дані, зібрані з датчиків, і оптимізувати бізнес-процеси.

## 1.2 Фізичні основи функціонування сенсорів температури

Теоретичні основи піроелектричного ефекту досить детально описано в працях авторів [7–12]. Одною з основних вхідних дій на піроелектричні перетворювачі є теплова енергія, при декількох діях – тепловій та механічній, тепловій та електричній. Наведені впливи незалежно від їх фізичної природи, за характеру формування інформативного електричного вихідного сигналу поділяються на параметричні та генераторні, у зв'язку з цим еквівалентну схему піроелектричного сенсора можна подати у виді паралельного або послідовного



з'єднання ємності і генератора (джерела струму або напруги) [13], що показано на рисунку 1.8 та наведена в додатку Б.

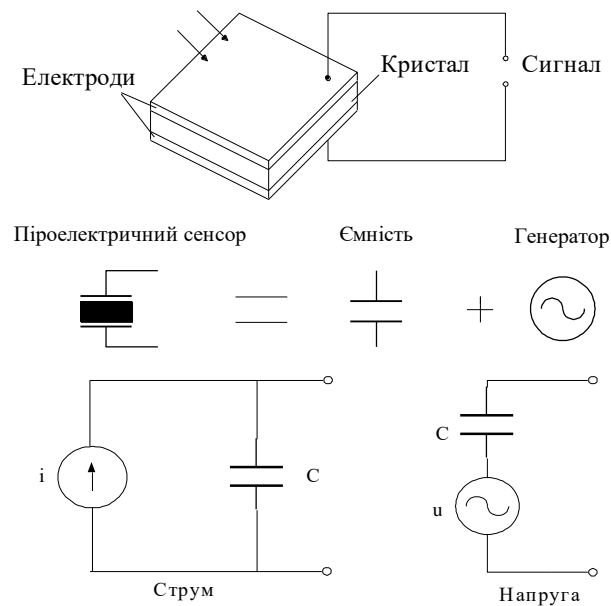


Рисунок 1.8 – Еквівалентна схема піроелектричного сенсора

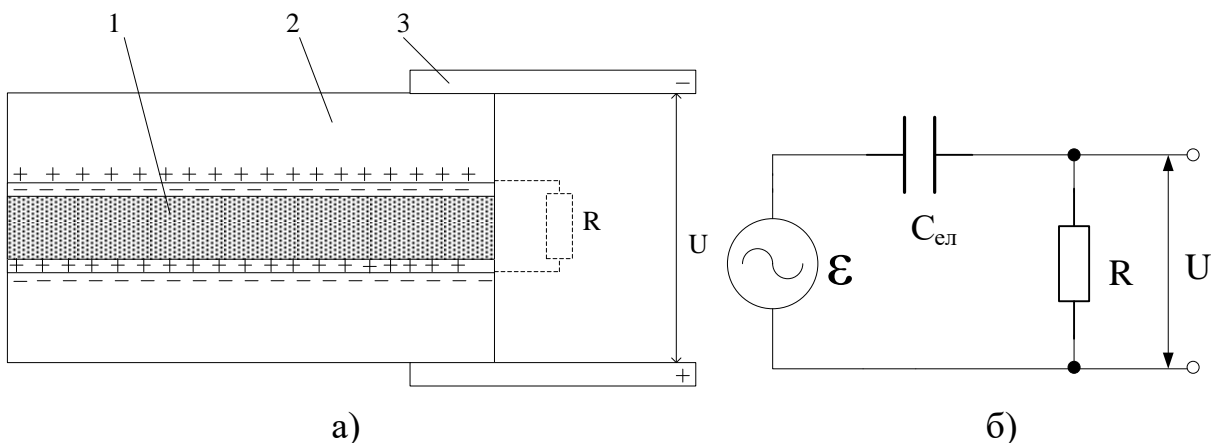


Рисунок 1.9 – Ввімкнення піроелектрика у зовнішнє коло (а) і його еквівалентна схема (б)

В піроелектричному сенсорі який зображено на рисунку 1.9, та наведена в додатку В, діелектрик з полярною структурою використовується у виді пластини 1, яка покрита металічними електродами 2, до цих електродів під'єднанні зовнішні контакти 4. Піроелектрик має об'ємну провідність з врахуванням опорів втрат R. Баланс зарядів на поверхні піроелектрика описується формулою:

$$D = \varepsilon \cdot E_{nip} \cdot S + \Delta Q_{\Sigma},$$

де  $E_{nip}$  – напруженість електричного поля в піроелектричному матеріалі;  $D$  – індукція вільних зарядів;  $\Delta Q_{\Sigma}$  – сумарний приріст зв'язаного заряду.

За зміни температури, тобто коли при дії тільки на піроелектричні властивості, можна записати вираз

$$\Delta Q_{\Sigma} = \Delta Q_{nip} = \Delta P_s \cdot S = \gamma^{\sigma} \cdot \Delta T \cdot S ,$$

де  $S$  – площа електродів, яка співпадає з площею поперечного перерізу піроелектричного сенсора.

Якщо індукція  $D$  зумовлена тільки провідністю піроелектричного матеріалу, для теплової дії з врахуванням величини  $E_{nip} \cdot a = U$  ( $U$  – напруга на електродах піроелектричного сенсора) можна отримати вираз:

$$\frac{1}{R \cdot C_{el}} \int U dt = U + \frac{\gamma^{\sigma} \cdot \Delta T \cdot S}{C_{el}} , \quad (1.1)$$

де для малих змін температури  $\Delta T$  власна електрична ємність піроелектричного матеріалу описується виразом

$$C_{el} = \left( \frac{\varepsilon \cdot S}{a} \right) = const .$$

Для ідеального діелектрика  $R = \infty$  формула (1.1) приймає вид:

$$U = \frac{-\gamma^{\sigma} \cdot \Delta T \cdot S}{C_{el}} = \mathcal{E} ,$$

Даному виразу відповідає еквівалентна схема зображена на рисунку 1.9.

Рівняння (1.1) описує еквівалентну схему (рисунок 1.9) піроелектрика з кінцевим опором втрат  $R$ . З виразу видно, що це типова схема електростатичного джерела з електрорушійною силою  $\mathcal{E}$ , навантаженого на власний опір втрат  $R$ . Цей опір враховує діелектричні втрати піроелектрика і в загальному випадку залежить від робочої частоти.

Структурна схема перетворення в чутливому піроелектричному елементі в більшості піроелектричних пристроїв (рис. 1.9) складається з трьох етапів [8]:

1.  $W - \Delta T$ : тепла дія  $W$  викликає зміну температури  $\Delta T$  піроелектричного матеріалу.

2.  $\Delta T - \Delta Q$ : зміна температури  $\Delta T$  зумовлює появу зарядів  $\Delta Q$  на електродах піроелектричного матеріалу.



Рисунок 1.10 – Структурна схема піроелектричних сенсорів

4.  $\Delta Q - U$ : заряд  $\Delta Q$  на електродах піроелектричного сенсора створює різницю потенціалів  $U$ , значення якої залежить від власної ємності піроелектричного матеріалу та повного опору навантаження.

За функціональним призначенням піроелектричні перетворювачі, побудовані за цією схемою, тому ці сенсори вже є сенсорами температури.

Крім структурної схеми перетворення в чутливому піроелектричному елементі, яка подана на рисунку 1.10 існують інші структурні схеми [8], серед яких, ще можна розглянути схему подану на рисунку 1.11.

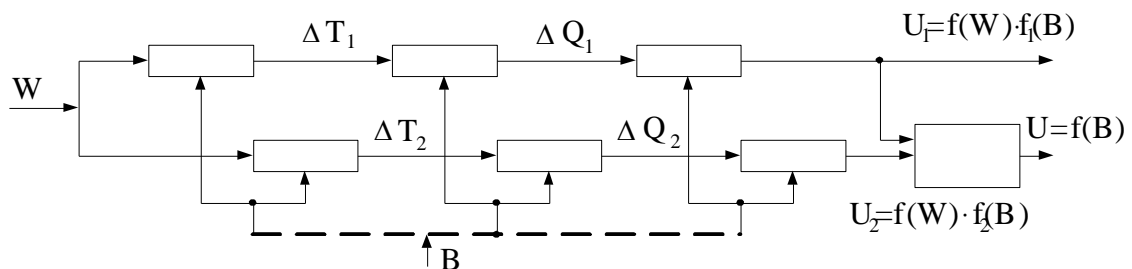


Рисунок 1.11 – Структурна схема піроелектричних сенсорів

$W, B$  – відповідно теплова і параметрична дія

В перетворювачі, побудованому по структурній схемі рисунок 1.11 можливе однозначне визначення  $B$  при незалежній зміні  $W$ . В даній схемі теплова дія  $W$  відбувається одночасно на два чутливих елемента, які здійснюють по цій дії однакове перетворення  $f(W)$ , так що для  $B=\text{const}$   $U_1 \sim f(W)$  і  $U_2 \sim f(W)$ . Під час дії  $B$ , також одночасно змінюються параметри однотипних етапів обох чутливих елементів, так що  $U_1=f(W)f_1(B)$  і  $U_2=f(W)f_2(B)$ . Напруги  $U_1$  і  $U_2$  подаються на блок відношення, вихідна напруга якого  $U=f_1(B)/f_2(B)=f(B)$  визначаються тільки величиною  $B$ . Дана структурна схема була покладена в основу піроелектричних термометрів, які вимірюють як абсолютну температуру, так і її приріст [8].

### 1.3 Резистивні сенсори температури

Фізичні властивості матеріалів і параметри виконаних з них деталей в тій чи іншій мірі залежать від температури і несуть таким чином інформацію про її величині. Для вилучення цієї інформації необхідні додаткові пристрої, в зв'язку з чим такі сенсори і сенсори на їх основі відносяться до числа пасивних.

Залежність опору металів від температури  $R(T)$  вперше помітив Х. Деві в 1821г., А в 1871р. В. Сіменс зробив перший резистивний термометр з платиного дроту. Зараз існує велика різноманітність резистивних сенсорів температури. У мікросистемній техніці використовують той же принцип, тобто вимірюють залежність опору від температури, тільки резистори беруть зазвичай плівкові або напівпровідникові. Їх перевагами є висока чутливість, простий інтерфейс, довготривала стабільність.

Розглянемо спочатку сенсори на основі металевих плівок. Залежність  $R(T)$  спостерігається у всіх металів, але не всі використовують в якості основи для сенсорів. Відомо, що електричні властивості матеріалів в тонких шарах сильно відрізняються від об'ємних і залежать також від способу виготовлення плівки. Тому, коло матеріалів, використовуваних для виготовлення сенсорів, обмежений найбільш вивченими і стабільними. Серед металів це платина (при вимірах температури до 6000С) і молибден – при вимірах більш високих температур.

Конструкція резистивного сенсора температури є типовою для плівкових схем (рис. 1.12). Підкладкою є діелектрик (ситалл, кераміка) або кремній, покритий діелектричною плівкою окису  $SiO_2$  або нітриду кремнію  $Si_3N_4$ . У плані структура може бути лінійної (А) або мати форму меандру для підвищення опору за рахунок збільшення відношення довжини до ширини резистора (В).

Величина опору визначається виразом

$$R = R_{\square} \frac{l}{b},$$

де  $R_{\square}$  – опір квадрата плівки, для платини лежить в межах  $100 \div 1000 \text{ Ом} / \square$  в залежності від товщини матеріалу.

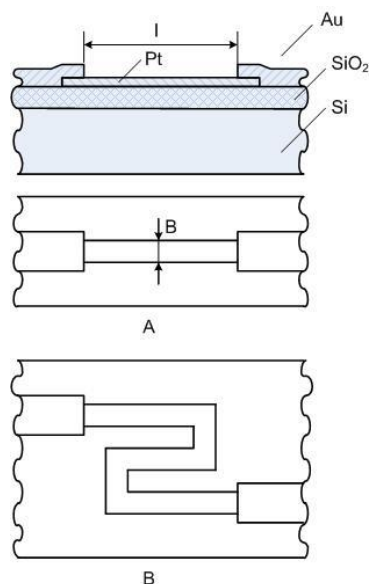


Рисунок 1.12 – Структура тонкопленочного терморезистора:

А – лінійного; В – типу «меандр»

Функція зміни опору від температури зазвичай апроксимується лінійною залежністю виду

$$R = R_0 [1 + \alpha (t - t_0)],$$

де  $R_0$  – значення опору при еталонній (наприклад, кімнатній) температурі;  $\alpha$  – температурний коефіцієнт опору (ТКС).

Для розрахунків в більш широкому діапазоні температур іноді використовують поліноміальних залежність другого порядку. Наприклад, для платинового дротяного сенсора справедливі наступні апроксимації:

$$R = R_0 (1 + 36,79 \cdot 10^{-4} \Delta t)$$

або

$$R = R_0 (1 + 36,79 \cdot 10^{-4} \Delta t - 5,8 \cdot 10^{-7} \Delta t^2).$$

Поряд з метало плівкові резистори у виробках МСТ можуть застосовуватися термісторного сенсори, тобто резистори спеціально виготовлені з керамічних напівпровідників з великими значеннями ТКС. Якщо в традиційній електроніці термістори виготовляються у вигляді самостійних виробів в формах диска, краплі, трубки, пластини і т.п., то в МСТ вони виходять методами товстоплівкової

електроніки на досить термостійкої підкладці (наприклад, кераміці). Термістори отримують спіканням кількох оксидів з ряду наступних металів: нікель, марганець, кобальт, титан, залізо. При цьому можна отримати елементи в широкому діапазоні опорів від одиниці Ом до багатьох МОм як з позитивним, так і негативним ТКС. Оскільки залежності опорів від температури істотно нелінійні, їх апроксимують нелінійними рівняннями. Зокрема,

$$R_t = R_{t_0} e^{-\beta (1/T - 1/T_0)},$$

де  $T_0$  – калібрувальна температура в К;  $R_{t_0}$  – значення опору при температурі калібрування;  $\beta$  – характеристична температура матеріалу в К.

Зазвичай  $\beta$  становить 3000 – 5000 К.

У виробках МСТ природно використовувати також накопичений в мікроелектроніці досвід проектування і виготовлення в якості сенсорів температури напівпровідникових кремнієвих резисторів.

Провідність напівпровідників (і, зокрема, кремнію) визначається двома головними факторами: концентрацією носіїв заряду і їх рухливістю. Жоден із цих параметрів істотно змінюється при коливаннях температури. Розглянемо якісно суть цих змін.

У власному напівпровіднику при фіксованій температурі провідність визначається наявністю електронів в зоні провідності і дірок у валентній зоні. Ця кількість збільшується з ростом температури, що й обумовлює негативний ТКС напівпровідника. У домішковому напівпровіднику провідність в основному визначається концентрацією легуючих домішок і їх характером. Надлишкову (по відношенню до власної) концентрацію електронів створює донорна домішка, надлишок дірок забезпечують акцептори. У широкому діапазоні температур все домішкові атоми активовані. Концентрація домішкових носіїв зарядів практично постійна і переважає над власною. Практичний температурний межа працездатності напівпровідникових приладів найчастіше визначається тим фактом, що наростаюча з ростом температури генерація власних носіїв заряду спочатку порівнює їх концентрацію з концентрацією домішкових, а потім стає переважаючою. Для кремнію ця область "конкуренції" примісної і власної концентрацій лежить в районі 200 °С.

Не менш складною є картина впливу рухливості на температурну залежність провідності напівпровідника. Вона визначається характером розсіювання носіїв заряду. В області дуже низьких температур (зазвичай за межами традиційного температурного діапазону роботи апаратури) рухливість носіїв визначається механізмом їх розсіювання на іонізованих домішках. При цьому рухливість пропорційна  $T^{3/2}$ , тобто наростає з підвищенням температури. При більш високих температурах (в тому числі і звичайних "робочих" температурах пристроїв) починає переважати розсіювання носіїв на теплових коливаннях ґрат (фононне розсіювання) і залежність рухливості від температури пропорційна  $T^{-3/2}$ .

Таким чином, при різних виборах матеріалів і в різних температурних діапазонах температурний коефіцієнт опору кремнію може бути як позитивним, так і негативним. Для грубої орієнтування можна вважати, що при температурах нижче  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$  температурний коефіцієнт кремнієвих резисторів матиме позитивне значення, а при  $t > 200\text{ }^{\circ}\text{C}$  – негативне.

У діапазоні температур  $-50 \div +150\text{ }^{\circ}\text{C}$  типова чутливість кремнієвого резистивного сенсора становить  $0,7\%/^{\circ}\text{C}$ , а його параметри можна апроксимувати поліномом другого порядку

$$RT = R_0 (1 + A\Delta t + B\Delta t^2),$$

де  $R_0$  – значення опору резистора в еталонній точці,  $\Delta t$  – значення відхилень температури від неї.

Про порядок величин коефіцієнтів  $A$  і  $B$  можна судити по їх значенням в типовому сенсору температури КТУ–81:

$$A = 7,87 \cdot 10^{-3}\text{ K}^{-1}, B = 1,874 \cdot 10^{-5}\text{ K}^{-2}$$

в діапазоні температур  $-55 \div +150\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Використання резистивних сенсорів в сенсорах температури має характерну особливість. Оскільки такий сенсор не виробляє інформаційний сигнал самостійно, для вимірювання його опору доводиться пропускати струм від вимірювального пристрою. Цей струм викликає саморозігрів резистивного сенсора, що збільшує похибку вимірювань. Звідси випливає, що необхідно використовувати вимірювальні

схеми, що вимагають мінімальних значень протікає через сенсор струму, зокрема, ці схеми зазвичай використовують дуже низькі значення напруг живлення.

Найбільш часто для вимірювань опору в резистивних сенсорах використовують потенціометричні і мостові схеми. Конструктивна реалізація напівпровідникових резистивних сенсорів температури допускає будь-конструктивно-технічний варіант виконання, що використовується в мікроелектроніці. Типові структури приведені на рис. 1.13.

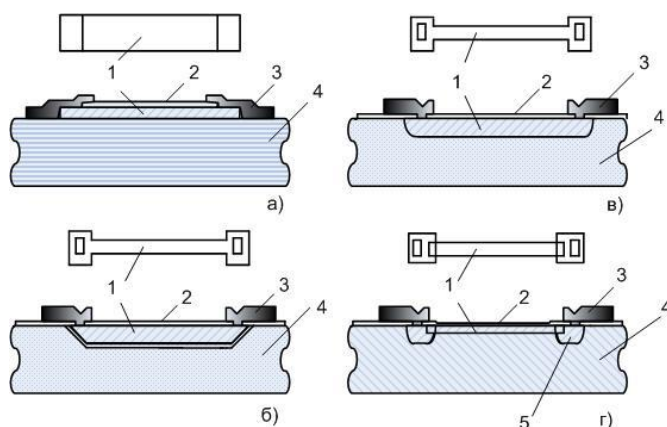


Рисунок 1.13 – Однополоскові структури інтегральних терморезистивних сенсорів: а) рівномірно легований епітаксiальний терморезистор з мезаструктур; б) рівномірно легований терморезистор з окисної ізоляцією; в) дифузний терморезистор; г) іонно-імплантований терморезистор;  
1 – терморезистор; 2 – захисне покриття; 3 – металізовані струмопровідні доріжки; 4 – підкладка; 5 – сильнолегована підконтактна область.

#### 1.4 Напівпровідникові сенсори температури

Характеристики напівпровідникового р–п – переходу в діодах і біполярних транзисторах сильно залежать від температури. Ці залежності можна використовувати для вимірювання температури, головні труднощі при цьому – лінеаризація характеристики сенсора [3].

Вольт-амперна характеристика р–п переходу описується виразом:

$$I = I_0 \exp\left(\frac{qV}{2kT}\right),$$



де  $I_0$  – струм насичення переходу, значення якого також залежить від температури.

Якщо ставити струм  $I$  через перехід, то напруга на ньому можна представити у вигляді:

$$V = \frac{E_g}{2} - \frac{2kT}{q} (\ln k - \ln I),$$

де  $E_g$  – ширина забороненої зони кремнію, при  $T = 0$ ;  $q$  – заряд електрона;  $k$  – константа.

Звідси видно, що якщо фіксувати ток  $I$ , напруга на переході буде лінійно залежати від температури, причому нахил цієї залежності визначається виразом:

$$b = \frac{dV}{dT} = -\frac{2k}{q} (\ln k - \ln I).$$

Відповідні графіки представлені на рис.1.14.

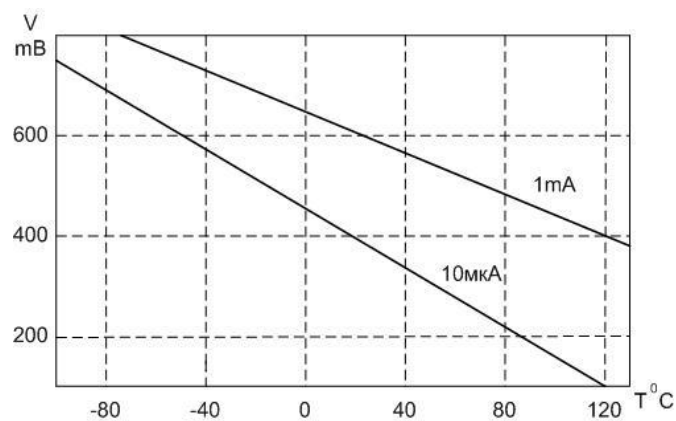


Рисунок 1.14 – Залежність напруги від температури прямо зміщеного кремнієвого переходу при постійному струмі

Таким чином, будь-який прямозміщений діод, живиться від джерела постійного струму, можна використовувати як чутливий елемент сенсора температури, вимірюючи знімається з нього напругу. Подібний сенсор можна отримати використовуючи біполярний транзистор (рис.1.15).

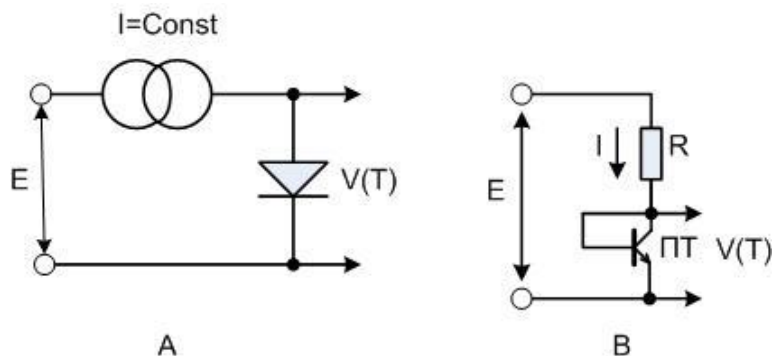


Рисунок 1.15 – Найпростіші сенсори температури на напівпровідниковому діоді (А) і біполярному транзисторі (В)

Але найбільшого поширення знайшли сенсори температури на основі використання напруги база – емітер біполярного транзистора [3], яке визначається виразом:

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{I_s},$$

де  $I_c$  – струм колектора,  $I_s$  – тепловий струм колекторного переходу.

Візьмемо  $N + 1$  абсолютно однакових транзисторів і все (крім одного) з'єднаємо паралельно, згідно рис. 1.16 (зазвичай такі транзистори виконуються на одному чіпі).

Задамо в  $N$  транзисторах сумарно той же струм колектора  $I_c$ , що і в одиночний транзистор, тоді різниця напруги база – емітер одиночного і групи транзисторів складе:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{I_s} - \frac{kT}{q} \ln \frac{I_c}{NI_s} = \frac{kT}{q} \ln N.$$

Таким чином, різниця напруг  $V_{BE}$  пропорційна абсолютній температурі.

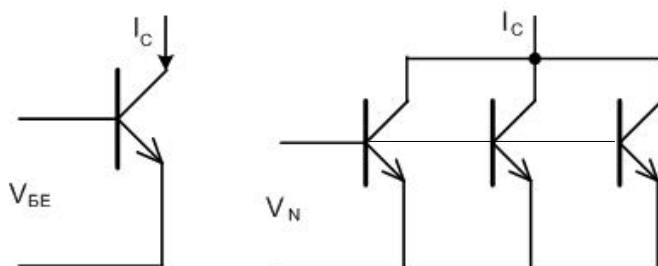


Рисунок 1.16 – До порівняння напруг  $V_{BE}$  одиночного і  $V_N$  групи транзисторів

На цьому принципі можна побудувати безліч практичних схем вимірювання температури. Як приклад, розглянемо так звану осередок Брокау (рис.1.18).

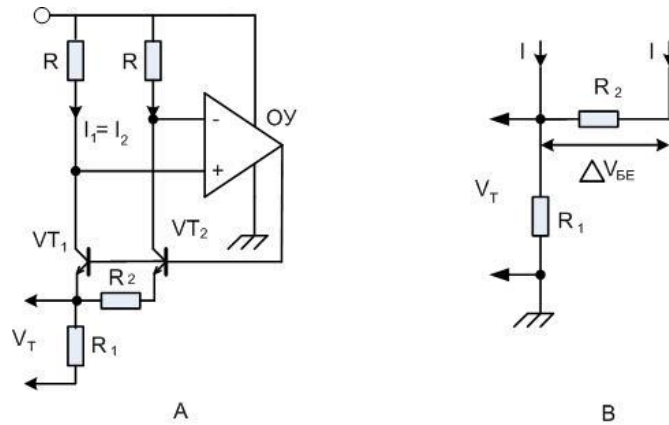


Рисунок 1.18 – Осередок Брокау (А) і ланцюжок резисторів в емітері транзисторів (В)

Транзистор VT2 складений з N паралельно включених транзисторів, ідентичних транзистору VT1. Різниця потенціалів емітерів транзисторів виділяється на резисторі R2, через нього ж тече струм емітера VT2, очевидно, що

$$I_{E2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} .$$

Колекторні струми I1 і I2 підтримуються однаковими за рахунок негативного зворотного зв'язку через операційний підсилювач. Розглянемо ланцюжок в емітера транзисторів (рис. 1.18, В). Через резистор R1 протікає струм обох транзисторів, тому

$$2I_{R1} = VT, \text{ далі}$$

$$I_{R2} = \Delta V_{BE}.$$

Прирівнявши струми, отримаємо

$$\frac{V_T}{2R_1} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2},$$

звідки, використовуючи отримане раніше вираз для  $\Delta V_{BE}$ , маємо

$$V_T = \Delta V_{BE} \frac{2R_1}{R_2} = 2 \frac{R_1}{R_2} \frac{kT}{q} \lg N.$$

Існує безліч різновидів подібних схем, розглянутих, наприклад, в [3].

### 1.5 П'єзоелектричних сенсори температури

П'єзоелектричний ефект полягає в тому, що під дією механічної напруги або деформації в кристалі виникає електрична поляризація, величина і знак якої залежать від прикладеної напруги. Зворотний п'єзоелектричний ефект – це механічна деформація кристала, викликана доданими електричними силами, причому величина і тип деформації залежать від величини і напрямки прикладеного поля. При цьому електричне поле може характеризуватися вектором електричної поляризації  $P$ , електричної індукції  $D$  або напруженістю електричного поля  $E$ , а чинне на кристал механічне зусилля – тензором механічної напруги  $T_{ij}$  або тензором деформації  $\delta_{ij}$ . У загальному випадку зв'язок між ними описується рівнянням

$$P_i = d_{ijk} T_{jk},$$

де  $d_{ijk}$  – тензор п'єзоелектричних модулів, що характеризує анізотропні п'єзоелектричні властивості кристала.

Очевидно, що властивості пластин п'єзоелектричного матеріалу, вирізаних з кристала з різною орієнтацією щодо його кристалографічних осей (так званих "зрізів") можуть сильно відрізнятися. На рис. 1.19 представлені деякі з практично використовуваних зрізів кварцу, призначених для різного цільового використання [4].

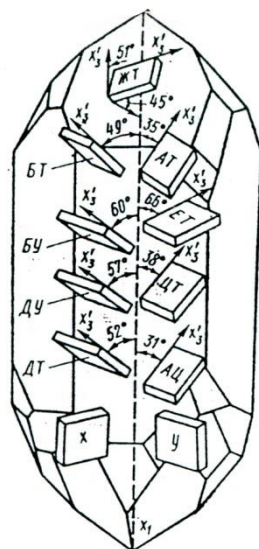


Рисунок 1.19 - Кристалографічні зрізи в кристалі кварцу і їх технічні позначення

П'єзоелектричний ефект був відкритий братами Кюрі в 1880р. в кварці. Пізніше було встановлено, що він можливий лише в разі кристалів з певними типами симетрії (в кристалах 11 класів симетрії з 32 відомих він не спостерігається). Зокрема, найпопулярніші напівпровідники (германій, кремній, алмаз) не володіють п'єзоефектом. У той же час він є у арсеніду галію, окису цинку і деяких інших напівпровідникових і полімерних матеріалів.

Першим застосуванням п'єзоелектричного ефекту вважається використання його з метою порушення механічних коливань у воді і прийому таких коливань для гидролокації (Ланжевен, 1917р.). Але найбільшого поширення в радіо– та вимірювальної техніки отримало використання п'єзоефекту для стабілізації частоти електричних коливань (кварцові стабілізатори частоти). Суть в тому, що механічні коливання кварцовою пластини можуть мати значно більш високу стабільність (малий температурний коефіцієнт частоти коливань) в порівнянні зі стабільністю коливань частотозадаючих пристроїв, виконаних на традиційних компонентах (резистори, конденсатори, котушки індуктивності або інші активні елементи). Ця стабільність кварцових резонаторів може бути багаторазово підвищена правильним вибором зрізів кварцу (традиційно це АТ– і ВТ–зрізи). Тому, як частотозадаючого елемента в автогенераторах радіопристроїв або годинах використовують «кварц» – в найпростішому випадку це прямокутна пластинка, вирізана з кристала кварцу з двома нанесеними на протилежні грані електродами. Зазвичай використовується режим

резонансу механічних і електричних коливань, причому частота і стабільність їх забезпечується кварцом. Такі системи мають також високою добротністю (близько 10<sup>6</sup>).

Дослідження показали, що можна отримати зрізи кварцу, в яких частота коливань залежить від температури, причому ця залежність близька до лінійної і, що найголовніше, характеризується високою відтворюваністю параметрів. Такі кварци природно використовувати в якості сенсорів температури, вихідним параметром яких є частота електричних коливань.

Перший п'єзоелектричний кварцовий сенсор температури був реалізований на основі кристала з Y зрізом з чутливістю  $35 \cdot 10^{-6} [\Delta f / f \cdot 0C]$  в діапазоні температур  $-800 \div +230$  0C при точності калібрування 0.02 0C. Можлива також реалізація сенсорів з більшою чутливістю (але гіршої лінійністю) на інших зрізах (наприклад, LC) або використовують більш складні коливання пластин (ізгібніе або торсіонні). Недоліком п'єзоелектричних сенсорів є досить велика теплова інерція.

## 1.6 Безконтактний вимір температури

Вимірювання температури нагрітого тіла на відстані засноване на прийомі променевої енергії, випромінюваної його поверхнею. Відомо, що будь-яке тіло, температура якого відрізняється від абсолютного нуля, є джерелом електромагнітного випромінювання. Це пов'язано з тепловим рухом зарядів в речовині. Всі тіла мають також здатність поглинати променисту енергію. Випромінювання нагрітих тіл охоплює довжини хвиль близько 0,3 – 100 мкм. Оскільки очей людини чутливий, в основному, до променів в інтервалі довжин хвиль 0,4 – 0,7 мкм, то велика частина теплового випромінювання лежить за межами видимої частини спектра і відноситься до так званого інфрачервоного випромінювання.

Елемент поверхні абсолютно чорного тіла випускає промені у всіх напрямках. Кількість тепла, випромінюваного одиницею поверхні в одиницю часу називається випромінювальною або випромінювальної здатністю E. Іноді її називають також щільністю полусферичного випромінювання.

Теплове випромінювання тіла завжди містить промені з різною довжиною хвилі. Для того, щоб мати можливість вивчати розподіл енергії випромінювання по

довжинах хвиль, вводять поняття спектральної інтенсивності випромінювання, яка визначається як випромінююча здатність тіла для інтервалу довжин хвиль  $d\lambda$ :

$$E\lambda = dE / d\lambda.$$

Досліджуючи розподіл теплового випромінювання по довжинах хвиль, Макс Планк прийшов до своєї знаменитої квантової теорії (1900р.).

Закон Планка для спектральної інтенсивності теплового випромінювання абсолютно чорного тіла має вид:

$$\frac{dE_0}{d\lambda} = E_{\lambda 0} = \frac{2\pi h c^2}{\lambda^5 \left(\exp \frac{hc}{\lambda k T} - 1\right)} = \frac{C_1}{\lambda^5 \left(\exp \frac{C_2}{\lambda T} - 1\right)},$$

де індекс «0» присвоєно абсолютно чорного тіла;

$3 C_1 = 2\pi h c^2 = 0,374 \cdot 10^{-15} \text{ Вт} \cdot \text{м}^2$  – перша постійна Планка;

$C_2 = 2hc / k = 1,4388 \cdot 10^4 \text{ мкм} \cdot \text{К}$  – друга постійна Планка;

$h = 6,625 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{с}$  – універсальна постійна Планка;

$c = 2,9979 \cdot 10^8 \text{ м / с}$  – швидкість світла у вакуумі;

$k = 1,380 \cdot 10^{-23} \text{ Дж / К}$  – постійна Больцмана;  $\lambda$  – довжина хвилі;

$T$  – абсолютна температура.

Цей закон добре підтверджується експериментально і дає найбільш загальну характеристику випромінювання.

Як видно, абсолютно чорне тіло випромінює при будь-якій температурі в широкому діапазоні хвиль. Із зростанням температури максимум випромінювання зміщується в бік більш коротких хвиль. Це явище описується законом Вина:

$$\lambda_{\text{макс}} = 2898 / T [\text{мкм}, \text{K}],$$

який легко отримати на підставі аналізу максимуму розподілу  $E\lambda_0$ . Видима частина спектра на рис. 16 розташована зліва, тобто теплове випромінювання, максимум якого знаходиться в області більш довгих хвиль, зазвичай невидимо. Тільки при температурах тіла  $700 - 800^\circ \text{C}$  людське око починає сприймати темно-червоне світіння, коли кілька збільшується частка енергії у видимій частині спектру. Навіть при  $T = 3000 \text{ К}$ , що відповідає температурі вольфрамової нитки палаючої

електричної лампочки, видима частина випромінювання становить малу частку повної променевої енергії. Тільки при температурі близько 5500 К, що відповідає температурі поверхні Сонця, максимум випромінювання лежить у видимій частині спектру.

Закон Планка дозволяє визначити інтенсивність випромінювання, віднесена до всього спектру, тобто радіаційну здатність абсолютно чорного тіла. Для цього  $E\lambda$  треба проінтегрувати по всіх довжинах хвиль:

$$E_0 = \int_0^{\infty} E\lambda d\lambda = \sigma T^4,$$

де  $\sigma = 5,6687 \cdot 10^{-8} \text{ Вт / м}^2 \cdot \text{К}^4$  – постійна Стефана–Больцмана.

Таким чином,

$$E_0 = \sigma T^4,$$

тобто випромінювальна здатність абсолютно чорного тіла пропорційна четвертого ступеня абсолютної температури (закон Стефана–Больцмана). Цей закон досвідченим шляхом встановлено Стефаном (1879р.) і теоретично обґрунтований Больцманом (1881р.) Ще задовго до робіт Планка.

Вже зазначалося, що всі реальні тіла мають радіаційну здатність меншу, ніж у абсолютно чорного тіла. Крім того, ця здатність може описуватися залежностями від температури і довжини хвилі, що відрізняються від встановлених для абсолютно чорного тіла. Тверді тіла, що володіють шорсткою поверхнею, мають, як правило, суцільний спектр випромінювання, що мало відрізняється від спектра випромінювання абсолютно чорного тіла. Якщо ці спектри подібні, то реальне тіло називають сірим. З деяким наближенням більшість реальних тіл можна розглядати як сірі.

Для кількісної характеристики випромінювальної здатності реальних тел введено поняття ступеня чорноти тіла

$$\varepsilon = Q / Q_0 = E / E_0 \leq 1,$$

тоді для реального тіла

$$E = \varepsilon \sigma T^4 = \varepsilon C_0 (T / 100)^4,$$



де  $C_0 = 5,6687 \text{ Вт / м}^2 \cdot \text{К}^4$ .

Ступінь чорноти тіла  $\varepsilon$  лежить в межах  $0 - 1$ . Значення  $\varepsilon$ , як правило, встановлюються дослідним шляхом.

Таким чином, реєструючи енергію випромінюється нагрітим тілом і досліджуючи її залежність від довжини хвилі, можна судити про температуру поверхні тіла.

Принцип дії приймачів теплового випромінювання досить простий. Падаючі на чутливий елемент приймача інфрачервоні промені підвищують його температуру, що призводить до зміни властивостей матеріалу в результаті прояви теплових ефектів, наприклад, розглянутих раніше термоелектричного і терморезистивного. Історично першим виміряв теплове випромінювання в 1800р Гершель, який відкрив інфрачервоні промені, використовуючи для їх виявлення звичайний термометр. Пізніше, для детектування інфрачервоного (ІЧ) випромінювання стали використовувати і інші ефекти, наприклад, піроелектричний і так звані газові термометри (розглянуті нижче). Чутливі елементи всіх цих приймачів реагують власне на температуру як результат усереднення кінетичної енергії величезного числа тих, хто вагається частинок. Приблизно з 1930р. в розвитку ІК техніки з'явилося другий напрямок, засноване на використанні фотонних детекторів, в яких вирішальну роль відіграють квантові властивості випромінювання і які охоплюють як ІК, так і оптичний діапазон хвиль. В даний час ці напрямки розвиваються паралельно, доповнюючи один одного, і детально викладені в [6]. У посібнику питання фотонного детектування без змін.

Найпростіша схема теплового приймача представлена на рис. 1.20. Детектор представлений чутливим елементом з теплоємністю  $C$ , з'єднаним тепловою перемичкою, що володіє теплопровідністю  $G$ , з тепловідводом, які мають постійну температуру  $T$ . Під час відсутності зовнішнього сигналу середня температура детектора дорівнює  $T$ , причому вона флюктує біля середнього значення. При надходженні випромінювання на вхід приймача підвищення температури можна знайти, вирішуючи рівняння теплового балансу:

$$C \frac{d\Delta T}{dt} + G\Delta T = \varepsilon\Phi$$

де  $\Delta T$  – різниця температур детектора навколишнього середовища, обумовлена променистим сигналом  $\Phi$ ;  $\varepsilon$  – випромінювальна здатність детектора.

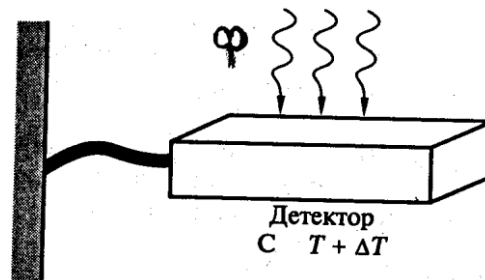


Рисунок 1.20 – Теплова схема детектора

Якщо припустити, що потужність падаючого випромінювання є періодичною функцією

$$\Phi = \Phi_0 e^{i\omega t},$$

де  $\Phi_0$  – амплітуда синусоїдального сигналу, то рішення диференціального рівняння отримаємо у вигляді

$$\Delta T = \Delta T_0 e^{-G/C} \omega t + \frac{\varepsilon \Phi_0 e^{i\omega t}}{G + i\omega C}.$$

Перший доданок описує перехідний процес і згодом експоненціально прагне до нуля, тому їм можна знехтувати без втрати спільності рішення. Тоді для будь-якого теплового приймача  $\Delta T$ , обумовлена падаючим потоком випромінювання, запишеться як

$$\Delta T = \frac{\varepsilon \Phi_0}{(G^2 + \omega^2 C^2)^{1/2}}.$$

Рівняння пояснює деякі властивості теплового приймача. Ясно, що необхідно забезпечити якомога більшого значення  $\Delta T$ . Для цього необхідно, щоб теплоємність детектора  $C$  і його теплової контакт з навколишнім середовищем (тобто  $G$ ) були якомога менше. Взаємодія теплового приймача з падаючим випромінюванням

необхідно оптимізувати, в той час як всі інші теплові контакти з навколишнім середовищем повинні бути зведені до мінімуму. Це означає, що бажано мати детектор малої маси і забезпечити мінімальну теплопровідність на тепловідвід. Нижче розглянуті деякі із способів дистанційного вимірювання температури, що реалізуються методами МСТ.

### 1.7 Сенсори випромінювання на основі термоелектричного і терморезистивного ефектів

Розглянуті раніше способи реєстрації температури і її змін, засновані на вимірі термоЕРС або варіацій опору матеріалів при коливаннях температури, цілком можуть бути застосовані для дистанційного вимірювання температури. Оскільки для фіксації порівняно малих потоків променевої енергії, тобто для підвищення чутливості, теплоємність і маса таких сенсорів повинні бути мінімальними, то методи мікроелектроніки і мікросистемні техніки для їх реалізації є перспективними. Обмежимося розглядом кількох прикладів такого підходу. В [6] описана інтегральна термобатарей, структура якої представлена на рис. 1.21, А

Для вимірювання термоЕРС використовується контакт Al / p-Si. Смужки кремнію p-типу сформовані в епітаксимальні шарі n-типу, товщиною 10 мкм. Алюмінієві плівкові перемички пов'язують кінці смужок кремнію для формування батареї, що містить 44 гарячих і холодних контактів. Для зменшення теплоємності сенсора вихідна кремнієва підкладка p-типу під батареєю видаляється електрохімічним травленням аж до його зупинки на переході епітаксимальний n-шар / p-підкладка і освіти діафрагми десятимікронної товщини (рис. 1.21, Б).

Контакт n<sup>+</sup>-типу є технологічним. Опромінювані гарячі спаї батареї покриваються поглинає шаром. Для зменшення теплопровідності від гарячого спаю до маси кристала край діафрагми, що прилягає до гарячих спаям, видаляється плазмовим травленням, так що діафрагма набуває форму консольно-закріпленої балки.

Термобатарей генерують ЕРС у відповідь на опромінення і не вимагають струму живлення для знімання інформації, що запобігає паразитний нагрівання і пов'язані з цим помилки вимірювань. Тому сенсори на їх основі переважно для створення матриць великих розмірностей і організації тепловізорів. В даний час відомі дослідні зразки тепловізорів з інтегральної матрицею сенсорів розмірністю до 128x128 елементів, поєднаною з системою зчитування на ПЗС структурах.

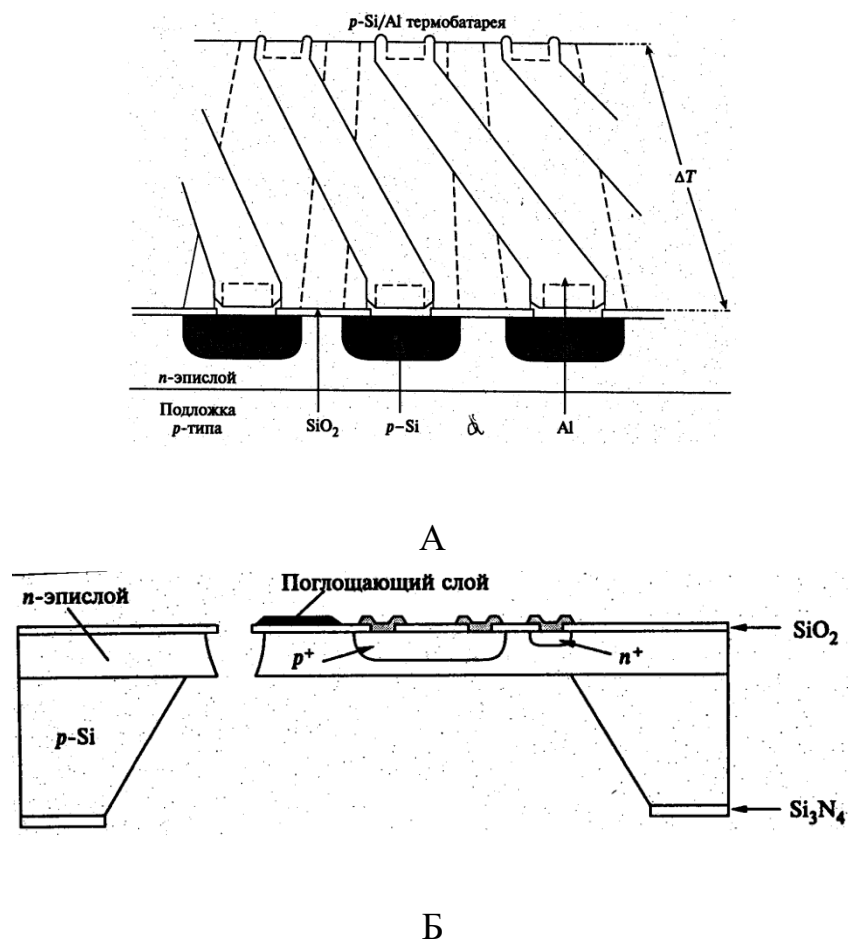


Рисунок 1.21 – Схема Al / p-Si термо в інтегральному виконанні (А) і її поперечний переріз (Б)

Іншим сенсором приймачів теплового випромінювання є терморезистор, що володіє великим температурним коефіцієнтом опору і має малу теплоємність. Як зазначалося, на відміну від термо, він вимагає для реєстрації зміни опору джерела живлення з жорсткими вимогами до стабільності струму і напруги. Практично для реєстрації випромінювання використовуються болометри, асортимент яких дуже широкий, що пов'язано з необхідністю створення пристроїв для прийому теплових випромінювань з різною довжиною хвилі. Як правило, це поодинокі приймачі, а не елементи матриць. Обмежимося одним прикладом реалізації такого пристрою, технологія виготовлення якого є варіантом поверхневої мікрообробки в МСТ. Його конструкція схематично представлена на рис. 1.22.

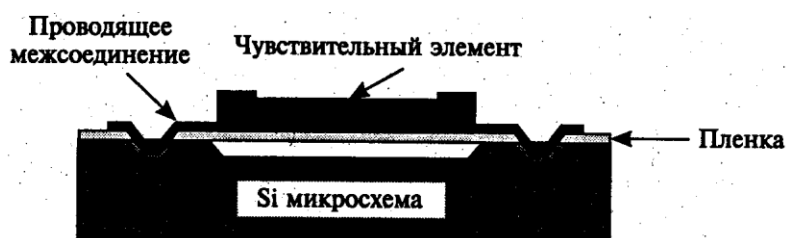


Рисунок 1.22 – Болومتر з вакуумної (повітряної) тепловою ізоляцією

Головною конструктивною особливістю структури є спосіб теплової ізоляції чутливого елемента від підкладки. Плівковий терморезистор сформований на тонкій діафрагми (плівці), виконаної зазвичай з нітриду кремнію. Ця діафрагма вільно висить над вакуумної порожниною, глибиною до 2,5 мікрметрів, яка власне і виконує завдання теплової ізоляції. Ця порожнину створюється на одному з останніх етапів формування всієї структури за рахунок видалення заповнювача обсяг цієї порожнини так званого жертвовного шару. Зазвичай його роль грає товстий шар окису кремнію, локально сформований на кремнієвій підкладці на одному з перших етапів формування структури. Окис кремнію порівняно легко видаляється травленням розчинами на основі фтористоводородної кислоти навіть через вузькі капіляри.

Спрощений варіант виготовлення подібної структури, що відрізняється способом нанесення жертвовного шару, представлений на рис.1.23.

В обох випадках напівпровідникова кремнієва підкладка не є пасивною, а містить компоненти електронної схеми інтерфейсу для зчитування інформації з сенсорів.

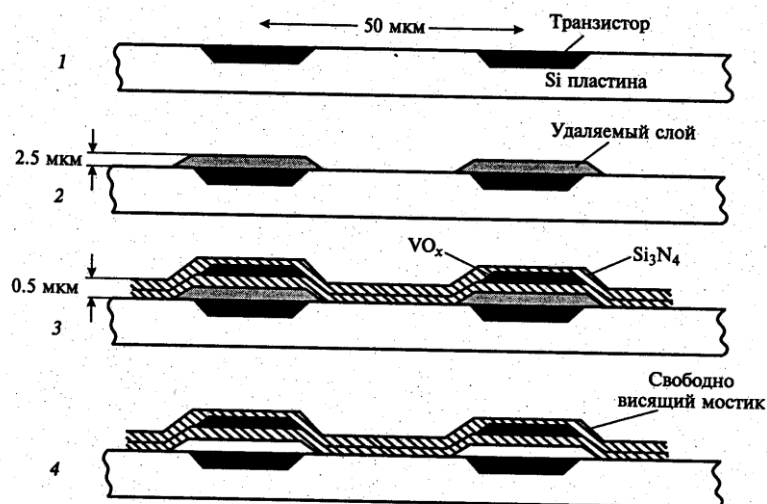


Рисунок 1.23 – Варіант технологічного процесу формування сенсора з вакуумної термічної ізоляцією

У наведених структурах мікроболометр виконані на діоксиді ванадію. Цей матеріал досить складний у виготовленні через низьку стабільності диоксидов, пов'язаної з оборотним фазовим переходом з металевого в напівпровідниковий стан в діапазоні температур 50 – 70 °С. Але саме завдяки цьому він має високий негативний температурний коефіцієнт опору близько 4% / К, що дозволяє отримати сенсори з дуже високою чутливістю (в літературі наводяться цифри чутливості близько 105 В / Вт).

Відомі також болометри, що використовують перехід матеріалу зі звичайного в надпровідний стан, проте їх використання можливе тільки при криогенних температурах.

### 1.8 Піроелектричні сенсори ІК – випромінювання

Піроелектрика проявляється у властивості деяких діелектричних кристалів змінювати величину електричної поляризації при зміні температури. В результаті нагрівання або охолодження піроелектричного кристала на його гранях з'являються електричні заряди. Кристали піроелектричних речовин – це діелектрики, що володіють спонтанною (мимовільною) електричною поляризацією. У таких кристалах можна виділити домени, які мають нескомпенсований електричний дипольний момент

$$p = ql,$$

де  $q$  – заряд;  $l$  – відстань між протилежними за знаком зарядами.

Якщо диполі орієнтовані однаково, то кристал виявляється електрично поляризованим. Поляризація оцінюється як сума дипольних моментів в одиниці об'єму. Чисельно вона дорівнює щільності зарядів на протилежних гранях кристала, нормальних до напрямку поляризації. Якщо кристал досить довго перебуває при постійній температурі, то надлишкові заряди на його поверхні зазвичай компенсовані за рахунок іонів повітря і витоків і практично не виявляють зовні електричної поляризації. Якщо ж температуру кристала змінити, то відбувається анізотропне зміна відстані між доменами і кутів між ними і за рахунок зміщення зарядів диполів в кристалі з'являється поляризація вздовж напрямку, званого електричною віссю. Зовні ефект описується нелінійним рівнянням

$$\Delta p = \gamma_1 \Delta T + \gamma_2 \Delta T^2,$$

де  $\gamma_1$  і  $\gamma_2$  – коефіцієнти піроелектричного ефекту [Кл / м<sup>2</sup>];  $\Delta T$  – зміна температури.

Нерідко достатньою апроксимацією є лінійна:

$$\Delta p = \gamma \Delta T.$$

У техніці піроелектрики зазвичай використовуються у вигляді тонких плівок, з протилежних сторін яких нанесені електроди для зарядів. У модельному поданні це відповідає конденсатору, електрично заряджається від потоку тепла. Такий сенсор є активним, тобто він сам генерує заряд і напруга, що несе інформацію про зміну температури (на відміну від термоелектричних пристроїв, які реєструють різницю температур). Природно, що необхідна інтерфейсна схема, яка реєструє зміна заряду (напруги), пропорційного  $\Delta T$ .

Можна показати, що при поданні моделі піроелектричного сенсора конденсатора зміна напруги  $\Delta V$  на ньому при відхиленні температури  $\Delta T$  пов'язані співвідношенням

$$\Delta V = \gamma \frac{S}{C} \Delta T = \gamma \frac{\epsilon_n \epsilon_0}{h} \Delta T,$$

де  $C$  – ємність сенсора;  $S$  – площа перекриття електродів;  $h$  – товщина піроелектричної плівки;  $\epsilon_n$  – відносна діелектрична проникність піроелектричної плівки;  $\epsilon_0$  – абсолютна діелектрична проникність вакууму.

Вперше піроелектрика було відкрито в кристалах турмаліну в 19 столітті, хоча ефект греки спостерігали ще в давнину. До теперішнього часу відомо більше 1000 речовин, що володіють властивістю зворотного поляризації, їх іноді називають ферроелектриками. В основному це кристали, хоча така властивість виявлено і у деяких полімерів, зокрема у полівінілфториду (PVF) і полівінілідіфторида (PVDF,  $\gamma = 4 \cdot 10^{-3}$ ). З найбільш популярних неорганічних матеріалів можна назвати монокристали танталата літію ( $\text{LiTaO}_3$ ,  $\gamma = 2 \cdot 10^{-4}$ ), кераміку з титанату барію ( $\text{BaTiO}_3$ ,  $\gamma = 4 \cdot 10^{-4}$ ), полікристалічні шари титаната свинцю ( $\text{PbTiO}_3$ ,  $\gamma = 2,3 \cdot 10^{-$

4). Останній матеріал зручний тим, що порівняно легко може бути отриманий у вигляді плівки. Орієнтуючись на наведені цифри коефіцієнтів піроелектричного ефекту легко показати, що сенсори на його основі повинні володіти високою чутливістю до змін температури. І це дійсно так: піроелектричні сенсори здатні реагувати на варіації температури порядку мільйонних часток градуса.

У той же час при створенні і використанні таких пристроїв виникають певні труднощі. Зокрема, всі піроелектрики мають виражений п'єзоелектричним ефектом і тому реагують на будь-яку деформацію, пов'язану з механічними діями (вібрації, удари). Тому, в сенсорах зазвичай використовують два чутливих елемента, включених послідовно для компенсації зарядів, викликаних механічними навантаженнями. При цьому один з елементів покривають барвником, що підвищує поглинальну здатність (він реагує як на температуру, так і на механічні дії), а другий екранують від випромінювання і постачає відбиваючим покриттям (він реагує тільки на механічні дії, і виникає при цьому заряд компенсує паразитний сигнал від першого елемента).

Існує досить велика кількість варіантів конструкцій піроелектричних сенсорів, в тому числі і в мікроелектронній реалізації. На рис. 1.24 представлена структура одиночного сенсора у вигляді конденсатора, сформованого на тонкій мембрані, яка отримана анізотропним травленням кремнію.

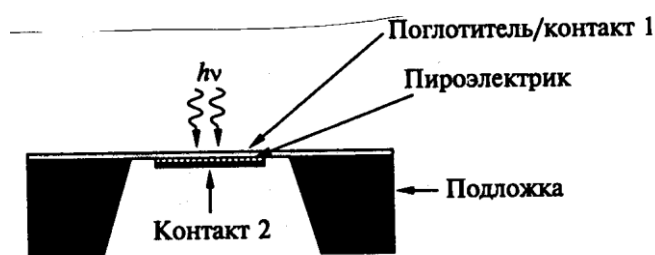


Рисунок 1.24 – Піроелектричний сенсор температури

Як зазначалося, частіше використовують здвоєні структури сенсорів. Типова конструкція сенсора на основі здвоєних сенсорів розглянута в [11] і наведена на рис. 1.25.



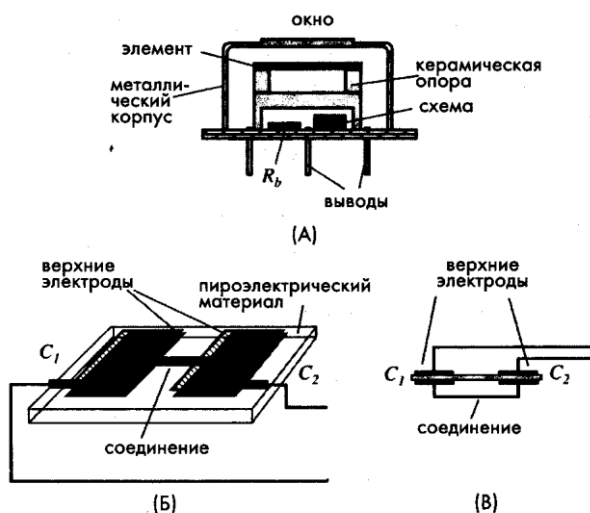


Рисунок 1.25 – Подвійний піроелектричний сенсор:

А – конструкція сенсора в металевому корпусі, Б – металеві електроди нанесені на протилежні сторони матеріалу, В – еквівалентна схема подвійного елемента

Вони розміщуються в металевих корпусах, що забезпечує хороше екранування і захист від навколишнього середовища. Віконце, пропускає випромінювання, зазвичай виготовляється з кремнію. Внутрішній простір корпусу часто заповнюється сухим повітрям або азотом. Зазвичай використовують два чутливих елемента, з'єднаних послідовно або паралельно назустріч один одному, для кращої компенсації швидких змін теплових потоків і механічних навантажень, що виникають через акустичних шумів і вібрацій. Іноді один з елементів покривається барвником для збільшення поглинання, а другий екранується від випромінювань, а для поліпшення його відбивної здатності на нього наноситься шар золота. Іноді електроди піроелектричного чутливого елемента виготовляється з ніхрону. Ніхром має високу випромінює (поглинає) здатністю,

Подвійний елемент часто виготовляється на одній підкладці з кристалічного матеріалу (рис.1.25, Б). Металеві електроди, нанесені з двох сторін матеріалу, формують два послідовно з'єднаних конденсатора  $C_1$  і  $C_2$ . На рис. 1.25, В показана еквівалентна схема подвійного піроелектричного елемента. Така конструкція дає можливість добре отбалансировать обидва елемента і, отже, усунути всі синфазних перешкоди. Слід зазначити, що чутливі зони розташовані тільки в просторі між електродами, інша частина піроелектричного матеріалу, непокрита електродами, в генерації корисного сигналу не бере. Піроелектричні детектори дуже чутливі до

механічних навантажень і вібрацій, що значно ускладнює їх проектування. На додаток до цього, все піроелектрики також є і п'єзоелектрик, тому для них характерний так званий мікрофонний шум. Для боротьби з такими перешкодами кристалічний елемент відокремлюють від зовнішніх частин детектора (особливо важливо забезпечити відсутність механічних зв'язків між піроелектриком і металевим корпусом, а також між ним і виводами).

В даний час на основі піроелектричних сенсорів будуються тепловізори, тобто пристрою візуалізації зображення, які несуть ІК промені [16]. В цьому випадку використовуються десятки і сотні сенсорів, об'єднаних в матрицю, розташовану в фокальній площині об'єктива, що формує теплове зображення (матриця фокальній площині – МФП). Природно, що найбільший ефект в цьому випадку можна отримати, використовуючи для конструювання і виготовлення таких матриць прийоми інтегральної мікроелектроніки. Вже існують інтегральні матриці, в яких поєднані теплові сенсори з підсилювачами виробляється ними сигналу, виконані на МОП–транзисторах. Орієнтовна структура такого осередку приведена на рис. 1.26.

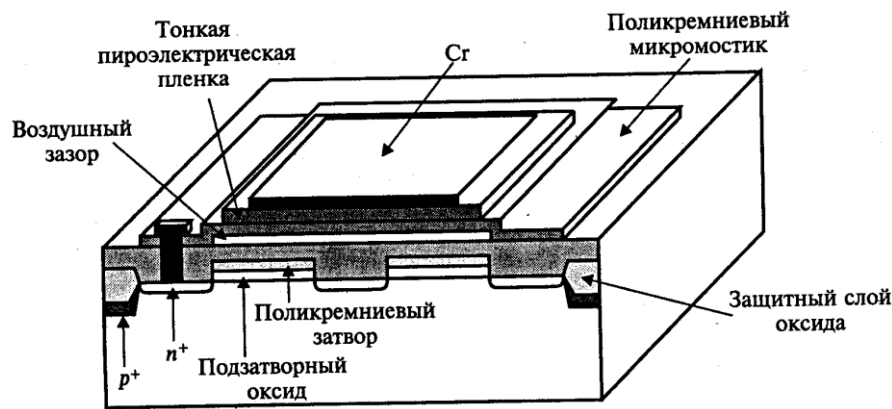


Рисунок 1.26 – Схематичне поперечний переріз монолітного піроелектричного елемента

### 1.9 Термопневматичні детектори

Один з найстаріших і популярних способів вимірювання температури заснований на реєстрації об'ємного розширення рідини при її нагріванні. Замість рідини можна використовувати і газ, причому в даний час стала можливою

реалізація таких пристроїв в мікроісполненні на основі так званої технології поверхневої мікрообробки.

Принцип дії термопневматического приладу, призначеного для широкопугового детектування ІК випромінювань і відомого як осередок Голі пояснює рис.1. 27 [11].

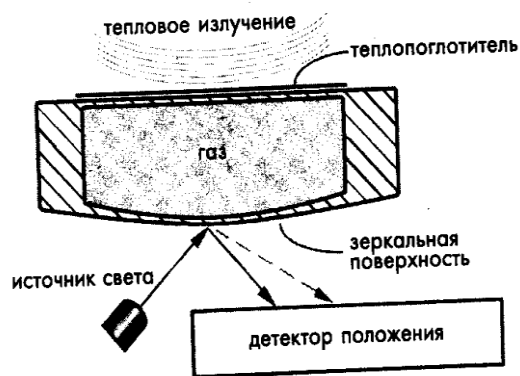


Рисунок 1.27 – Детектор випромінювань ІК діпазону на основі осередку Голі

Осередок Голі є заповненою газом мініатюрну замкнуту камеру з двома мембранами: верхньої і нижньої. На верхню мембрану наноситься шар, який поглинає тепло, а поверхня нижньої мембрани робиться дзеркальної (наприклад, покривається Al).

Джерело світла спрямований на дзеркальну поверхню. Падаючий промінь світла відбивається від поверхні і потрапляє на детектор положення. На верхню мембрану діє досліджуване ІК випромінювання, що поглинається її покриттям. Поглинене тепло призводить до підвищення температури мембрани, яка, в свою чергу, нагріває газ, укладений в камері. Газ розширюється і його тиск збільшується. Збільшення внутрішньокамерного тиску призводить до деформації нижньої мембрани. Зміна кривизни дзеркальної поверхні мембрани впливає на напрямок відбитого променя світла, який тепер потрапляє на інше місце чутливої зони сенсора положення. Величина відхилення положення відбитого променя залежить від ступеня деформації мембрани і, отже, від інтенсивності поглиненого випромінювання. Ступінь деформації мембрани іноді вимірюється і іншими методами.

## 1.10 Висновки до розділу

Аналіз сучасних сенсорів потужності випромінювання показав, що перспективним є створення сенсорів на основі піроелектричного перетворення для спеціалізованих хмарних платформ. Такі сенсори володіють високою чутливістю в широкому діапазоні довжин хвиль, мають просту конструкцію і малі масогабаритні розміри. Разом з тим сучасні розробки в даній області знаходять ряд складностей, що пов'язані з інтеграцією додаткових калібруючих елементів, які знижують чутливість сенсорів до потужності випромінювання. Через це піроелектричні перетворювачі отримали обмежене поширення для проектування систем автоматичного керування і контролю параметрів технологічних процесів.

На основі огляду методів вимірювання температури на основі піроелектриків [3] можна зробити загальний висновок про складність вимірювання, а якщо проаналізувати більш детально, то підсумуємо наступне:

1) низька точність вимірювання, яка падає після кожної ланки обробки вихідного сигналу (який вже йде з похибкою зумовленою особливостями будови піроматеріалів і додатковими паразитними фізичними ефектами, окрім піроефекту), оскільки кожна схема, будь-то підсилення, обробки має власну похибку; 2) низька економічність пристрою, зумовлена наявністю схем підсилення та аналого-цифрових перетворювачів; 3) низька завадостійкість; 4) неможливість передачі інформації на відстань.

Як вихід з цих проблем і альтернативу вже існуючим і широко використовуваним в техніці методам вимірювання температури на основі піроелектриків пропонуємо власний метод на основі розроблених нами і поки що не впроваджених у виробництво мікроелектронних піроелектричних сенсорів з частотним виходом [3]. В основі даних сенсорів вимірювання температури через теплову потужність лежить використання в основі радіовимірювальних пристроїв перетворення «температура-частота». Частотний вихід радіовимірювальних сенсорів дозволить подолати окреслені вище чотири проблеми існуючих систем вимірювання температури, а можливість безконтактного вимірювання ними температури дозволить проводити вимірювання у важкодоступних технічних об'єктах, об'єктів, які знаходяться під електричним потенціалом, у радіоактивному або агресивному середовищі.

## 2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ПІРОЕЛЕКТРИЧНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ

### 2.1 Математична модель радіовимірювального сенсора температури на основі піроелектричного конденсатора

Піроелектричні перетворювачі виготовляють шляхом осадження металевих контактів на обидві поверхні тонкої пластини піроелектрика. Таким чином отримують піроелектричні конденсатор, які можуть виступати і в ролі термочутливого сенсора. Поглинання температурного випромінювання в інфрачервоній зоні піроелектричним матеріалом приводить до збільшення його температури на величину  $\Delta T$ , що відповідно викликає зміну поляризації піроелектрика. Зміщення електричних зарядів зумовлює збільшення струму зміщення [7]. У роботі [9], авторами запропонована еквівалентна схема піроелектричного конденсатора (див. рис. 2.1), яка містить джерело піроелектричного струму  $I_p(t)$ . Дане джерело заряджає ємність  $C_p$ , резистор  $R_p$  описує опір піроелектричного сенсора, а ємність  $C_E$  і опір  $R_E$  представляють собою вхідні ємність та опір еквівалентної схеми попереднього підсилення.

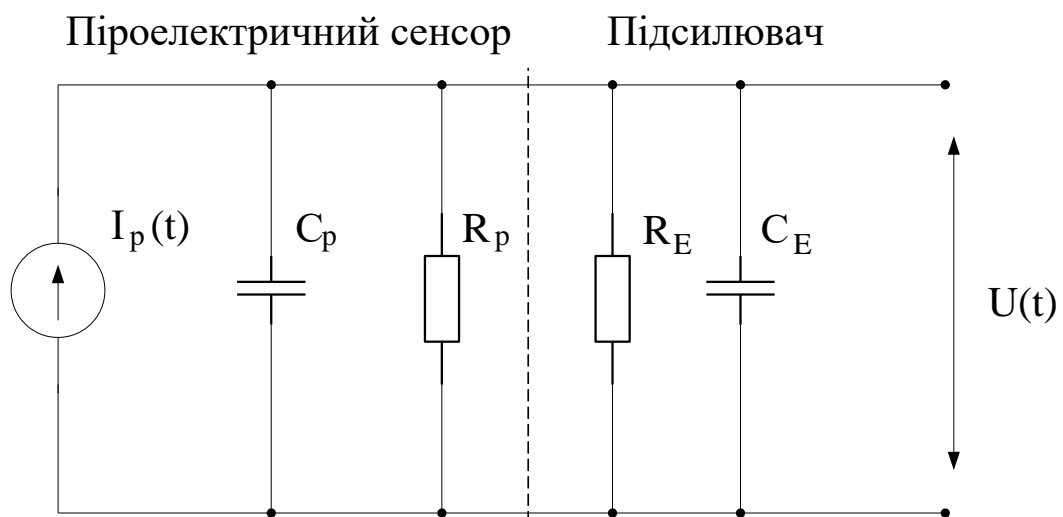


Рисунок 2.1 – Еквівалентна схема піроелектричного сенсора і попереднього підсилювача

Вважаючи, що структура піроелектричного матеріалу однорідна і поверхня його нагрівається також однорідно, можна визначити піроелектричний струм [10]

$$I_p(t) = p \cdot \frac{dT}{dt} \cdot S, \quad (2.1)$$

де  $p$  – піроелектричний коефіцієнт;  $\frac{dT}{dt}$  – швидкість зміни температури піроелектрика;  $S$  – площа активної поверхні сенсора.

Рішення рівняння (2.1) залежить від початкових умов, які в свою чергу визначаються характеристиками матеріалу та поглинаючого випромінювання. В роботі [9] авторами отримано розв'язок рівняння (2.1) за наступних умов:

- відсутня додаткова тепловіддача від поверхні перетворювача;
- імпульс випромінювання короткотривалий.

За даних умов піроелектричний струм і максимальна вихідна напруга еквівалентної схеми піроелектричного конденсатора визначаються виразами

$$I_p(t) = r_1 \cdot P(t), \quad (2.2)$$

$$U_{\max} = \frac{r_1}{C_p + C_E} \cdot E, \quad (2.3)$$

де  $E$  – потужність і енергія поглинаючого випромінювання;  $r_1$  – струмова чутливість піроелектричного сенсора,  $P(t)$ .

Чутливість піроелектричного конденсаторного сенсора до потужності випромінювання визначається рівнянням

$$r_1 = \frac{p \cdot \alpha}{c_p \cdot \rho \cdot d}, \quad (2.4)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт випромінювання, що поглинається;  $\tilde{n}_0$  – питома теплоємність матеріалу піроелектрика;  $\rho$  – густина піроелектричного матеріалу;  $d$  – товщина піроелектрика.

При розміщенні перед піроелектричним чутливим елементом модулятора, випромінювання з періодом переривання  $\lambda$ , в проміжку часу між періодами  $N$  і  $N+1$  ( $N\lambda < t < (N+1)\lambda$ ) буде описуватись виразом [10]

$$I_p(t) = r_1 \cdot P \cdot S \cdot \frac{e^{\frac{\lambda}{2\tau}}}{e^{2\tau} + 1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ при } 0 < t < \frac{\lambda}{2},$$

$$I_p(t) = -r_1 \cdot P \cdot S \cdot \frac{e^{\frac{\lambda}{2\tau}}}{e^{2\tau} + 1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ при } \frac{\lambda}{2} < t < \lambda,$$
(2.5)

де  $\tau$  – термічна постійна піроелектричного чутливого елемента:

$$\tau = \frac{S \cdot \rho \cdot c_p \cdot d}{G}.$$
(2.6)

де  $G$  – коефіцієнт тепловіддачі піроелектричного чутливого елемента.

Вихідна напруга піроелектричного чутливого елемента на вході підсилювача визначається рівнянням

$$U(t) = \frac{P \cdot \tau \cdot S \cdot r_1}{C_p + C_E} \cdot \frac{e^{\frac{\lambda}{2\tau}}}{1 + e^{2\tau}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \text{ при } 0 < t < \frac{\lambda}{2},$$

$$U(t) = \frac{P \cdot \tau \cdot S \cdot r_1}{C_p + C_E} \cdot \frac{e^{\frac{\lambda}{2\tau}}}{1 + e^{2\tau}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\lambda}{2\tau}}\right) - \left[1 - e^{-\frac{t - \frac{\lambda}{2}}{\tau}}\right], \text{ при } \frac{\lambda}{2} < t < \lambda.$$
(2.7)

Величина вихідної напруги піроелектричного чутливого конденсаторного елемента залежить від величини потужності падаючого випромінювання ( $P$ ), а також розподілу потужності теплового випромінювання, яке поглинається піроелектричним конденсаторним елементом, на протязі часу ( $\lambda(t)$ ), а також параметрів піроелектричного матеріалу ( $\rho$ ,  $\rho$ ,  $c_p$ ) і характеристик конструкції чутливого конденсаторного елемента ( $\alpha$ ,  $d$ ,  $S$ ,  $G$ ), та схем обробки і підсилення вихідного інформативного параметру ( $C_E$  і  $R_E$ ). Для підвищення чутливості піроелектричного елемента необхідно виконувати наступні вимоги:

- збільшити коефіцієнт поглинання теплового випромінювання, методом застосування багатокомпонентних абсорбуючих матеріалів покриття на робочій стороні чутливого піроелектричного елемента;

- зменшити товщину матеріалу піроелектрика, методом використання тонкоплівкових чутливих елементів;
- збільшити площу чутливого піроелектричного конденсаторного елемента, яка поглинає теплове випромінювання.

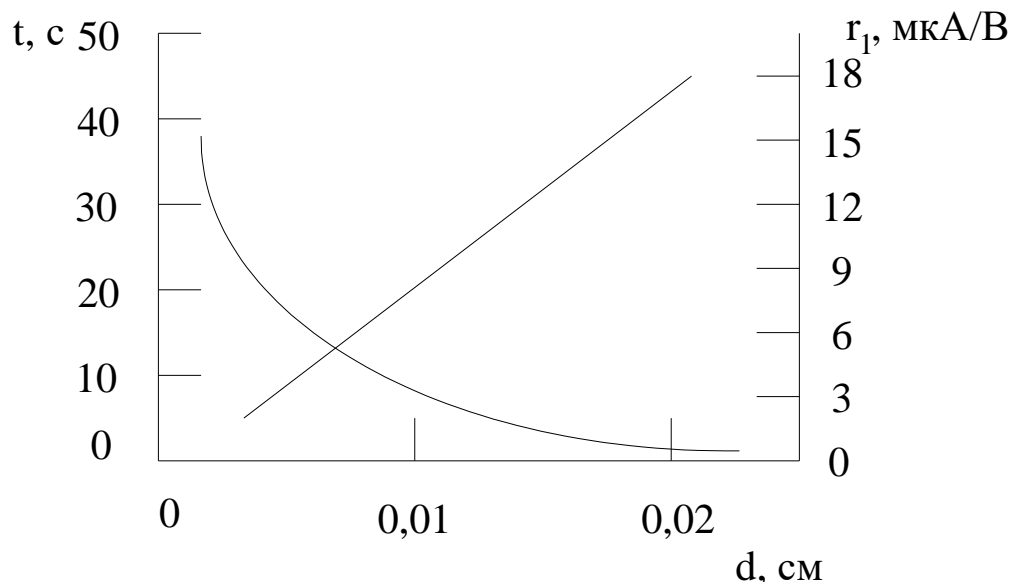


Рисунок 2.2 – Залежність термічної постійної і чутливості піроелектричного елемента від товщини чутливого шару

При виконанні останньої вимоги підвищується також термічна постійна піроелектричного конденсаторного елемента, що приводить до зниження швидкодії і збільшення опору конденсаторного піроелектричного чутливого елемента. Тому для вирішення даної проблеми, яка визначається суперечливими задачами, можлива при застосуванні нових конструкційних рішень конденсаторних піроелектричних чутливих елементів, а також із застосуванням нових матеріалів та методів обробки вихідних інформативних сигналів конденсаторних піроелектричних елементів.

## 2.2 Математична модель радіовимірювального сенсора температури на основі польового транзистора з чутливим піроелектричним елементом

В останні роки ведеться інтенсивна розробка польових транзисторів на структурах метал–сегнетоелектрик–напівпровідник для їх використання як елементів пам'яті [41, 42]. При розробці метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів використовуються головним чином перовскитні напівпровідники, технологічно сумісні з сегнетоелектриками [41, 42]. В даних польових транзисторах



провідність каналу модулюється без утворення інверсійного шару. При розробці метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторах актуальною задачею є моделювання їх вольт–амперних характеристик, які дозволяють прогнозувати параметри цих транзисторів. В роботі [42] авторами виконано моделювання вольт–амперних характеристик метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів з сегнетоелектриком  $\text{PbTiO}_3$  та каналом із n–кремнію. В роботі [43] авторами виконано моделювання метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів шляхом аналізу його еквівалентної схеми.

В роботі [44] авторами було виконано моделювання петлі гістерезису структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів, основане на аналізі експериментальної петлі гістерезисна структури метал–сегнетоелектрик–метал  $P(E_f)$ , остання апроксимувалась гіперболічним тангенсом ( $P$  – поляризація сегнетоелектрика,  $E_f$  – електричне поле в сегнетоелектрика). У даній роботі моделювання вольт–амперних характеристик метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів також основане на аналізі експериментальних залежностей  $P(E_f)$  структур метал–сегнетоелектрик–напівпровідник показав стійкі значення поляризації, які знаходяться на насиченій петлі гістерезису або в середині неї.

Для структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник залежності  $P(E_f)$  для піднятої і опущеної віток петлі гістерезисна таж сама, що і для структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник–метал (при інших рівних умовах); однак залежності  $P(V)$  для цих двох структур різні, так як в структурі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник частина зовнішньої напруги  $V$  прикладена до напівпровідника, що створює деполаризуючу дію напівпровідникового матеріалу.

Приймається, що контакт до сегнетоелектрика утворює бар'єр Шотткі, а контакт до напівпровідника – омічний і, що сегнетоелектрик і напівпровідник леговані мілкими акцепторами. Приймається також, що струм через сегнетоелектрик малий і не змінює поляризацію. Знехтуємо також зарядами на межі розділу сегнетоелектрик–напівпровідник.

В структурі метал–сегнетоелектрик–метал збільшення поляризації  $P(E_f)$  від  $-P_s$  до  $P_s$  (піднята вітка насиченої петлі гістерезису,  $P_s$  – спонтанна поляризація) і її похідна апроксимуються формулами (2.20) – (2.22) із роботи [45]. Зменшення поляризації від  $P_s$  до  $-P_s$  (опущена вітка насиченої петлі гістерезису) і її похідна апроксимуються виразами (2.19) і (2.23) із роботи [50]. Для розрахунку залежності

$P(E_f)$  в середину насиченої петлі гістерезисна використовувались вирази (1) і (2) із роботи [46].

Заряд в напівпровіднику  $Q_s$  однозначно визначається потенціалом поверхні напівпровідника  $\Psi_s$  [47–49] (напруги відраховуються від контакту до напівпровідника). На межі розподілу напівпровідник–сегнетоелектрик виконується умова [46]:

$$\varepsilon_0 \varepsilon_s E_s = \varepsilon_0 E_f + P, \quad (2.8)$$

де  $E_s$  – електричне поле в напівпровіднику;  $\varepsilon_0$  – діелектрична проникність вакууму;  $\varepsilon_s$  – відносна діелектрична проникність напівпровідника.

Використовуючи формулу

$$\varepsilon_0 \varepsilon_s E_s = -Q_s, \quad (2.9)$$

Отримаємо рівняння [46]:

$$dE_f = -\frac{dQ_s}{\varepsilon_0 + dP/dE_f}, \quad (2.10)$$

де  $dQ_s$  і  $dE_f$  – зміна заряду  $Q_s$  і поля  $E_f$  при зміні потенціалу  $\Psi_s$ .

На основі трансцендентного рівняння (2.8) можна визначити величину енергії  $E_f$ , а також визначити величини  $P(E_f)$  і  $dP/dE_f$ .

Для сегнетоелектричного матеріалу рівняння Пуассона буде мати вигляд

$$\frac{d^2\Psi}{dx^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon_0 + dP/dE_f}, \quad (2.11)$$

де  $\rho$  – густина об'ємного заряду в сегнетоелектричному матеріалі.

На відстані  $dx_1 = w_f / n$  від границі розділу сегнетоелектричного матеріалу ( $n$  – ціле число,  $w_f$  – товщина сегнетоелектрика) є електричне поле, яке описується рівнянням

$$E_1 = E_f + \frac{dE_f}{dx} dx_1 = E_f + \left( \frac{\rho}{\varepsilon_0 + dP/dE_f} \right) \frac{w_f}{n} \quad (2.12)$$

і потенціал описується виразом

$$\Psi_1 = \Psi_s - E_f \frac{w_f}{n}. \quad (2.13)$$

В подальшому використовується рекурентний метод: значення поля, потенціалу і поляризації вираховується через попередні значення цих величин. Таким чином вираховуються величини  $\Psi_s$ ,  $dQ_s$ ,  $V_f$ ,  $P_{fs}$  і  $P_{fm}$  залежні від зовнішньої напруги  $V$  ( $V_f$  – падіння напруги в сегнетоелектриці;  $P_{fs}$  і  $P_{fm}$  – поляризація в сегнетоелектриці на межі з напівпровідником і з металом відповідно; в подальшому індекс fs при  $P_{fs}$  не враховуємо).

При поляризації виконується рівняння [46]

$$\Psi_s + V_f = V + V_{bi}, \quad (2.14)$$

де  $V_{bi}$  – контактна різниця потенціалів між сегнетоелектричним матеріалом і контактним електродом до сегнетоелектрика.

Для метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів основними параметрами є два значення остаточної поляризації:

- $P_{rup}$ , в яке структура приходиться по зростаючій гілці петлі гістерезису від  $V < 0$  до  $V = 0$ ;
- $P_{rdn}$ , в яке структура приходиться по спадаючій гілці петлі гістерезису від  $V > 0$  до  $V = 0$ .

Визначимо значення величин  $P_{rup}$  і  $P_{rdn}$  для структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник. Прийнемо наступні значення параметрів.

1. Для сегнетоелектрика: спонтанна поляризація  $P_s = 35$  мкКл/см<sup>2</sup>, остаточно поляризація  $P_r = 25$  мкКл/см<sup>2</sup>, коерцитивне поле  $E_c = 2 \cdot 10^5$  В/см, концентрація мілких акцепторів  $N_f = 10^{18}$  см<sup>-3</sup>, товщина  $w_f = 0,1$  мкм.

2. Для напівпровідника: відносна діелектрична проникність  $\epsilon_s = 10$ , концентрація мілких акцепторів  $N_s = 10^{19}$  см<sup>-4</sup>.

$V_{bi}$	Зростаюча вітка		Спадаюча вітка	
	$P_{гир}$ , мкКл/см <sup>2</sup>	$\Psi_s$ , В	$P_{гdn}$ , мкКл/см <sup>2</sup>	$\Psi_s$ , В
1	-8,1	-0,5	1,8	1,1
2	-0,45	-0,01	2,4	2,0
3	1,4	0,85	2,8	2,8

Результати теоретичних розрахунків представлені на рисунку 2.4. (криві 3,4), там же для порівняння наведена насичена петля гістерезиса структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник з таким самим сегнетоелектриком, але при відсутності домішок в СЕ, так як  $N_f=0$  (крива 1, 2). При збагаченні поверхні напівпровідника ( $\Psi_s < 0$ ) її властивості наближаються до властивості металу, тому зростаюча гілка структур метал–сегнетоелектрик–метал і метал–сегнетоелектрик–напівпровідник близькі (крива 1, 3). При збідненні поверхні напівпровідникового матеріалу структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник ( $\Psi_s > 0$ ) зростання напруги  $V$  призводить до збільшення потенціалу  $\Psi_s$ ; тому падіння напруги на сегнетоелектриці (внаслідок і його поляризація) змінюються в малому діапазоні. На рисунку 2.1 представлені значення  $V_f$  і  $\Psi_s$  при  $V+V_{bi}=12,5$  В.

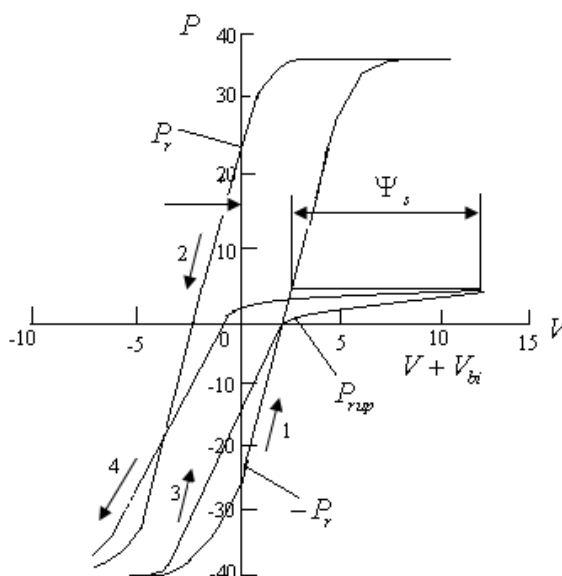


Рисунок 2.3 – Петля гістерезису структури метал–сегнетоелектрик–метал (1, 2) і структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник (3, 4) [46]

Розрахунки були виконані для випадку, коли при найбільшому значенню  $\Psi_s$  ( $\Psi_s = \Psi_{s,max}$ ) товщина області об'ємного заряду в напівпровіднику  $h$  менша товщини

напівпровідника  $w_s$ . Рівності  $h = w_s$  відповідає деякий критичний потенціал  $\Psi_{scr}$ , який визначається із формули

$$\Psi_{scr} = \frac{qN_s w_s^2}{2\varepsilon_0 \varepsilon_s}. \quad (2.15)$$

Для прийнятого значення  $w_s = 0,01$  мкм з виразу (2.15) отримаємо  $\Psi_{scr} = 0,9$  В. Для зростаючої гілки значення  $\Psi_{scr} = 0,9$  В відповідає значенню  $V + V_{bi} = 3,2$  В. тому для зростаючої гілки при  $V + V_{bi} < 3,2$  В залежність  $P(V + V_{bi})$  обрахована правильно, але при  $V + V_{bi} > 3,2$  В, а також для всієї спадаючої гілки залежності  $P(V + V_{bi})$ , наведені на рисунку 2.2.1, слідує розглядати як перше наближення.

При  $V_{bi} = 3$  В, тобто поблизу запирання каналу. На зростаючій гілці збільшимо напругу до 8–10 В, а потім зменшимо до 0. спадаюча гілка проходить вище зростаючої гілки. Це значить, що при  $V = 0$  заряд в напівпровіднику  $|Q_s|$  і відповідний йому потенціал поверхні напівпровідника  $\Psi_s$  для спадаючої гілки більший, чим для зростаючої, тобто область об'ємного заряду проходить через напівпровідник (канал закритий).

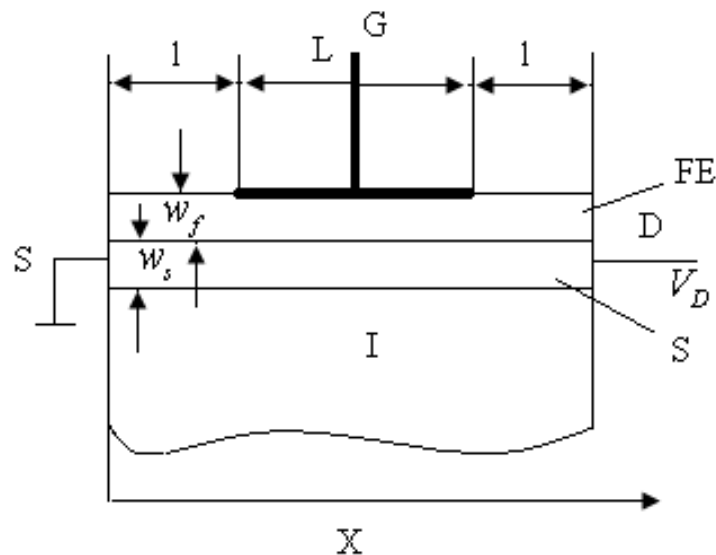


Рисунок 2.4 – Схематичне зображення конструкції метал-сегнетоелектрик-напівпровідник польового транзистора [46]: S – витік, G – затвор, D – стік, I – ізолятор, FE – сегнетоелектрик, S – напівпровідник,  $w_f$ ,  $w_s$  – товщина сегнетоелектрика і напівпровідника відповідно,  $b = 230$  мкм – ширина каналу,  $w_f = 0,1$  мкм,  $w_s = 0,01$  мкм,  $l = 40$  мкм,  $L = 320$  мкм.

На рисунку 2.4 схематично зображена конструкція метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора з ізолятором із СЕ. в робочому режимі має напругу на затворі  $V_G=0$ , при цьому має  $P=P_{rup}$  або  $P=P_{rdn}$ .

При проходженні струму в каналі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора виконується співвідношення

$$\Psi_s + V_f = V_{bi} - V_{ch}, \quad (2.16)$$

де  $V_{ch}$  – падіння напруги вздовж каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів (порівнюючи формули (2.14) і (2.16)). Струм в каналі ( $I$ ) метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів визначається з виразу

$$I = u_p b Q_c E, \quad (2.17)$$

де  $u_p$  – рухливість дірок;  $b$  – ширина каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів;  $Q_c$  – заряд дірок в напівпровіднику метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів на одиницю площі затвору;  $E$  – поле вздовж каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів.

Поляризація сегнетоелектрику  $E$  метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів здійснюється до подачі рахованої напруги  $V_D$  на стік метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів. Це дозволяє визначити залежність  $Q_c(\Psi_s)$  і  $Q_c(V_{bi}-V_{ch})$  аналогічно визначенню залежностей  $Q_s(\Psi_s)$  і  $Q_s(V+V_{bi})$  метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів.

Падіння напруги між джерелом і лівим краєм затвору метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів (при  $x=1$  – рисунок 2.4) визначається з формули

$$V_1 = \frac{I}{u_p b Q_{cq}}, \quad (2.18)$$

де  $Q_{cq} = q p_{cq} w_s$  – рівноважне значення  $Q_c$ ,  $p_{cq}$  – рівноважна концентрація дірок в напівпровіднику метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів.

В робочій частині каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів

$$dV_{ch} = \frac{I}{u_p b Q_c} dx. \quad (2.19)$$

При умові  $x=x_l=L/n+l$  отримаємо

$$V_{ch(1)} = V_1 + \frac{IL}{u_p b Q_{c0} n}, \quad (2.20)$$

де  $Q_{c0}$  – значення  $Q_c$  при  $V_{ch}=V_1$ ,  $n \gg 1$  – ціле число.

При умові  $x=x_i=L/n+l$  ( $0 < i < n$ ) виконується рівняння:

$$V_{ch(i+1)} = V_{ch(i)} + \frac{IL}{u_p b n Q_{ci}}, \quad (2.21)$$

де  $Q_{ci}$  – відома функція ( $V_{bi}-V_{chi}$ ).

Залежність  $Q_c$  від  $V_{bi}-V_{ch}$  апроксимується, наприклад, поліном  $n$ -го степеня. Потім задається значення струму  $I$ , і з виразу (2.21) вираховується падіння напруги вздовж каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів. Таким шляхом обраховується вся вольт–амперна–характеристика метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів [46].

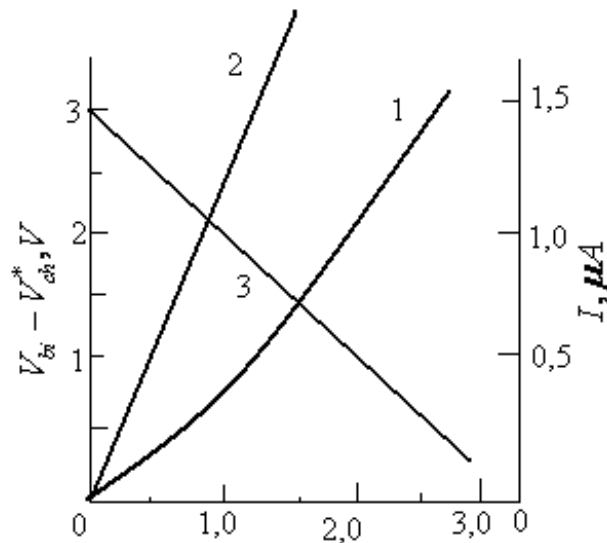


Рисунок 2.6 – Вольт–амперні характеристики метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів при  $V_{bi}=3$  (1), 2 В (2) і залежність  $V_{bi}-V_{ch}^*$  від  $V_D$  при  $V_{bi}=3$  В (3) [46]

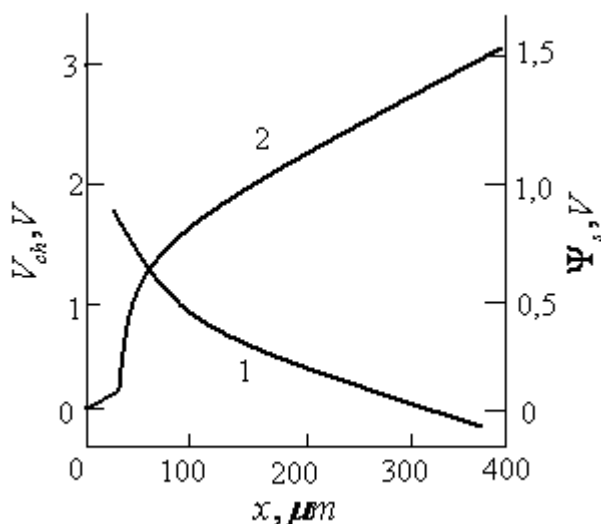


Рисунок 2.5 - Розподілення потенціалу  $\Psi_s(l)$  і напруга вздовж каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів  $V_{ch}(2)$  при  $I=1,6$  мкА і  $V_{bi}=3$  В [46]

При однаковому типі провідності сегнетоелектрика і напівпровідника (наприклад р–тип) метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів може працювати при обох полярностях напруги стоку. Наведемо результати моделювання вольт–амперної характеристики для прийнятих вище параметрів сегнетоелектрика, напівпровідника і польового транзистора. Оптимальним режимом роботи метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів є повне запирання каналу на пониженій гілці. Як було показано вище, цього можна досягнути при  $V_{bi}=3$  В метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів.

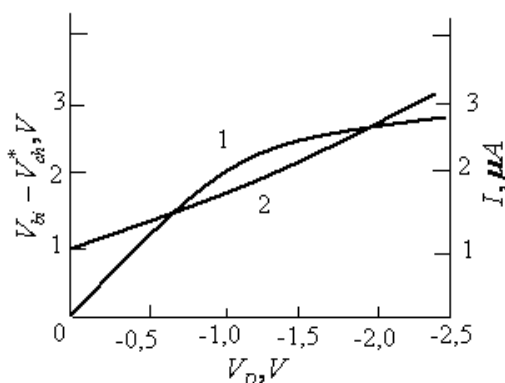


Рисунок 2.7 – Вольт–амперна характеристика метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів (1) і залежність  $V_{bi}-V_{ch}^*$  від  $V_D$  при  $V_{bi}=1$  В (2) [46]



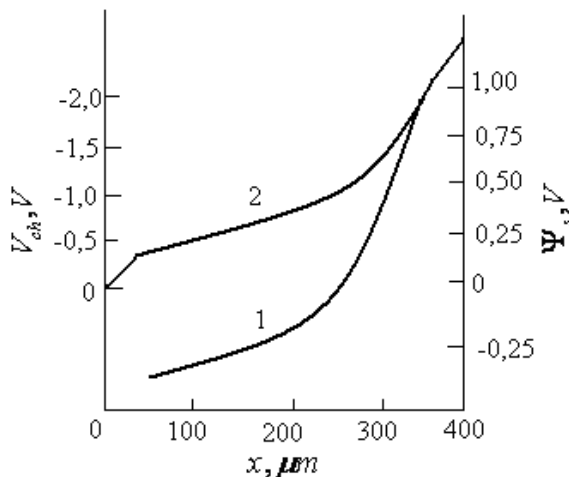


Рисунок 2.8 – Розподілення потенціалу  $\Psi_s(l)$  і напруги вздовж каналу  $V_{ch}(2)$  метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польових транзисторів при  $I=2,75$  мкА і  $V_{bi}=1$  В [46]

На рисунку 2.5 наведені ВАХ і залежності  $V_{bi}-V_{ch}^*$  від  $V_D$  при роботі на підвищеній гілці при  $V_D>0$  і  $V_{bi}=3$  В (криві 1 і 3 відповідно), де  $V_{ch}^*$  – значення  $V_{ch}$  при  $x=L+1$ . При  $V_D \ll V_{bi}$  струм повертається повільно, так як канал майже закритий. Потім по мірі зменшення висоти потенціального бар'єру  $V_{bi}-V_{ch}$  і розширення провідної частини каналу струм збільшується різко. На рис. 2.5 наведена також ВАХ для тої ж структури, але при  $V_{bi}=2$  В (крива 2). При  $V_D=0$  маємо  $\Psi_s \approx 0$ , тобто  $Q_c \approx Q_{cq}$ . При збільшенні  $V_D$  струм зростає спочатку швидше, чим при  $V_{bi}=3$  В, але потім росте не різко. Це пояснюється висотою рівноважної концентрації дірок в напівпровіднику, тому збагачення мало впливає на провідність каналу.

На рисунку 2.6 показано розподілення потенціалу  $\Psi_s$  і напруги  $V_{ch}$  по довжині каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора при максимальному струмі  $I=1,6$  мкА і  $V_{bi}=3$  В при заданому струмі напруга  $V_{ch}$  під затвором метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора зростає спочатку швидко, а потім повільно. Це пояснюється тим, що ліва частина каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора майже закрити, але збільшення  $V_{ch}$  вздовж каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора призведе до розширення провідної частини каналу, що сповільнить збільшення  $V_{ch}$ . Майже вздовж всієї робочої частини каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора маємо  $\Psi_s > 0$ , тобто має місце збіднення каналу.

Розглянемо результати математичного моделювання для підвищеної гілки при  $V_D < 0$ . в цьому випадку маємо  $V_{ch} < 0$  по мірі збільшення  $V_D$  ростуть потенціальний бар'єр  $V_{bi} - V_{ch}$  метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора і потенціал  $\Psi_s$ , що призводить до звуження провідної частини каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора. Очевидно, що потрібно задати  $V_{bi} < 3$  В, тобто  $\Psi_s < \Psi_{s\bar{r}}$ . У цьому випадку залежність  $P(V)$  є продовженням підвищеної гілки від  $V=0$ . задамо  $V_{bi}=1$  В. На рисунку 2.7 наведена залежність струму  $I(V_D)$ , яка характерна для звичайного метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора. Значення різниці напруг  $V_{bi} - V_{ch}^*$  зростає від 1 В майже лінійно. На рисунку 2.8 представлено розподілення потенціалу  $\Psi_s$  і напруги  $V_{ch}$  по довжині каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора при максимальному струмі  $I=2,75$  мкА. На кінці робочої частини каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора (при  $x=L+1$ ) значення  $V_{ch}$  різко зростає, що пояснюється звуженням провідної частини каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора. Значення  $\Psi_s$  зростає від  $-0,4$  до  $0,9$  В ( $\Psi_s \approx \Psi_{s\bar{r}}$ ) [46].

Наведені результати для метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора отримані при наступних припущеннях:

- 1) сегнетоелектрик і напівпровідник леговані тільки мілкими домішками;
- 2) на границі розподілу сегнетоелектрика – напівпровідник відсутні заряди;
- 3) струм через сегнетоелектрик малий і не змінює поляризацію.

Тому проведені результати є верхньою границею досягнутого для метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора з даними параметрами. Найкращим експериментальним результатом для метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора на перовскитних сегнетоелектриках і напівпровіднику є 70%–а модуляція провідності каналу метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора [51].

### 2.3 Характеристики перетворення радіовимірювального сенсора температури на основі польового транзистора

В обладнанні виробництва виробів електронної техніки одною з важливих проблем є забезпечення вимірювання малих рівнів потужності випромінювань в спектральному діапазоні від НВЧ і до рентгенівського включно. Відомі прилади для

виміру потужності випромінювання не завжди повністю забезпечують сучасний рівень потреб, які пред'являються до вимірювальних пристроїв. В першу чергу це пов'язано з недостатньо високою чутливістю вимірювальних сенсорів потужності. Нижче наведені результати досліджень по створенні перетворювача теплової потужності на базі теплових методів [52–55], які володіють високою чутливістю до потужності сигналу.

В нашому випадку перетворювач теплової потужності містить чутливий елемент, керуючий елемент у вигляді плівки піроелектрика і виконуючий елемент у вигляді польового транзистора. При роботі перетворювача теплової потужності має місце зміна вихідного параметра виконуючого елемента в результаті зміни потенціалу на одному з електродів польового транзистора, електрично з'єднаним з піроелектриком. Нагрівання піроелектрика відбувається за рахунок перетворення потужності сигналу в теплоту за допомогою чутливого елемента. Оцінка чутливості підсистеми сенсора “поглинач–піроелектрик” наведена в припущенні, що вимірювана сенсором потужність випромінювання з постійною інтенсивністю і потужністю, яку перетворювач теплової потужності віддає в навколишнє середовище рівна [52]:

$$W_{\text{погл}} = W_{\text{отв}} \quad (2.22)$$

Якщо густина потужності випромінювання рівна  $W$  і ефективний коефіцієнт відображення поглинача  $R_{\text{еф}}$ , то потужність при однорідному потоці:

$$W_{\text{погл}} = W \cdot (1 - R_{\text{еф}}) \cdot S_1 \quad (2.23)$$

де  $S_1$  – площа поглинаючої поверхні.

Припустимо, що тепловіддача перетворювача теплової потужності відбувається головним чином за рахунок конвективного теплообміну. Тепловий потік перетворювача теплової потужності записаний у вигляді:

$$dQ = a(T_n - T_{\text{нс}})dS_2 \quad (2.24)$$

де  $a$  – коефіцієнт тепловіддачі;  $T_n$  – температура поверхні;  $T_{\text{нс}}$  – температура навколишнього середовища;  $dS_2$  – площа теплообміну.

Якщо тепловіддача на границі перетворювача теплової потужності – навколишнє середовище здійснюється тільки теплопровідністю, то по закону Фур'є, густина теплового потоку рівна:

$$q_c = -\lambda \left( \frac{\partial T}{\partial n} \right)_{n=0} \quad (2.25)$$

де  $\lambda$  – коефіцієнт теплопровідності середовища;  $n$  – відстань по нормалі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора до поверхні перетворювача теплової потужності.

В умовах ізотермічності перетворювача теплової потужності метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора, для густини теплового потоку із виразу (2.24) отримаємо:

$$q_c = \frac{dQ}{dS} = a(T_n - T_{nc}) \quad (2.25)$$

На основі виразів (2.25) і (2.26) отримаємо:

$$a(T_n - T_{nc}) = -\lambda \left( \frac{\partial T}{\partial n} \right)_{n=0} \quad (2.26)$$

При малій різниці температур  $T_n - T_{nc}$  можна вважати, що

$$\left( \frac{\partial T}{\partial n} \right)_{n=0} \approx \frac{T_n - T_{nc}}{r_b}, \quad (2.27)$$

де  $r_b$  – середня відстань від поверхні метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора до стінки корпусу.

На основі вище наведеного із виразів (2.27) і (2.28) можна оцінити середній коефіцієнт тепловіддачі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора:

$$a = \frac{\lambda}{r_b}. \quad (2.28)$$

З урахуванням викладеного, відповідна потужність

$$W_{ome} = a(T_n - T_{nc})S_2 \approx \frac{\lambda}{r_b}(T_n - T_{nc})S_2, \quad (2.29)$$

де  $S_2$  – повна площа зовнішньої поверхні метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора на якому побудований перетворювач теплової потужності.

Використовуючи вирази (2.22), (2.23) і вираз (2.30), отримаємо рівняння:

$$\frac{W}{T_n - T_{nc}} = \frac{\lambda}{(1 - R_{ef})r_b} \cdot \frac{S_1}{S_2}. \quad (2.31)$$

Таким чином, для перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора, працюючого в квазістаціонарному режимі, інтенсивність хвилі, яка викликає підвищення температури на 1 К залежить від теплопровідності середовища в корпусі перетворювача теплової потужності; розмірів перетворювача теплової потужності і хвильоводу; відношення повної площі поверхні датчика до площі поглинаючої поверхні і від ефективного коефіцієнта відбиття випромінювання перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора.

Вважаючи  $S_2=S_1$ ,  $R_{ef}=0,2$ , коефіцієнт теплопровідності повітря при нормальних умовах  $\lambda=2,57 \cdot 10^{-2}$  Вт/(м\*К),  $r_b=0.01$  м, отримуємо:

$$W/\Delta T=3,2 \text{ Вт}/(\text{м}^2 * \text{К}). \quad (2.32)$$

При використанні в якості піроелектрика турмаліну, зміна температури на 1 К в кристалі товщиною 0,1 мм викликає зміну поверхневого потенціалу приблизно на 5 В. Виходячи з вище наведеної конструкції перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора, можна представити залежність вихідного струму перетворювача теплової потужності від зміни потенціалу витоку польового транзистора наступним чином:

$$^2_1 = b_e \cdot U_{j1} \cdot \left[ \left( U_{c1} - U_{i\delta} + \frac{2}{3} \eta \cdot U_{c4} \right) - \frac{1}{2} (1 + \eta) \cdot |U_{j1}| \right] + g_e \cdot U_{j1}, \quad (2.33)$$

де  $U_{c1}$ ,  $U_{j1}$ ,  $U_{c4}$  – напруга затвор–витік польового транзистора; стік–витік; підкладка–витік польового транзистора відповідно;  $g_e$  – внутрішня провідність польового транзистора;  $U_{пор}$  – порогова напруга метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора;  $\eta$  – корегуючий коефіцієнт ( $\eta=0,7$ ).

Рівняння (2.33) справедливе в тому випадку, якщо виконавчий елемент працює в лінійному режимі, тобто  $|U_{j1}| \leq \frac{U_{c1} - U_{i\delta} + \frac{2}{3}U_{c4}}{1 + \eta}$ . При виконання умови, насичення перетворювача теплової потужності метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора

$$I_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{b_e}{1 + \eta} \left( U_{c1} - U_{пор} + \frac{2}{3} \eta U_{c4} \right)^2 \cdot \sin g(U_{j1}) + g_e U_{j1} \quad (2.34)$$

Вирази (2.33) – (2.34) описують струм, що протікає в вихідному колі перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора в надпороговому стані, критерієм переходу в який є:

$$U_{c1} \leq U_{пор} - \frac{2}{3} \eta \cdot U_{c4}. \quad (2.35)$$

Якщо вираз (2.34) не виконується, то в вхідному колі струм відсутній і:

$$I_1 = 0. \quad (2.36)$$

Враховуючи вирази (2.34) – (2.36) та (2.31) і використовуючи емпірично отримане значення  $W/\Delta T$  і  $\phi_s$ , отримаємо систему рівнянь, які описують роботу перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора

$$I_1 = \begin{cases} b_e \cdot U_{j1} \cdot \left[ \theta - \frac{1}{2} \cdot (1 + \eta) \cdot |U_{j1}| \right] + g_e \cdot U_{j1}, \text{ при } |U_{j1}| \leq \frac{\theta}{1 + \eta}; \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{b_e}{1 + \eta} \cdot \sin g(U_{j1}) + g_e \cdot U_{j1}, \text{ при } |U_{j1}| \geq \frac{\theta}{1 + \eta}; \\ 0, \text{ при } \theta \leq 0; \end{cases} \quad (2.37)$$

На рисунку 2.9 наведені промодельовані з використанням вище наведених співвідношень перетворюючі характеристики перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора [49].

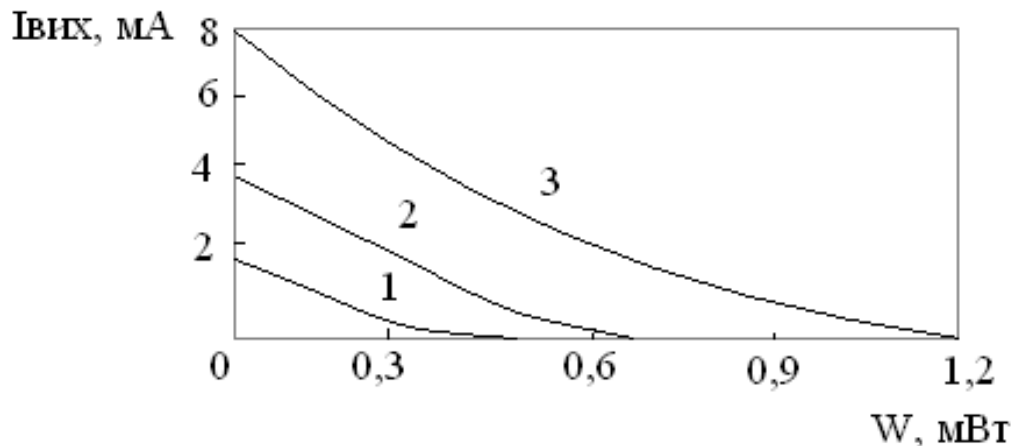


Рисунок 2.9 – Вихідний струм перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора при напрузі на затворі: 1 – 5 В; 2 – 4 В; 3 – 3 В

Так як піроелектричні перетворювачі представляють собою динамічну систему, аналіз роботи досліджуваного перетворювача теплової потужності проведемо в межах тривалості активного імпульсу падаючого випромінювання. Згідно з роботою [56], піроелектричний струм радіовимірювального вимірювального перетворювача теплової потужності  $i_p$  визначається зміною ступеня поляризації керуючого піроелектричного елемента в часі:

$$i_p = A \cdot \frac{\partial P_s}{\partial T} = A \cdot \left( \frac{\partial P_s}{\partial T} \right)_E \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \cdot A, \quad (2.38)$$

де  $A$  – площа поглинаючого покриття – чутливого елемента – на поверхні керуючого елемента;  $T$  – миттєва температура;  $t$  – час;  $p$  – піроелектричний коефіцієнт;  $P_s$  – ступінь поляризації.

Для розрахунку  $i_p$  перетворювача теплової потужності визначимо  $\partial T / \partial t$  на основі принципів збереження енергії [56]. З цією метою представимо поглинаючу перетворювачем теплової потужності потужність випромінювання, як суму потужностей, витрачену на переполіаризацію піроелектрика, розташованого між

чутливим елементом і виконавчим елементом перетворювача теплової потужності [39] і потужності, розсіяної перетворювача теплової потужності шляхом випромінювання і теплопровідності:

$$W_{\text{ПОГЛ}} = W_{\text{НАК}} + W_{\text{ОТВ}}, \quad (2.39)$$

де:

$$W_{\text{ПОГЛ}} = W \cdot \eta \cdot A, \quad (2.40)$$

$$W_{\text{НАК}} = \rho \cdot \left( \frac{\partial \Delta T}{\partial t} \right) \cdot A \cdot \delta, \quad (2.41)$$

$$W_{\text{ОТВ}} = \alpha \cdot \Delta T \quad (2.42)$$

де  $\delta$  – товщина піроелектрика;  $W_{\text{ОТВ}}$  – потужність розсіявана;  $\eta$  – коефіцієнт емісії перетворювача теплової потужності; перетворювача теплової потужності шляхом випромінювання і теплопровідності;  $W_{\text{ПОГЛ}}$  – поглинаюча перетворювачем теплової потужності потужність випромінювання;  $W_{\text{НАК}}$  – потужність, затрачена на переполяризацію піроелектрика;  $\rho$  – густина піроелектричного матеріалу;  $\alpha$  – коефіцієнт, що характеризує тепловіддачу шляхом теплопровідності і випромінювання перетворювача теплової потужності;  $\Delta T$  – різниця температур між чутливим елементом і виконуючим елементом перетворювача теплової потужності.

Враховуючи вирази (2.39) – (2.42) та вираз (2.38) отримаємо диференційне рівняння першого порядку:

$$\tau \cdot \frac{\partial \Delta T}{\partial t} + \Delta T = \frac{W \cdot A \cdot \eta}{\alpha}. \quad (2.43)$$

Розв'язок рівняння (2.43) при  $t \rightarrow \infty$ ,  $\Delta T \rightarrow 0$  буде мати вигляд:

$$\Delta T = \frac{W \cdot A \cdot \eta}{\alpha} \cdot \frac{1}{\tau^2} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (2.44)$$

де  $\tau$  – стала, не залежна від температури та часу:

$$\tau = A \cdot c \cdot \rho \cdot \delta / \alpha. \quad (2.45)$$



Згідно з рівнянням (2.38) визначається значення струму піроелектрика перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора:

$$i_p = \frac{p \cdot W \cdot A^2 \cdot \eta}{\alpha} \cdot \frac{1}{\tau} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right). \quad (2.46)$$

З врахуванням виразів (2.38) – (2.46), математична модель перетворення перетворювача теплової потужності на основі метал–сегнетоелектрик–напівпровідник польового транзистора може бути представлена у вигляді:

$$i_p = W \cdot \gamma \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (2.47)$$

де  $\gamma = \frac{p \cdot A^2 \cdot \eta}{\alpha} \cdot \frac{1}{\tau}$ .

Наведені вище математичні моделі використовувались для попередньої оцінки параметрів джерела піроелектричного струму, які входять в еквівалентну схему перетворювача теплової потужності, на основі якої проводилось моделювання. Вихідні дані для розрахунків джерела піроелектричного струму перетворювача теплової потужності наведені в таблиці 2.1.

## 2.4 Висновки до розділу

В даному розділі розглянуто математичну модель піроелектричних чутливих елементів, що дозволяє виконати експрес–аналіз їх характеристик. Показано, що конструкції піроелектричних перетворювачів теплової потужності визначають способи вимірювання потужності, реалізовані з допомогою додаткових схем обробки вихідних сигналів сенсорів.

Розглянута математична модель піроелектричних перетворювачів теплової потужності, основана на синтезі доповненої фізичної моделі перетворення потужності випромінювання і схемотехнічної моделі польового транзистора. Розглянуті залежності піроелектричного струму дозволяють вибрати оптимальний матеріал піроелектрика для перетворювачів теплової потужності, який порівняно з титаном барію дозволить створювати сенсори з великими значеннями чутливості і швидкодії.

### **3 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ С-ЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ ПРОЕЛЕКТРИЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ДЛЯ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

Важливим різновидом сенсорів є сенсори температури, адже багато процесів регулюється відповідно до значення температури. Для виміру температури в даний час використовуються напівпровідникові або мікроелектронні сенсори, що виконані у вигляді мікросхем, інфрачервоні сенсори, термометри опору, термістори, термо . Використання температурних сенсорів, як правило, ґрунтується на вимірюванні залежності електричного опору від температури, за виключенням сенсорів на основі термопар, де виникає електрорушійна сила (ЕРС), пропорційна температурі.

Принцип дії радіовимірювального температурного сенсора ґрунтується на дії зміни температури, що приймається температурним давачем IRA – E420S1 фірми Murata (фотоелектричний, інфрачервоний давач), таким чином змінюється вихідна напруга на давачеві, що приводить до зміни ємнісної складової повного опору на електродах транзисторів, що викликає зміну резонансної частоти коливального контуру. Пропонований пристрій складається з давача температури та сенсора напруга–частота.

В той час коли зміна температури відсутня, тоді вимірювання не відбуваються. В момент часу, коли на електродах транзисторів виникає від’ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливань в контурі (контур утворений паралельним включенням повного опору з ємнісним характером на електродах транзисторів та пасивною індуктивністю). При наступній дії зміни температури, яка приймається давачем, змінюється вихідна напруга на ньому, яка змінює ємнісну складову повного опору на електродах транзисторів, а це викликає зміну резонансної частоти коливального контуру.

3.1 Математична модель радіовимірювального частотного температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

Вирішення проблеми дистанційного вимірювання температури можливе з використанням пристрою, який зображений на рисунку 3.1 та наведений в додатку Д. Принцип дії радіовимірювального температурного сенсора ґрунтується на дії зміни температури, що приймається температурним давачем IRA – E420S1 фірми Murata

(фотоелектричний, інфрачервоний давач), таким чином змінюється вихідна напруга на давачеві, що приводить до зміни ємнісної складової повного опору на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів, що викликає зміну резонансної частоти коливального контуру.

При відсутності зміни температури – вимірювання не відбуваються. В момент часу, коли на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів виникає від’ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливань в контурі (контур утворений паралельним включенням повного опору з ємнісним характером на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів VT1, VT2 та пасивною індуктивністю L). При наступній дії зміни температури, яка приймається давачем, змінюється вихідна напруга на ньому, яка змінює ємнісну складову повного опору на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів, а це викликає зміну резонансної частоти коливального контуру.

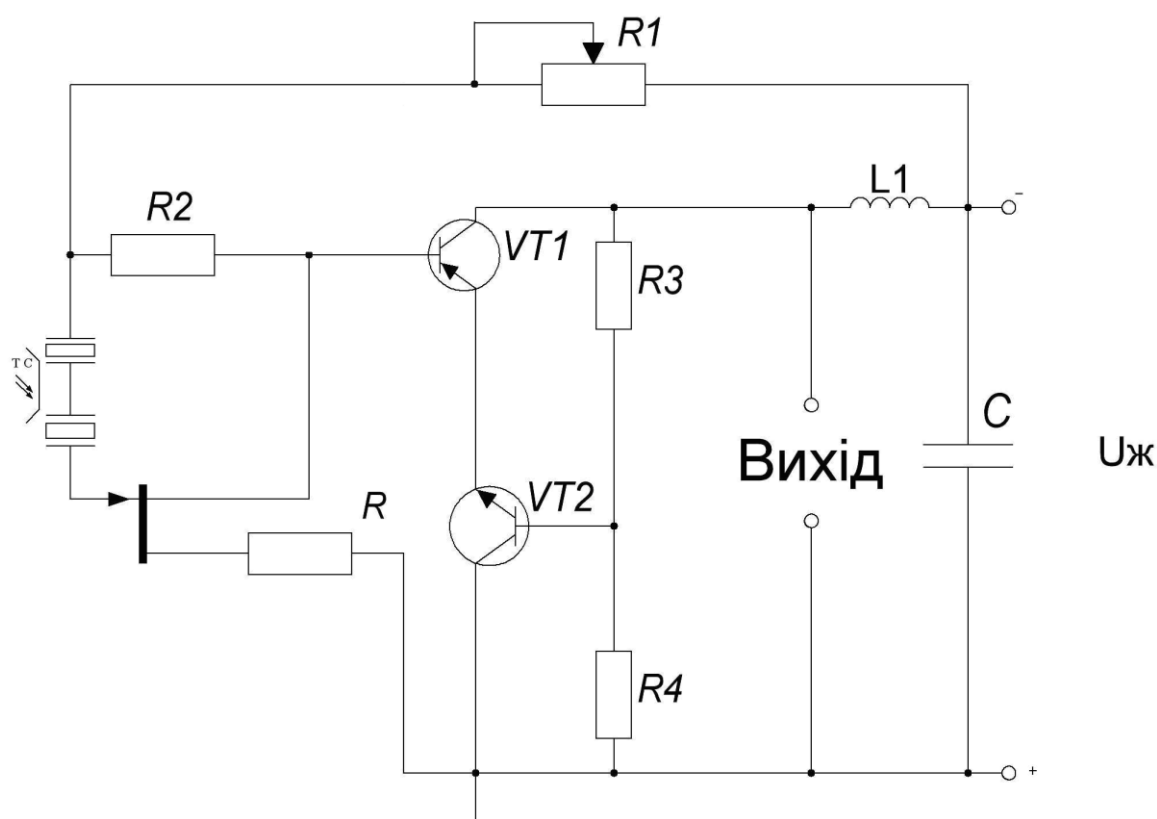


Рисунок 3.1– Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів

Крім того, для вивчення роботи радіовимірювального температурного

сенсора в динамічному режимі необхідно отримати залежність активної та реактивної складової комплексного опору електродів колектор–колектор структури. Щоб це здійснити представимо схему пристрою враховуючи еквівалентне схеми транзисторів, отримавши схему на рисунку 3.2 та наведено у в додатку Е.

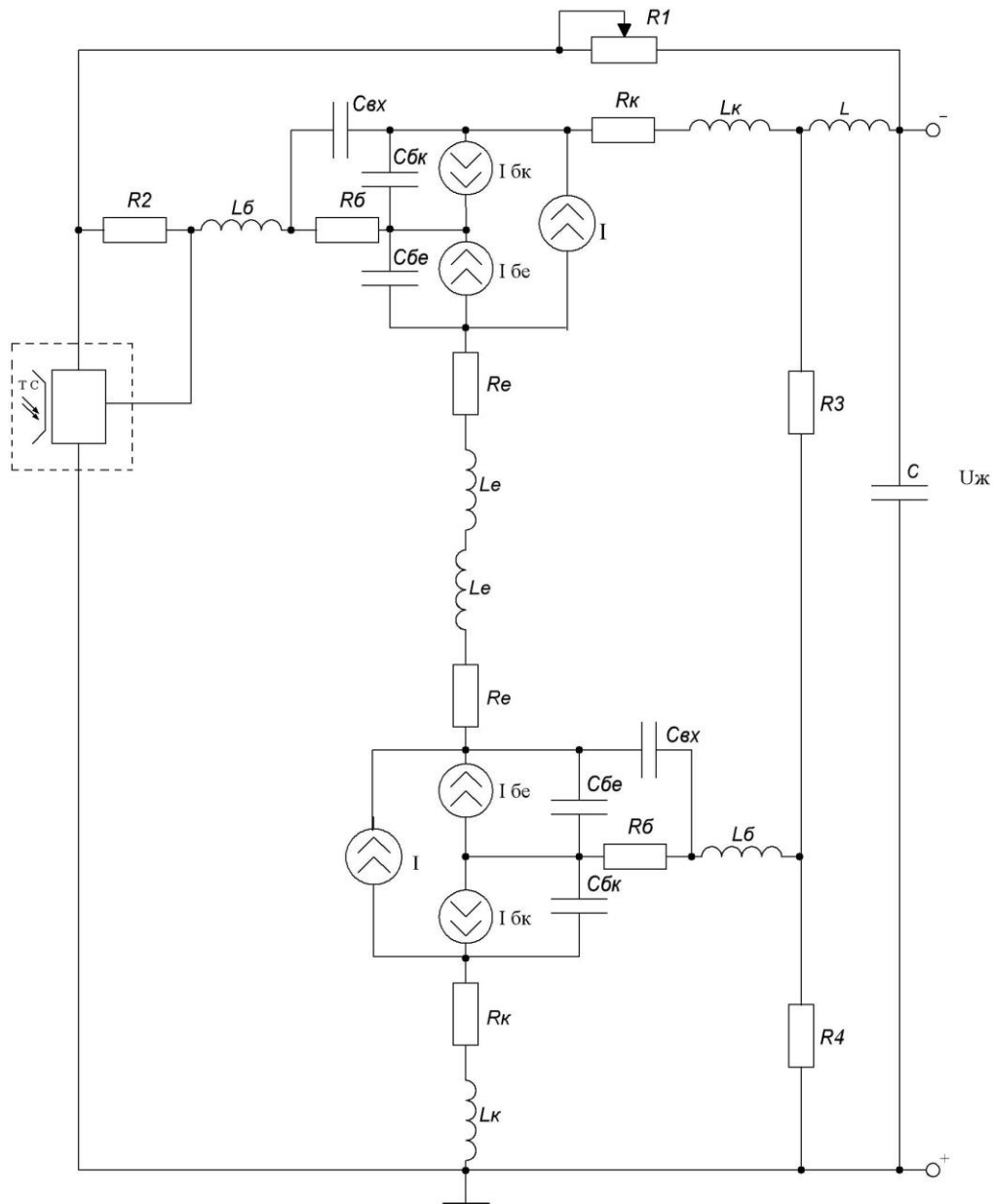


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів

Для зручності розрахунків спрощену еквівалентну схему радіовимірювального температурного сенсора подано на рисунку 3.3.

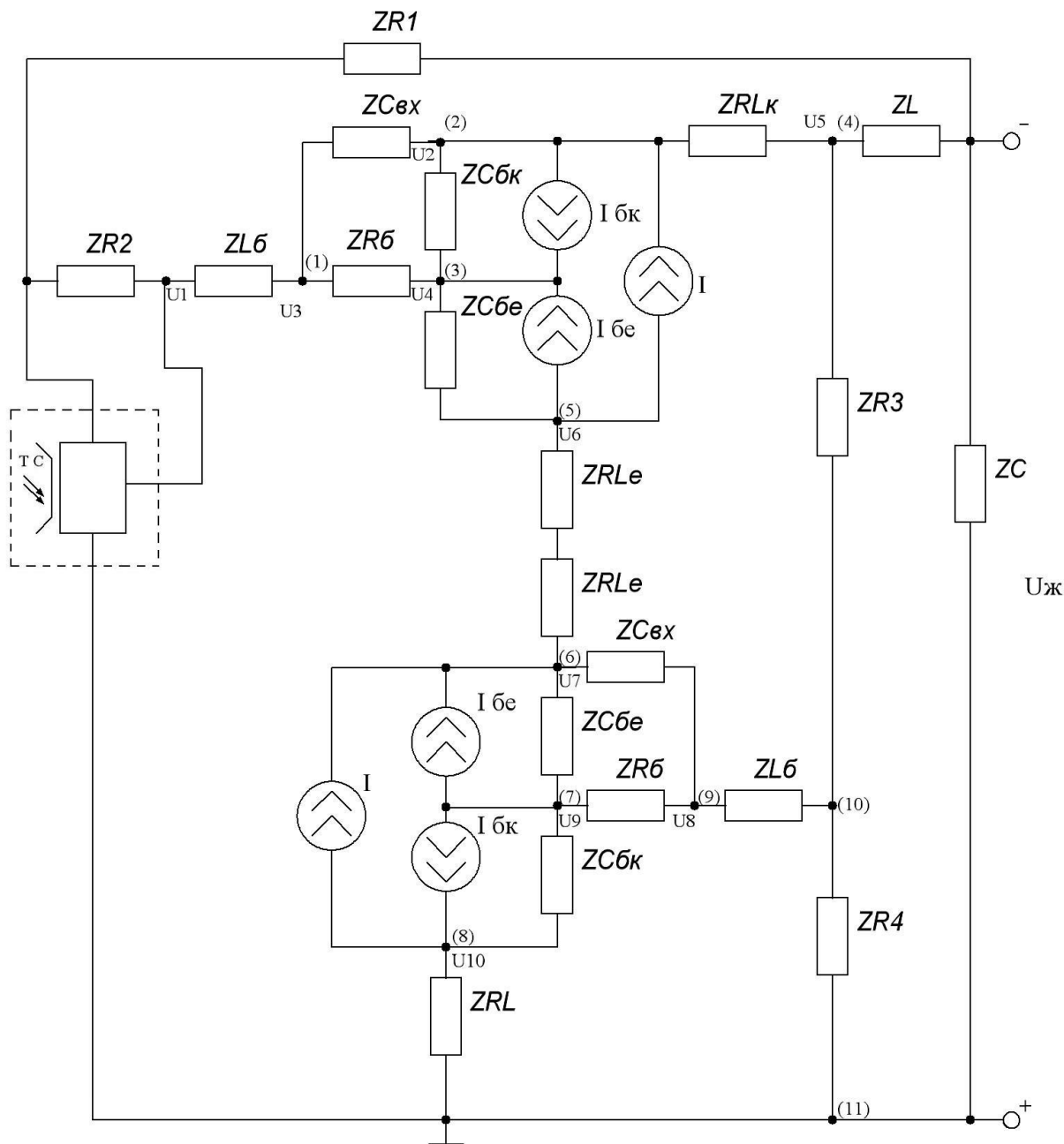


Рисунок 3.3 – Спрощена еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів

Розрахунок математичної моделі радіовимірювального температурного сенсора на основі структури з біполярних транзисторів проведено на основі методу вузлових потенціалів.

$$\left. \begin{aligned}
 -\frac{U_2}{Z_{CBX}} - \frac{U_2}{Z_{CBK}} + \frac{U_5}{Z_{RLK}} &= I - I_{BK} \\
 \frac{U_2}{Z_{CBK}} + \frac{U_3}{Z_{RB}} - \frac{U_4}{Z_{CBE}} &= I_{BK} + I_{BE} \\
 \frac{U_5}{Z_{RLK}} &= -\frac{U_{\mathcal{K}}}{Z_C + Z_L} - \frac{U_{\mathcal{K}}}{Z_{R3}} \\
 \frac{U_4}{Z_{CBE}} - \frac{U_6}{2Z_{RLB}} &= -I_{BE} - I \\
 \frac{U_6}{2Z_{RLE}} - \frac{U_7}{Z_{CBX}} - \frac{U_7}{Z_{CBE}} &= I + I_{BE} \\
 \frac{U_7}{Z_{CBE}} + \frac{U_8}{Z_{RB}} - \frac{U_9}{Z_{CBK}} &= -I_{BK} - I_{BE} \\
 \frac{U_9}{Z_{CBK}} - \frac{U_{10}}{Z_{RLK}} &= I_{BK} - I \\
 \frac{U_7}{Z_{CBX}} - \frac{U_8}{Z_{RB}} &= -\frac{U_{\mathcal{K}}}{Z_{R3}} + \frac{U_{\mathcal{K}}}{Z_{R4} + Z_{R3}} \\
 -\frac{U_1}{Z_{R2} + Z_{LB}} + \frac{U_{10}}{Z_{RLK}} &= -\frac{U_{\mathcal{K}}}{Z_{R4} + Z_{R3}} + \frac{U_{\mathcal{K}}}{Z_C},
 \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

де  $Z_{R2} = R_2; Z_{R3} = R_3; Z_{R4} = R_4; Z_{RB} = R_B; Z_{LB} = j\omega L_B; Z_{CBX} = \frac{-j}{\omega C_{BX}}; Z_{RLK} = R_K + j\omega L_K;$

$Z_{CBK} = \frac{-j}{\omega C_{BK}}; Z_{CBE} = \frac{-j}{\omega C_{BE}}; Z_{RLE} = R_E + j\omega L_E.$

Струми база-емітер  $I_{BE}$  і база-колектор  $I_{BK}$  описуються виразами:

$$I = \frac{I_{BE} - I_{BK}}{Q}, \quad (3.2)$$

$$I_{BE} = I_S \exp\left(\frac{U_{BE}}{NE \cdot V_t} - 1\right), \quad (3.3)$$

$$I_{BK} = I_S \exp\left(\frac{U_{BK}}{NC \cdot V_t} - 1\right), \quad (3.4)$$

$$I_S = I_{SS} \exp\left(\frac{U_{jS}}{NS \cdot V_t} - 1\right), \quad (3.5)$$

де  $V_i = kT/q$ ;  $I_{SS}$  – зворотний струм р–п переходу підкладки біполярного транзистора;  $Q$  – заряд в базі біполярного транзистора;  $U_{BK}$  – напруга база–колектор біполярного транзистора;  $U_{BE}$  – напруга база–емітер біполярного транзистора;  $U_{js}$  – контактна різниця потенціалів переходу колектор–підкладка біполярного транзистора;  $NC$  – коефіцієнт не ідеальності колекторного переходу біполярного транзистора;  $NE$  – коефіцієнт не ідеальності емітерного переходу біполярного транзистора;  $NS$  – коефіцієнт не ідеальності переходу підкладки біполярного транзистора.

Розв’яжемо отриману систему рівнянь матричним методом. Для чого запишемо вираз основної матриці системи –  $A$ , стовбець вільних членів –  $B$  і знайдемо стовбці розв’язків системи –  $X$ , відповідно.

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 & 0 & a_{25} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{45} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{54} & 0 & a_{56} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{66} & a_{67} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{77} & a_{78} & a_{79} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{89} & a_{810} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{97} & a_{98} & 0 & 0 \\ a_{101} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{110} \end{pmatrix},$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \\ b_9 \\ b_{10} \end{pmatrix},$$

$$\begin{aligned} \text{де } a_{11} &= \frac{1}{Z_{R2} + Z_{LB}}; a_{12} = \frac{1}{Z_{CBX}}; a_{13} = -\frac{1}{Z_{RB}}; a_{22} = -\frac{1}{Z_{CBX}} - \frac{1}{Z_{CBK}}; a_{25} = \frac{1}{Z_{RLK}}; a_{32} = \frac{1}{Z_{CBK}}; \\ a_{33} &= \frac{1}{Z_{RB}}; a_{34} = -\frac{1}{Z_{CBE}}; a_{45} = \frac{1}{Z_{RLK}}; a_{54} = \frac{1}{Z_{CBE}}; a_{56} = -\frac{1}{2Z_{RLB}}; a_{66} = \frac{1}{2Z_{RLE}}; \\ a_{67} &= -\frac{1}{Z_{CBX}} - \frac{1}{Z_{CBE}}; a_{77} = \frac{1}{Z_{CBE}}; a_{78} = \frac{1}{Z_{RB}}; a_{79} = -\frac{1}{Z_{CBK}}; a_{89} = \frac{1}{Z_{CBK}}; a_{810} = -\frac{1}{Z_{RLK}}; \\ a_{97} &= \frac{1}{Z_{CBX}}; a_{98} = -\frac{1}{Z_{RB}}; a_{1010} = \frac{1}{Z_{RLK}}; b_2 = I - I_{BK}; b_3 = I_{BK} + I_{BE}; b_4 = -\frac{U_{Ж}}{Z_C + Z_L} - \frac{U_{Ж}}{Z_{R3}}; \\ b_5 &= -I_{BE} - I; b_6 = I + I_{BE}; b_7 = -I_{BK} - I_{BE}; b_8 = I_{BK} - I; b_9 = -\frac{U_{Ж}}{Z_{R3}} + \frac{U_{Ж}}{Z_{R4} + Z_{R3}}; \\ b_{10} &= -\frac{U_{Ж}}{Z_{R4} + Z_{R3}} + \frac{U_{Ж}}{Z_C}. \end{aligned}$$

На основі розв'язку систему рівнянь, визначаємо формулу для імпедансу радіовимірювального сенсора температури, що має вигляд

$$Z = \frac{U_{Ж}}{\frac{Z_{R2} + Z_{RLE}}{Z_{LB} - Z_{RLE}} \cdot \left[ U_{Ж} \left( \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_{R3}} \right) - 2I_{BE} - I + I_{BK} - \frac{Z_{CBK} + Z_{CBX}}{Z_{CBK} \cdot Z_{CBX}} \left( U_{Ж} \left( \frac{1}{Z_C + Z_L} - \frac{1}{Z_{R3}} \right) - I - I_{BK} \right) \right]}. \quad (3.6)$$

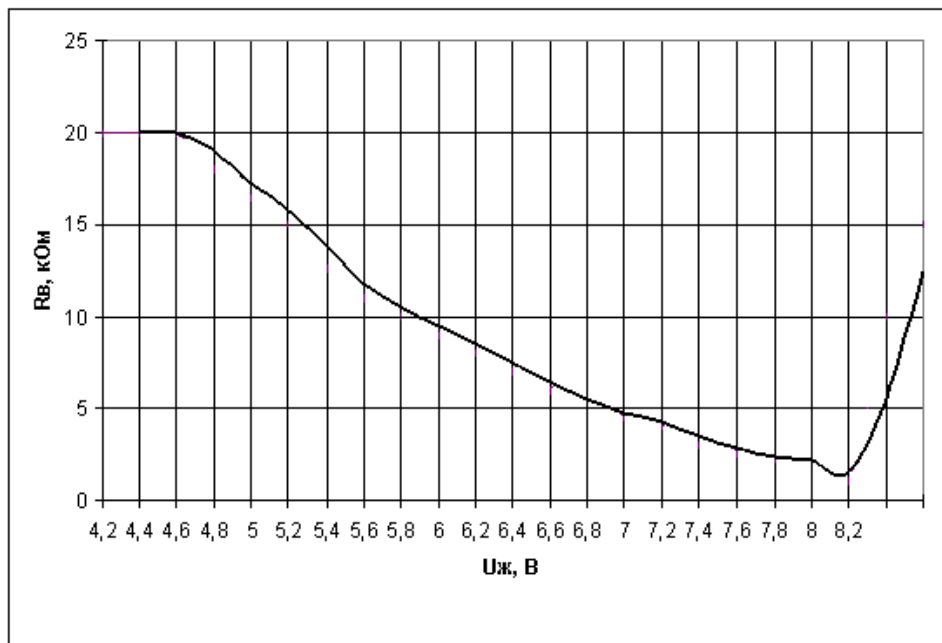


Рисунок 3.4 – Активна складова імпедансу від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора



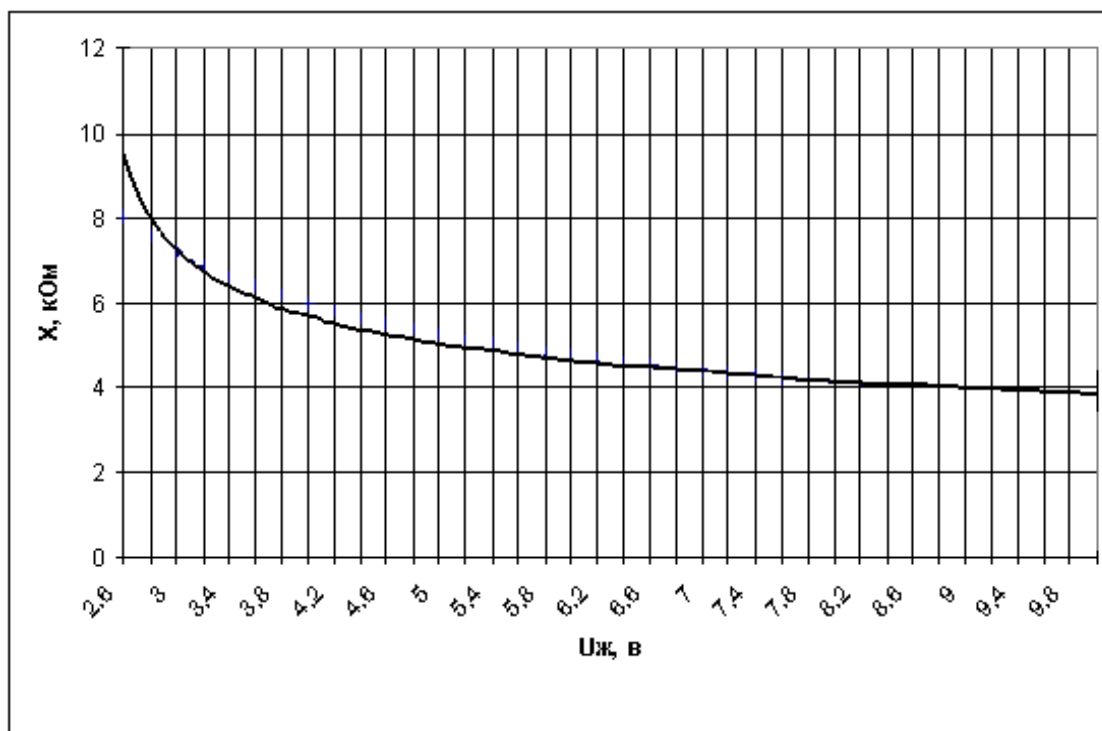


Рисунок 3.5 – Реактивна складова імпедансу від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора

3.2 Математична модель радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

Принцип дії радіовимірювального температурного сенсора ґрунтується на дії зміни температури, що приймається температурним давачем IRA – E420S1 фірми Murata (фотоелектричний, інфрачервоний давач), таким чином змінюється вихідна напруга на давачеві, що приводить до зміни ємнісної складової повного опору на електродах емітер–затвор біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів, що викликає зміну резонансної частоти коливального контуру. Пропонований пристрій складається з давача температури та сенсора напруга–частота.

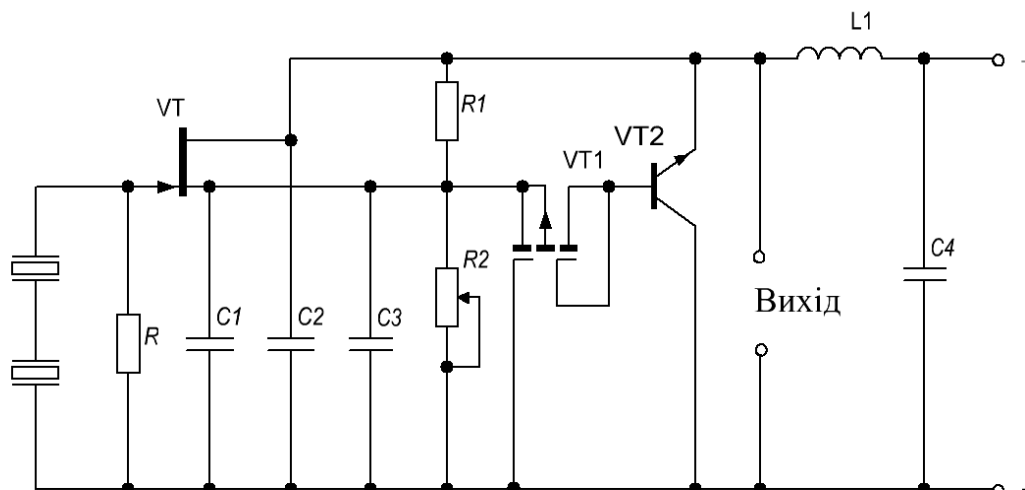


Рисунок 3.6 – Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

В момент часу, коли зміна температури відсутня, тоді вимірювання не відбуваються. В момент часу, коли на електродах емітер–затвор біполярного та двозатворного польового метал–діелектрик–напівпровідник (МДН) транзисторів виникає від’ємний опір, який приводить до виникнення електричних коливань в контурі (контур утворений паралельним включенням повного опору з ємнісним характером на електродах емітер–затвор біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів VT1, VT2 та пасивною індуктивністю L). При наступній дії зміни температури, яка приймається давачем, змінюється вихідна напруга на ньому, яка змінює ємнісну складову повного опору на електродах емітер–затвор біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів, а це, в свою чергу, викликає зміну резонансної частоти коливального контуру.

Ефективно вирішити проблему дистанційного вимірювання температури дозволяє пристрій зображений на рисунку 3.6 та наведений в додатку Ж. Для вивчення роботи радіовимірювального температурного сенсора в динамічному режимі необхідно отримати залежність активної та реактивної складової комплексного опору електродів емітер–затвор структури. Щоб це здійснити представимо схему пристрою враховуючи еквівалентне схеми транзисторів, отримавши схему на рисунку 3.7 та наведено в додатку К.

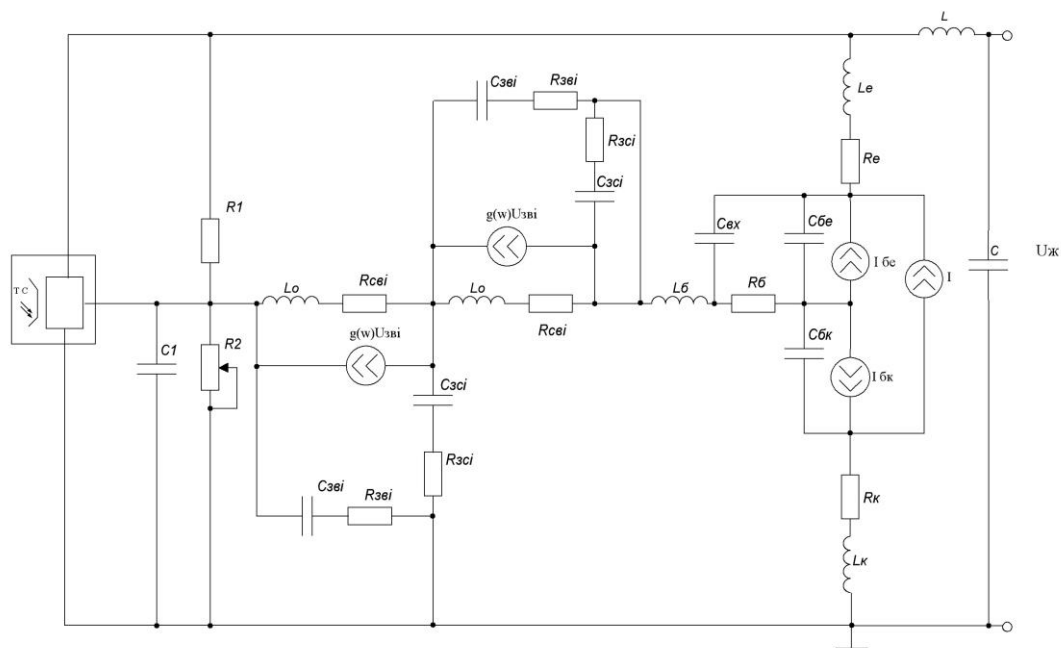


Рисунок 3.7 – Еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

Для зручності розрахунків спрощену еквівалентну схему радіовимірювального температурного сенсора подано на рисунку 3.8.

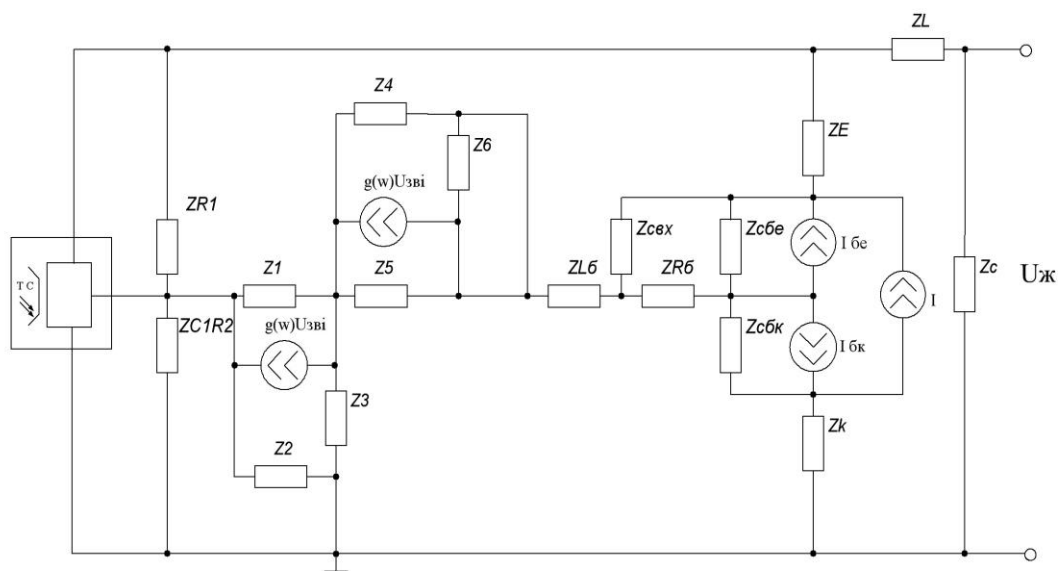


Рисунок 3.8 – Спрощена еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

Проведемо розрахунок даної математичної моделі на основі методу вузлових потенціалів, склавши і розв'язавши систему рівнянь:

$$\left. \begin{aligned}
 -\frac{U_1}{Z_1} + \frac{U_8}{Z_2} + \frac{U_9}{Z_{C1R2}} + \frac{U_{10}}{Z_{R1}} &= g(\omega)U_{3Bi} \\
 \frac{U_7}{Z_3} + \frac{U_8}{Z_2} &= 0 \\
 \frac{U_6}{Z_K} - \frac{U_7}{Z_3} - \frac{U_8}{Z_2} - \frac{U_9}{Z_{C1R2}} &= 0 \\
 \frac{U_7}{Z_{LB}} - \frac{U_7}{Z_3} - \frac{U_8}{Z_2} &= 0 \\
 \frac{U_1}{Z_1} - \frac{U_7}{Z_{LB}} - \frac{U_7}{Z_3} &= -g(\omega)U_{3Bi} \\
 -\frac{U_1}{Z_{LB}} - \frac{U_3}{Z_{CBX}} + \frac{U_4}{Z_{RB}} &= 0 \\
 \frac{U_2}{Z_E} - \frac{U_3}{Z_{RB}} - \frac{U_3}{Z_{CBB}} &= I - I_{BE} \\
 \frac{U_3}{Z_{CBE}} - \frac{U_4}{Z_{RB}} - \frac{U_5}{Z_{CBK}} &= -I_{BK} - I_{BE} \\
 \frac{U_2}{Z_E} + \frac{U_{10}}{Z_{R1}} &= \frac{U_{Ж}}{Z_L} \\
 \frac{U_5}{Z_{CBB}} - \frac{U_6}{Z_K} &= I_{BK} - I,
 \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

де  $Z_{R1} = R_1; Z_{R2} = R_2; Z_1 = Z_5 = R_{CBi} + j\omega L_0; Z_2 = Z_4 = R_{3Bi} + \frac{-j}{\omega C_{3Bi}};$

$Z_3 = Z_6 = R_{3Ci} + \frac{-j}{\omega C_{3Ci}}; Z_{C1R2} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_1}; Z_{RB} = R_B; Z_{LB} = j\omega L_B; Z_{CBX} = \frac{-j}{\omega C_{BX}};$

$Z_K = R_K + j\omega L_K; Z_{CBK} = \frac{-j}{\omega C_{BK}}; Z_{CBE} = \frac{-j}{\omega C_{BE}}; Z_E = R_E + j\omega L_E.$

Струми база-емітер  $I_{BE}$  і база-колектор  $I_{BK}$  описуються виразами:

$$I = \frac{I_{BE} - I_{BK}}{Q}, \quad (3.8)$$

$$I_{BE} = I_s \exp\left(\frac{U_{BE}}{NE \cdot V_t} - 1\right), \quad (3.9)$$

$$I_{BK} = I_s \exp\left(\frac{U_{BK}}{NC \cdot V_t} - 1\right), \quad (3.10)$$

$$I_s = I_{SS} \exp\left(\frac{U_{js}}{NS \cdot V_t} - 1\right), \quad (3.11)$$

де  $Q$  – заряд в базі;  $V_t = kT/q$ ;  $I_{SS}$  – зворотний струм р–п переходу підкладки;  $U_{BE}$  – напруга база–емітер;  $U_{BK}$  – напруга база–колектор;  $U_{js}$  – контактна різниця потенціалів переходу колектор–підкладка;  $NE$  – коефіцієнт не ідеальності емітерного переходу;  $NC$  – коефіцієнт не ідеальності колекторного переходу;  $NS$  – коефіцієнт не ідеальності переходу підкладки.

Розв’яжемо отриману систему рівнянь матричним методом. Для чого запишемо вираз основної матриці системи –  $A$ , стовбець вільних членів –  $B$  і знайдемо стовбці розв’язків системи –  $X$ , відповідно.

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{18} & a_{19} & a_{110} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{27} & a_{18} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{36} & -a_{27} & -a_{18} & -a_{19} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{47} & -a_{18} & 0 \\ -a_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{47} & 0 & 0 \\ a_{61} & 0 & a_{63} & a_{64} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{72} & -(a_{83} + a_{64}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{830} & -a_{64} & a_{85} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{72} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{110} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{85} & -a_{36} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$B = \begin{pmatrix} b_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_5 \\ 0 \\ b_7 \\ b_8 \\ b_9 \\ b_{10} \end{pmatrix},$$

$$\text{де } a_{11} = -\frac{1}{Z_1}; a_{18} = \frac{1}{Z_2}; a_{19} = \frac{1}{Z_{C1R2}}; a_{110} = -\frac{1}{Z_{R1}}; a_{27} = \frac{1}{Z_3}; a_{28} = \frac{1}{Z_2}; a_{36} = \frac{1}{Z_K};$$

$$\begin{aligned}
a_{37} &= -\frac{1}{Z_3}; a_{38} = -\frac{1}{Z_2}; a_{39} = -\frac{1}{Z_{C1R2}}; a_{47} = \frac{1}{Z_{LB}} - \frac{1}{Z_3}; a_{48} = -\frac{1}{Z_2}; a_{51} = \frac{1}{Z_1}; \\
a_{57} &= \frac{1}{Z_{LB}} - \frac{1}{Z_3}; a_{61} = -\frac{1}{Z_{LB}}; a_{63} = -\frac{1}{Z_{CBX}}; a_{64} = \frac{1}{Z_{RB}}; a_{72} = \frac{1}{Z_E}; a_{73} = -\frac{1}{Z_{CBB}} - \frac{1}{Z_{RB}}; \\
a_{83} &= \frac{1}{Z_{CBB}}; a_{84} = -\frac{1}{Z_{RB}}; a_{85} = -\frac{1}{Z_{CBB}}; a_{92} = -\frac{1}{Z_E}; a_{910} = -\frac{1}{Z_{R1}}; a_{105} = \frac{1}{Z_{CBB}}; \\
a_{106} &= -\frac{1}{Z_K}; b_1 = g(\omega)U_{3Bi}; b_5 = -g(\omega)U_{3Bi}; b_7 = I - I_{BE}; b_8 = -I_{BK} - I_{BE}; \\
b_9 &= \frac{U_{Ж}}{Z_L}; b_{10} = I_{BK} - I.
\end{aligned}$$

Таким чином, система розв'язків рівнянь матиме вигляд:

$$\left\{ \begin{aligned}
U_1 &= -g(\omega)U_{3Bi} \cdot Z_1 \\
U_2 &= \left( \frac{U_{Ж}}{Z_L} - \frac{U_{10}}{Z_{K1}} \right) \cdot Z_E \\
U_3 &= \frac{Z_{CBB} \cdot Z_{RB}}{(Z_{CBB} + Z_{RB})} \left( \frac{U_{Ж}}{Z_L} + \frac{U_{10}}{Z_{R1}} - I + I_{BE} \right) \\
U_4 &= \left( \frac{U_3}{Z_{CBX}} - g(\omega)U_{3Bi} \frac{Z_1}{Z_{LB}} \right) \cdot Z_{RB} \\
U_5 &= Z_{CBB} \cdot \left( \frac{U_6}{Z_K} - I + I_{BK} \right) \\
U_6 &= Z_K \cdot \frac{U_9}{Z_{C1R1}} \\
U_7 &= 0; U_8 = 0; U_9 = 2g(\omega)U_{3Bi} \cdot Z_{C1R1} - U_{10} \\
U_{10} &= \frac{\left( \frac{U_{Ж}}{Z_L} - I + I_{BE} \right) \left( \frac{Z_{CBB} \cdot Z_{RB}}{Z_{CBB} (Z_{CBB} + Z_{RB})} - \frac{Z_{RB}}{Z_{CBB} + Z_{RB}} \right) - I + I_{BK} - g(\omega)U_{3Bi} \frac{Z_1}{Z_{LB}} + 2g(\omega)U_{3Bi}}{\frac{Z_{RB} \cdot Z_{CBB} \cdot Z_{C1R1} + Z_{R1} \cdot Z_{CBB} \cdot (Z_{CBB} + Z_{RB}) - Z_{C1R1} \cdot Z_{CBB} \cdot Z_{RB}}{Z_{R1} \cdot Z_{CBB} \cdot Z_{C1R1} (Z_{CBB} + Z_{RB})}},
\end{aligned} \right. \tag{3.12}$$

Розв'язавши отриману систему рівнянь, визначимо вираз для повного опору радіовимірювального сенсора температури, що матиме вигляд:

$$Z = \frac{U_{\text{ж}} \cdot (Z_{R1} + Z_{C1R1}) \cdot \frac{Z_{RE} \cdot Z_{CBB} \cdot Z_{C1R1} + Z_{R1} \cdot Z_{CBB} \cdot (Z_{CBB} + Z_{RE}) - Z_{C1R1} \cdot Z_{CBB} \cdot Z_{RE}}{Z_{R1} \cdot Z_{CBB} \cdot Z_{C1R1} (Z_{CBB} + Z_{RE})}}{\left( \frac{U_{\text{ж}}}{Z_L} - I + I_{BE} \right) \left( \frac{Z_{CBB} \cdot Z_{RE}}{Z_{CBB} (Z_{CBB} + Z_{RE})} - \frac{Z_{RE}}{Z_{CBB} + Z_{RE}} \right) - I + I_{BK} - g(\omega) U_{3Bi} \frac{Z_1}{Z_{LB}} + 2g(\omega) U_{3Bi}} \quad (3.13)$$

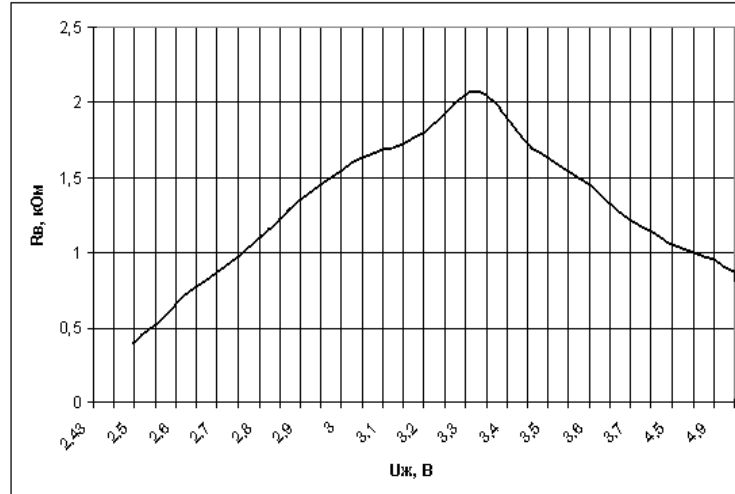


Рисунок 3.9 – Теоретична залежність реактивної складової повного комплексного опору від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

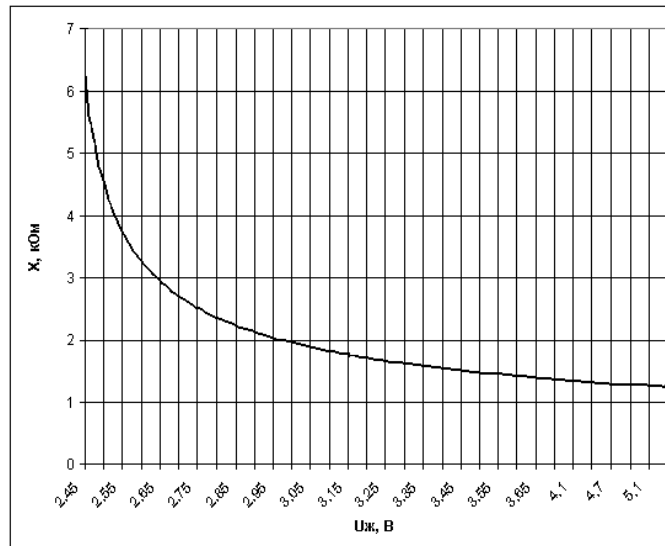


Рисунок 3.10 – Теоретична залежність реактивної складової повного комплексного опору від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

### 3.3 Висновки до розділу

1. Розглянуто математичну модель радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів. Були представлені еквівалентні схеми пристроїв, враховуючи еквівалентні схеми транзисторів, в результаті чого було отримано еквівалентну та спрощену еквівалентну схему радіовимірювального температурного сенсора.

2. Проведено розрахунок даних математичних моделей радіовимірювальних температурних сенсорів на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів за допомогою методу вузлових потенціалів, шляхом складання і розв'язку системи рівнянь. Розв'язавши отриману систему рівнянь, був визначений вираз для повного опору радіовимірювальних температурних сенсорів на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.

3. Отримано теоретичні залежності реактивної та активної складової повного комплексного опору від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.



## 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ

### 4.1 Блок–схема вимірювальної установки

Вимірювальна установка (рисунок 4.1) та наведена в додатку Л, окрім радіовимірювального сенсора температури містить джерело живлення, джерело подачі наруги керування, джерело температури, частотомір, осцилограф, амперметр, вольтметр, та контролюючий температуру сенсор.

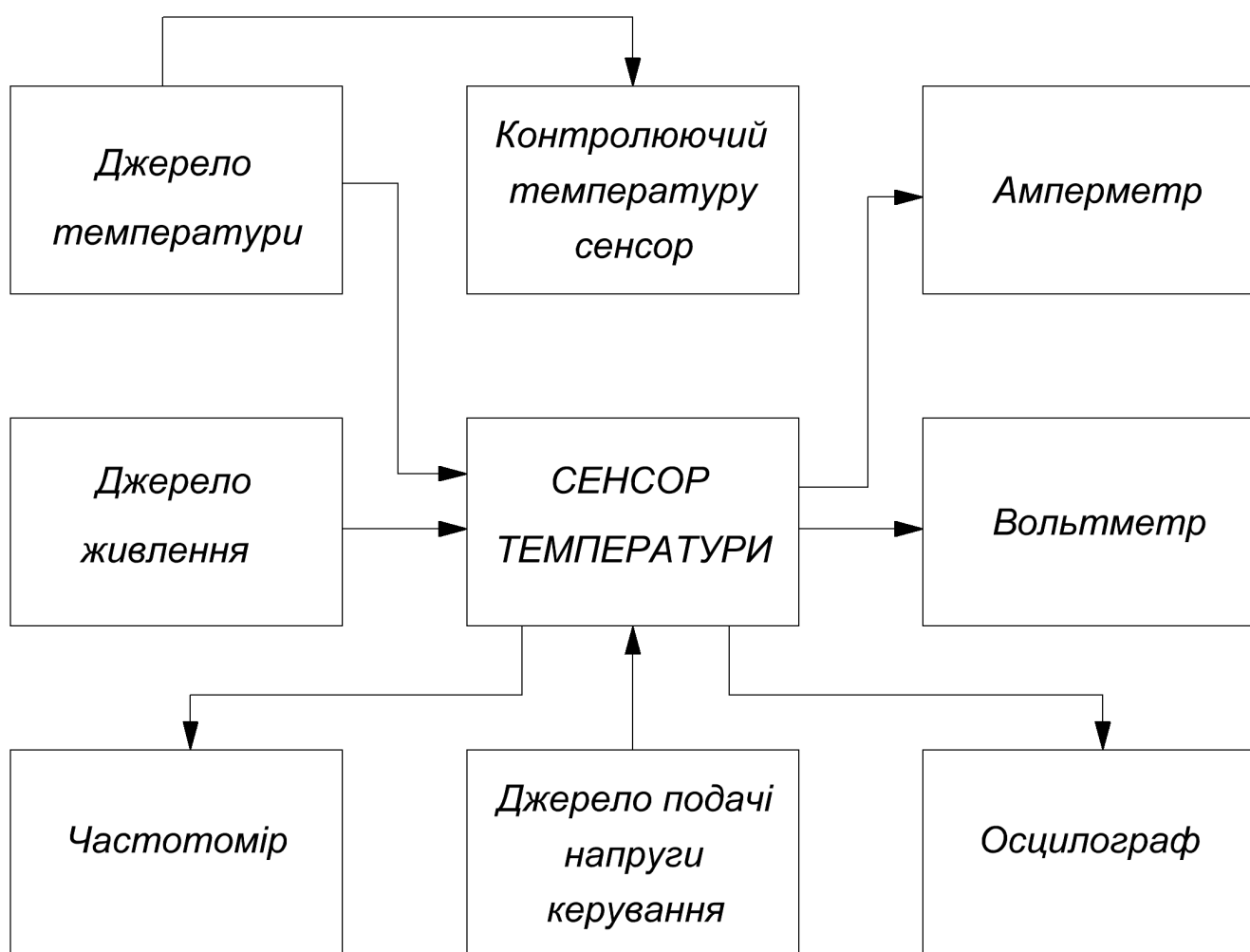


Рисунок 4.1 – Блок–схема вимірювальної установки

Вимірювання відбуваються наступним чином. Джерело температури створює відповідну температуру, яка в свою чергу вимірюється контролюючим температуру сенсором для підтвердження точності та визначення похибки вимірювань. В той же час спрацьовує сенсор температури, що її фіксує. Джерело живлення, джерело

подачі наружи керування використовуються для забезпечення роботи схеми. Частотомір необхідний для вимірювання частоти на виході сенсора температури, адже вимірювана температура пропорційна частоті. Осцилограф допомагає налаштувати сенсор на необхідну чутливість та контролювати сигнал на його виході. Вольтметр та амперметр потрібні для вимірювання напруги і струму відповідно.

#### 4.2 Експериментальне дослідження вольт–амперної характеристики радіовимірювальних температурних сенсорів

Існує потреба в теоретичному і практичному доведенні того, що на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів та електродах емітер–затвор біполярного і двозатворного польового МДН транзисторів є від'ємний опір, що відповідає спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики (ВАХ), тому в результаті досліджень була отримана: ВАХ радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів (рисунок 4.2) та наведена в додатку М, ВАХ радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів (рисунок 4.3) та наведена в додатку Н.

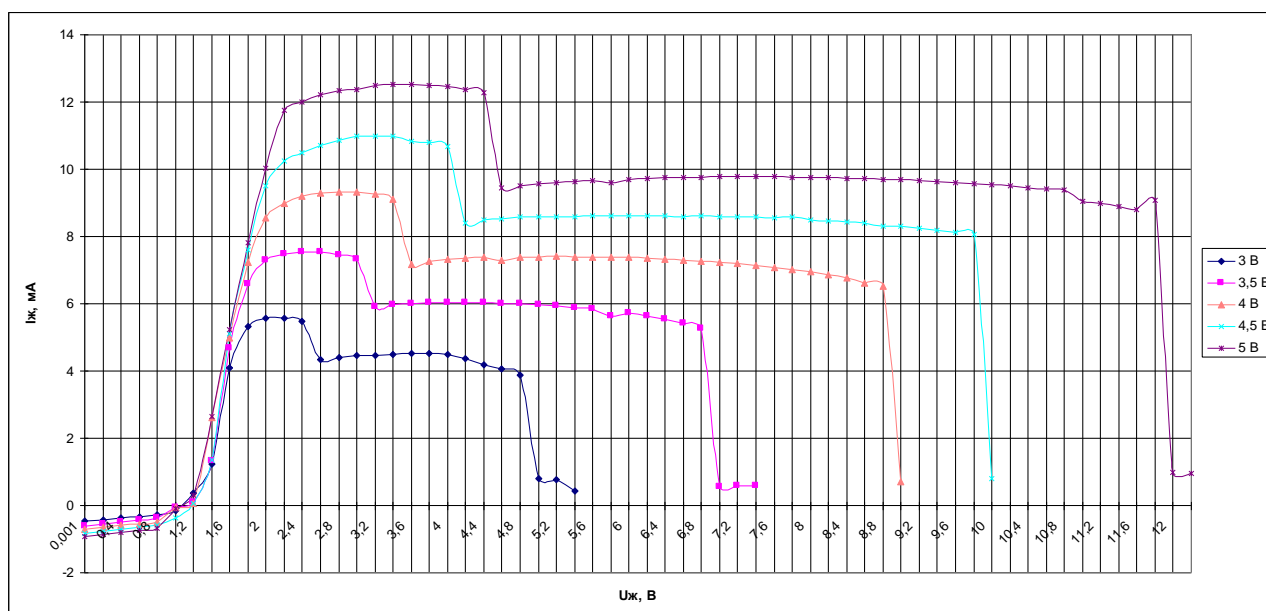


Рисунок 4.2 – ВАХ радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

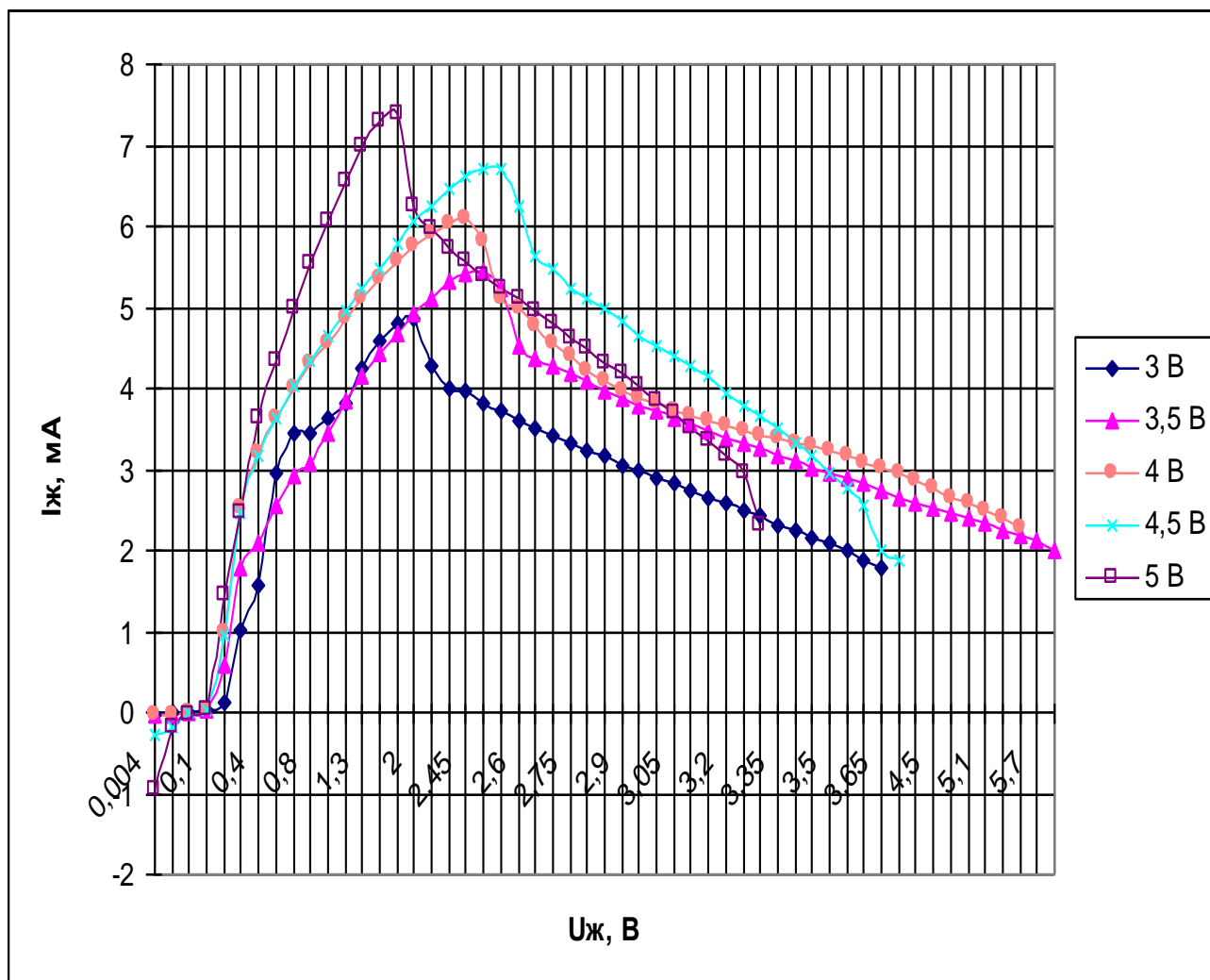


Рисунок 4.3 – ВАХ радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

#### 4.3 Експериментальне дослідження повного комплексного опору радіовимірювальних температурних сенсорів

Експериментальні дослідження для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів показали, що активна складова повного комплексного опору кола приймає від'ємне значення, що подано на рисунку 4.4 та наведена в додатку О. В свою чергу, а реактивна складова повного комплексного опору кола має ємнісний характер (рисунок 4.5).

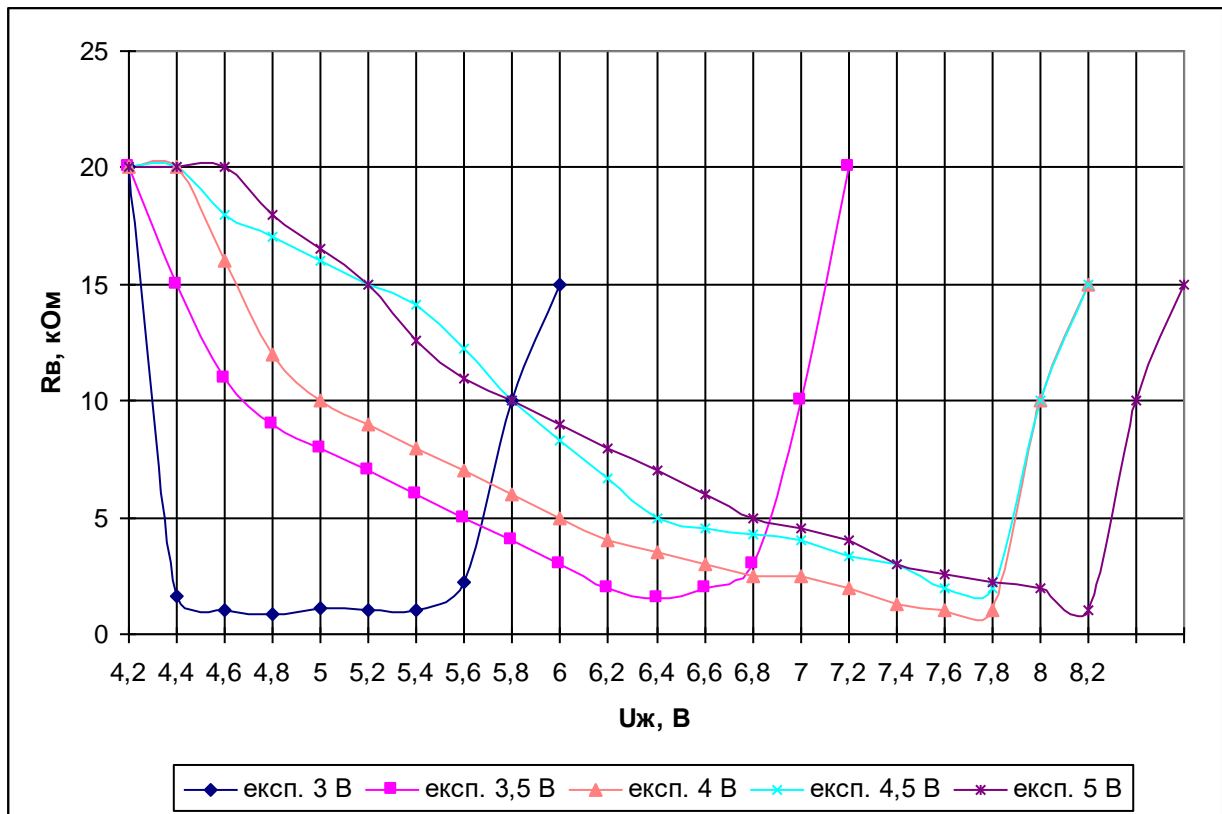


Рисунок 4.4 – Експериментальні (при різних напругах керування 3 В; 3,5 В; 4 В; 4,5 В; 5 В) залежності активної складової повного комплексного опору від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

Як видно з графіка рисунку 4.4 експериментальна залежність активної складової повного комплексного опору від напруги живлення має вигляд кривої, що спадає, а потім знов зростає.

Щодо рисунку 4.5, то він відображає те, що зі збільшенням напруги живлення реактивна складова повного комплексного опору поступово зменшується (приблизно до рівня 4 кОм).

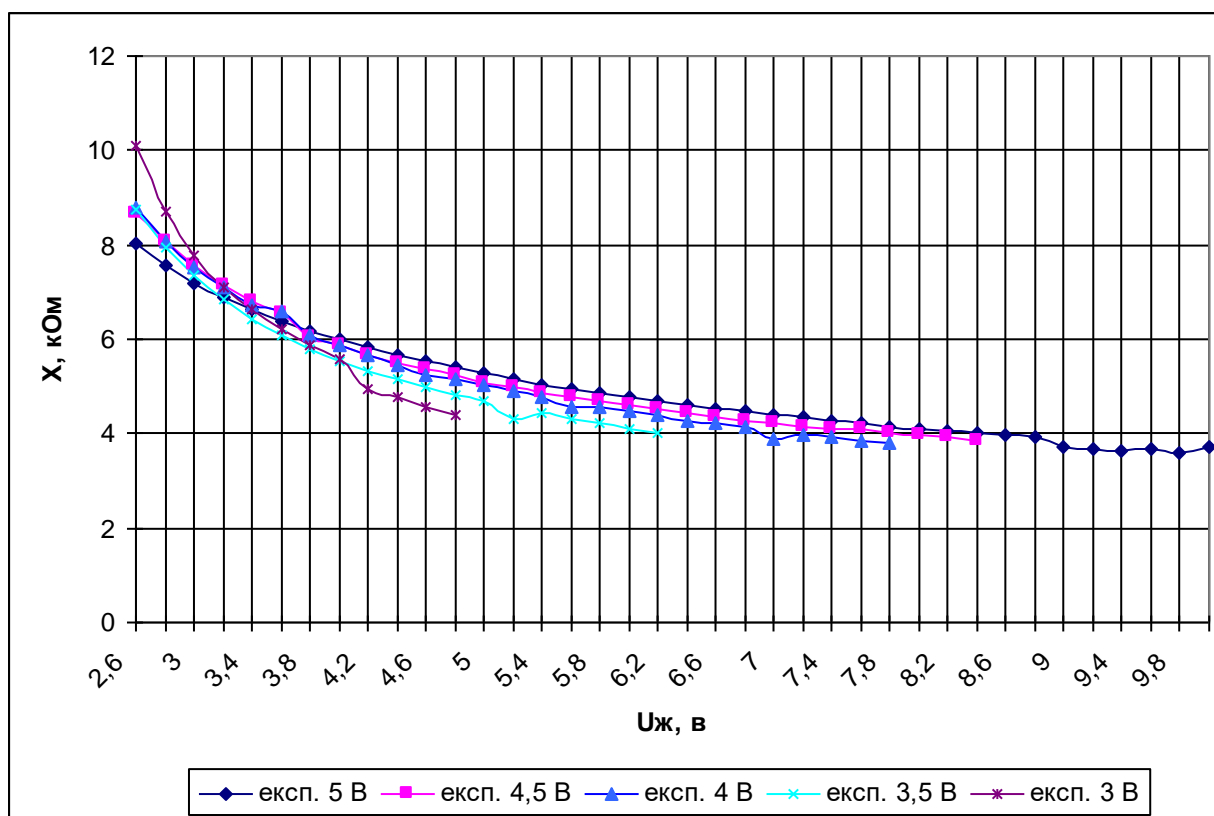


Рисунок 4.5 – Експериментальні (при різних напругах керування 3 В; 3,5 В; 4 В; 4,5 В; 5 В) залежності реактивної складової повного комплексного опору від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

Теоретичні та експериментальні дослідження для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів показали, що активна складова повного комплексного опору кола приймає від'ємне значення, що подано на рисунку 4.6. В свою чергу, а реактивна складова повного комплексного опору кола має ємнісний характер (рисунку 4.7).

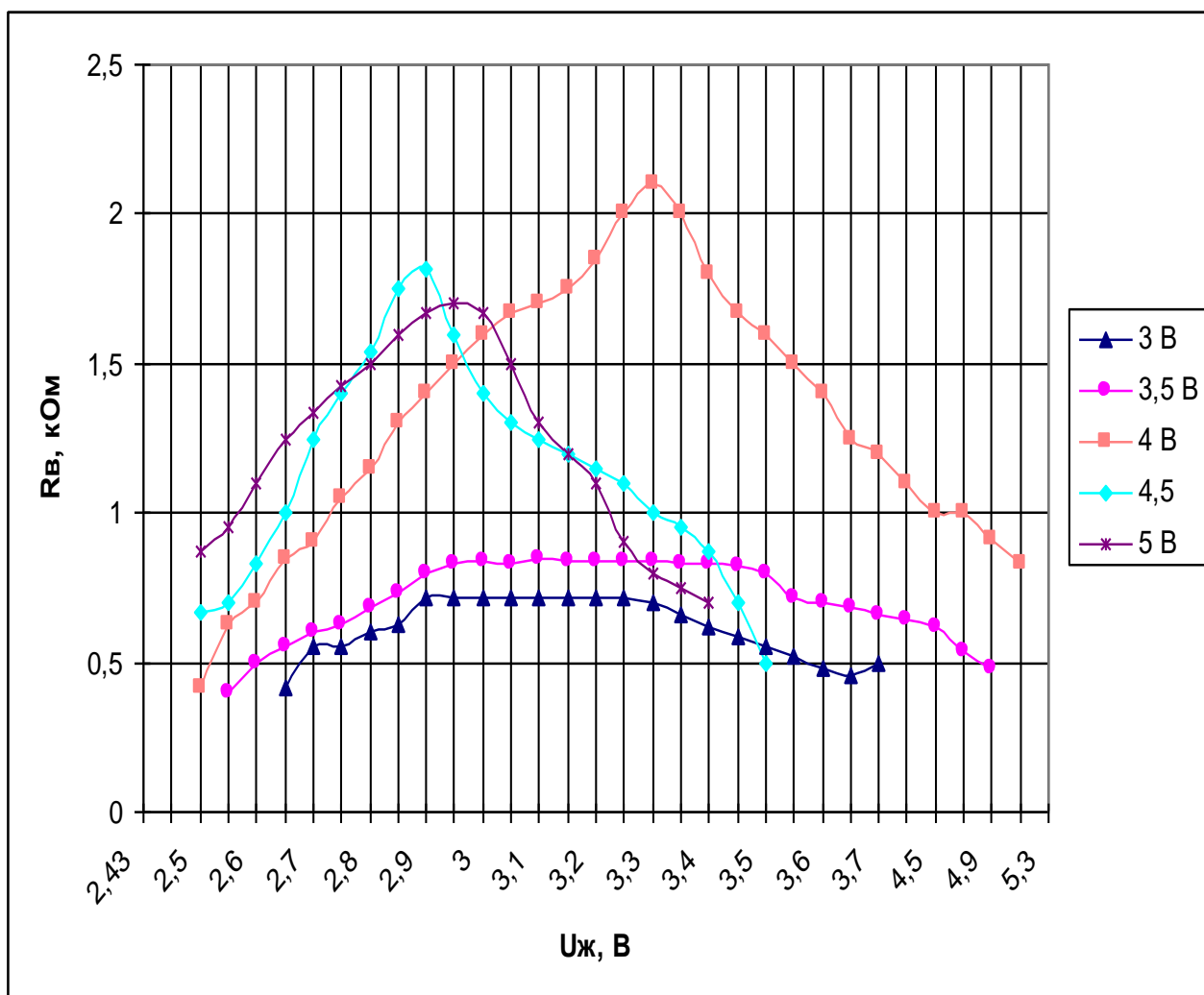


Рисунок 4.6 – Експериментальні (при різних напругах керування 3 В; 3,5 В; 4 В; 4,5 В; 5 В) залежності активної складової повного комплексного опору від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

Як видно з графіка рисунку 4.6 експериментальна залежність активної складової повного комплексного опору від напруги живлення має вигляд кривої, що зростає, а потім спадає.

Щодо рисунку 4.7, то він відображає те, що зі збільшенням напруги живлення реактивна складова повного комплексного опору поступово зменшується (приблизно до рівня 1 кОм).

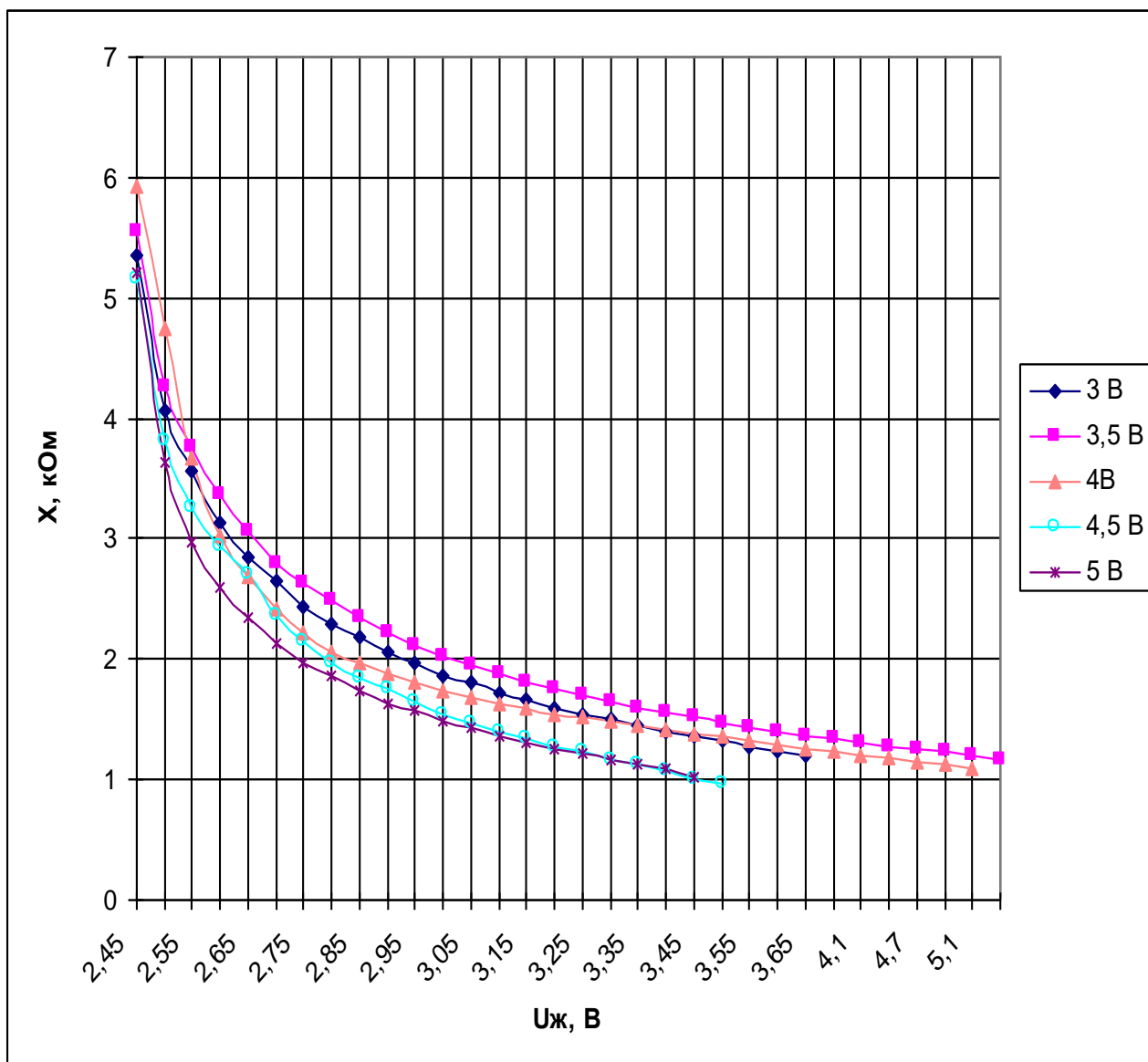


Рисунок 4.7 – Експериментальні (при різних напругах керування 3 В; 3,5 В; 4 В; 4,5 В; 5 В) залежності реактивної складової повного комплексного опору від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

#### 4.4 Експериментальне дослідження залежності частоти генерації від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів

Підключення пасивної індуктивності до виводів колектор–колектор на основі структури, що складається з біполярних транзисторів, при від'ємних значеннях повного комплексного опору (при компенсації втрат енергії в коливальному контурі), дозволяє створити генератор електричних коливань. При дії зміни

температури на давач здійснюється зміна активної та реактивної складової повного комплексного опору, що в свою чергу, змінює частоту генерації. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення представлена на рисунку 4.8 і має практично лінійний характер.

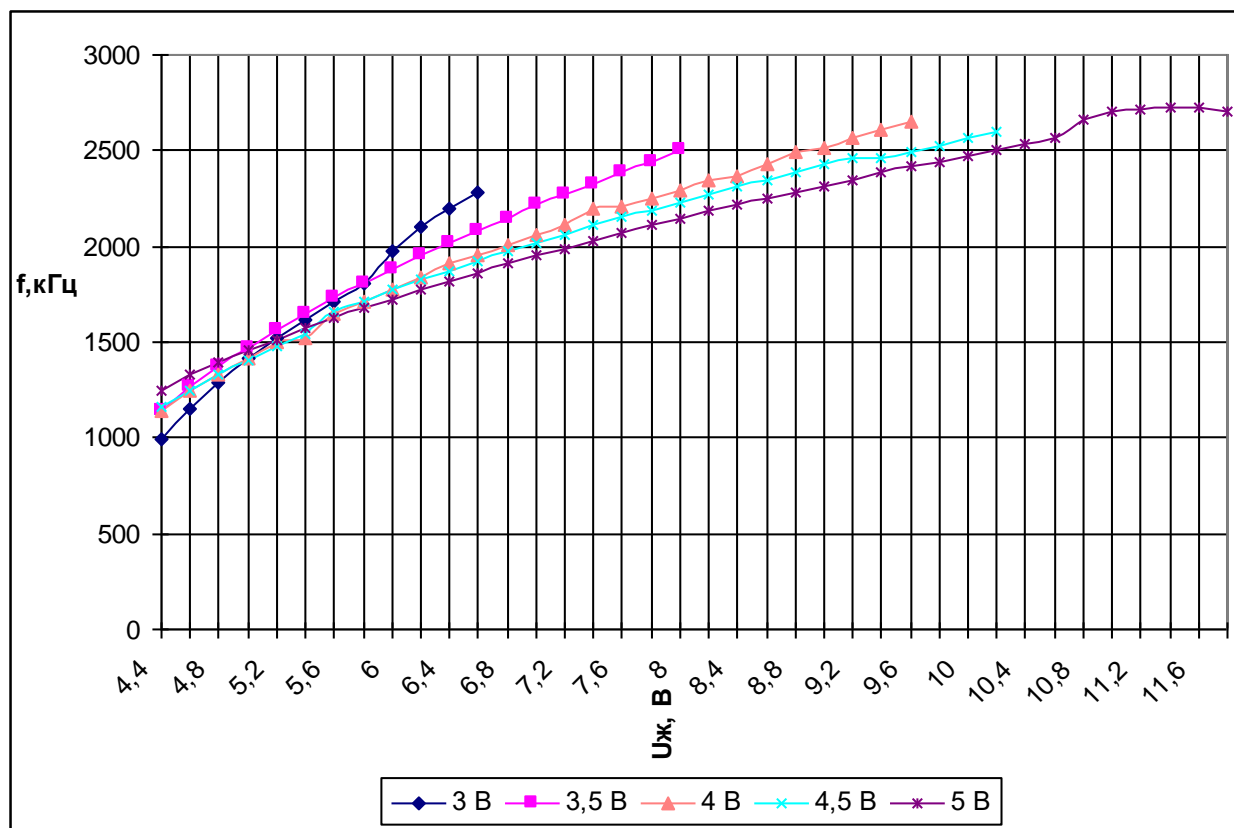


Рисунок 4.8 – Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

Підключення пасивної індуктивності до виводів емітер–затвор на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів, при від'ємних значеннях повного комплексного опору (при компенсації втрат енергії в коливальному контурі), дозволяє створити генератор електричних коливань. При дії зміни температури на давач здійснюється зміна активної та реактивної складової повного комплексного опору, що в свою чергу, змінює частоту генерації. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення представлена на рисунку 4.9 і має практично лінійний характер.



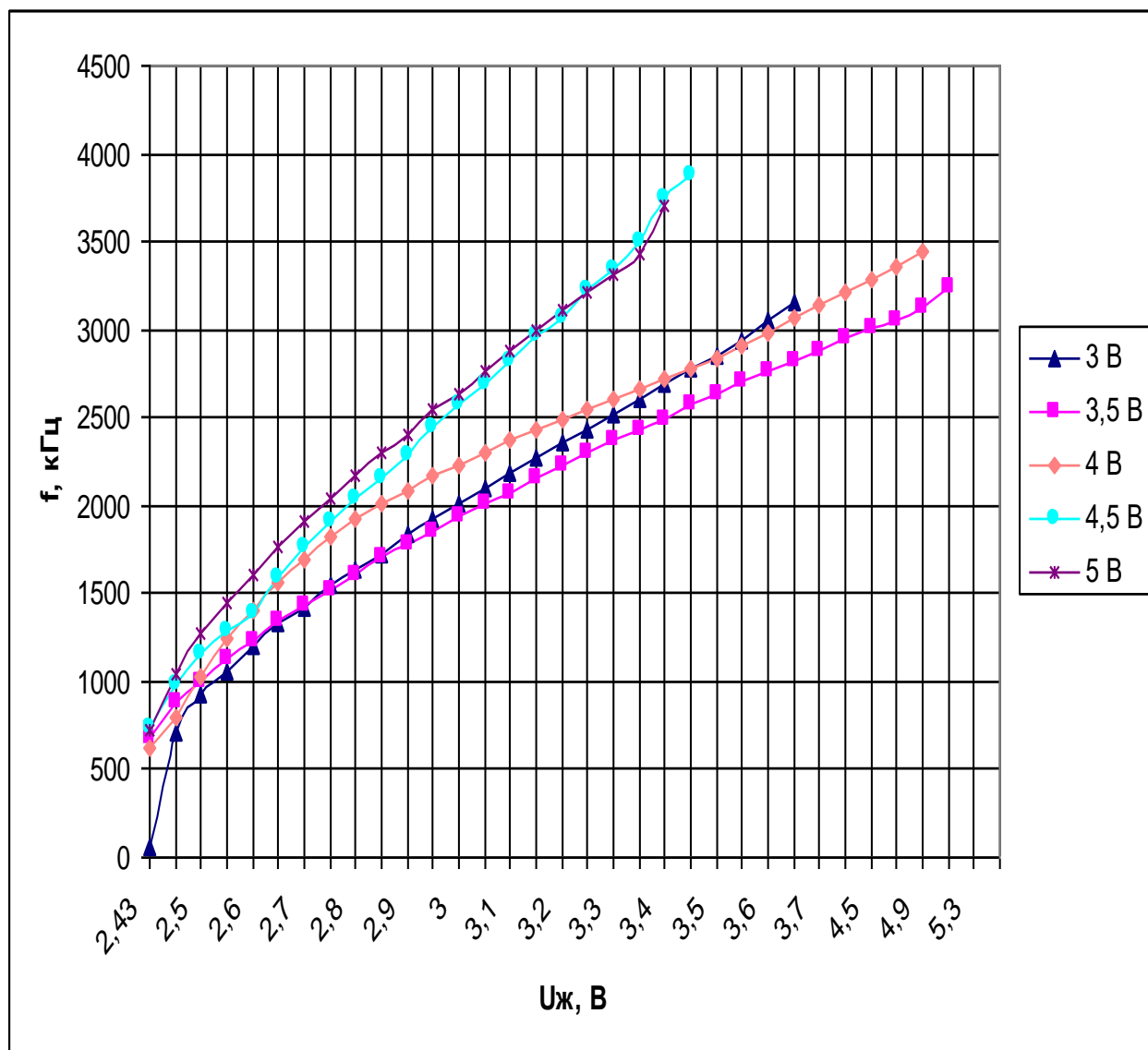


Рисунок 4.9 – Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

#### 4.5 Експериментальне дослідження залежності частоти генерації від температури радіовимірювальних температурних сенсорів

На рисунку 4.10 подано експериментальну залежність частоти генерації від температури (при різних напругах керування) радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів, що має практично лінійний характер. Причому, коли напруга керування рівна 3,5 В то ділянка від 100°C до 240°C є найбільш стабільною, для напруги керування 4,5 В

найбільш стабільною є ділянка від 35°C до 180°C, а для 5 В – ділянка від 35°C до 160°C.

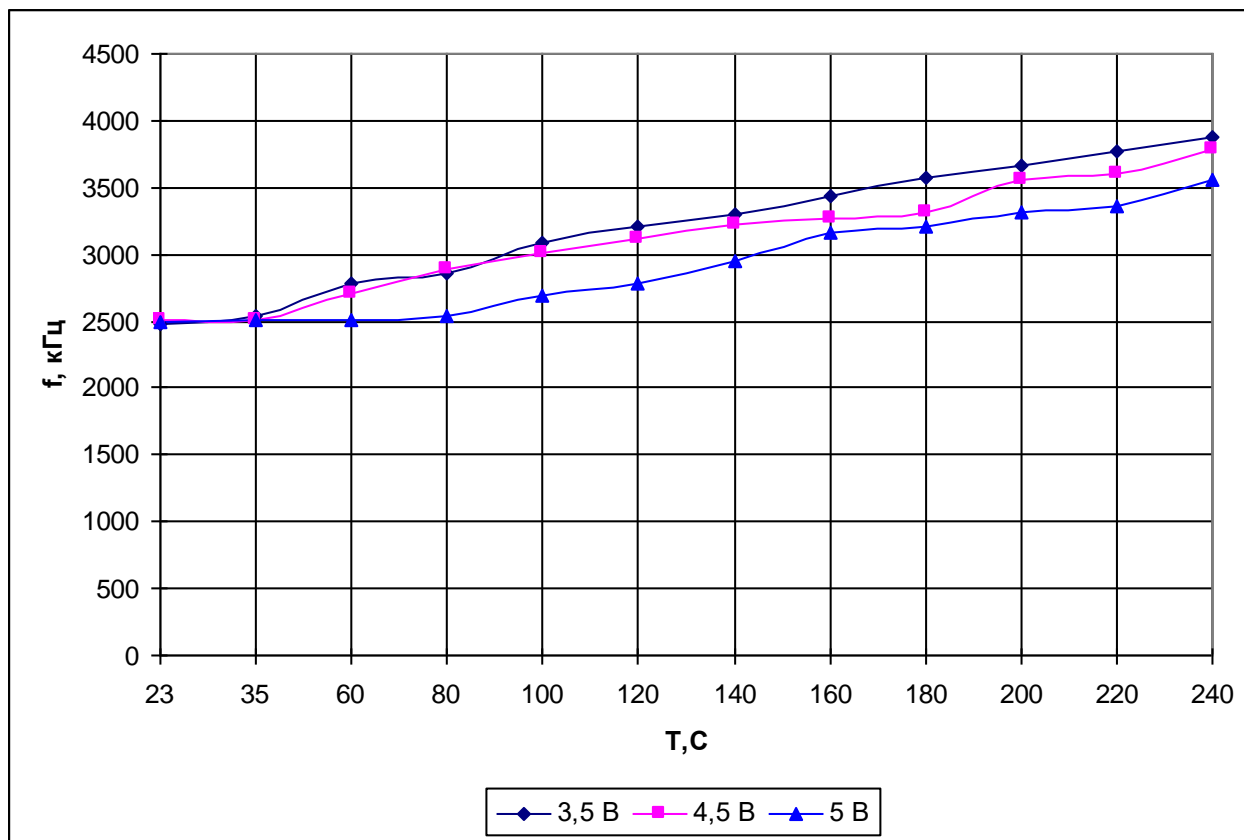


Рисунок 4.10 – Експериментальна залежність частоти генерації від температури для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

На рисунку 4.11 подано експериментальну залежність частоти генерації від температури (при різних напругах керування) радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів, що має практично лінійний характер.

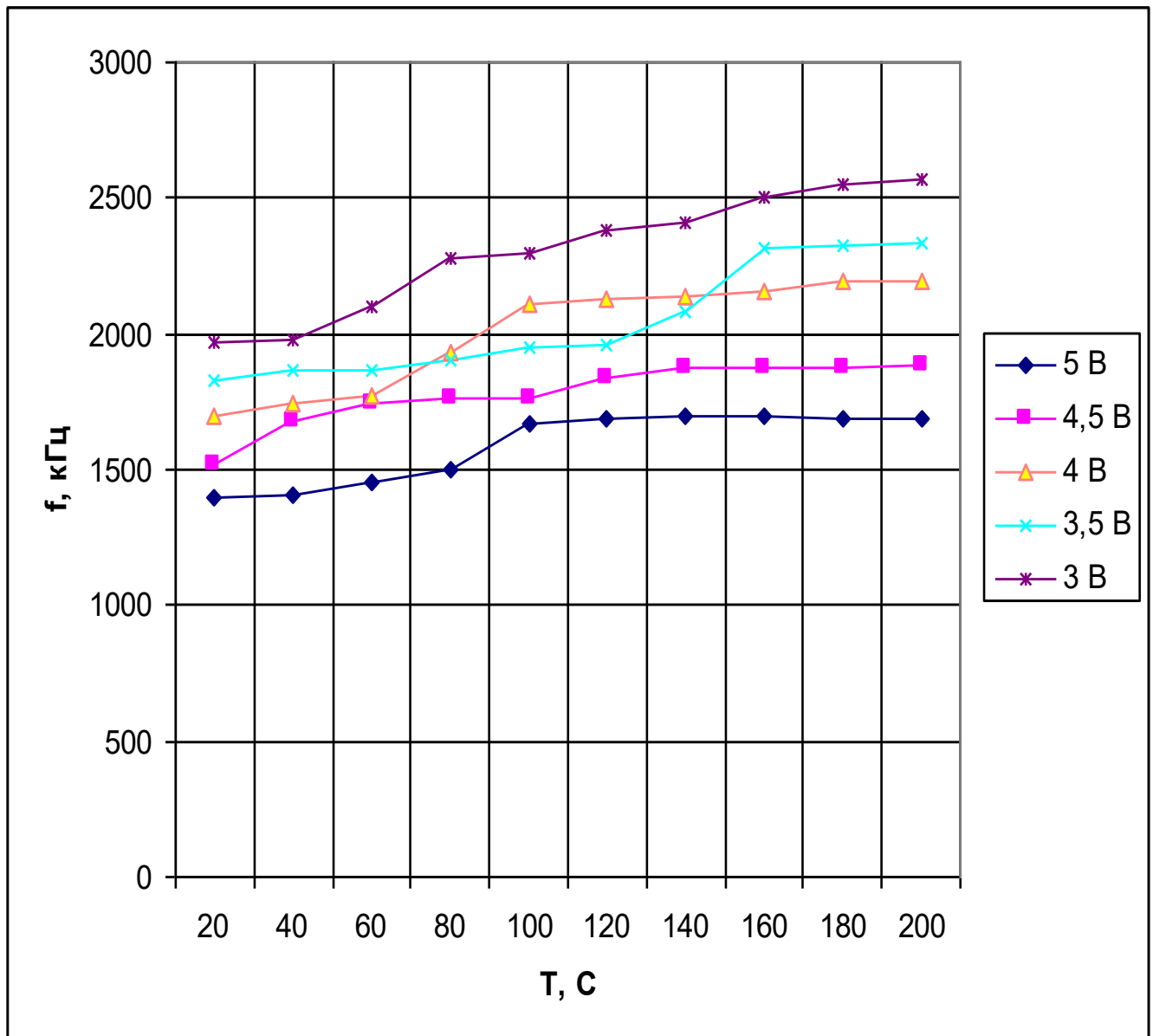


Рисунок 4.11 – Експериментальна залежність частоти генерації від температури для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

#### 4.6 Висновки до розділу

1. Проведено експериментальне дослідження вольт–амперної характеристики радіовимірювальних температурних сенсорів, а також доведено наявність на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів та електродах емітер–затвор біполярного і двозатворного польового МДН транзисторів від'ємного опору, що відповідає спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики.

2. Визначено, що активна складова повного комплексного опору приймає від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер та їх залежності від напруги живлення для обох радіовимірювальних температурних сенсорів.

4. Проведено експериментальне дослідження залежності частоти генерації від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів. Визначено, що підключення пасивної індуктивності до виводів колектор–колектор на основі структури, що складається з біполярних транзисторів, при від'ємних значеннях повного комплексного опору (при компенсації втрат енергії в коливальному контурі), дозволяє створити генератор електричних коливань. При дії зміни температури на давач здійснюється зміна активної та реактивної складової повного комплексного опору, що в свою чергу, змінює частоту генерації.

4. Проведено експериментальне дослідження залежності частоти генерації від температури радіовимірювальних температурних сенсорів, що має практично лінійний характер.

## 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Науково-технічна розробка має право на існування та впровадження, якщо вона відповідає вимогам часу, як в напрямку науково-технічного прогресу та і в плані економіки. Тому для науково-дослідної роботи необхідно оцінювати економічну ефективність результатів виконаної роботи.

Магістерська кваліфікаційна робота з розробки та дослідження на тему «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ» відноситься до науково-технічних робіт, які орієнтовані на виведення на ринок (або рішення про виведення науково-технічної розробки на ринок може бути прийнято у процесі проведення самої роботи), тобто коли відбувається так звана комерціалізація науково-технічної розробки. Цей напрямок є пріоритетним, оскільки результатами розробки можуть користуватися інші споживачі, отримуючи при цьому певний економічний ефект. Але для цього потрібно знайти потенційного інвестора, який би взявся за реалізацію цього проекту і переконати його в економічній доцільності такого кроку.

Для наведеного випадку нами мають бути виконані такі етапи робіт:

- 1) проведено комерційний аудит науково-технічної розробки, тобто встановлення її науково-технічного рівня та комерційного потенціалу;
- 2) розраховано витрати на здійснення науково-технічної розробки;
- 3) розрахована економічна ефективність науково-технічної розробки у випадку її впровадження і комерціалізації потенційним інвестором і проведено обґрунтування економічної доцільності комерціалізації потенційним інвестором.

### 5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих

хмарних платформ » є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, наведеними в табл. 5.1 [82].

Таблиця 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
	0	1	2	3	4
<b>Технічна здійсненність концепції</b>					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено працездатність продукту в реальних
<b>Ринкові переваги (недоліки)</b>					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
<b>Ринкові перспективи</b>					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою

## Продовження таблиці 5.1.

7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні дорогі та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років

12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту
----	---	---	---	--	---

Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки потрібно звести до таблиці.

Таблиця 5.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	5	4	5
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	2	2	2
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	4	4	4
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	2	3	3
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	2	2	3
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	4	3
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	4	3	3
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	4	4	4
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	3	3	2
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	2	2	2
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	4	3	4
12. Практична здійсненність (розробка документів)	3	3	3
Сума балів	38	37	38
Середньоарифметична сума балів $СБ_c$	37,7		



За результатами розрахунків, наведених в таблиці 5.2, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в табл. 5.3 [82].

Таблиця 5.3 – Науково-технічні рівні та комерційні потенціали розробки

Середньоарифметична сума балів СБ , розрахована на основі висновків	Науково-технічний рівень та комерційний потенціал розробки
41...48	Високий
31...40	Вище середнього
21...30	Середній
11...20	Нижче середнього
0...10	Низький

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ » становить 37,7 бала, що, відповідно до таблиці 4.3, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

## 5.2 Визначення рівня конкурентоспроможності розробки

В процесі визначення економічної ефективності науково-технічної розробки також доцільно провести прогноз рівня її конкурентоспроможності за сукупністю параметрів, що підлягають оцінюванню.

Одиничний параметричний індекс розраховуємо за формулою [82]

$$q_i = \frac{P_i}{P_{\text{базі}}} \quad (5.1)$$

де  $q_i$  – одиничний параметричний індекс, розрахований за  $i$ -м параметром;

$P_i$  – значення  $i$ -го параметра виробу;

$P_{\text{базі}}$  – аналогічний параметр базового виробу-аналога, з яким проводиться порівняння.

Загальні технічні та економічні характеристики розробки представлено в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Основні техніко-економічні показники аналога та розробки, що проектується

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Напруга живлення	В	15	15	1	0,1
Кількість виконуваних функцій	шт.	1	1	1	0,2
Маса	кг	4,7	4,4	1,07	0,25
Термін безвідмовної роботи	год.	4500	7000	1,56	0,3
Швидкість та легкість налаштування	бали	6	8	1,33	0,15
Експлуатаційні витрати	грн	150	125	0,83	0,5
Ціна пристрою	грн	4920	3400	0,69	0,5

Нормативні параметри оцінюємо показником, який отримує одне з двох значень: 1 – пристрій відповідає нормам і стандартам; 0 – не відповідає.

Груповий показник конкурентоспроможності за нормативними параметрами розраховуємо як добуток частинних показників за кожним параметром за формулою [82]:

$$I_{HP} = \prod_{i=1}^n q_i, \quad (5.2)$$

де  $I_{HP}$  – загальний показник конкурентоспроможності за нормативними параметрами;

$q_i$  – одиничний (частинний) показник за  $i$ -м нормативним параметром;

$n$  – кількість нормативних параметрів, які підлягають оцінюванню.

За нормативними параметрами розроблюваний пристрій відповідає вимогам ДСТУ, тому  $I_{HP} = 1$ .

Значення групового параметричного індексу за технічними параметрами визначаємо з урахуванням вагомості (частки) кожного параметра [82]:

$$I_{TP} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot \alpha_i, \quad (5.3)$$

де  $I_{TP}$  – груповий параметричний індекс за технічними показниками (порівняно з виробом-аналогом);

$q_i$  – одиничний параметричний показник  $i$ -го параметра;

$\alpha_i$  – вагомість  $i$ -го параметричного показника,  $\sum_{i=1}^n \alpha_i = 1$ ;

$n$  – кількість технічних параметрів, за якими оцінюється конкурентоспроможність.

Проведемо аналіз параметрів згідно даних таблиці 5.4.

$$I_{HP} = 1 \cdot 0,1 + 1 \cdot 0,2 + 1,07 \cdot 0,25 + 1,56 \cdot 0,3 + 1,33 \cdot 0,15 = 1,24.$$

Груповий параметричний індекс за економічними параметрами розраховуємо за формулою [82]:

$$I_{EP} = \sum_{i=1}^m q_i \cdot \beta_i, \quad (5.4)$$

де  $I_{EP}$  – груповий параметричний індекс за економічними показниками;

$q_i$  – економічний параметр  $i$ -го виду;

$\beta_i$  – частка  $i$ -го економічного параметра,  $\sum_{i=1}^m \beta_i = 1$ ;

$m$  – кількість економічних параметрів, за якими здійснюється оцінювання.

Проведемо аналіз параметрів згідно даних таблиці 5.5.

$$I_{EP} = 0,83 \cdot 0,5 + 0,69 \cdot 0,5 = 0,76.$$

На основі групових параметричних індексів за нормативними, технічними та економічними показниками розрахуємо інтегральний показник конкурентоспроможності за формулою [82]:

$$K_{INT} = I_{HP} \cdot \frac{I_{TP}}{I_{EP}}, \quad (4.5)$$

$$K_{INT} = 1 \cdot 1,24 / 0,76 = 1,63.$$

Інтегральний показник конкурентоспроможності  $K_{INT} > 1$ , отже розробка переважає відомі аналоги за своїми техніко-економічними показниками.

### 5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ », під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

#### 5.3.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми,

обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

#### Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ( $Z_o$ ) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [82]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.6)$$

де  $k$  – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

$M_{ni}$  – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

$t_i$  – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці,  $T_p=21$  дні.

$$Z_o = 12100,00 \cdot 15 / 21 = 8642,86 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник проекту	12100,00	576,19	15	8642,86
Науковий співробітник	11550,00	550,00	5	2750,00
Інженер-розробник телекомунікаційних мереж	11550,00	550,00	11	6050,00
Інженер-радіотехнік	11550,00	550,00	7	3850,00
Технік	7000,00	333,33	11	3666,67
Всього				24959,52

#### Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників ( $Z_p$ ) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ » розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.7)$$

де  $C_i$  – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, (грн/год.);

$t_i$  – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду  $C_i$  можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.8)$$

де  $M_M$  – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийнемо  $M_M=2379,00$  (грн.);

$K_i$  – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [82];

$K_c$  – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці, приблизно  $T_p = 21$  дн;

$t_{зм}$  – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 2379,00 \cdot 1,10 \cdot 1,65 / (21 \cdot 8) = 25,70 \text{ (грн.)}$$

$$Z_{p1} = 25,70 \cdot 5,20 = 133,65 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 5.6 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Установка обладнання для проведення досліджень	5,20	2	1,10	25,70	133,65
Підготовка робочого місця розробника	8,00	3	1,35	31,54	252,34

радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ					
Встановлення програмного забезпечення розробки електронних схем	5,60	4	1,50	35,05	196,27
Підготовка бази даних	8,20	3	1,35	31,54	258,65
Монтаж компонентів пристрою вимірювання температури	8,80	5	1,70	39,72	349,54
Випробування компонентів експериментальних блоків	6,20	5	1,70	39,72	246,27
Налагодження системи	4,30	6	2,00	46,73	200,94

Продовження таблиці 5.6.

Технічна підтримка експериментів	11,40	3	1,35	31,54	359,59
Всього					1997,26

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (5.9)$$

де  $H_{\text{дод}}$  – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 12%.

$$Z_{\text{дод}} = (24959,52 + 1997,26) \cdot 12 / 100\% = 3234,81 \text{ (грн.)}.$$

### 5.3.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (5.10)$$

де  $H_{zn}$  – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$3n = (24959,52 + 1997,26 + 3234,81) \cdot 22 / 100\% = 6642,15 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ».

Витрати на матеріали ( $M$ ), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (5.11)$$

де  $H_j$  – норма витрат матеріалу  $j$ -го найменування, кг;

$n$  – кількість видів матеріалів;

$C_j$  – вартість матеріалу  $j$ -го найменування, грн/кг;

$K_j$  – коефіцієнт транспортних витрат, ( $K_j = 1,1 \dots 1,15$ );

$B_j$  – маса відходів  $j$ -го найменування, кг;

$C_{ej}$  – вартість відходів  $j$ -го найменування, (грн/кг.).

$$M_1 = 3,00 \cdot 95,00 \cdot 1,11 - 0,000 \cdot 0,00 = 316,35 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.7 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Багатофункціональний білий офісний папір OFFICE-500 A4	95,00	3,00	-	-	316,35
Папір для записів OFFICE 70 A5-250	42,00	3,00	-	-	139,86



Органайзер офісний OFFICE 100	175,00	2,00	-	-	388,50
Набір офісний DATUM 300	200,00	3,00	-	-	666,00
Картридж для принтера HP-5500	1012,00	1,00	-	-	1123,32
Склотекстоліт СТФ 2-1.5	101,00	0,10	-	-	11,21
Хлорне залізо	185,00	0,05	-	-	10,27
Дріт монтажний	80,00	0,05	-	-	4,44
Лак УР-231	360,00	0,05	-	-	19,98
Спирт етиловий	155,00	0,25	-	-	43,01
Припій ПОС-61	590,00	0,03	-	-	19,65
Флюс БС-2	120,00	0,01	-	-	1,33
Кабель силовий	62,00	0,21	-	-	14,45
Всього					2758,37

#### 5.3.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі ( $K_6$ ), які використовують при проведенні НДР на тему «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ », розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.12)$$

де  $H_j$  – кількість комплектуючих  $j$ -го виду, шт.;

$C_j$  – покупна ціна комплектуючих  $j$ -го виду, грн;

$K_j$  – коефіцієнт транспортних витрат, ( $K_j = 1,1 \dots 1,15$ ).

$K_6 = 0 \cdot 0,00 \cdot 1,11 = 0,00$  (грн.).

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.8 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Конденсатори			
SMD 0805	12	6,00	79,92
Резистори			

SMD 0805	14	2,00	31,08
Кварцовий резонатор			
16МГц	1	15,80	17,54
Мікросхеми			
STM32	1	260,00	288,60
STM8	1	60,00	66,60
Транзистори			
BC847	5	4,00	22,20
PSMN009	2	60,00	133,20
M2APK0522	2	54,00	119,88
Роз'єми			
Чотирьохпровідний	1	50,00	55,50
П'ятипровідний	1	150,00	166,50
Діоди			
SMD 0805	6	5,00	33,30
Вимикач			
IRS-201	1	30,00	33,30
Всього			1047,62

### 5.3.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (5.13)$$

де  $C_i$  – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.}i}$  – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

$K_i$  – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ( $K_i = 1, 10 \dots 1, 12$ );

$k$  – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 5600,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 6216,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Система температурного аналізу	1	5600,00	6216,00
Фізична модель серверної платформи	1	1250,00	1387,50
Всього			7603,50

### 5.3.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{inprz} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (5.14)$$

де  $C_{inprz}$  – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{npz.i}$  – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

$K_i$  – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ( $K_i = 1, 10 \dots 1, 12$ );

$k$  – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 5645,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 6265,95 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.10 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows 11	1	5645,00	6265,95
Прикладний пакет Microsoft Office 2019	1	5155,00	5722,05

Прикладний пакет моделювання процесів MatLab	1	7646,00	8487,06
Всього			20475,06

### 5.3.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{г}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.15)$$

де  $Ц_{б}$  – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$  – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{г}$  – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (25370,00 \cdot 1) / (2 \cdot 12) = 1057,08 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.11 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер	25370,00	2	1	1057,08
Обчислювально-графічна система моделювання	22490,00	2	1	937,08
Робоче місце розробника	9580,00	5	1	159,67
Пристрій графічного виводу інформації	8765,00	4	1	182,60
Оргтехніка	8925,00	4	1	185,94

Приміщення лабораторії	265000,00	25	1	883,33
Всього				3405,71

### 5.3.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію ( $B_e$ ) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.16)$$

де  $W_{yi}$  – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

$t_i$  – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

$C_e$  – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo  $C_e = 4,50$  (грн.);

$K_{eni}$  – коефіцієнт, що враховує використання потужності,  $K_{eni} < 1$ ;

$\eta_i$  – коефіцієнт корисної дії обладнання,  $\eta_i < 1$ .

$$B_e = 0,25 \cdot 120,0 \cdot 4,50 \cdot 0,95 / 0,97 = 135,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.12 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,25	120,0	135,00
Обчислювально-графічна система моделювання	0,25	120,0	135,00
Робоче місце розробника	0,13	110,0	64,35
Пристрій графічного виводу інформації	0,20	10,0	9,00
Оргтехніка	0,60	10,0	27,00
Система температурного аналізу	0,06	60,0	16,20
Фізична модель серверної платформи	1,20	60,0	324,00
Всього			710,55

### 5.3.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (5.17)$$

де  $H_{cv}$  – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo  $H_{cv} = 25\%$ .

$$B_{cv} = (24959,52 + 1997,26) \cdot 25 / 100\% = 6739,19 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (5.18)$$

де  $H_{cn}$  – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo  $H_{cn} = 30\%$ .

$$B_{cn} = (24959,52 + 1997,26) \cdot 30 / 100\% = 8087,03 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$I_{\text{в}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{ив}}}{100\%}, \quad (5.19)$$

де  $H_{\text{ив}}$  – норма нарахування за статтею «Інші витрати», приймемо  $H_{\text{ив}} = 55\%$ .

$$I_{\text{в}} = (24959,52 + 1997,26) \cdot 55 / 100\% = 14826,23 \text{ (грн.)}$$

### 5.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{\text{нзв}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.20)$$

де  $H_{\text{нзв}}$  – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», приймемо  $H_{\text{нзв}} = 100\%$ .

$$B_{\text{нзв}} = (24959,52 + 1997,26) \cdot 100 / 100\% = 26956,78 \text{ (грн.)}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{\text{заг}} = Z_o + Z_p + Z_{\text{од}} + Z_n + M + K_{\text{в}} + B_{\text{спец}} + B_{\text{прг}} + A_{\text{обл}} + B_e + B_{\text{св}} + B_{\text{сп}} + I_{\text{в}} + B_{\text{нзв}}. \quad (4.21)$$

$$B_{\text{заг}} = 24959,52 + 1997,26 + 3234,81 + 6642,150413 + 2758,37 + 1047,62 + 7603,50 + 20475,06 + 3405,71 + 710,55 + 6739,19 + 8087,03 + 14826,23 + 26956,78 = 129443,79 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати  $ZB$  на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою

$$ZB = \frac{B_{\text{заг}}}{\eta}, \quad (5.22)$$

де  $\eta$  - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo  $\eta=0,95$ .

$$ZB = 129443,79 / 0,95 = 136256,62 \text{ (грн.)}$$

5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором

В ринкових умовах узагальнюючим позитивним результатом, що його може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження результатів цієї чи іншої науково-технічної розробки, є збільшення у потенційного інвестора величини чистого прибутку.

Результати дослідження проведені за темою «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ» передбачають комерціалізацію протягом 4-х років реалізації на ринку.

В цьому випадку майбутній економічний ефект буде формуватися на основі таких даних:

$\Delta N$  – збільшення кількості споживачів пристрою, у періоди часу, що аналізуються, від покращення його певних характеристик;

Показник	1-й рік	2-й рік	3-й рік	4-й рік
Збільшення кількості споживачів, осіб	750	1500	1800	600

$N$  – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, прийmemo 8000 осіб;

$C_{\text{с}}$  – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, прийmemo 3000,00 грн;



$\pm\Delta C_o$  – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, прийmemo 405,00 (грн.).

Можливе збільшення чистого прибутку у потенційного інвестора  $\Delta\Pi_i$  для кожного із 4-х років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою [82]:

$$\Delta\Pi_i = (\pm\Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\vartheta}{100}\right), \quad (5.23)$$

де  $\lambda$  – коефіцієнт, який враховує сплату потенційним інвестором податку на додану вартість. У 2021 році ставка податку на додану вартість складає 20%, а коефіцієнт  $\lambda = 0,8333$ ;

$\rho$  – коефіцієнт, який враховує рентабельність інноваційного продукту).  
Прийmemo  $\rho = 22\%$ ;

$\vartheta$  – ставка податку на прибуток, який має сплачувати потенційний інвестор, у 2021 році  $\vartheta = 18\%$ ;

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\Delta\Pi_1 = (405,00 \cdot 8000,00 + 3405,00 \cdot 750) \cdot 0,83 \cdot 0,22 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 867509,78 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\Delta\Pi_2 = (405,00 \cdot 8000,00 + 3405,00 \cdot 2250) \cdot 0,83 \cdot 0,22 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 1632265,97 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\Delta\Pi_3 = (405,00 \cdot 8000,00 + 3405,00 \cdot 4050) \cdot 0,83 \cdot 0,22 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 2549973,39 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року:

$$\Delta\Pi_4 = (405,00 \cdot 8000,00 + 3405,00 \cdot 4650) \cdot 0,83 \cdot 0,22 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 2855875,87 \text{ (грн.)}$$

Приведена вартість збільшення всіх чистих прибутків  $\Pi\Pi$ , що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки

$$ППП = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^i}, \quad (5.24)$$

де  $\Delta\Pi_i$  – збільшення чистого прибутку у кожному з років, протягом яких виявляються результати впровадження науково-технічної розробки, (грн.);

$T$  – період часу, протягом якого очікується отримання позитивних результатів від впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, роки;

$\tau$  – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні,  $\tau=0,11$ ;

$t$  – період часу (в роках) від моменту початку впровадження науково-технічної розробки до моменту отримання потенційним інвестором додаткових чистих прибутків у цьому році.

$$\begin{aligned} ППП &= 867509,78/(1+0,11)^1 + 1632265,97/(1+0,11)^2 + 2549973,39/(1+0,11)^3 + \\ &+ 2855875,87/(1+0,11)^4 = 781540,34 + 1324783,67 + 1864518,57 + 1881253,89 = 5852096,47 \\ &\text{(грн.)}. \end{aligned}$$

Величина початкових інвестицій  $PV$ , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки

$$PV = k_{инв} \cdot 3B, \quad (5.25)$$

де  $k_{инв}$  – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію, приймаємо  $k_{инв} = 2,1$ ;

$3B$  – загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, приймаємо 136256,62 (грн.).

$$PV = k_{инв} \cdot 3B = 2,1 \cdot 136256,62 = 286138,90 \text{ (грн.)}.$$

Абсолютний економічний ефект  $E_{абс}$  для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме

$$E_{абс} = ППП - PV \quad (5.26)$$

де  $ППП$  – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, 5852096,47 (грн.);

$PV$  – теперішня вартість початкових інвестицій, 286138,90 (грн.).

$$E_{abc} = III - PV = 5852096,47 - 286138,90 = 5565957,57 \text{ (грн.)}.$$

Внутрішня економічна дохідність інвестицій  $E_g$ , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$E_g = T_{ж} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (5.27)$$

де  $E_{abc}$  – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 5565957,57 (грн.);

$PV$  – теперішня вартість початкових інвестицій, 286138,90 (грн.);

$T_{ж}$  – життєвий цикл науково-технічної розробки, тобто час від початку її розробки до закінчення отримування позитивних результатів від її впровадження, 4 роки.

$$E_g = T_{ж} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1 = (1 + 5565957,57/286138,90)^{1/4} - 1 = 1,13.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій  $\tau_{min}$

$$\tau_{min} = d + f, \quad (5.28)$$

де  $d$  – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2021 році в Україні  $d = 0,1$ ;

$f$  – показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, прийmemo 0,2.

$\tau_{min} = 0,1 + 0,2 = 0,3 < 1,13$  свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій  $E_g$ , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки вища мінімальної внутрішньої дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ» доцільно.

Період окупності інвестицій  $T_{ок}$  які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$T_{ок} = \frac{1}{E_г}, \quad (5.29)$$

де  $E_г$  – внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{ок} = 1 / 1,13 = 0,89 \text{ р.}$$

$T_{ок} < 3$ -х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

## 5.5 Висновки до розділу

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ» становить 37,7 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

При оцінюванні рівня конкурентоспроможності, згідно узагальненого коефіцієнту конкурентоспроможності розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,63 рази.

Також термін окупності становить 0,89 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Радіовимірювальний частотний сенсор температури для спеціалізованих хмарних платформ».

## 6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

При використанні комп'ютерів найбільшого ризику зазнають органи зору, скелетно-м'язова система, репродуктивна функція, центральна нервова система. За таких умов усе більш значимим і необхідним стає потреба формування в майбутніх фахівців відповідних знань що до особливостей впливу несприятливих виробничих факторів на робочих місцях з інформаційними технологіями, заходів і засобів, спрямованих на мінімізацію такого впливу, збереження здоров'я й професійного довголіття користувачів.

Розробка радіовимірювального частотного сенсору температури для спеціалізованих хмарних платформ буде відбуватися в приміщенні, яке обладнане комп'ютеризованими робочими місцями. На розробника, згідно ГОСТ 12.0.003-74 [85], можуть мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. 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.

2. Психофізіологічні: розумове перевантаження; перенапруга аналізаторів; статичне перевантаження.

Відповідно до визначених факторів формуємо рішення щодо безпечного виконання роботи.

### 6. 1 Технічні рішення щодо безпечного виконання досліджень

#### 6.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Кожен має право на належні, безпечні і здорові умови праці. Це гарантує Конституція України (ч. 4 ст. 43) [92]. Більш детальні вимоги щодо охорони праці, зокрема охорони праці під час роботи із використанням ПК, містять Кодекс законів про працю, Закон України «Про охорону праці», а також інші підзаконні нормативно-правові акти. У відповідності до вимог ст. 153 Кодексу законів про

працю України та ст. 6 Закону України «Про охорону праці» на всіх підприємствах, в установах, організаціях створюються безпечні і нешкідливі умови праці [86]. Забезпечення безпечних і нешкідливих умов праці покладається на власника або уповноважений ним орган. Умови праці на робочому місці, безпека технологічних процесів, машин, механізмів, устаткування та інших засобів виробництва, стан засобів колективного та індивідуального захисту, що використовуються працівником, а також санітарно-побутові умови повинні відповідати вимогам нормативних актів про охорону праці. Власник або уповноважений ним орган повинен впроваджувати сучасні засоби техніки безпеки, які запобігають виробничому травматизму, і забезпечувати санітарно-гігієнічні умови, що запобігають виникненню професійних захворювань працівників.

Організація робочого місця розробника радіовимірювального частотного сенсору температури для спеціалізованих хмарних платформ повинна забезпечувати відповідність всіх його елементів і їхнього розташування ергономічним вимогам та особливостям трудової діяльності [86].

Робочі місця працівників, обладнані ПК, повинні відповідати вимогам НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями [89]. Правила поширюються на всіх суб'єктів господарювання незалежно від форм власності, які у своїй діяльності здійснюють роботу, пов'язану з персональними комп'ютерами, у тому числі на тих, які мають робочі місця, обладнані персональними комп'ютерами і периферійними пристроями. Зазначені нормативно-правові акти встановлюють санітарно-гігієнічні вимоги до приміщення, в якому розташоване робоче місце, власне до робочого місця, освітлення, рівнів вібрації і шуму, мікроклімату в приміщенні тощо.

### 6.1.2 Електробезпека приміщення

В досліджуваному приміщенні лінія електромережі для живлення ПК, периферійних пристроїв ПК й устаткування для обслуговування, ремонту й налагодження ПК виконана як окрема групова трипровідна мережа, шляхом

прокладання фазових, нульових робочих і нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення електроприймачів.

Нульовий захисний провідник прокладається від стійки групового розподільного щита, розподільного пункту до розеток електроживлення. Не допускається підключати на щиті до одного контактного затискача нульовий робочий та нульовий захисний провідники. Площа перерізу нульового робочого та нульового захисного провідника в груповій трипровідній мережі має бути не менше площі перерізу фазового провідника. Усі провідники відповідають номінальним параметрам мережі та навантаження, умовам навколишнього середовища, умовам розподілу провідників, температурному режиму та типам апаратури захисту.

Персональні комп'ютери, периферійні пристрої, інше устаткування (апарати управління, контрольно-вимірювальні прилади, світильники), електропроводи та кабелі за виконанням і ступенем захисту відповідають класу зони, мають апаратуру захисту від струму короткого замикання та інших аварійних режимів. Під час монтажу та експлуатації ліній електромережі необхідно повністю унеможливити виникнення електричного джерела загоряння внаслідок короткого замикання та перевантаження проводів, обмежувати застосування проводів з легкозаймистою ізоляцією і, за можливості, застосовувати негорючу ізоляцію.

Приміщення, в якому відбуватиметься дослідження за класом електробезпеки – це приміщення без підвищеної небезпеки, оскільки фактори підвищеної та особливої небезпеки на робочому місці відсутні [88].

Покриття плит підлоги гладке, міцне, антистатичне, зручним для очищення пилососом та для проведення вологого прибирання. Необхідно забезпечувати відвід статичних зарядів з покриття підлоги. Для протирання підлоги застосовують рідини, пари яких не утворять вибухо- та пожеженобезпечних сумішей з повітрям і не викликає корозії контактів електричних сполук [89].

Тимчасова електропроводка від переносних приладів до джерел живлення виконується найкоротшим шляхом таким чином, щоб уникнути заплутування проводів у конструкціях машин, приладів і меблів.

## 6.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

### 6.2.1 Мікроклімат

Робота розробника радіовимірювального частотного сенсору температури для спеціалізованих хмарних платформ згідно за енерговитратами відноситься до категорії 1а [84].

Допустимі параметри мікроклімату для категорії 1а наведені в табл.6.1.

Таблиця 6.1 – 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 підтримки оптимального рівня мікроклімату в приміщенні передбачено систему кондиціонування повітря з індивідуальним регулюванням температури, систему центрального опалення і вентиляції та систематичне вологе прибирання приміщення.

### 6.2.2 Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється розробка радіовимірювального частотного сенсору температури для спеціалізованих хмарних платформ, можливими шкідливими речовинами у повітрі є фенол, пил, озон та вуглекислий газ. Джерелами цих речовин є офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, згідно ДСН 3.3.6.042-99 [91] які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м <sup>3</sup>		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Фенол	0,01	0,01	3
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4
Вуглекислий газ	3	1	4



Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.6.3).

Таблиця 6.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см <sup>3</sup>	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціонування, регулярного провітрювання, та вологого прибирання.

### 6.2.3 Виробниче освітлення

Приміщення, в яких встановлені персональні комп'ютери, повинні мати природне та штучне освітлення відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 [87].

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні (згідно ДБН В.2.5-28-2006 [87]) зазначені у таблиці 6.4:

Таблиця 6.4 - 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, %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Штучне освітлення в приміщенні здійснюється системою загального рівномірного освітлення. У разі переважної роботи з документами, допускається застосування системи комбінованого освітлення (крім системи загального освітлення додатково встановлюються світильники місцевого освітлення). Зазначення освітленості на поверхні робочого столу в зоні розміщення документів має становити 300-500лк. Якщо ці значення освітленості неможливо забезпечити системою загального освітлення, допускається використовувати місцеве освітлення. При цьому світильники місцевого освітлення слід встановлювати таким чином, щоб не створювати відблисків на поверхні екрана, а освітленість екрана має не перевищувати 300лк. Як джерела світла в разі штучного освітлення мають застосовуватись переважно люмінесцентні лампи типу ЛБ.

Для забезпечення достатнього освітлення слід максимально використовувати бічне природного освітлення, систематично очищувати скло від бруду та систематично замінювати перегорілі лампи.

#### 6.2.4 Виробничий шум

Джерелами шуму під час розробки методів підвищення пропускної здатності телекомунікаційних систем передавання є працююча техніка та транспорт, який рухається ззовні приміщення.

Нормативним документом, який регламентує рівні шуму для різних категорій робочих місць службових приміщень, є ДСН 3.3.6.037-99 [90].

Таблиця 6.5 - Рівень звукового тиску

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допуст-мий 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 зниження шуму в приміщенні, необхідно:

- безпосередньо біля джерел шуму використовувати звукопоглинаючі матеріали для покриття стелі та стін;
- для боротьби з вентиляційним шумом потрібно застосовувати мало шумові вентилятори;
- встановити металопластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

### 6.2.5 Виробничі випромінювання

Робоче місце розробника радіовимірювального частотного сенсору температури для спеціалізованих хмарних платформ обладнане ПК, який є джерелом електромагнітного випромінювання.

Ступінь впливу електромагнітних випромінювань від ПК на організм працівника залежить від діапазону частот, тривалості опромінення, характеру опромінення, режиму опромінення, розмірів поверхні тіла, яке опромінюється, та індивідуальних особливостей організму.

Електромагнітні випромінювання, випромінювані відеодисплейним терміналом, мають широкий діапазон частот. Відповідно до стандартів, електромагнітне випромінювання повинне бути виміряне в діапазоні частот від 5 Гц до 400 кГц. Гранично допустимі рівні електромагнітного поля для працівника становлять наведені в таблиці 6.6.

Таблиця 6.6 - Допустимі параметри електромагнітних неіонізуючих випромінювань і електростатистичного поля

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії, Вт/кв.м
	за електричною складовою (E), В/м	за магнітною складовою (H), А/м	
Напруженість електромагнітного	50	5	

поля 60 кГц до 3 мГц			
Напруженість електромагнітного поля 3 кГц до 30 мГц	20		
Напруженість електромагнітного поля 30 кГц до 50 мГц	10	0,3	
Напруженість електромагнітного поля 30 кГц до 300 мГц	5		
Напруженість електромагнітного поля 300 кГц до 300 гГц			10Вт/кв. м
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру УФ-С (220 — 280 мм)			0,001
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру УФ-В (280 — 320 мм)			0,01
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру УФ-А (320 — 400 мм)			10,0
Електромагнітне поле оптичного діапазону в видимій частині спектру 400 — 760 мм			10,0
Електромагнітне поле оптичного діапазону в інфрачервоній частині спектру 0,76 — 10,0 мкм			35,0 — 70,0
Напруженість електричного поля			20кВ/м

відеодисплейного терміналу			
----------------------------	--	--	--

Для обмеження впливу ЕМП на розробника слід використовувати лише якісну техніку із сертифікатом якості і дотримуватися встановленого часу роботи за ПК.

### 6.2.6 Напруженість праці

Основними показниками напруженості праці є: тривалість зосередження уваги або щільність сигналів, ступінь ризику для власного життя та життя інших осіб або ступінь відповідальності за життя інших осіб, змінність при роботі виключно в нічну зміну.

Гігієнічна оцінка важкості та напруженості праці проводиться шляхом додавання відношень вимірних або розрахованих показників до їх допустимих рівнів, помножених на коефіцієнт значимості показника (1,0 - для основних показників, 0,15 - для допоміжних).

Клас та ступінь важкості й напруженості праці визначаються відповідно до розрахованих балів (сума відношень основних та допоміжних показників до їх нормативних рівнів, помножених на відповідний коефіцієнт) згідно з табл. 6.7. Найвищі клас та ступінь за факторами «важкість» або «напруженість» трудового процесу - 3 клас, 3 ступінь (особливо важка або особливо напружена праця). [89]

Таблиця 6.7 Класи умов праці за показниками напруженості праці

№ з/п	Показники напруженості трудового процесу	Класи умов праці			
		оптимальний (напруженість праці легкого ступеня)	допустимий (напруженість праці середнього ступеня)	шкідливий (напружена праця)	
		1	2	3.1	3.2
1	2	3	4	5	6
1*	Інтелектуальні навантаження				
1.1	Зміст роботи	Відсутня необхідність	Рішення простих	Рішення складних	Евристична (творча)

		прийняття рішення	альтернативних завдань згідно з інструкцією	завдань з вибором за алгоритмом (робота за серією інструкцій)	діяльність, що вимагає вирішення складних завдань за відсутності алгоритму; особисте керівництво в складних ситуаціях
1.2	Сприймання сигналів (інформації) та їх оцінка	Сприймання сигналів, але немає потреби в корекції дій	Сприймання сигналів з наступною корекцією дій та операцій	Сприймання сигналів з наступним порівнянням фактичних значень параметрів з їх номінальними значеннями. Заклучна оцінка фактичних значень параметрів	Сприймання сигналів з наступною комплексною оцінкою взаємопов'язаних параметрів. Комплексна оцінка всієї виробничої діяльності
1.3	Розподіл функцій за ступенем складності завдання	Обробка та виконання завдання	Обробка, виконання завдання та його перевірка	Обробка, перевірка і контроль за виконанням завдання	Контроль та попередня робота з розподілу завдань іншим особам
1.4	Характер виконуваної роботи	Робота за індивідуальним планом	Робота за встановленим графіком з можливим його коригуванням під час діяльності	Робота в умовах дефіциту часу	Робота в умовах дефіциту часу та інформації з підвищеною відповідальністю за кінцевий результат
2	Сенсорні навантаження	-	-	-	-
2.1	Тривалість зосередження уваги (в % від часу зміни)	До 50	51-75	Більше 75	-
2.2	Щільність сигналів (світлових, звукових) та повідомлень в середньому за 1	До 150	151-300	Більше 300	-

2.3	годину роботи Навантаження на зоровий аналізатор	-	-	-	-
2.3.1	Розмір об'єкта розрізнення (при відстані від очей працюючого до об'єкта розрізнення не більше 0,5 м), мм, % часу зміни	Більше 5 мм 100% часу	5,0-1,1 мм більше 50% часу; 1,0-0,3 мм до 50 % часу; менше 0,3 мм до 25% часу	1,0-0,3 мм більше 50% часу; менше 0,3 мм 25-50% часу	Менше 0,3 мм більше 50% часу, у тому числі з використанням оптичних приладів
2.3.2	Спостереження за екранами відеотерміналів, годин на зміну	До 2	До 4	> 4,1-6	Більше 6
2.4	Навантаження на слуховий аналізатор (при виробничій необхідності сприйняття мови чи диференційованих сигналів)	Розбірливість слів та сигналів від 100% до 90%	Розбірливість слів та сигналів від 90% до 70%	Розбірливість слів та сигналів від 50% до 70%	Розбірливість слів та сигналів менше 50%
2.5	Навантаження на голосовий апарат, сумарна кількість годин, з напруженням голосового апарату протягом тижня	До 16	Від 16 до 20	Від 20 до 25	Більше 25
3	Емоційне навантаження	-	-	-	-
3.1	Ступінь відповідальності за результат своєї діяльності. Значущість помилки	Є відповідальним за виконання окремих елементів завдання. Вимагає додаткових зусиль в роботі з боку працівника	Є відповідальним за функціональну якість допоміжних робіт (завдань). Вимагає додаткових зусиль з боку керівництва (бригадира, майстра тощо)	Є відповідальним за функціональну якість основної роботи (завдання). Вимагає виправлень за рахунок додаткових зусиль всього колективу (групи, бригади тощо)	Є відповідальним за функціональну якість кінцевої продукції, роботи, завдання. Неправильні рішення можуть призвести до пошкодження обладнання, зупинки технологічного процесу, можливої небезпеки для життя

3.2	Ступінь ризику для власного життя та життя інших осіб	Виключений	-	-	Вірогідний
3.3	Ступінь відповідальності за безпеку інших осіб	Виключений	-	Є відповідальним за безпеку	-
4	Монотонність навантажень	-	-	-	-
4.1	Кількість елементів (приймів), необхідних для реалізації простого завдання або в операціях, які повторюються багаторазово	Більше 10	10-6	5-2	-
4.2	Тривалість виконання простих виробничих завдань чи операцій, що повторюються, с	Більше 100	100-25	24-2	-
4.3	Монотонність виробничої обстановки, час пасивного спостереження за технологічним процесом в % від часу зміни	Менше 75	76-90	91-95	-
5	Режим праці	-	-	-	-
5.1	Тривалість робочого дня, год.	6 або 7	8	Більше 8	-
5.2	Змінність роботи	Однозмінна робота (без нічної зміни)	Двозмінна робота (без нічної зміни)	Тризмінна робота (з роботою в нічну зміну)	Нерегулярна змінність з роботою в нічний час, робота виключно в нічну зміну**

Згідно з наведеними даними табл. 6.7 при плануванні розпорядку робочого дня і навантаження на працівника потрібно враховувати всі умови оптимальних умов праці.



6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ в умовах дії загрозованих чинників надзвичайних ситуацій

Проведемо дослідження стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ в умовах дії найімовірніших надзвичайних ситуацій для таких приладів і систем – це вплив іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу. Зосередимо нашу увагу на цих факторах впливу з врахуванням можливості застосування телекомунікаційних мереж вимірювальних приладів в особливий період.

Серед потенційно небезпечних виробництв особливе місце посідають радіаційно-небезпечні об'єкти. Вони являють небезпеку для людей, навколишнього природного середовища, телекомунікаційних та радіо електронних приладів і систем. Радіоактивне випромінювання діючи на матеріали і деталі такої апаратури і систем призводить до суттєвих змін в їх роботі. Дія іонізуючих випромінювань залежить від виду випромінювання, дози радіації, природи опромінюваної речовини та умов навколишнього середовища.

Матеріали, які використовуються в електронних елементах (метали, неорганічні матеріали, напівпровідники, діелектрики, смоли та різні органічні сполуки), з яких виготовляються радіоелементи по різному реагують на іонізуючі випромінювання. Найбільш чутливі до радіації метали, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв.

Конструювання апаратури і систем стійких до іонізуючого опромінення, передбачає вибір матеріалів та елементної бази, а також конструктивних рішень, які зменшують вплив радіації. В елементах систем радіація викликає оборотні і необоротні процеси, внаслідок яких можуть бути порушення роботи елементів схеми, що призведе до пошкодження апаратури.

Електромагнітні імпульси діють на електронні системи, викликаючи в них оборотні і необоротні зміни. Електромагнітний імпульс являє собою велику

небезпеку для електронної апаратури. Слід пам'ятати про те, що захист апаратури від механічних впливів не захищає від ЕМІ.

Апаратура, виконана на напівпровідникових і інтегральних схемах, що працюють на малих струмах і напругах особливо схильна до ЕМІ. Це відбувається тому, що така апаратура схильна до впливу зовнішніх електричних і магнітних полів. ЕМІ пробиває ізоляцію, випалює елементи електросхем радіоапаратури, викликає коротке замикання в радіо пристроях, іонізацію діелектриків. ЕМІ може впливати на пам'ять ЕОМ, повністю або частково стираючи її.

При дії електромагнітного імпульсу на апаратуру найбільша напруга наводиться на вхідних ланцюгах. ЕМІ ушкоджує транзистори, викликає іскріння в між контактних з'єднаннях і деяких областях провідної поверхні. У транзисторів спостерігається залежність: чим вище коефіцієнт посилення транзистора, тим менше його електрична міцність. Для резисторів типу МЛТ і прецизійних гранична напруга біля 1 кВ. Великі струми, обумовлені прикладеним імпульсом напруги, проходячи через конденсатор, в місцях підвищеного опору можуть викликати нагрів шару металізації і його вигорання, порушити контакти між обкладками і основами.

6.3.1 Дослідження стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ в умовах дії іонізуючих випромінювань

Критерієм стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури в умовах дії іонізуючих випромінювань приймається максимальне значення експозиційної дози ( $D_{e,гр}$ ) або потужність дози ( $r_{гр}$ ), при яких можуть виникнути зворотні зміни параметрів елементів, але робота радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ ще не порушується.

Вихідними даними для оцінки є максимальне значення потужності дози через одну годину після аварії  $r_{1max}$  Р/год; коефіцієнт послаблення радіації виробничими приміщеннями  $K_{посл}=5$ .

Приймаємо  $p_{1\max} = 6,32$  Р/год,  $K_{\text{посл}} = 5$ ;  $t_{\text{п}} = 1$  год;  $t_{\text{рmax}} = 40000$  год.

Оцінка проводиться в наступній послідовності.

1. Аналізується схема пристрою спектрального аналізу і визначаються елементи від яких залежить його робота. В нашому випадку це мікросхеми, транзистори, конденсатори, резистори. Для кожного елементу визначається максимальна допустима експозиційна доза ( $D_{\text{гр},i}$ ). Дані заносимо в таблицю 5.1. Аналізуємо дані і за мінімальним значенням  $D_{\text{гр},i}$  визначається границя стійкості роботи пристрою радіовимірювального частотного сенсора температури.

Таблиця 6.8 – Граничні дози опромінення елементів радіовимірювального частотного сенсора температури

№	Елементи радіовимірювального частотного сенсора температури	$D_{\text{зві}}, \text{P}$	$D_{\text{звк}}, \text{P}$	$D_{\text{гр}}, \text{P}$
1	Мікросхеми	$10^5$	$10^4$	$10^4$
	Діоди	$10^4$		
2	Конденсатори	$10^7$	$10^7$	
	Резистори	$10^7$		

2. Визначається можлива експозиційна доза опромінення радіовимірювального частотного сенсора температури в заданих умовах протягом експлуатаційного терміну

$$D_M = \frac{2 \cdot P_{1\max} \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_{\text{п}}})}{K_{\text{посл}}} = \frac{2 \cdot 6,32 \cdot (\sqrt{40000} - \sqrt{1})}{5} = 503,07 [P].$$

3. Граничне значення експозиційної дози ( $D_{\text{гр},\text{min}}$ ) порівнюється з  $D_M$ , що очікується на об'єкті, і робиться висновок про стійкість роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ. Оскільки  $D_{\text{гр},\text{min}} > D_M$  то перетворювач досить стійкий до радіації.

4. Розраховується допустимий час безпечної роботи радіовимірювального частотного сенсора температури в заданих умовах

$$t_k = t_\delta = \left( \frac{D_{ep.min} \cdot K_{носл} + 2 \cdot p_{1,max} \cdot \sqrt{t_{II}}}{2p_{1,max}} \right)^2 = \left( \frac{10^4 \cdot 5 + 2 \cdot 6,32 \sqrt{1}}{2 \cdot 6,32} \right)^2 = 3956,696 [\text{год}].$$

Отже, допустимий час роботи радіовимірювального частотного сенсора температури температури в умовах впливу іонізуючих випромінювань набагато більший часу морального старіння апаратних засобів.

6.3.2 Дослідження стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ в умовах дії електромагнітного імпульсу

Початкові дані:  $E_B = 11,79$  кВ/м,  $U_{ж} = 220, 12$  В.

Дослідження по стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ ведеться в такій послідовності:

1. Визначається горизонтальна складова напруженості електричного поля

$$E_{Г} = 10^{-3} \cdot E_B = 10^{-3} \cdot 11,79 \cdot 10^3 = 11,79 \text{ (В/м)};$$

2. Система розподіляється на окремі функціональні дільниці: система живлення, мікропроцесорний блок. На кожній дільниці визначається максимальна довжина вертикальної і горизонтальної струмопровідної частини  $l_B$  і  $l_{Г}$ . На дільниці системи живлення максимальна довжина не екранованої вертикальної і горизонтальної струмопровідної частини  $l_{B,ж} = 0,13$  м,  $l_{Г,ж} = 0,11$  м. На дільниці мікропроцесорного блоку  $l_{B,м} = 0,17$  м,  $l_{Г,м} = 0,21$  м.

3. Для кожної дільниці визначаються можливі наведені напруги у струмопровідних частинах.

На дільниці системи живлення

$$U_{B,ж} = E_{Г} \cdot l_{B,ж} = 11,79 \cdot 0,13 = 1,53 \text{ (В)}.$$

$$U_{Г,ж} = E_B \cdot l_{Г,ж} = 11,79 \cdot 10^3 \cdot 0,11 = 1296,9 \text{ (В)}.$$

На дільниці мікропроцесорного блоку

$$U_{B,м} = E_{Г} \cdot l_{B,м} = 11,79 \cdot 0,17 = 2,004 \text{ (В)}.$$

$$U_{Г,м} = E_B \cdot l_{Г,м} = 11,79 \cdot 10^3 \cdot 0,21 = 2475,9 \text{ (В)}.$$

4. Визначається допустиме коливання напруги живлення

$$U_{Д} = U_{ж} + \frac{U_{ж} \cdot N}{100} (B),$$

На ділянці системи живлення

$$U_{ДЖ} = U_{ж} + \frac{U_{ж} \cdot N}{100} = 220 + \frac{220}{100} \cdot 5 = 231 [B].$$

На ділянці мікропроцесорного блоку

$$U_{ДМ} = U_{м} + \frac{U_{м} \cdot N}{100} = 12 + \frac{12}{100} \cdot 5 = 12,6 [B].$$

5. Визначаються коефіцієнти безпеки

$$K_{БВ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{Д}}{U_{В}},$$

$$K_{БГ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{Д}}{U_{Г}}.$$

Для ділянки живлення

$$K_{БВЖ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДЖ}}{U_{ВЖ}} = 20 \cdot \lg \frac{231}{1,08} = 46,63 \geq 40 (\text{дБ});$$

$$K_{БГЖ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДЖ}}{U_{ГЖ}} = 20 \cdot \lg \frac{231}{1760} = -17,63 \leq 40 (\text{дБ});$$

Для ділянки мікропроцесорного блоку

$$K_{БВМ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДМ}}{U_{ВМ}} = 20 \cdot \lg \frac{12,6}{0,272} = 33,31 \leq 40 (\text{дБ});$$

$$K_{БГМ} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ДМ}}{U_{ГМ}} = 20 \cdot \lg \frac{12,6}{336} = -28,6 \leq 40 (\text{дБ});$$

6. Результати розрахунків заносимо в таблицю 6.9

Таблиця 6.9 Результати розрахунку коефіцієнтів безпеки радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ

Ділянка	$U_{Д}, B$	$E_{В}, B/m$	$E_{Г}, B/m$	$U_{В}, B$	$U_{Г}, B$	$K_{БВ}$	$K_{БГ}$
Живлення	231	16000	16	1,08	1760	46,63	-17,63
Мікропроцесорного блоку	12,6	16000	16	0,272	336	33,31	-28,6

7. Дані таблиці аналізуємо і робимо висновок

Коефіцієнти безпеки менше 40 дБ, тому необхідно застосовувати заходи по підвищенню стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ, серед яких найдієвіший це екранування.

6.3.3 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ в умовах дії електромагнітного імпульсу

Визначається перехідне гасіння енергії електричного поля екраном (А, дБ). Для сталевого екрану визначається за допомогою формули

$$A = 5,2 \cdot t \cdot \sqrt{f} \text{ [дБ]},$$

де  $t$  – товщина стінки екрану, см;

$f$  – частота  $f=15000$  Гц.

Для ділянки живлення

$$A_{ГЖ}=40-(-17,63)=47,63 \text{ (дБ)},$$

$$t_{ж} = \frac{A_{ГЖ}}{5,2\sqrt{f}} = \frac{47,63}{5,2\sqrt{15000}} = 0,074 \text{ (см)}.$$

Для ділянки мікропроцесорного блоку

$$A_{ВМ}=40-33,31=6,69 \text{ [дБ]},$$

$$t_1 = \frac{A_{ГЖ}}{5,2\sqrt{f}} = \frac{6,69}{5,2\sqrt{15000}} = 0,01 \text{ (см)};$$

$$A_{ГМ}=40-(-28,6)=68,6 \text{ [дБ]},$$

$$t_2 = \frac{A_{ГЖ}}{5,2\sqrt{f}} = \frac{68,6}{5,2\sqrt{15000}} = 0,11 \text{ (см)}.$$

В даному підрозділі була оцінена стійкість роботи радіовимірювального частотного сенсора температури для спеціалізованих хмарних платформ в умовах дії іонізуючих випромінювань і електромагнітного імпульсу. В умовах дії іонізуючих випромінювань час роботи пристрою в цілому перевищив заданий час. В умовах дії електромагнітного імпульсу коефіцієнт безпеки для вертикальних струмопровідних

частин дільниці живлення системи був більший за 40 дБ, в цьому випадку пристрій досить стійкий. Для горизонтальних струмопровідних частин дільниці живлення і для мікропроцесорного блоку коефіцієнт безпеки був менший за 40 дБ. Після застосування сталевого екрану не менше 1,1мм коефіцієнт безпеки став не менше 40 дБ і радіовимірювальний перетворювач температури став стійким до ЕМІ і може працювати без збоїв.

## ВИСНОВКИ

В магістерській кваліфікаційній роботі було отримано наступні результати:

1. Проаналізовано сучасний стан розвитку сенсорів температури, розглянуто конструктивно–технологічні особливості перетворювачів теплової потужності, зроблено аналіз їх позитивних і негативних сторін, внаслідок чого було обґрунтовано необхідність використання інтегральних конструкцій з тонкими сегнетоелектричними плівками. Запропоновано побудову даних конструкції на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором, що дозволяє покращити метрологічні характеристики існуючих сенсорів потужності випромінювання і розширити область їх застосування, зокрема для вимірювання температури.

2. В другому розділі розглянуто математичну модель піроелектричних чутливих елементів, що дозволяє виконати експрес–аналіз їх характеристик. Показано, що конструкції піроелектричних перетворювачів теплової потужності визначають способи вимірювання потужності, реалізовані з допомогою додаткових схем обробки вихідних сигналів сенсорів.

3. Удосконалена модель піроелектричних перетворювачів теплової потужності, основана на синтезі доповненої фізичної моделі перетворення потужності випромінювання і схемотехнічної моделі польового транзистора. Отримані залежності піроелектричного струму дозволяють вибрати оптимальний матеріал піроелектрика для перетворювачів теплової потужності, який порівняно з титаном барію дозволить створювати сенсори з великими значеннями чутливості і швидкодії.

4. Досліджено принцип дії сенсорів температури на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором. Дані сенсори потужності випромінювання поєднують функціонально інтегровані підсистеми поглинача випромінювання, радіовимірювального сенсора потужності випромінювання на основі піроелектрика і транзисторну структуру з від’ємним диференційним опором в якості виконавчої і керуючої підсистеми.

5. Були представлені еквівалентні схеми пристроїв, враховуючи еквівалентні схеми транзисторів, в результаті чого було отримано еквівалентну та спрощену еквівалентну схему радіовимірювального температурного сенсора.

6. Проведено розрахунок даних математичних моделей радіовимірювальних температурних сенсорів на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів за допомогою методу вузлових потенціалів, шляхом складання і розв'язку системи рівнянь. Розв'язавши отриману систему рівнянь, був визначений вираз для повного опору радіовимірювальних температурних сенсорів на основі с-



структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.

7. Отримано теоретичні залежності реактивної та активної складової повного комплексного опору від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів на основі структури, що складається з біполярних транзисторів та структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів.

8. Проведено експериментальне дослідження вольт–амперної характеристики радіовимірювальних температурних сенсорів, а також доведено наявність на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів та електродах емітер–затвор біполярного і двозатворного польового МДН транзисторів від'ємного опору, що відповідає спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики. Визначено, що активна складова повного комплексного опору приймає від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер та їх залежності від напруги живлення для обох радіовимірювальних температурних сенсорів.

9. Проведено експериментальне дослідження залежності частоти генерації від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів. Визначено, що підключення пасивної індуктивності до виводів колектор–колектор на основі структури, що складається з біполярних транзисторів, при від'ємних значеннях повного комплексного опору (при компенсації втрат енергії в коливальному контурі), дозволяє створити генератор електричних коливань. При дії зміни температури на давач здійснюється зміна активної та реактивної складової повного комплексного опору, що в свою чергу, змінює частоту генерації.

10. Проведено експериментальне дослідження залежності частоти генерації від температури радіовимірювальних температурних сенсорів, що має практично лінійний характер.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі проведено розрахунки економічної частини та розділу охорони праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Осадчук В.С. Розробка мікроелектронних сенсорів температури у частоту на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором / Осадчук О.В., Барабан С.В., Ільченко О.М. // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2008 – №1 – С. 133 – 139.

2. Осадчук В.С. Розробка радіовимірювальних мікроелектронних сенсорів температури на основі структури метал–сегнетоелектрик–напівпровідник / Осадчук О.В., Барабан С.В., Ільченко О.М. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2008 – №3 – С. 94 – 97.

4. Осадчук В.С. Аналіз методів вимірювання температури на основі піроелектриків / Осадчук О.В., Барабан С.В., Ільченко О.М. / Матеріали 4-ої Міжнародної науково–практичної конференції «Современные научные достижения – 2008» /Том 17 / Технические науки / Электротехника и радиоэлектроника / Przemysl. Nauka i studia – С. 3–11.

4. Пат. 31065 Україна, МПК G 01J 5/58. Пристрій для вимірювання температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Барабан С.В., Ільченко О.М. – № 12831; Заявл. 19.11.2007; Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 6 – 4 с.

5. Пат. 31510 Україна, МПК G 01K 7/00. Мікроелектронний сенсор температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Барабан С.В., Ільченко О.М. – № 14163; Заявл. 17.12.2007; Опубл. 10.04.2008, Бюл. № 7 – 4 с.

6. Пат. 31170 Україна, МПК G 01K 7/00. Пристрій для виміру температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Барабан С.В., Ільченко О.М. – №14154; Заявл. 17.12.2007; Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 6 – 4 с.

7. Гаврилова Н.Д. Пирозлектричество / Данилычева М.Н., Новик В.К. – М.: Сов. рад., 1989. – 154 с.

8. Новик В.К. Пирозлектрические преобразователи / Гаврилова Н.Д., Фельдман Н.Б. – М.: Советское радио, 1979. – 176 с.

9. Сонин А.С. Введение в сегнетоэлектричество. / Струков Б.А. – М.: «Высшая школа», 1970. – 162 с.

10. Кейзан Б. Достижения в технике передачи и воспроизведения изображений. – М.: «Мир» – 1980 – С. 12–88.

Т.4. – 1980 – 276 с.

11. Струков Б.А. Пироэлектрические материалы: свойства и применения // Соросовский образовательный журнал. – 1998. – №5. – С. 96–104
12. Сигов А.С. Сегнетоэлектрические тонкие пленки в микроэлектронике // Соросовский образовательный журнал. – 1996. – №10. – С. 83–91
14. Виглеб Т. Датчики. – М.: Мир, 1989. – 196 с.
14. Лайнс М., Глас А. Сегнетоэлектрики и родственные им материалы. – М.: «Мир», 1981. – 603 с.
15. Cooper G. Minimum detectable power of pyroelectric thermal receiver/ Rev. Sci. Instrum. – №33, – 1962. – P. 92–95.
16. Пат. 19727447 Германия, МКИ Н 01 L 37/00. Infrared radiation sensitive device. E. g. pyroelectric IR sensor/ Ito Satoru (Япония); Murata manufacturing Co (Япония). – N1027447; Заявл. 26.09.97; Оpubл. 19.09.2000. – 15 с.
17. Пат. 6121615 США, МКИ G 01 J 5/00. Infrared radiation sensitive device. / Ito Satoru (Япония); Murata manufacturing Co (Япония). – N926304; Заявл. 27.06.95; Оpubл. 12.04.98. – 16 с.
18. Пат. 19753769 Германия, МКИ G 01 J 5/34. Pyroelectric temperature sensor for infrared radiation measurement / Dibben Uwe; Philips Patentverwaltung (Германия). – N1053769; Заявл. 04.12.97; Оpubл. 10.06.99. – 5 с.
19. Пат. 6114698 США, МКИ G 01 J 5/10. Domain engineered ferroelectric optical radiation detector / Lehman J.H., Aust J.A. (США); US Commerce (США) – N0011656; Заявл. 31.01.97; Оpubл. 05.09.2000. – 15 с.
20. Пат. 2002017607 США, МКИ G 01 J 5/00. Domain engineered ferroelectric optical radiation detector having multiple domain regions for acoustic dampening / Lehman J.H., Aust J.A. (США). – N0849959; Заявл. 04.05.2001; Оpubл. 14.02.2002. – 19 с.
21. Zigon B., Lavrencic B.B. Pyroelectric thin-film detector performance (vinylidene fluoride–tetrafluoroethylene)// Sensors&Actuators. – 1994. – A36.– P. 158–171.
22. Пат. 0817145 ЕС, МКИ G 08 B 13/191. Infrared sensor/ Zapp R., (Германия); АВВ Patent GMBH (Германия). – N109911; Заявл. 18.06.97; Оpubл. 07.01.98. – 6с.
24. Пат. 4614938 США, МКИ G 08 B 13/191. Dual channel pyroelectric intrusion detector/ Weitman I. (США); Pittway Corp. (USA) – N612594; Заявл.21.05.84; Оpubл. 30.09.86. – 5 с.

24. Како Н., Яманэ Я. Датчики и микро-ЭВМ. – Л.: Энергоатомиздат, 1986 – 129 с.
25. Advanced sensors technologies. Products catalog. – Fremont: PerkinElmira Optoelectronics, 2002. – 50 с.
26. Pyroelectric detectors. Single element detectors. Basic line. – Dresden: Infra Tech GmbH, 1999. – 9 с.
27. Pyroelectric infrared sensor & sensor module. Catalog № S21E-2. – Tokyo: Murata Manufacturing Co., Ltd., International Division, 2000. – 15 с.
28. Новик В.К., Гаврилова Н.Д., Ройтберг М.Б., Рабинович А.З. Методы обнаружения и исследования пироэффекта. – «Электронная техника. Серия 14. Материалы», 1969, выпуск 1. – С. 167–174.
29. Иванов Н.Р., Пельц С.Д., Шувалов Л.А., Чингина Ю.А. Пироэффект в тригидроселените лития. – В книге: Материалы семинара МДНТП им. Ф.Э. Дзержинского, май 1972, М., О-во «Знание», 1972. – С. 111–113
30. Pyroelectric infrared sensor & sensor module. Catalog № S21E-5. – Tokyo: Murata Manufacturing Co., Ltd., International Division, 2002. – 18 с.
31. Пат. 4221037 Германия, МКИ G 01 J 5/06. Pyroelectric or thin film bolometr thermal radiation sensor – has photolithographically-structurable layer with infrared absorption characteristics, several microns in thickness on radiation-receiving surface sensor over silicon substrate / Plotz F. et. al. (Германия); Heimann Optoelectronic (Германия). – N221037; Заявл. 26.06.92; Оpubл. 05.01.94. – 5 с.
32. MEMS Infrared sensors catalog / Thermometrics Global Business – Edison Thermometrics New Jersey, 2001. – 34 с.
34. Пат. 20001058861 Германия, МКИ H 01 L 27/146. Pyroelectric image sensor and method for producing the same/ Kolb S. et. al. (Германия); Siemens AG, Infineon Technologies AG (Германия). – N04374; Заявл. 21.11.2001; Оpubл. 30.05.2002. – 24 с.
34. Пат. 5860741 США, МКИ G 01 J 05/08, G 01 J 05/06, G 01 J 05/62. Absolute radiation thermometr/ Huang J. et. al. (Тайвань); Opto Tech Corp. (Тайвань) – N73864; Заявл. 30.10.96; Оpubл. 19.01.99. – 19 с.
35. Костенко В.Л. Измерительные преобразователи на основе комбинированных твердотельных структур / Швец Е.Я., Киселев Е.Н., Омельчук Н.А. – Запорожье, издательство ЗГИА, 2001. – 101 с.
36. Костенко В.Л. Особенности построения корпоративных сетей интеллектуальных датчиков параметров технологических процессов / Швец Е.Я.,

Максименюк А.В., Киселев Е.Н. / *Металлургия (сб. научных трудов)* / отв. ред. Колесник Н.Ф., Колобов Г.А. – Запорожье: ЗГИА, 2004. – выпуск 8 – С. 146–148.

37. Болванович Э.И. Полупроводниковые пленки и миниатюрные измерительные преобразователи. – Мн.: Наука и техника, 1981, – С. 8 – 16.

38. Пат. 0721226 ЕС, МКИ Н 01 L 37/02. Improvements in or relating to thermally sensitive elements/ Belcher J.F. et al. (США) Texas Instruments Inc. – N309543; Заявл. 29.12.95; Опубл. 10.07.96. – 13 с.

39. Киселев Е.Н. Дистанционное измерение тепловых потоков малой мощности/ Костенко В.Л. // *Состояние, проблемы и направления развития производства цветных металлов в Украине.* – Запорожье: ЗГИА, 2001 – С. 352–357.

40. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ–Вінниця», 2000 – 303 с.

41. Watanabe Y. Memory Retention and Switching Speed of Ferroelectric Field Effect in (Pb, La)(Ti, Zr)O<sub>3</sub>/La<sub>2</sub>CuO<sub>4</sub>:Sr Heterostructure / Tanamura M., Matsumoto Y. // *Japan. J. Appl. Phys.*, 35, pt. 1, 1564. – 1995. – P. 78 – 89.

42. Chen F.Y. Experimental characterization and modeling of a ferroelectric bulk channel field effect transistor with nonvolatile memory characteristics / Fang Y.K., Sun M.J., Chen J.–R. // *Appl. Phys. Lett.*, 69, 812. – 1996. – P. 56–61.

44. Rep D.B.A. Equivalent–circuit modelling of ferroelectric switching devices / Prins M.W. // *J. Appl. Phys.*, 85, 7923, 1999. – P. 81– 98.

44. Берман Л.С. Моделирование гистерезиса структуры металл—сегнетоэлектрик—полупроводник // *ФТП*, 35, 68. – 2001. – С. 200–202.

45. Miller S.L. Modeling ferroelectric capacitor switching with asymmetric nonperiodic input signals and arbitrary initial conditions / Schwank J.R., Nasby R.D., Rodgers M.S. // *J. Appl. Phys.*, 70, 2849, 1991. – P. 68–74.

46. Берман Л.С. Моделирование вольт–амперных характеристик полевого транзистора с сегнетоэлектрическим изолятором // *ФТП*, 35, 11. – 2001. – С. 1391–1395.

47. Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1989 – 368 с.

48. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1981 – Т. 1. – 1981. – 456 с.

49. Блейкмор Дж. Статистика электронов в полупроводниках. – М.: Мир, 1964 – 246 с.

50. Bloom P.W.M. Quantum beats versus polarization interference: An experimental distinction / Wolf R.W., Cillessen J.F.M., Krijck M.P.C. Phys. Rev. Lett., 73, 210. – 1994. – P. 203–207.

51. Веселовский И.А. Глубокая модуляция проводимости в перовскитном сегнетоэлектрическом полевом транзисторе / Грехов И.В., Делимова Л.А., Линийчук И.А. // Письма ЖТФ, 27 (1), 39 – 2001. – С. 39 – 46.

52. Деклараційний патент України № 43000 А. 7 Н01L27/00, G01R21/00. Вимірювальний перетворювач потужності на НВЧ/ Кісельов Є.М., Костенко В.Л. – опубл. 15.11.2001. Бюл. № 10

54. Костенко В.Л. Твердотельный измерительный преобразователь мощности на СВЧ// «Измерительная техника», 1996. – № 2. – С. 13–14.

54. Киселев Е.Н. Адаптивный преобразователь поглощаемой мощности СВЧ–сигнала / Костенко В.Л. // Тез. Докл. 6–й Всероссийской науч.–техн. Конф. «Состояние и проблемы измерений», 23–25.10.1999 г., МГТУ им. Баумана. – С. 261–262.

55. Киселев Е.Н. Сенсор ИК–излучения / Костенко В.Л. // Тез. Докл. 6–й Всероссийской науч.–техн. Конф. «Состояние и проблемы измерений», 23–25.10.1999 г., МГТУ им. Баумана. – С. 259–260.

56. Физический энциклопедический словарь / Гл. ред. Прохоров А.М. – М.: «Сов. энциклопедия», 1962. – 944 с.

57. Разевиг В.Д. Применение программ P–CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2. Модели компонент аналоговых устройств. – М.: Радио и связь, 1992. – 72 с.

58. Пат. 0108385 США, МКИ G 01 J 5/00. Pyroelectric sensor / Joseph V. Mantese; Delphi Technology – №05100; Заявл. 20.02.2004; Оpubл. 17.04.2007 – 16 с.

59. Пат. 4024560 США, МКИ H 01 L 29/78. Pyroelectric–field effect electromagnetic radiation detector / Robert C. Miller, Shu–Yau Wu; Заявл. 04.09.1975; Оpubл. 17.04.1977 – 16 с.

60. Пат. 3426255 США, МКИ H 01 L 11/14. Field effect transistor with a ferroelectric control gate layer / Walter Heywahg Munich; Заявл. 01.07.1965; Оpubл. 29.06.1966 – 16 с.

61. Science and technology of integrated ferroelectrics/ Selected papers from eleven years of the proceedings of the international symposium on integrated ferroelectrics/ Carlos Paz de Araujo, Orlando Auciello, Ramamoorthy Ramesh, George W. Taylor/ Gordon and Breach Science Publishers, 2000. – 681 p.

62. Ferroelectric Thin Films / NATO ASI Series (E), 1995. – V.284.

64. Костенко В.Л. Особенности технологии производства интегрального датчика лучистой энергии / Киселев Е.Н. // Эффективность реализации научного, ресурсного и промышленного потенциала в современных условиях: Тематическая подборка и Материалы 1–ой промышленной меж–нар. Конференции, 19.02.2001–24.02.2001, п. Славское – Киев: УИЦ «Наука. Техника. Технология». – С. 171–172.

64. Blum J.V. Sol–Gel derived PbTiO<sub>3</sub> / Gurkovich S.R. / J. Mat. Sci., 1985 – № 20. – P. 4479.

65. Matsuda M. et all. Advanced process control for semiconductor thermal process / Hitachi Review, vol. 51, 2002. – № 4. – P. 109–112.

66. RTC HT–Series infrared furnaces. – Vita Elektronik AB, Malme, Sweden, 1998. – 23 с.

67. Centrotherm product review. – Elektrische Anlagen GmbH, Blaubeurn, Germany, 2004. – 31 с.

68. Кузьмин В.И. Технологическое оборудование для производства печатных узлов с поверхностно–монтируемыми элементами. // Экономика и производство. Технологии. Оборудование. Материалы, № 8–9 (август–сентябрь), 1998 г. – С. 23–31.

69. Небабин В.Г. Методы и техника противодействию радиолокационному распознаванию / Белоус О.И. // «Зарубежная радиоэлектроника», 1987. – № 2. – С. 38–47.

70. Костенко В.Л.. Антиотражающее покрытие на основе тонких пироэлектрических пленок / Швец Е.Я., Киселев Е.Н // Сб. докладов 12–го меж–нар. Симпозиума «Тонкие пленки в электронике», 23–27.04.2001 г., Харьков. – С. 102–104.

71. Грачев А.А. Поверхностный монтаж электронных компонентов / Малиновский Н.П // Электронные компоненты и системы, № 1, 2002. – С. 28 – 47.

72.Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління / Я. І. Лепіх, Ю. О. Гордієнко, С. В. Дзядевич [та ін.] ; за ред. Я. І. Лепіха, В. О. Романова. – Одеса : Астропринт, 2011. – 352 с.

73.Невлюдов І.Ш. Автоматичне управління технологічними об'єктами / І.Ш. Невлюдов, О.В. Токарева. – Київ : НАУ, 2018. – 200 с.

74.Бурий О. А. Сенсори газів на наноструктурах: сучасний стан та перспективи досліджень / О. А. Бурий, С. Б. Убізський // Вісник Національного універс-

итету «Львівська політехніка». Серія: Радіоелектроніка та телекомунікації. — Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2017. — № 885. — С. 113–131.

75. Датчики: Справочное пособие / Под общ. ред. В.М. Шарапова, Е.С. Полищука. Москва: Техносфера, 2012. –624 с.

76. Czubenko, M.; Kowalczyk, Z. A Simple Neural Network for Collision Detection of Collaborative Robots. *Sensors* 2021, 21, 4235. <https://doi.org/10.3390/s21124235>

77. Lei Hang, Wenquan Jin, HyeonSik Yoon, Yong Geun Hong and Do Hyeun Kim. Design and Implementation of a Sensor–Cloud Platform for Physical Sensor Management on CoT Environments// *Electronics* 2018, 7, 140; –P.1–25. [doi:10.3390/electronics7080140](https://doi.org/10.3390/electronics7080140)

78. George Manea, Sorin Popa. Integration of sensor networks in cloud Computing // *U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 78, Iss. 2, 2016*

79. Ambika Nagaraj. Introduction to Sensors in IoT and Cloud Computing Applications. Bangalore, India. 2021. –520 p.

80. Assaf, T. A Frequency Modulation–Based Tactel Array: A Bio–Inspired Architecture for Large–Scale Artificial Skin. *Sensors* 2021, 21, 5112. –P.1–17. <https://doi.org/10.3390/s21155112>

81. Neto, M.; Ribeiro, P.; Nunes, R.; Jamone, L.; Bernardino, A.; Cardoso, S. A Soft Tactile Sensor Based on Magnetics and Hybrid Flexible–Rigid Electronics. *Sensors* 2021, 21, 5098. –P.1–25. <https://doi.org/10.3390/s21155098>.

82. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

83. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепка – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.

84. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: [http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14.\\_nakazy\\_ta\\_rozpor\\_183575/248+58074-detail.html](http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html)



85. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация. - [Электронный ресурс] - Режим доступа: [http://www.znaytovar.ru/gost/2/GOST\\_12000374\\_SSBT\\_Opasnye\\_i\\_v.html](http://www.znaytovar.ru/gost/2/GOST_12000374_SSBT_Opasnye_i_v.html)

86. ГОСТ 12.2.032-78 Система стандартов безопасности труда. рабочее место при выполнении работ сидя. общие эргономические требования - [Электронный ресурс] - Режим доступа: [http://www.yondi.ru/inner\\_c\\_article\\_id\\_1140.phtm](http://www.yondi.ru/inner_c_article_id_1140.phtm)

87. ДБН В.2.5-28-2006 Природне і штучне освітлення - [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

88. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів - [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://dnop.com.ua/dnaop/act3167.htm>

89. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Электронный ресурс] - Режим доступа: [http://sop.zp.ua/norm\\_npaop\\_0\\_00-7\\_15-18\\_01\\_ua.php](http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php)

90. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

91. Конституція України від 28.06.1996 № 254к/96-ВР

92. Про охорону праці Закон України від 14.10.1992 № 2694-ХІІ - [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/2694-12>

Додаток А  
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Зав. кафедри РТ ВНТУ,  
д.т.н., професор  
\_\_\_\_\_ О.В. Осадчук  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2021 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ  
на виконання кваліфікаційної роботи  
**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**  
08–36.МКР.005.00.000 ТЗ

Керівник роботи:  
\_\_\_\_\_ к. т. н., доцент Осадчук Я.О.  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2021 р.

Розробив студент гр. РТ–20м  
\_\_\_\_\_ Яковенко М.В.  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2021 р.

Вінниця ВНТУ 2021

## 1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 277 « 24 » 09 2021 р. та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “02” вересня 2021 р.

Дата закінчення: “20” грудня 2021 р.

## 2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

**Мета роботи** полягає в покращенні метрологічних параметрів радіовимірювальних сенсорів температури на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.

### **Об’єкт дослідження**

Процес перетворення температури у частотний сигнал на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.

### **Предмет дослідження**

Статичні і динамічні характеристики радіовимірювальних частотних сенсорів температури з піроелектричними чутливими елементами на основі транзисторних структур з від’ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.

### **Методи дослідження**

Ґрунтуються на використанні:

- рівнянь математичної фізики під час розробки математичної моделі сенсора;
- основних положень функції комплексної змінної для визначення функції перетворення і рівнянь чутливості;
- теорії розрахунку нелінійних електричних кіл з використанням законів Кірхгофа для визначення повного опору мікроелектронних частотних сенсорів температури.

Поставлена мета в магістерській кваліфікаційній роботі можлива за рахунок розв’язання наступних *задач*:

1. Провести аналіз методів і пристроїв вимірювання температури та обґрунтувати переваги пристроїв на основі радіовимірювальних піроелектричних перетворювачів.

2. Розглянути метод вимірювання температури, який базується на безконтактному перетворенні температури в частотний сигнал за допомогою радіовимірювального пристрою.

4. Розробити радіовимірювальний сенсор температури на основі транзисторної структури з від'ємним диференційним опором, який би забезпечував перетворення температури, у частотний сигнал з високою точністю та чутливістю.

*Методи дослідження* базуються на використанні рівнянь математичної фізики; основних положень теорії функції комплексної змінної для визначення функцій перетворення та рівнянь чутливості; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл з використанням методу вузлових потенціалів для визначення повного опору; теорії вимірювань для оцінювання метрологічних характеристик запропонованого пристрою вимірювання температури.

#### 4. ДЖЕРЕЛА РОЗРОБКИ

1. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 1999.

2. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Напівпровідникові перетворювачі інформації. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2004.

4. Осадчук В. С. та Осадчук О. В., Перетворювачі тиску і магнітного поля. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005.

4. Осадчук О. В., Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2000.

5. Осадчук В. С., Осадчук О. В., та Мартинюк В. В. , “Дослідження частотного перетворювача магнітної індукції на основі двох біполярних транзисторів,” Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 6, с.111–112, 2004.

6. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.

#### 4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи РТ–20м Яковенко Максим Володимирович

## 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пристрій має бути виконаний у вигляді окремого функціонального блоку та з'єднуватись за допомогою роз'ємів з іншими пристроями. У варіанті виконання із застосуванням МК номінальна напруга живлення +5 В.

### 5.2 Вид цифрових елементів

В якості цифрових елементів використовується мікроконтролер ESP32.

### 5.3 Джерело електроенергії

номінальна напруга +5 В.

### 5.4 Споживана потужність

Споживана потужність не повинна перевищувати 0,15 Вт.

### 5.5 Час готовності до роботи

Час готовності до роботи, не більше 15 с

### 5.6 Параметри джерела живлення:

Номінальна напруга живлення +5 В. Струм споживання знаходиться в межах 25–150 мА.

### 5.7 Робоча частота:

Діапазон робочих частот становить 50 кГц – 40000 кГц;

### 5.8 Діапазон вимірюваних температур:

Діапазон вимірюваних температур складає 0...+150 °С.

Провести експериментальне дослідження вольт–амперної характеристики радіовимірювальних температурних сенсорів.

Провести експериментальне дослідження залежності частоти генерації від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів.

## 6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		Початок	Закінчення		
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження МКР.	03.09.2021	14.09.2021	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів.	15.09.2021	21.09.2021	Аналіз літературних джерел. Підготовлений матеріал основних розділів.	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання.	21.09.2021	25.09.2021	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми. Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми.	26.09.2021	09.10.2021	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ. Розділ 1-2. Звіт по переддипломній практиці.
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	10.10.2021	03.11.2021	Проведені розрахунки та дослідження.	Розділ 3-4.
6.	Розділ моделювання	04.11.2021	12.11.2021	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	13.11.2021	18.11.2021	Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	19.11.2021	24.11.2021	Економічна частина	Розділ 5
9.	Охорона праці (ОП)	25.11.2021	30.11.2021	Частина БЖД	Розділ 6
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	01.12.2021	08.12.2021	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормконтроль	09.12.2021	12.12.2021	Підпис нормконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання рецензування МКР	13.12.2021	19.12.2021	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	21.12.2021	23.12.2021	Позитивний захист	Протокол ЕК

## 7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи буде зроблено:

- Розроблено електричні принципові схеми радіовимірювальних сенсорів температури на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.
- Розглянуто математичну модель піроелектричних чутливих елементів, для виконання експрес-аналізу їх характеристик.
- Розроблено математичну модель радіовимірювальних сенсорів температури на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.
- Проведено експериментальне дослідження вольт-амперної характеристики радіовимірювальних температурних сенсорів.
- Проведено експериментальне дослідження залежності частоти генерації від напруги живлення радіовимірювальних температурних сенсорів.

## 8. МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

## 9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ІІІ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

## 10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання роботи повинна містити:

- електричну принципову схему радіовимірювальних сенсорів температури на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ..
- математичну модель радіовимірювальних сенсорів температури на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.
- Експериментальні характеристики радіовимірювальних сенсорів температури на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором для спеціалізованих хмарних платформ.
- дослідження питань охорони праці.

## 11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

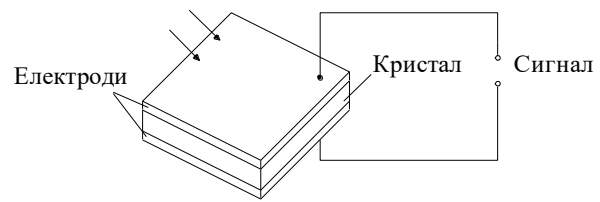
У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

Еквівалентна схема піроелектричного сенсора





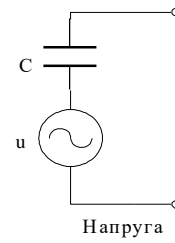
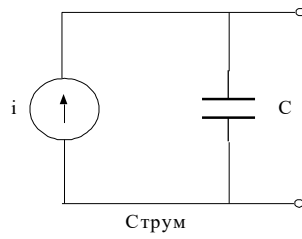
Піроелектричний сенсор



Ємність



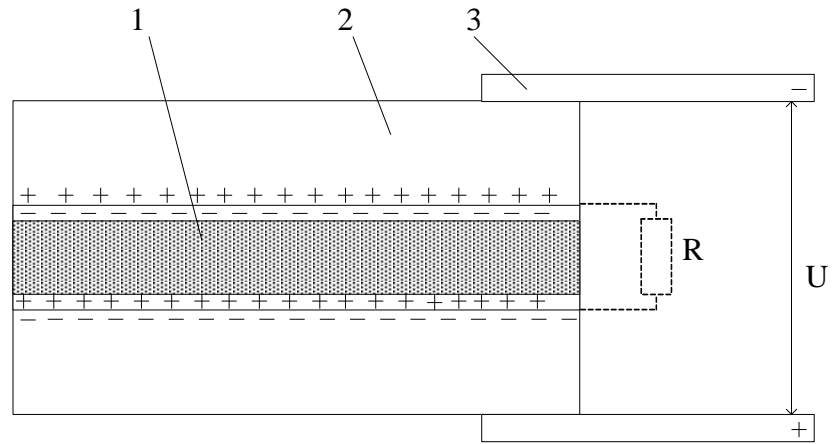
Генератор



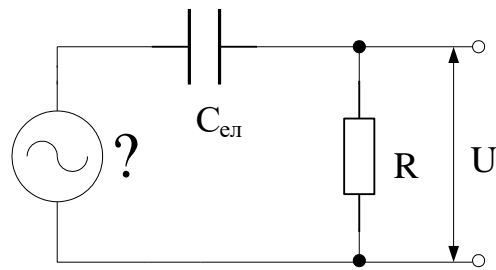
Додаток В  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

Ввімкнення піроелектрика у зовнішнє коло (а) і його еквівалентна  
схема (б)



a)

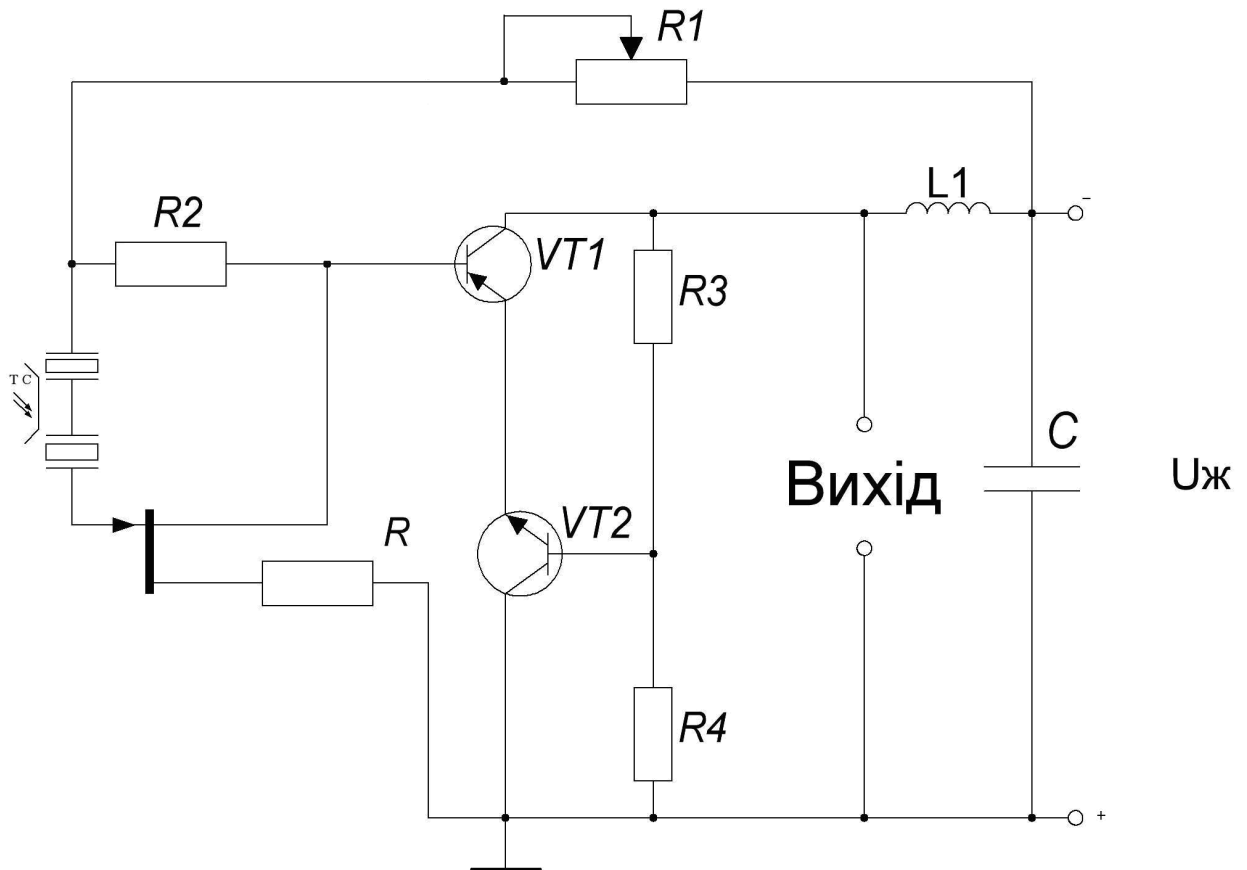


б)

Додаток Д  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

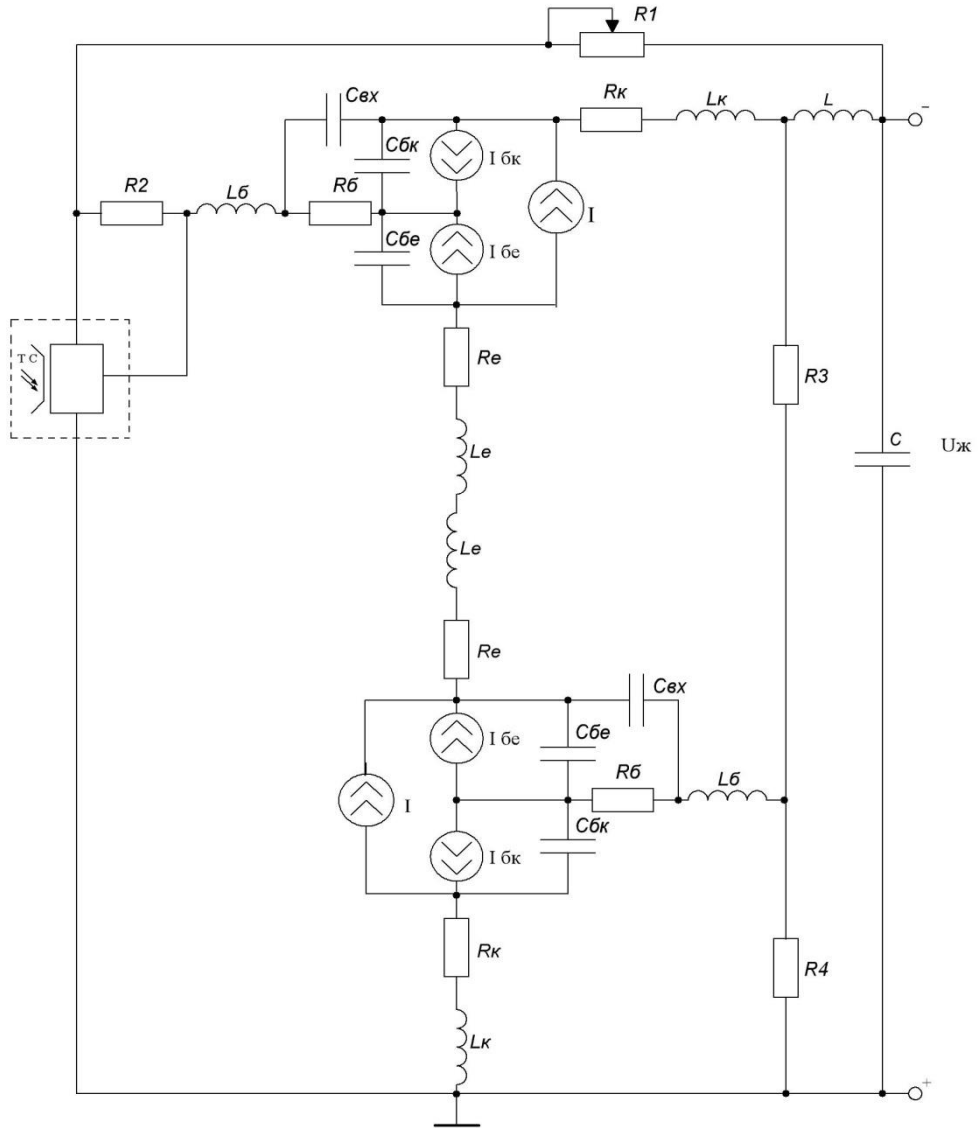
Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі  
структури з біполярних транзисторів



Додаток Е  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

Еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі  
структури з біполярних транзисторів

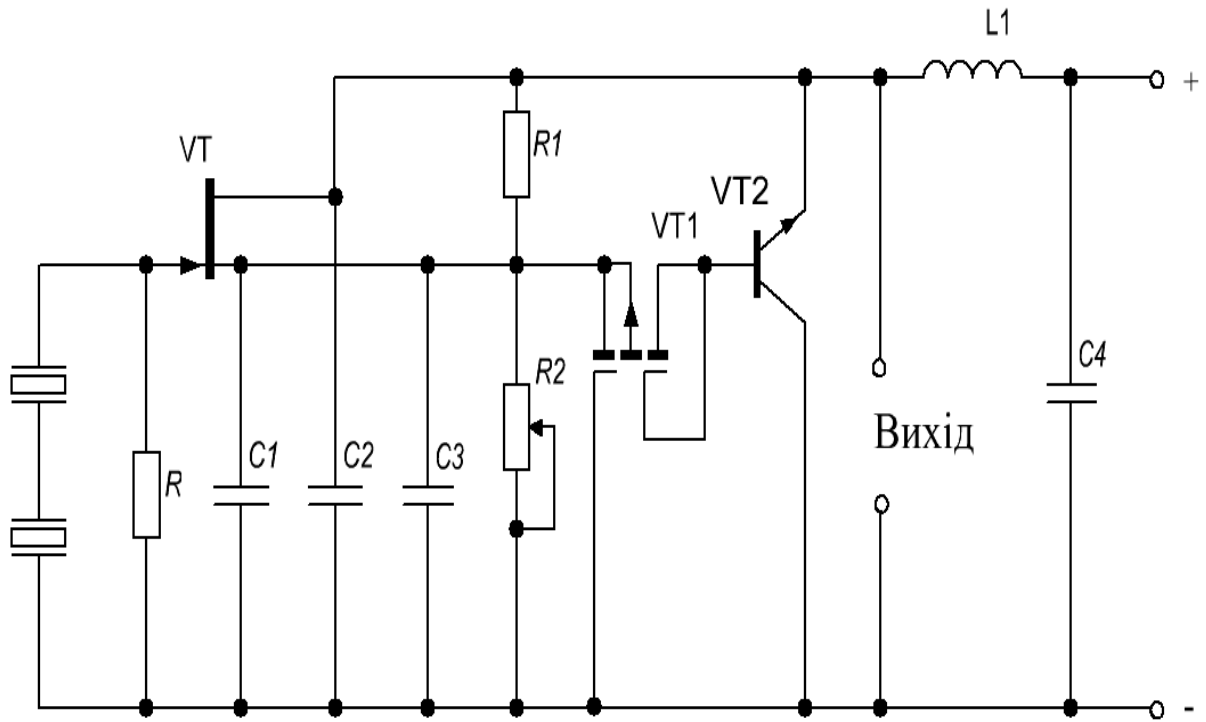


Додаток Ж  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

Електрична схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів

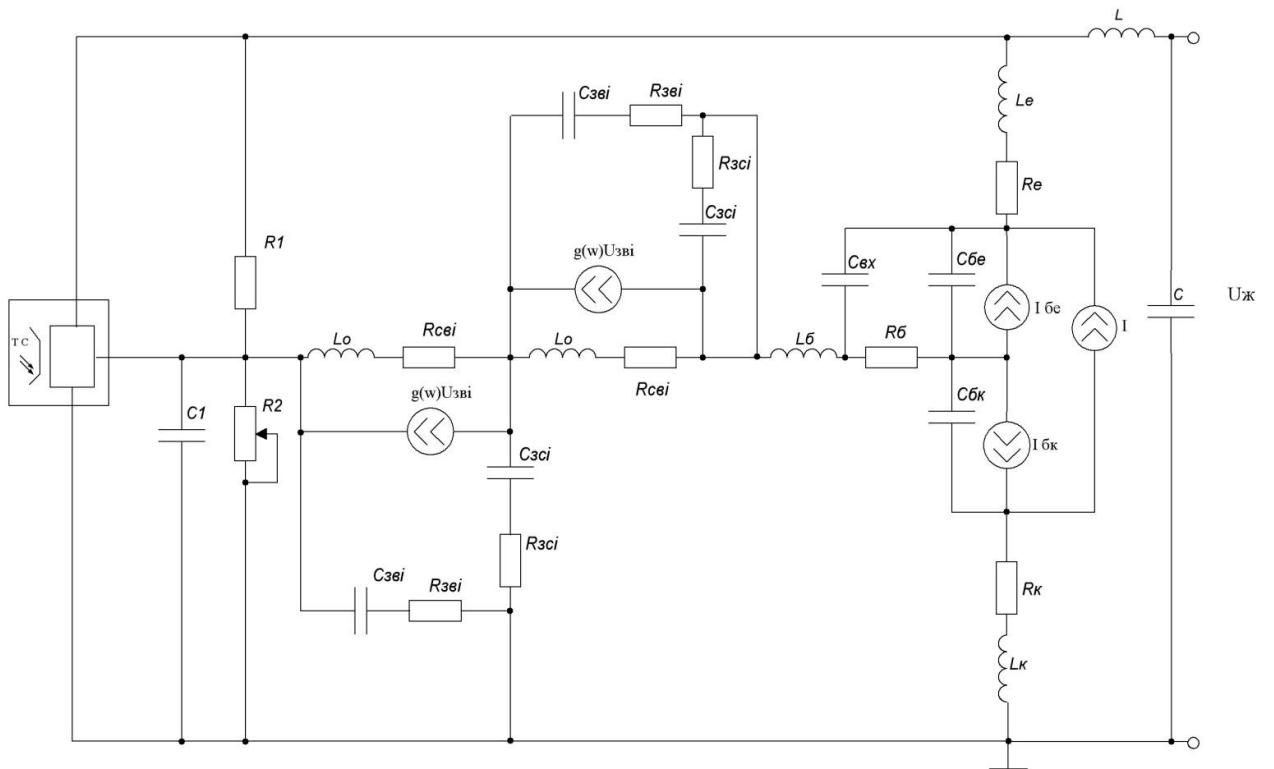




Додаток К  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

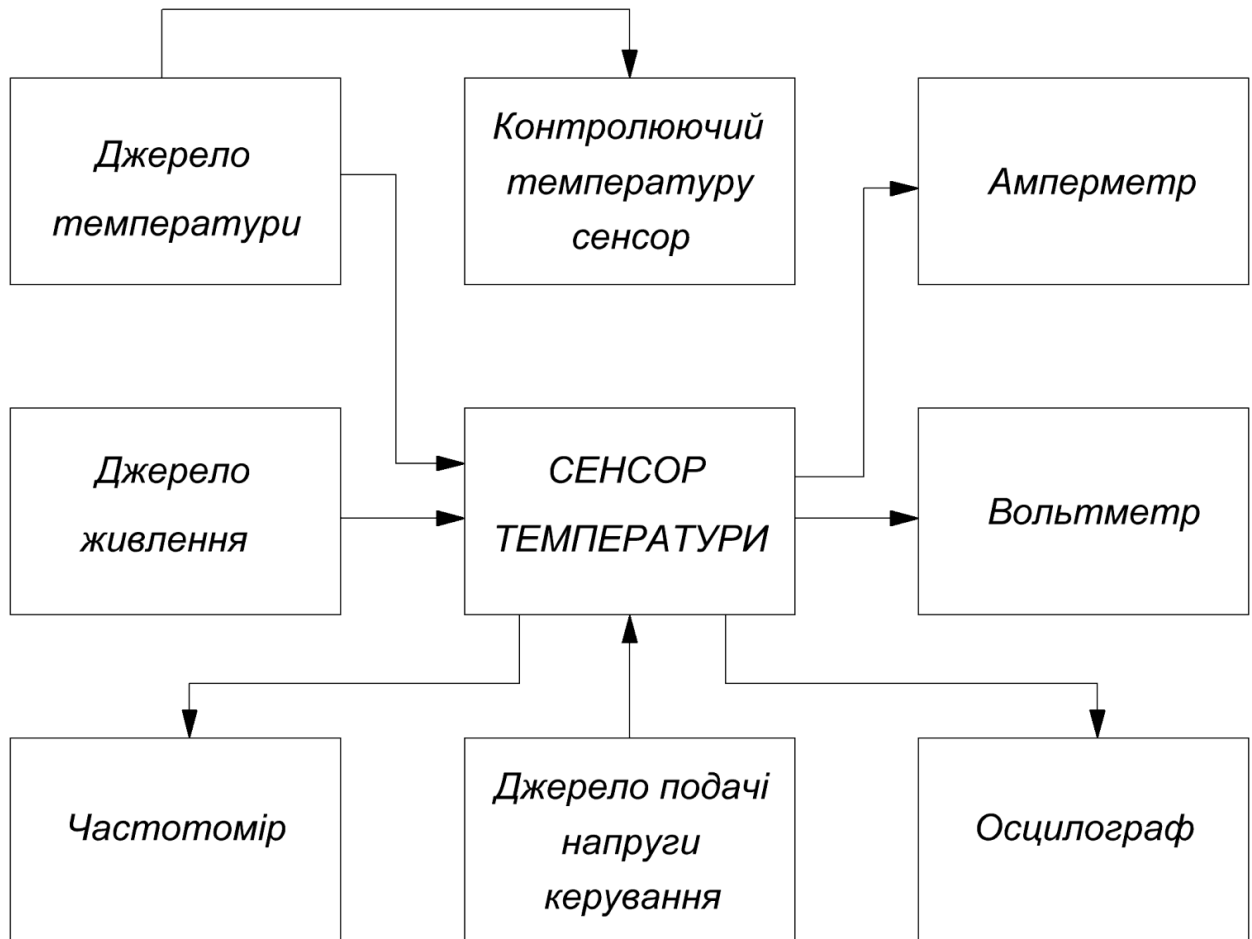
Еквівалентна схема радіовимірювального температурного сенсора на основі структури біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів



Додаток Л  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

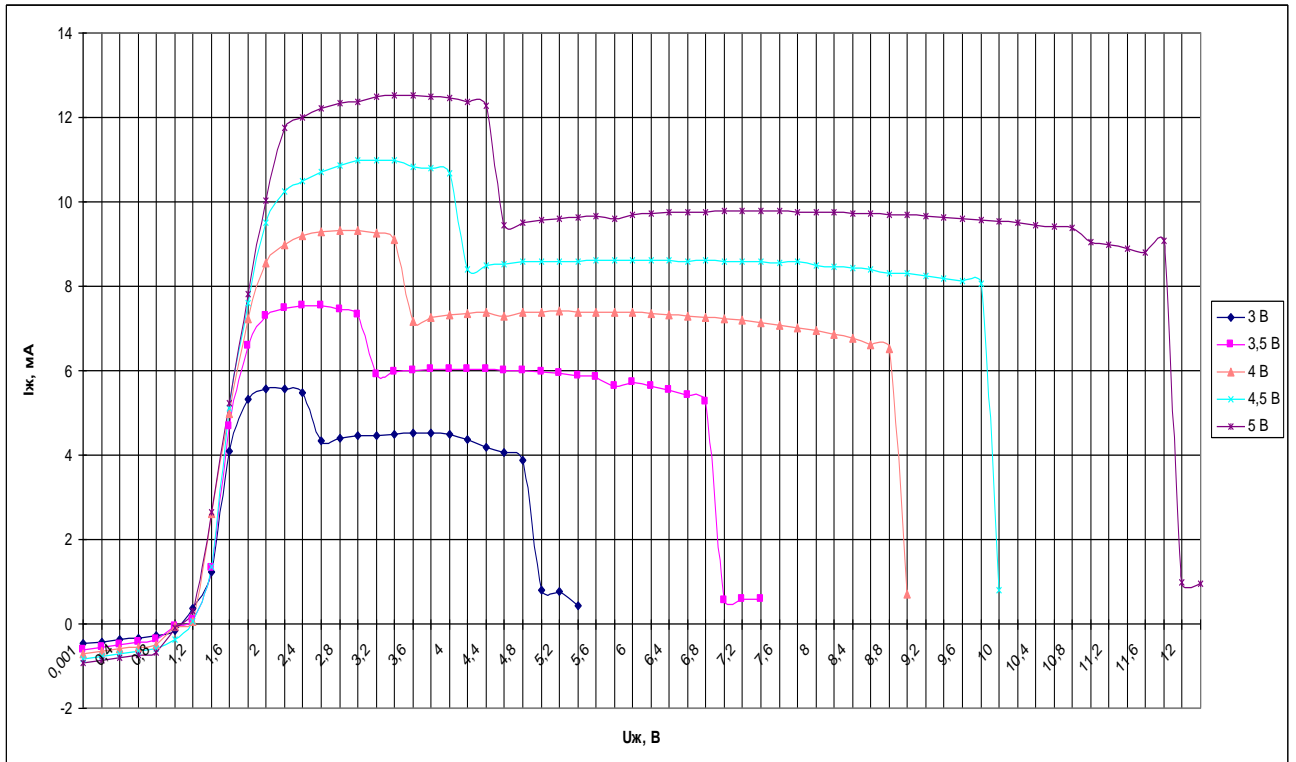
Блок–схема вимірювальної установки



Додаток М  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

ВАН радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

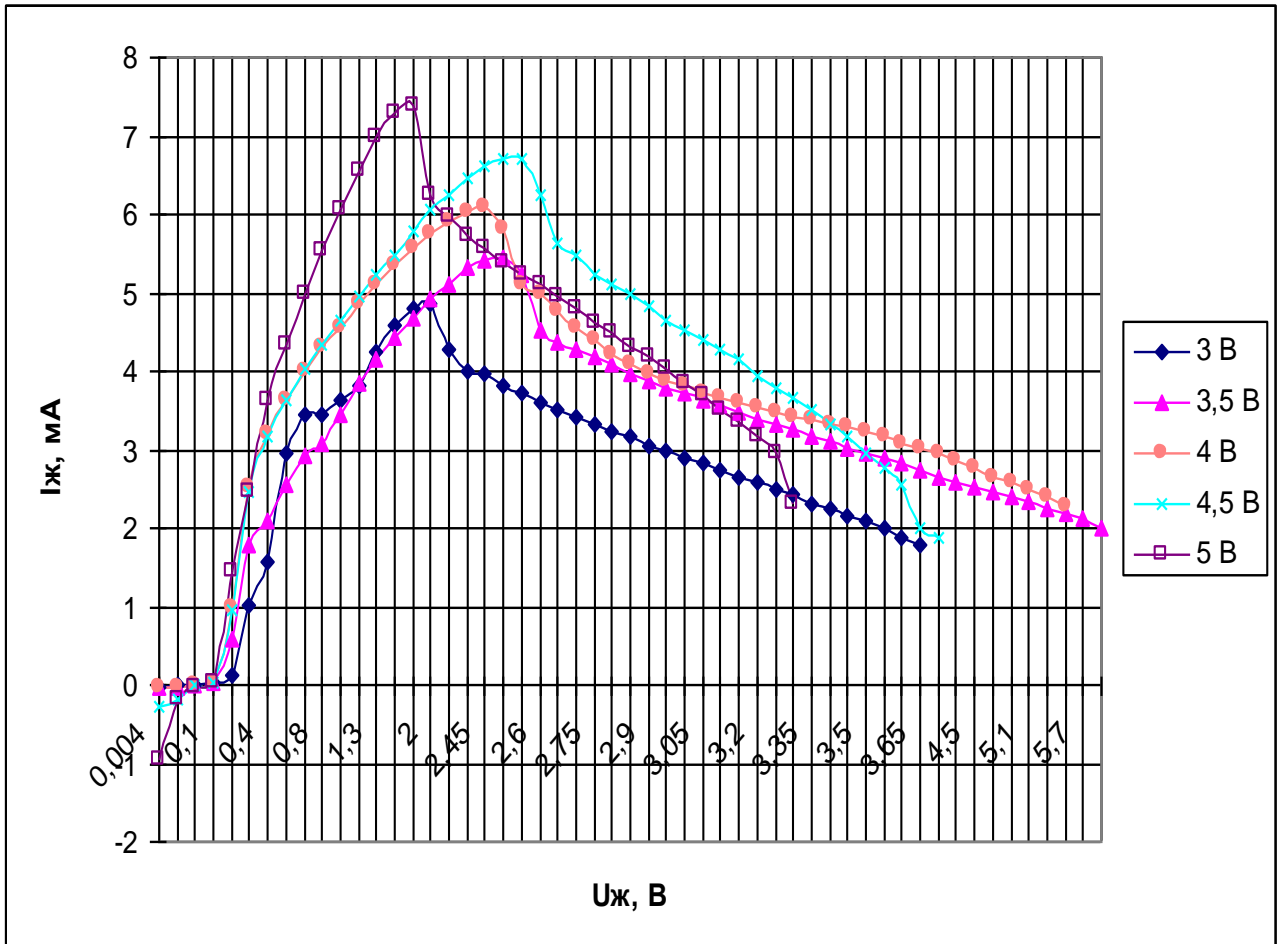


Додаток Н  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

ВАН радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярного та двозатворного польового МДН транзисторів





Додаток О  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР ТЕМПЕРАТУРИ ДЛЯ  
СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ХМАРНИХ ПЛАТФОРМ**

Експериментальні (при різних напругах керування 3 В; 3,5 В; 4 В; 4,5 В; 5 В) залежності активної складової повного комплексного опору від напруги живлення для радіовимірювального температурного сенсора на основі структури, що складається з біполярних транзисторів

