

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра радіотехніки

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до магістерської кваліфікаційної роботи
за освітньо-кваліфікаційним рівнем «магістр»

на тему:

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ**

08-36.МКР.002.00.000 ПЗ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-19м
Спеціальність 172 – Телекомунікації та ра-
діотехніка Освітня програма: Радіотехніка
_____ Доброленський О. О.

Керівник: д.т.н., проф. каф. РТ
_____ Осадчук О.В.
« _____ » _____ 2020 р.

Рецензент: к.т.н., доцент. каф. ТКСТБ

« _____ » _____ 2020 р.

Вінниця ВНТУ – 2020 рік

Вінницький національний технічний університет

Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем

Кафедра Радіотехніки

Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., професор О.В. Осадчук

“ 28 ” 09 2020 року

З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Доброленському Олександрю Олеговичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіовимірювальна система клімат-контролю автомобіля»

керівник роботи Осадчук Олександр Володимирович, д.т.н., професор

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від “25” 09 2020 року №214

2. Строк подання студентом роботи 10 грудня 2020 року

3. Вихідні дані до роботи: напруга живлення +5 В; джерело енергії – блок живлення; номінальна напруга +12 В; +3,3 В; споживана потужність не повинна перевищувати 0,5 Вт; струм споживання знаходиться в межах 1-15 мА; діапазон робочих частот становить 50 кГц - 6500 кГц; діапазон вимірювання температури складає -60...+125 °С.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану параметричних сенсорів температури, вологи та тиску для створення системи клімат-контролю автомобілів; радіовимірювальні параметричні сенсори температури, вологи та тиску; розробка мікропроцесорної радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): схема електрична принципова; параметричний сенсор перетворення температури в частоту, схема електрична принципова; сенсор перетворення температури у частоту для термопари з термо-ЕРС; радіовимірювальний параметричний сенсор температури на основі біполярних транзисторів; структурна схема; схема ввімкнення сенсора температури; електрична-принципова схема блоку сенсорів; вхідний підсилювач-формувавч; топологія друкованої плати.

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	к.т.н., доцент Березюк О. В.		
Економічна частина	к.е.н., ст. викл. Кавецький В.В.		

7. Дата видачі завдання 29 вересня 2020 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	03.09.2020-14.09.2020	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020-21.09.2020	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020-25.09.2020	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09.2020-09.10.2020	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020-25.10.2020	
6.	Розділ моделювання	26.10.2020-04.11.2020	
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020-15.11.2020	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11.2020-19.11.2020	
9.	Охорона праці (ОП)	19.11.2020-22.11.2020	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2020-29.11.2020	
11.	Нормоконтроль	30.11.2020-01.12.2020	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2020-04.12.2020	
13.	Захист МКР ЕК	11.12.2020-14.12.2020	

Студент

(підпис)

Доброленський О. О.

Керівник роботи

(підпис)

Осадчук О. В.

РЕФЕРАТ

УДК 621.38

Доброленський О. О. Радіовимірювальна система клімат-контролю автомобіля: магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ 2020 р. – 176 стор., рис.31, табл.23, бібл. 74 – українською мовою.

У даній магістерській кваліфікаційній роботі було проведено аналіз сучасного рівня розробок конструкцій параметричних сенсорів вологи, температури та тиску, що дозволив визначити можливі шляхи поліпшення радіовимірювальних систем клімат-контролю автомобіля.

Аналіз сучасного рівня розробок конструкцій параметричних сенсорів температури, тиску та вологи дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, температурної стабільності, стабільності електричних характеристик параметричних сенсорів, надійності, собівартості тощо.

Розроблено радіовимірювальні параметричні сенсори температури, тиску та вологості на основі транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором, які реалізують принцип перетворення «інформативний параметр – частота». На основі еквівалентних нелінійних схем радіовимірювальних параметричних сенсорів отримано аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості. Проведено дослідження електричних параметрів радіовимірювальних параметричних сенсорів вологості, температури та тиску, а також розраховано їх теоретичні залежності.

Проведені експериментальні дослідження радіовимірювальних параметричних сенсорів вологи, температури та тиску.

Розроблено схемне рішення мікропроцесорної радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля на основі частотних сенсорів температури, тиску та вологості.

У четвертому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

В розділі охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях розглянуті такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів кондиціонування повітря в приміщенні при виділенні надлишків теплоти, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: радіовимірювальний перетворювач, від'ємний диференціальний опір, радіовимірювальна система, математична модель, сенсор температури, сенсор тиску, сенсор вологості.

ABSTRACT

Dobrolensky O.O. Radiomeasuring system of climate control of the car: master's qualification work. - Vinnytsia: VNTU 2020 - 176p., Fig. 31, table.23 , bibl.74 - In ukrainian.

In this master's qualification work, an analysis of the current level of development of parametric sensors of humidity, temperature and pressure, which allowed to identify possible ways to improve radio measuring systems of climate control of the car.

Analysis of the current level of development of parametric sensors of temperature, pressure and humidity allowed to identify possible ways to improve their parameters: sensitivity, temperature stability, stability of electrical characteristics of parametric sensors, reliability, cost, etc.

Radiometric parametric sensors of temperature, pressure and humidity on the basis of transistor structures with negative differential resistance are developed, which implement the principle of transformation "informative parameter - frequency". Analytical expressions of the transformation function and sensitivity equation are obtained on the basis of equivalent nonlinear schemes of radiometric parametric sensors. The study of electrical parameters of radiometric parametric sensors of humidity, temperature and pressure is carried out, and also their theoretical dependences are calculated.

Experimental studies of radio-measuring parametric sensors of moisture, temperature and pressure were carried out.

The circuit solution of the microprocessor radio measuring system of climate control of the car on the basis of frequency sensors of temperature, pressure and humidity is developed.

The fourth section calculates the estimated cost of production of the device and the efficiency of the investment.

The section of labor protection and safety in emergency situations deals with such issues as technical solutions for occupational health and industrial sanitation, determining the parameters of air conditioning in the room when releasing excess heat, technical solutions for industrial and fire safety in the development of radio climate control system , safety in emergencies.

Keywords: radio measuring transducer, negative differential resistance, radio measuring system, mathematical model, temperature sensor, pressure sensor, humidity sensor.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПАРАМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ, ВОЛОГИ ТА ТИСКУ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СИСТЕМИ КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ АВТОМОБІЛІВ	11
1.1 Фізичне підґрунтя впливу температури на металеві і напівпровідникові матеріали	11
1.2 Радіовимірjuвальні параметричні сенсори тиску	28
1.3 Параметричні сенсори вологи.....	31
1.4 Висновки до розділу	35
2 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСОРИ ТЕМПЕРАТУРИ, ВОЛОГИ ТА ТИСКУ	36
2.1 Визначення ВАХ термочутливого параметричного сенсора на основі біполярних транзисторів.....	36
2.2 Розрахунок повного опору, функції перетворення та чутливості парамет- ричного сенсора температури на основі біполярних транзисторів.....	40
2.3 Розрахунок функції перетворення радіовимірjuвального параметричного се- нсора тиску з тензочутливим резистором.....	45
2.4 Виведення ВАХ вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів.....	57
2.5 Функція перетворення вологочутливого параметричного сенсора з частот- ним виходом на основі двох МДН–транзисторів з вологочутливим МДН–конденсатором	65
2.6 Висновки до розділу	72
3 РОЗРОБКА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ АВТОМОБІЛЯ	73
3.1 Розробка структурної схеми радіовимірjuвальної системи клімат-контролю автомобіля	73
3.2 Розробка блока керування радіовимірjuвальною системою	74
3.3 Розробка блока сенсорів температури, тиску та вологості	85
3.4 Розробка вхідного підсилювача-формувача.....	89
3.5 Висновки до розділу	93
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	94
4.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР	94
4.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	95
4.1.2 Оцінювання рівня новизни розробки	99
4.1.3 Визначення рівня конкурентоспроможності розробки	103
4.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіовимірjuваль- ної системи клімат-контролю автомобіля	105
4.2.1 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки	113
4.2.2 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності	115

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	119
5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія	119
5.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони	119
5.1.2 Виробниче освітлення	123
5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання	124
5.1.4 Виробничі випромінювання	125
5.2 Технічні рішення щодо промислової та пожежної безпеки під час проведення розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля	126
5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць	126
5.2.2 Електробезпека	126
5.2.3 Пожежна безпека	126
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях	128
5.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в умовах надзвичайних ситуацій	131
ВИСНОВКИ	134
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	136
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання	141
Додаток Б (обов'язковий) Схема електрична принципова	148
Додаток В (обов'язковий) Параметричний сенсор перетворення температури в частоту. Схема електрична принципова	150
Додаток Д (обов'язковий) Сенсор перетворення температури у частоту для термопари з термо-ЕРС. Схема електрична принципова	152
Додаток Е (обов'язковий) Параметричний сенсор тиску	154
Додаток Ж (обов'язковий) Радіовимірювальний параметричний сенсор температури на основі біполярних транзисторів	156
Додаток К (обов'язковий) Параметричний сенсор температури з термочутливим опором. Схема електрична принципова	158
Додаток Л (обов'язковий) Експериментальні залежності ВАХ в статичному та динамічному режимах радіовимірювального параметричного сенсора температури	160
Додаток М (обов'язковий) Структурна схема	162
Додаток Н (обов'язковий) Схема ввімкнення сенсора температури	164
Додаток П (обов'язковий) Електрична-принципова схема блоку сенсорів	166
Додаток Р (обов'язковий) Вхідний підсилювач-формувавч. Схема електрична принципова	168
Додаток С (обов'язковий) Схема електрична принципова	170
Додаток Т (обов'язковий) Друкована плата блоку сенсорів системи контролю температури (Масштаб 3:1). Топологія друкованої плати	172
Додаток У (довідниковий) Лістинги програм моделювання частотних параметричних сенсорів в середовищі Matlab 9.1	174

ВСТУП

Актуальність. Досягнення мікроелектроніки та радіотехніки в основному були реалізовані у засобах обробки інформації та обчислювальної техніки. Електронні системи радіоуправління також потребує впровадження досягнень схемотехнології, насамперед для параметричних сенсорів фізичних величин, а також для електронних засобів передачі та обробки вимірювальних сигналів.

У зв'язку з цим почались широкі дослідження і вивчення властивостей напівпровідникових приладів, які можна використовувати в якості параметричних сенсорів різноманітної фізичної інформації, одночасно застосовуючи їх для мікромініатюризації електронних засобів виконавчих органів.

Подальшим розвитком наукових досліджень у цьому напрямку для поліпшення параметрів параметричних сенсорів фізичної інформації є застосування реактивних властивостей і від'ємного опору для побудови інтегральних частотних параметричних сенсорів. У сенсорах такого типу виконується перетворення температури, тиску, вологості та інших зовнішніх впливів на частоту, що дозволяє виготовляти сенсори за інтегральною технологією, значно підвищити чутливість, розширити діапазон вимірюваних величин, поліпшити надійність і довготривалу стабільність параметрів. Використання в якості інформативного параметра частоти виключає застосування аналого-цифрових параметричних сенсорів для обробки інформації, що знижує собівартість систем радіоконтролю та радіоуправління.

Одним із наукових напрямків у розробці радіовимірювальних параметричних сенсорів є використання залежності реактивних властивостей і від'ємного опору напівпровідникових пристроїв від впливу зовнішніх фізичних величин і створення на цій основі нового класу радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, тиску та вологості з частотним виходом. Для вимірювання температури в даний час використовуються напівпровідникові або мікроелектронні сенсори, що виконані у вигляді мікросхем, інфрачервоні сенсори, термометри опору, термістори, термопари. Мікроелектронні сенсори призначені для вимірювання температури в діапазоні від $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Вони знаходять широке застосування у вимірювальних приладах, промислових установках, системах керування, медичній апаратурі, комп'ютерах, засобах зв'язку, блоках живлення та інше.

До основних виробників напівпровідникових параметричних сенсорів температури відносять такі відомі фірми, як Analog Devices, National Semiconductor, Dallas Semiconductor та інші. Лідером серед них є Analog Devices, що зайнята розробкою і випуском температурних параметричних сенсорів з виходом

по струму або напрузі, сенсори з перетворенням температури в часовий інтервал або цифровий код, сенсори з функціями контролера, вимірювальні вторинні сенсори для підключення термопар і термометрів опору [3].

Важливою перевагою цифрової радіоапаратури у порівнянні з аналоговою є висока надійність і завадостійкість під час передавання цифрових сигналів, легкість стиснення, зберігання, розділення і синхронізації цифрових сигналів, можливість їхньої обробки на будь-якому етапі за допомогою ЕОМ

Метою роботи є покращення розробка мікропроцесорної радіовимірювальної системи контролю температури, тиску та вологості технологічно сумісної з мікроелектронною технологічною базою за рахунок перетворення температури, тиску та вологи в частотний вихідний сигнал.

Об'єктом дослідження є процес перетворення температури, тиску та вологи у частотний вихідний сигнал у термочутливих, тензочутливих та вологочутливих транзисторних структурах, що породжує задачу розбудови радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, тиску та вологості з покращеними метрологічними характеристиками.

Предмет дослідження - характеристики радіовимірювальних параметричних сенсорів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним диференційним опором, а також розробка мікропроцесорної радіовимірювальної системи контролю температури, тиску та вологості.

Для досягнення поставленої мети у магістерській кваліфікаційній роботі розв'язуються такі задачі:

- проаналізувати існуючі параметричні сенсори температури, тиску та вологості та обґрунтувати переваги радіовимірювальних параметричних сенсорів на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором по відношенню до існуючих;

- розробити математичні моделі радіовимірювальних параметричних сенсорів на основі транзисторних структур з врахуванням впливу вимірювальних параметрів на чутливі елементи та експериментально дослідити їх характеристики;

- виконати експериментальну перевірку залежностей електричних параметрів та характеристик розроблених математичних моделей радіовимірювальних параметричних сенсорів та дослідити їх електричні параметри;

- розробити схемне рішення мікропроцесорної радіовимірювальної системи контролю температури, тиску та вологості.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: диференціального та інтегрального числення для створення математичної моделі; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей радіовимірювальних

параметричних сенсорів вологи; теорії функції комплексної змінної для визначення функцій перетворення та чутливості; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл для визначення імпедансу радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, тиску та вологості.

Наукова новизна роботи:

1. Розроблено математичні моделі радіовимірювального сенсора температури на основі біполярного та польового транзисторів з чутливим елементом на основі термочутливого резистора.
2. Розроблено математичні моделі радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярного та польового транзисторів з чутливим елементом на основі тензочутливого резистора.
3. Розроблено математичні моделі радіовимірювального сенсора вологості з частотним виходом на польових транзисторів з чутливим елементом на основі волого чутливого конденсатора.
4. Отримано аналітичні вирази для функції перетворення та рівняння чутливості радіовимірювальних сенсорів температури, тиску та вологості з частотним виходом.

Практичне значення одержаних результатів

Розроблено радіовимірювальні параметричні сенсори температури, тиску та вологості на основі транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором, які реалізують принцип перетворення «інформативний параметр – частота». На основі еквівалентних нелінійних схем радіовимірювальних параметричних сенсорів отримано аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості. Проведено дослідження електричних параметрів радіовимірювальних параметричних сенсорів вологості, температури та тиску, а також розраховано їх теоретичні залежності.

Проведені експериментальні дослідження радіовимірювальних параметричних сенсорів вологи, температури та тиску.

Розроблено схемне рішення мікропроцесорної радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля на основі розроблених частотних сенсорів температури, тиску та вологості.

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

Структура і обсяг роботи. Магістерська кваліфікаційна робота складається зі вступу, 5 розділів, висновків, переліку посилань та додатків.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПАРАМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ, ВОЛОГИ ТА ТИСКУ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СИСТЕМИ КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ АВТОМОБІЛІВ

1.1 Фізичне підґрунття впливу температури на металеві і напівпровідникові матеріали

Вплив температури на металеві і напівпровідникові матеріали виявляється в зміні їх провідності або опору, тобто в фізичному механізмі проходження через ці матеріали електричного струму під час дії температури. Згідно з загальними положеннями під електричним струмом який протікає через металеві і напівпровідникові матеріали розуміють направлений рух носіїв заряду, який накладається у вигляді дрейфу на хаотичний рух, який здійснюють ці частинки під дією зовнішнього електричного поля. Цими зарядженими частками є електрони, тому коли мова йде про металеві і напівпровідникові матеріали, то мають на увазі тверді тіла, у яких струм здійснюється тільки рухом електронів.

На основі фізичної моделі електронного газу у металевих і напівпровідникових матеріалах можна показати, що питома електропровідність твердого тіла визначається виразом

$$\delta = qn\mu \quad , \quad (1.1)$$

де q – заряд електрона, який дорівнює $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл; n – концентрація носіїв заряду у напівпровідникових матеріалах; μ – рухливості носіїв заряду у напівпровідникових матеріалах. Фізичний сенс цього виразу полягає в тому, що електричний струм здійснюється направленим рухом вільних електронів, які існують у напівпровідниковому матеріалі незалежно від зовнішнього електричного поля, і які хаотично рухаються подібно молекулам газу. Траєкторія руху молекул газу визначається їх зіткненням одна з одною, проте траєкторія руху електронів визначається не їх взаємними зіткненнями, а зіткненнями з тепловими коливаннями атомів і з дефектами кристалічної ґратки. Якщо вважати, що між зіткненнями електрони рухаються вільно, то їх рух є рівномірним і прямолінійним. Позначимо довжину вільного руху через l_n , а відповідний проміжок часу через τ_n , то очевидно ці дві величини пов'язані між собою таким чином

$$l_n = v\tau_n \quad , \quad (1.2)$$

де v – швидкість руху електронів, яка в загальному випадку має різне значення для різних електронів. При дії електричного поля електрони отримують прискорення в протилежному напрямку дії поля. Додаткова середня швидкість направленої руху Δv , яку отримують електрони на шляху вільного пробігу, і є тією швидкістю, яка визначає величину струму. Додаткові направлені швидкості, які отримують електрони, не будуть однаковими тому, що не однакові довжини вільного пробігу при хаотичному русі електронів.

В напівпровідникових матеріалах швидкості електронів, які беруть участь в електропровідності, розподілені за законом Максвелла і мають всі значення від нуля до нескінченності. У металічних матеріалах швидкості електронів характеризуються майже повною незалежністю від температури. У напівпровідникових матеріалах швидкості електронів зростають з ростом температури, тому що в них вони розподілені згідно з класичною статистикою Максвелла – Больцмана. Для виродженого напівпровідникового матеріалу (незалежність швидкості електронів від температури) справедлива квантова статистика Фермі – Дірака, яка містить в собі класичну статистику. На основі законів фізики визначаємо середню швидкість $\Delta \bar{v}$ носіїв заряду. Прискорення електрона визначається виразом

$$a = \frac{qE}{m_0} , \quad (1.3)$$

а середня додаткова швидкість на довжині вільного пробігу одного електрона дорівнює в напівпровідниковому матеріалі визначається на основі виразу

$$\Delta v = \frac{qE}{2m_0} \tau_n , \quad (1.4)$$

де m_0 – маса електрона; E – напруженість електричного поля; τ_n – час вільного пробігу одного електрона в напівпровідниковому матеріалі.

З урахуванням статистичного розподілу часових інтервалів τ_n середня додаткова швидкість усієї сукупності електронів в напівпровідниковому матеріалі визначається виразом

$$\Delta \bar{v} = \frac{qE}{m_0} \bar{\tau} , \quad (1.5)$$

де $\bar{\tau}$ – середній час вільного пробігу носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі. Густина електричного струму в напівпровідниковому матеріалі визначається величиною заряду, який переносять електрони через одиничний переріз напівпровідникового матеріалу за одиницю часу:

$$j = qn\Delta\bar{v} = qn \frac{qE}{m_0} \bar{\tau} . \quad (1.6)$$

Питома електропровідність δ в напівпровідниковому матеріалі є відношенням густини струму до напруженості електричного поля E :

$$\delta = \frac{j}{E} = \frac{q^2 n}{m_0} \tau = qn\mu . \quad (1.7)$$

Рухливість носіїв заряду μ в напівпровідниковому матеріалі згідно з виразом (1.7) описується формулою

$$\mu = \frac{q\tau}{m_0} = \frac{\Delta\bar{v}}{E} . \quad (1.8)$$

Дана величина визначає середню додаткову швидкість $\Delta\bar{v}$ в напівпровідниковому матеріалі, яку одержують електрони в полі одиничної напруженості (1 В/см). Якщо заряд вимірювати у кулонах ($q=1,6 \cdot 10^{-19}$), n – см^{-3} і μ – в $\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$, то питома електропровідність δ буде вимірюватись в $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$. При виведенні виразу (1.7) було зроблено спрощення, яке полягає в тому, що на довжині пробігу електрон рухається вільно в напівпровідниковому матеріалі, проте на відстанях, на яких знаходяться вільні електрони від ядер, в твердих тілах діють дуже великі електричні поля, які набагато перевищують дію зовнішнього поля в напівпровідниковому матеріалі. Тому у грубому наближенні не можна вважати рух електронів вільним в напівпровідниковому матеріалі. Дія внутрішніх сильних електричних полів враховується наданням ефективної маси електрону в напівпровідниковому матеріалі, яка може бути більша або менша маси спокою електрона $m=9 \cdot 10^{-28}$ г в напівпровідниковому матеріалі. Ефективна маса електрона в напівпровідниковому матеріалі визначається структурою того середовища, в якому рухається електрон.

Проаналізувавши вираз (1.7) видно, що пряма пропорційність між густиною струму і напруженістю поля існує в тому випадку, коли концентрація n і рухливість носіїв струму μ в напівпровідниковому матеріалі буде незалежною

від дії електричного поля. У металах закон Ома виконується за всіх умов, проте у напівпровідникових матеріалах є відступ від закону Ома. Діапазон електричних полів, при яких виконується закон Ома, отримав назву слабих полів. Відступ від закону Ома пов'язаний з дією сильних електричних полів на концентрацію і рухливість в напівпровідниковому матеріалі.

Вплив температури на електропровідність напівпровідникового матеріалу можна проаналізувати на основі загальної виразу

$$\delta = qn\mu_n + q\mu_p p, \quad (1.9)$$

де μ_n і μ_p – рухливість електронів і дірок в напівпровідниковому матеріалі відповідно; n і p – концентрація електронів і дірок у напівпровідниковому матеріалі. Сума складових у виразу (1.9) є арифметичною, оскільки n і p мають різні знаки, то одночасно із зміною знака носія заряду змінюється і знак його рухливості, тому добуток цих величин має один і той же знак для всіх носіїв заряду. Фізичне трактування цього твердження полягає в тому, що в електричному полі носії заряду в напівпровідниковому матеріалі з різними знаками заряду рухаються в протилежних напрямках і загальний струм дорівнює арифметичній сумі окремих струмів в напівпровідниковому матеріалі.

Вплив температури на електропровідність в напівпровідниковому матеріалі складається із її впливу на концентрацію носіїв заряду і на їх рухливість. При розгляді цього явища вважаємо, що напівпровідниковий матеріал в домішкочивій області має один вид носіїв заряду, а в області власної провідності два види носіїв заряду, при цьому $n=p$. Залежність концентрації носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі від температури описується виразом [2]

$$n = \frac{2(2\pi\sqrt{m_n m_p} kT)^{3/2}}{h^3} \exp\left(-\frac{\Delta E_z}{kT}\right), \quad (1.10)$$

де h – стала Планка; m_n, m_p – ефективні маси електронів і дірок в напівпровідниковому матеріалі; T – абсолютна температура тіла; k – стала Больцмана; ΔE_z – ширина забороненої зони напівпровідникового матеріалу. При тепловому механізмі збудження кількість електронів в напівпровідниковому матеріалі, які переходять із валентної зони у зону провідності дуже швидко зростає з підвищенням температури навколишнього середовища (рисунок 1.1а).

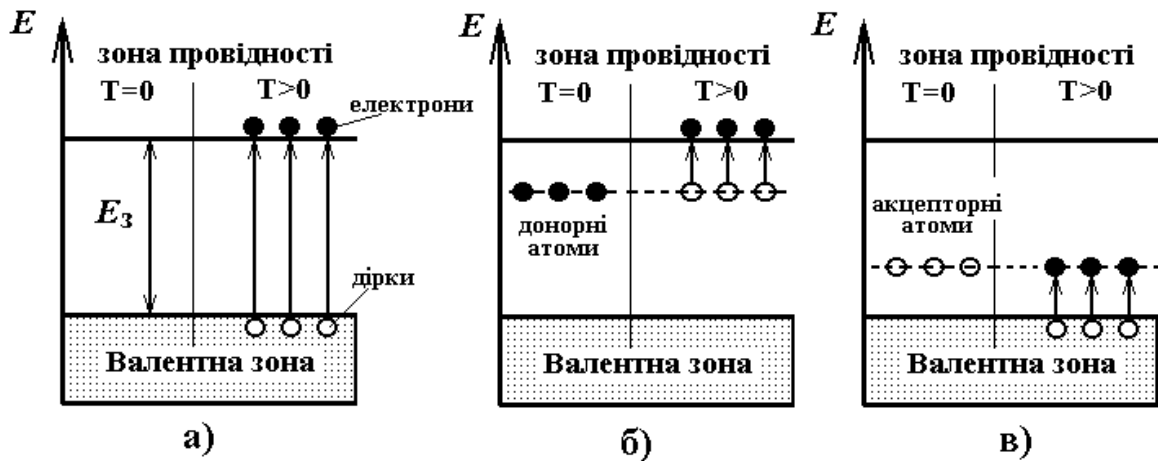


Рисунок 1.1 – Енергетичні схеми появи носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі при дії температури

З іншого боку, в напівпровідниковому матеріалі поряд з процесами збудження електронів існують і зворотні процеси їх рекомбінації, при яких електрони із зони провідності повертаються у валентну зону. Інтенсивність рекомбінаційних процесів в напівпровідниковому матеріалі пропорційна як кількості збуджених електронів, так і кількості залишених ними порожніх місць. За рахунок процесів збудження і рекомбінації в напівпровідниковому матеріалі при будь-якій температурі встановлюється рівноважний стан. Аналіз виразу (1.10) показує, що при будь-якій температурній дії на напівпровідниковий матеріал існує певна кількість атомів, які мають енергію достатню для одночасного збудження електрона, і що кількість таких атомів, а отже, і кількість таких утворень зростає по експоненті з підвищенням температури напівпровідникового матеріалу. Якщо напівпровідниковий матеріал має донорні домішкові атоми, то підвищення температури підвищує енергію електронам донорних атомів, електрони яких переходять в зону провідності напівпровідникового матеріалу (див. рисунок 1.1б). При існуванні акцепторних домішкових атомів у напівпровідниковому матеріалі при збільшенні температури навколишнього середовища електрони валентної зони переходять на домішкові атоми і залишають дірки у валентній зоні (див. рисунок 1.1в). Сумарний вплив температури на концентрацію носіїв струму в напівпровідниковому матеріалі наведено на рисунку 1.2, на якому по вертикальній вісі відкладена величина $\lg n$, а по горизонтальній – $1/2kT$. Вибір напівлогарифмічних координат зроблений для того, щоб загальну криву зміни концентрації носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі можна було подати у вигляді ламаної лінії, яка складається із трьох прямолінійних ділянок. Нахил прямих $a - b$ і $b - c$ визначають енергії активації домішкової ΔE_g і забороненої ΔE_g енергетичних зон в напівпровідниковому матеріалі. В області

низьких температур, на ділянці $a - b$, існує тільки домішкова провідність в напівпровідниковому матеріалі, оскільки кількість власних носіїв заряду дуже мала. З підвищенням температури навколишнього середовища кількість домішкових носіїв в напівпровідниковому матеріалі на ділянці $a - b$ збільшується до того часу, поки не вичерпаються електрони домішкових атомів. На ділянці $b - b'$ домішкові ресурси вичерпані в напівпровідниковому матеріалі, а власна провідність ще не настала. Тому цю область, у якій концентрація носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі залишається постійною, називають областю виснаження. При значних значеннях температури навколишнього середовища (ділянка $b' - c'$) починається швидке зростання власних носіїв заряду, що відповідає власній провідності напівпровідникового матеріалу. Як показують експериментальні дослідження [3], температура переходу від домішкової провідності до власної зміщується в сторону високих температур при зростанні концентрації домішок у напівпровідниковому матеріалі.

Нахил прямої в області власної провідності в напівпровідниковому матеріалі не залежить від концентрації домішок і є характерною сталою електричних властивостей напівпровідника. При певній високій концентрації домішок, коли $\Delta E_g \approx 0$, уся крива подається у вигляді двох ділянок $a'' - b''$ і $b'' - c''$ (див. рисунок 1.2).

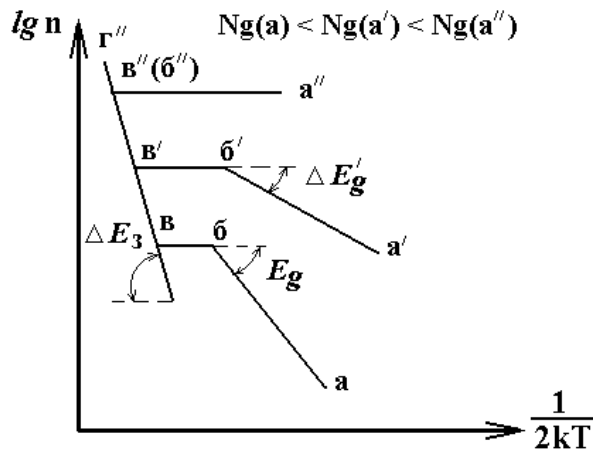


Рисунок 1.2 – Залежність концентрації носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі від температури

На ділянці домішкової провідності ($a'' - b''$) в напівпровідниковому матеріалі концентрація носіїв заряду у напівпровіднику не залежить від температури: від найнижчих температур (a'') до температури, коли починається власна провідність (b''). Така поведінка напівпровідників, коли вони у домішковій об-

ласті провідності приймають властивості металів, дозволяє віднести їх до групи напівметалів.

Залежність рухливості носіїв струму від температури в напівпровідниковому матеріалі згідно з формулою (1.8) можна подати у вигляді

$$\mu = \frac{q}{m} \tau_n = \frac{q}{m} \cdot \frac{l_n}{v} . \quad (1.11)$$

Аналіз виразу (1.11) показує, що велике значення рухливості в напівпровідниковому матеріалі може бути обумовлено або малим значенням ефективної маси носія заряду m , або великим значенням часу вільного пробігу електронів в напівпровідниковому матеріалі, тобто часом релаксації τ_n . Значення ефективної маси електронів в напівпровідниковому матеріалі визначається умовами переміщення електрона на довжині вільного пробігу у внутрішньому полі кристала. Як в металах, так і в напівпровідникових матеріалах ефективна маса носіїв струму може бути як більшою, так і меншою від маси вільного електрона. Час релаксації τ_n у виразі (1.11) визначає той інтервал, за який здійснюється спад одного разу встановленого струму після вимикання зовнішнього електричного поля. Числове значення цієї величини визначається процесами зіткнення, або процесами розсіювання, які зазнають електрони в напівпровідниковому матеріалі при своєму русі. Чим інтенсивніше і частіше здійснюються ці процеси в напівпровідниковому матеріалі, тим меншим буде час релаксації, а отже, і рухливість [4].

На довжину вільного пробігу в напівпровідниковому матеріалі температура впливає різними шляхами, в залежності від механізму розсіювання. Для напівпровідникових матеріалів характерні такі механізми дії:

- 1) тепловими коливаннями атомів або іонів, які складають кристалічну ґратку в напівпровідникового матеріалу;
- 2) домішками, які знаходяться в напівпровідниковому матеріалі в іонізованому або нормального стані;
- 3) різноманітними дефектами ґратки в напівпровідниковому матеріалі (порожні вузли, спотворення, які викликані атомами домішок, зсуви, тріщини, границі кристалічних зерен).

В кристалічних ґратках напівпровідників: Si, Ge, GaAs та в інших напівпровідникових матеріалах існують два основних механізми розсіювання носіїв заряду, які приводять до двох суттєво різних температурних залежностей величини рухливості, по–перше, розсіювання на теплових коливаннях атомів і, по–

друге, розсіювання на іонізованих домішках. Як показують теоретичні дослідження [5], при розсіюванні на теплових коливаннях ґратки в напівпровідниковому матеріалі довжина вільного пробігу електронів має одне і теж значення для всіх носіїв заряду, вона обернено пропорційна абсолютній температурі тіла, тобто $l_n \sim \frac{1}{T}$. З точки зору квантової механіки це можна пояснити наступним чином. Згідно класичних понять, розсіювання носіїв струму повинно бути прямо пропорційним поперечному перетину того об'єму, що займає атом, який коливається. Даний поперечний переріз вважається прямо пропорційний квадрату амплітуди коливань атомів. В свою чергу, квадрат амплітуди коливань атомів в напівпровідниковому матеріалі визначає енергію ґратки, яка збільшується з ростом температури за лінійним законом. Оскільки $v \sim \sqrt{T}$, то згідно з виразом (1.11) можна визначити залежність рухливості від температури [7, 8]

$$\mu_T(T) \sim \frac{1}{T^{3/2}} \quad (1.12)$$

На практиці вище розглянутий закон не завжди виконується, іноді зустрічаються випадки більш сильної залежності рухливості в напівпровідниковому матеріалі від дії температури аж до $\mu_T \sim \frac{1}{T^3}$ [8].

При низьких температурах в напівпровідниковому матеріалі ефективність розсіювання на теплових коливаннях атомів згідно з виразом (1.12) зменшується і починає діяти другий механізм – розсіювання на іонізованих домішках. Згідно з цим механізмом ефективність розсіювання зменшується при зростанні довжини вільного пробігу в напівпровідниковому матеріалі $l_n \sim v^4$. В цьому випадку рухливість носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі залежить від температури згідно з виразом [8, 9]

$$\mu_g(T) \sim \frac{T^{3/2}}{N_g} \quad (1.13)$$

де N_g – концентрація домішкових атомів в напівпровідниковому матеріалі. Якщо в розсіюванні носіїв заряду беруть участь домішковий та тепловий механізми, то результуюча рухливість описується виразом [8,9]

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_T} + \frac{1}{\mu_g} , \quad (1.14)$$

а температурний хід рухливості носіїв заряду описується виразом

$$\frac{1}{\mu} = aT^{-3/2} + bT^{3/2} , \quad (1.15)$$

де a і b коефіцієнти, значення яких залежать від природи ґратки напівпровідникового матеріалу. При низьких температурах головну роль відіграє перша складова, а при високих – друга складова виразу (1.15). На рисунку 1.3 наведена залежність рухливості носіїв заряду від температури згідно з виразом (1.15). Положення максимуму на кривій залежить від концентрації домішок в напівпровідниковому матеріалі: з її зростанням максимум зміщується в сторону вищих температур. Розсіювання на нейтральних домішках не залежить від температури і відіграє другорядну роль. Залежність електропровідності в напівпровідниковому матеріалі від температури представлено на рисунку 1.4.

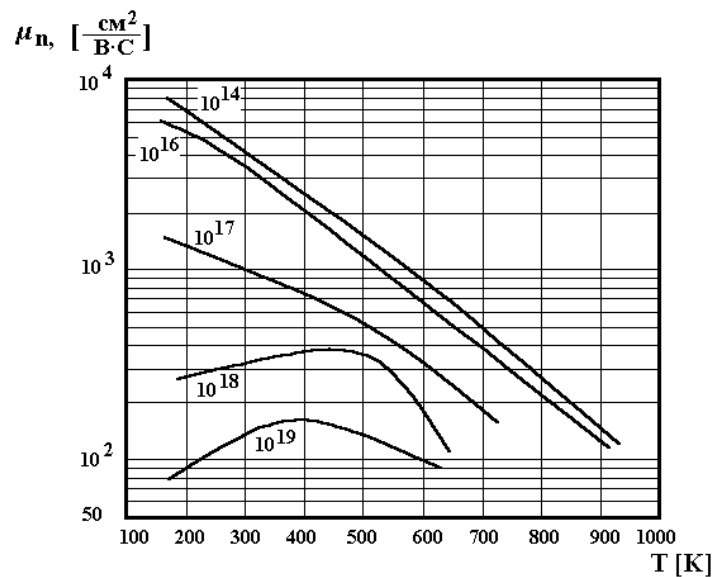


Рисунок 1.3 – Залежність рухливості носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі від температури при різних концентраціях домішок [3]

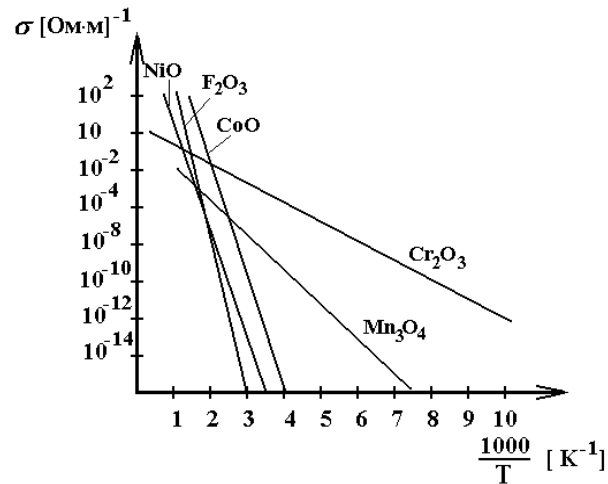


Рисунок 1.4 – Залежність електропровідності напівпровідників від температури

Згідно з квантовою теорією рух електрона в кристалі описується хвильовим рівнянням Шредингера [11, 12]. У простому випадку, коли взаємодія електрона з атомами кристалічної ґратки враховується введенням у рівняння Шредингера ефективної маси, то хвиля, яка описує поведінку такої квазівільної частки, є плоскою. Плоска хвиля характеризується частотою коливань ν і довжиною хвилі λ . Якщо порівняти картину хвильового руху електронів з корпускулярною картиною, в якій основними параметрами руху є величина маси, швидкості і енергії, то частота ν визначається енергією ε [13,14]:

$$\nu = \frac{\varepsilon}{h},$$

а довжина хвилі λ – імпульсом електрона mv :

$$\lambda = \frac{h}{mv}.$$

При кімнатних температурах, середня хаотична швидкість вільних електронів у невідродженому напівпровідниковому матеріалі складає 10^7 см/с, що відповідає довжині хвилі $7 \cdot 10^{-7}$ см. В металах, у яких значною мірою виявляється квантовий, дискретний характер енергетичного спектра, швидкість вільних електронів визначається не температурою тіла, а їх концентрацією. З великими значеннями концентрації вільних електронів (10^{22} 1/см³) у металах їх швидкість на порядок вища ніж у напівпровідниках, що відповідає довжині хвилі $5 \cdot 10^{-8}$ см. На основі хвильової картини руху електронів можна вважати, що

процес розсіювання електронних хвиль визначається в основному такими неоднорідностями у розташуванні атомів, розміри яких простягаються на відстань порядку чверті довжини хвилі електронів. В металах розсіювання електронних хвиль відбувається як на порушеннях однорідності структури кристала, так і на теплових коливаннях атомів ґратки, тому що довжина хвилі у них на порядок менша ніж у напівпровідниках.

Таким чином, узагальнюючи вплив температури на електропровідність металів і напівпровідникових матеріалів, можна зробити висновок, що температурний коефіцієнт опору у металах є додатнім, а у напівпровідникових матеріалах – від’ємний, проте в деяких випадках він також може бути додатнім [8].

Для точного виміру температури в діапазоні від -200°C до $+850^{\circ}\text{C}$ використовуються температурні параметричні сенсори з нікелю або платини. Електричний опір металевих провідників змінюється згідно з виразом [10,15]

$$R_1 = R_0[1 - \alpha(T_1 - T_0)], \quad (1.16)$$

де R_1 – опір при температурі T_1 ; R_0 – опір при 0°C ; α – температурний коефіцієнт, який дорівнює для платини $3,9 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ для нікелю $5,39 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Опір при 0°C в багатьох випадках вибирається рівним 100 Ом. Такі вимірювальні резистори позначаються як Pt-100 або Ni-100. На практиці також використовують вимірювальні резистори 500 Ом і 1000 Ом.

На рисунку 1.5 наведена залежність питомого опору від температури для різних металів [10]. Допустимі відхилення опорів від стандартних значень, які перераховані на градуси за шкалою Цельсія, наведені в таблиці 1.1 [15].

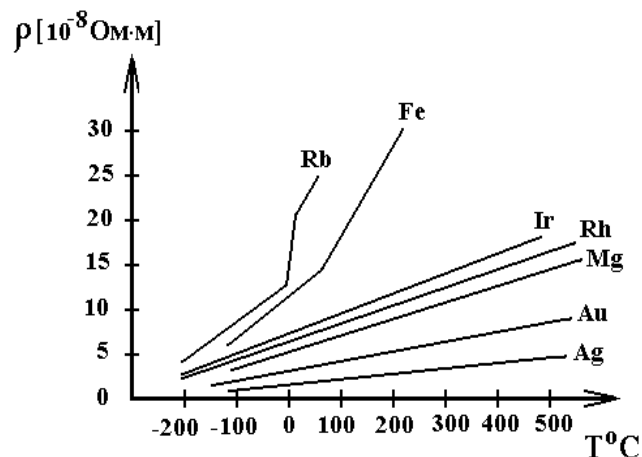


Рисунок 1.5 – Залежність питомого опору різних металів від температури [10]

Таблиця 1.1 – Допустимі відхилення опорів від стандартних значень

Вимірювана температура, °С	Допустимі відхилення			
	Клас А		Клас В	
	Ом	°С	Ом	°С
-200	±0,24	±0,55	±0,56	±1,30
-100	±0,14	±0,35	±0,32	±0,80
0	±0,06	±0,15	±0,12	±0,30
100	±0,13	±0,35	±0,3	±0,80
200	±0,20	±0,55	±0,48	±1,30
300	±0,27	±0,75	±0,64	±1,80
400	±0,33	±0,95	±0,79	±2,30
500	±0,38	±1,15	±0,93	±2,80
600	±0,43	±1,35	±1,06	±3,30
650	±0,46	±1,45	±1,13	±3,60
700	–	–	±1,17	±3,80
800	–	–	±1,28	±4,30
850	–	–	±1,34	±4,55

Питомий опір ρ напівпровідникового матеріалу залежить від температури згідно з виразом [8]

$$\rho = A_0 \exp(B/T) , \quad (1.17)$$

де T – абсолютна температура; A_0 і B – коефіцієнти, які залежать від фізичних властивостей напівпровідникового матеріалу. Значення електричного опору визначається на основі виразу

$$R = \rho \frac{l}{S} , \quad (1.18)$$

де ρ визначається в Ом·см; l – відстань між електродами; S – площа поперечного перерізу напівпровідникового опору.

Підставляючи вираз (1.17) у вираз (1.18), отримаємо формулу [8]

$$R_T = A \exp(B/T) , \quad (1.19)$$

де через R_T визначена величина опору напівпровідникового матеріалу при температурі T , коефіцієнт A описується виразом

$$A = A_0 \frac{l}{S}, \quad (1.20)$$

Даний коефіцієнт залежить від фізичних властивостей матеріалу і геометричних розмірів напівпровідникового опору. Експериментальні дослідження показують, що температурні залежності опорів з напівпровідникового матеріалу описуються згідно з виразом (1.20) [8, 10]. На рисунку 1.6 наведені залежності термочутливих опорів від дії температури для термоопорів типу ММТ-1, КМТ-1. Для практичних розрахунків термочутливих опорів за виразом (1.19) зручно вилучити коефіцієнт A . З цією метою, написавши вираз (1.19) для двох температур T і T_0 і поділивши один вираз на другий, отримаємо формулу [8]

$$R_T = R_{T_0} \exp B \left(\frac{T_0 - T}{T_0 T} \right). \quad (1.21)$$

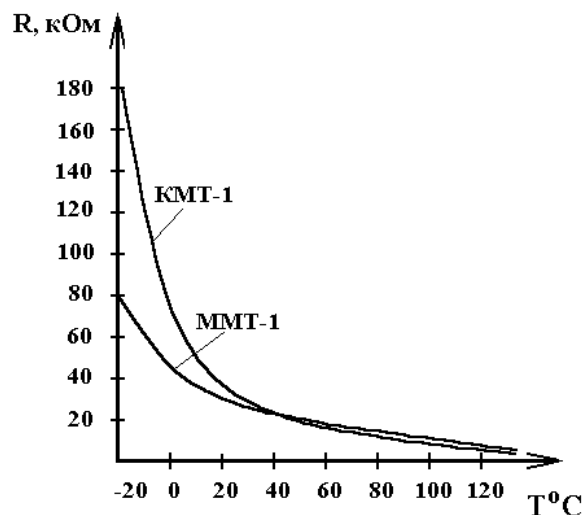


Рисунок 1.6 – Залежність опору напівпровідникових термоопорів від зміни температури

Згідно з виразом (1.21) можна розрахувати термочутливий опір при будь-якій температурі T °К, визначивши при цьому сталу B і опір зразка при певному значенні температури T_0 . Величина сталої B визначається експериментально шляхом вимірювання опорів зразка при двох температурах T і T_0 . Провівши логарифмування виразу (1.21), отримаємо рівняння [8]

$$\lg \frac{R_T}{R_{T_0}} = 0,4343 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) B, \quad (1.22)$$

$$B = \frac{2,303 \Delta \lg R}{\Delta \frac{1}{T}}, \quad (1.23)$$

де

$$\Delta \lg R = \lg R_T - \lg R_{T_0}, \quad (1.24)$$

$$\Delta \frac{1}{T} = \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right). \quad (1.25)$$

Температурний коефіцієнт опору α_T визначається за відомим виразом [8]

$$\alpha_T = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}, \quad (1.26)$$

тоді із виразу (1.19), згідно з виразом (1.26), отримаємо формулу

$$\alpha_T = -\frac{B}{T^2}. \quad (1.27)$$

Температурний коефіцієнт напівпровідникового термочутливого опору пропорційний сталій B і обернено пропорційний квадрату абсолютної температури. Для термоопору типу ММТ-1 α_{20} змінюється від $-2,4\%/^{\circ}\text{C}$ до $-3,4\%/^{\circ}\text{C}$, а для термоопорів КМТ-1 від $-4,5\%/^{\circ}\text{C}$ до $-6\%/^{\circ}\text{C}$. Якщо порівняти його значення для платини ($\alpha = +0,37\%/^{\circ}\text{C}$) і для напівпровідникових термочутливих опорів, то видно, що α для металевих опорів у 8–15 разів менший ніж у напівпровідникових термочутливих опорах. Експериментальні залежності термочутливого опору, величини його температурного коефіцієнта і сталої B визначаються шляхом вимірювання опору зразка при кількох температурах.

Висока чутливість повного опору напівпровідникових елементів до зміни температури часто розглядається як негативний фактор, що являється серйозним обмеженням для їх широкого розповсюдження в радіоелектронних пристроях. Однак процеси термоіндукованої зміни реактивної складової повного

опору напівпровідникових приладів можуть бути з успіхом використані для побудови радіовимірювальних параметричних сенсорів температури.

Дослідження температурної залежності повного опору напівпровідникових приладів з від'ємним диференціальним опором показали гарні результати з точки зору можливості побудови на їх основі автогенераторних параметричних вимірювальних параметричних сенсорів. При цьому інформативним параметром виступає частота коливань генератора.

Прилади з від'ємним диференціальним опором, зокрема діоди S-типу і одноперехідні транзистори, також можна використовувати в якості радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, що діють на основі зміни частоти генеруємих коливань від температури. З цією метою використовуються прилади, що працюють в режимі генераторів гармонійних коливань.

Для виготовлення S-діодів використовуються компенсовані напівпровідники. В кремнієвих S-діодах, компенсованих домішками, які утворюють в забороненій зоні глибокі рівні, із збільшенням концентрації інжекттованих носіїв заряду відбувається збільшення часу їх життя. Аналогічний процес відбувається і при термоіндукованому збільшенні концентрації носіїв заряду. Отже, із підвищенням температури S-діода частота генерації буде зростати.

При використанні одноперехідного транзистора в якості базового елемента частотного сенсора температури має місце зворотна залежність індуктивності від температури, наслідком чого є зворотній хід функції перетворення. Максимальна чутливість сенсора температури на одноперехідному транзисторі складає $1 \text{ кГц}/^\circ\text{C}$. На рисунку 1.7 представлений сенсор температури на біполярному транзисторі та наведений в додатку Б.

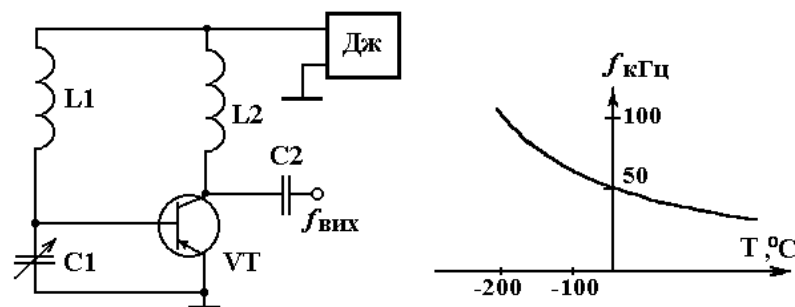


Рисунок 1.7 – Радіовимірювальний сенсор температури

При зниженні температури до -196°C частота генерації збільшується за рахунок зменшення ємності переходу база-емітер біполярного транзистора VT.

Середня чутливість перетворення такого радіовимірювального сенсора складає 3670 Гц/°C [16].

Існуючі протиріччя між потрібними для типових АЦП (аналого–цифрові сенсори) рівнями вхідних сигналів і вихідними напругами ряду вимірювальних параметричних сенсорів можуть бути вирішені, використовуючи спеціалізовані сенсори неелектричних величин з частотним виходом. Вказані пристрої являють собою сенсори струму в частоту, що працюють на принципі інтегрування заряду, що дозволяє підвищити точність дискретизації низькорівневих сигналів від їх попереднього підсилення за постійного струму.

На рисунку 1.8 наведена схема сенсора сигналів – параметричний сенсора температури в частоту, в якому операційний підсилювач ввімкнений по схемі інтегратора, який періодично повертається у вихідний стан і знову починає інтегрування при відкриванні транзисторів в колі зворотного зв'язку. Частота коливального процесу, що виникає, залежить від напруги на інвертованому вході. Транзисторний сенсор імпульсів на виході операційного підсилювача забезпечує узгодження з ТТЛ логікою інтегральних схем. Параметри елементів вибрані таким чином, щоб в діапазоні вимірюваних температур від 0 °C до 100 °C частота змінюється в межах від 0 до 1 кГц. Роздільна здатність вимірювального сенсора складає 0,1°C [16]. На рис. 1.8 представлена схема параметричного сенсора температури в частоту на наведена в додатку В.

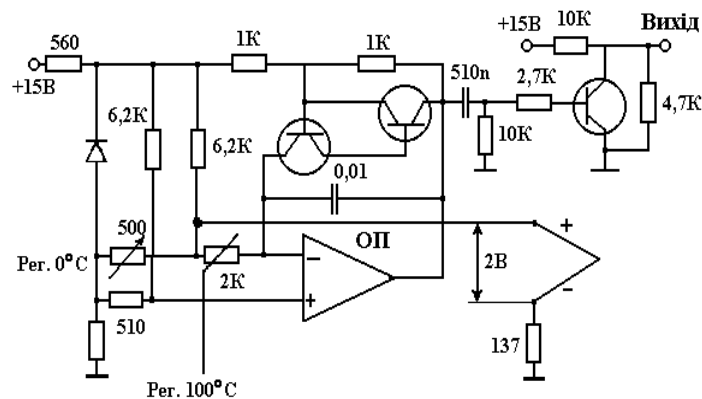


Рисунок 1.8 – Схема параметричного сенсора температури в частоту

На рисунку 1.9 представлена та наведена в додатку Д схема сенсора температури в частоту для термопари з термо–ЕРС 41,4 мкВ/°C, напруга з якої поступає на неінвертуючий вхід операційного підсилювача, а з його виходу на інвертори А...Ф. При цьому конденсатор С1 ємністю 100 пФ заряджається від джерела опорної напруги. Після перемикання ключа вхідним імпульсом сенсо-

ра з конденсатора $C1$ передається заряд і інтегрується на конденсаторі $C2$. Вихідна напруга операційного підсилювача примушує сенсор перемикати ключ K з тією частотою, при якій відбувається врівноваження напруг на входах. Це повністю видаляє похибки, пов'язані з дрейфом і нелінійністю перетворення напруги в частоту, яка є функцією напруги на входах операційного підсилювача. Дрейф напруги зміщення самого операційного підсилювача не повинен перевищувати $50 \text{ нВ}/^\circ\text{C}$. Термочутливий резистор R_T і резистори $R1\dots R4$ слугують для компенсації коливань температури холодного спаю термопари, а також створюють зміщення для забезпечення нульової частоти на виході при температурі рівній 0°C . Результируючий температурний дрейф сенсора не перевищує $0,1^\circ\text{C}$ в робочому діапазоні температур від 0°C до 70°C [16].

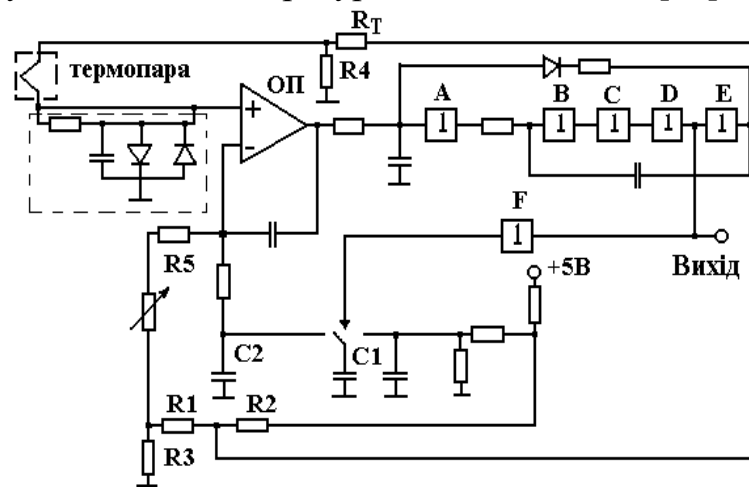


Рисунок 1.9 – Схема сенсора температури у частоту для термопари з термо-ЕРС

Аналіз схем і конструкцій існуючих радіовимірювальних параметричних сенсорів температури показав, що вони мають суттєві недоліки, які полягають в тому, що, з одного боку, використання S -діодів для цих цілей забезпечує невелике значення від'ємного диференційного опору в обмеженому діапазоні частот, що збільшує похибку вимірювання температури і нестабільність роботи, а з другого боку створення радіовимірювальних параметричних сенсорів на основі амплітудних параметричних сенсорів з подальшим перетворенням вихідного сигналу у частоту дуже ускладнює конструкцію і значно погіршує її економічні показники. Отже, використання термореактивного ефекту транзисторних структур із спадаючою ділянкою на статичній вольт-амперній характеристиці дозволяє отримати від'ємний диференційний опір у великому діапазоні його значень, що дозволяє отримати велике значення добротності коливального контуру і підвищити стабільність роботи генератора, а отже значно розширити діапазон

робочих частот параметричних сенсорів фізичних величин. Таким чином, для створення радіовимірювальних параметричних сенсорів температури необхідно розробити математичні моделі параметричних сенсорів температури для їх оптимального проектування.

1.2 Радіовимірювальні параметричні сенсори тиску

П'єзоелектричні властивості кремнію обумовили його широке розповсюдження при виробництві параметричних сенсорів тиску. Кремній має високу чутливість провідності до змін механічного навантаження, а також гарну повторюваність вихідних характеристик залежних від механічного навантаження.

Параметричні сенсори тиску відносяться до одних із найбільш широко застосовуваних у вимірювальній техніці. Виготовляють такі параметричні сенсори з кремнієвої пластини, частину якої витравляють до створення тонкої мембрани. Методом іонної імплантації на мембрані виконують резистивні елементи чутливі до тиску з електропровідними між'єднаннями. При вимірюванні тиску мембрана прогинається, та під дією п'єзоелектричного ефекту відбувається зміна опору чутливих до тиску резистивних елементів. Товщину мембрани вибирають відповідно до області допустимих робочих тисків.

Перевагами параметричних сенсорів такого типу є: висока чутливість; достатня лінійність функції перетворення; компактна конструкція; незначні гістерезисні явища; малий час спрацьовування.

Одним із найпростіших чутливих до тиску сенсорів є тензорезистор, який представляє собою пластину або стержень напівпровідникового матеріалу з омичними контактами на кінцях. Один кінець пластини закріплюється на нерухомій основі, а на інший кінець діє сила F . Для характеристики зміни опору при деформації користуються коефіцієнтом тензочутливості m , який представляє відношення відносної зміни опору до відносної деформації у даному напрямку (l – розмір напівпровідника у напрямку деформації). Оскільки при стисненні $\Delta l < 0$, то знак зміни рухливості у цьому випадку співпадає із знаком m . Коефіцієнт тензочутливості для германію та кремнію має найбільше значення порядку 150...175 [19].

Розглянемо напівпровідникові параметричні сенсори тиску. В останній час в якості параметричних сенсорів тиску використовують тензометри. Особливо перспективними є напівпровідникові тензометри дифузійного типу. Дифузійні тензометри на кремнієвій підкладці мають високу чутливістю, малі розміри та легко інтегруються з необхідними схемами обробки інформативного параметру [18–20].

За допомогою параметричних сенсорів тиску вимірюють та контролюють як абсолютний, так і надлишковий тиски, отримують інформацію про деформації, вимірюють перепад та відношення тисків, вібрації та витрати у різних системах. Це найбільш поширений клас вимірювальних сенсорів [18–19].

У параметричному сенсорі для перетворення тиску в електричний сигнал, зображеному на рисунку 1.10 та наведена в додатку Е, мембрана сформована на кремнієвій підкладці, а конденсатор, який містить п'єзоелектричну тонку плівку, сформований на кремнієвій мембрані. Крім того, всі елементи: резистор, діод та транзистор також сформовані на головній поверхні кремнієвої підкладки. Вихідний сигнал з конденсатора оброблюється схемою, яка також розташована на кремнієвій підкладці [19].

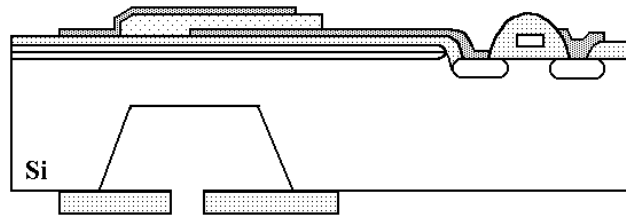


Рисунок 1.10 – Параметричний сенсор тиску

Для підвищення чутливості і точності вимірювання тиску в роботі [21] запропонований генераторний сенсор тиску. Зазначена мета досягається тим, що в сенсорі тиску, що містить генератор на основі транзистора, в емітерний ланцюг якого включена обмотка індуктивності, а також сердечник, генератор виконаний високочастотним з позитивним зворотним зв'язком, в його колекторний ланцюг включена друга обмотка, виконана, як і перша, без сердечника і індуктивно з нею пов'язана, а в якості сердечника використовується додаткова обмотка, підключена до вихідного каскаду сенсора тиску і розташована на його рухливому елементі.

Схема сенсора тиску показана на рисунку 1.11 і є високочастотним генератором пилоподібного струму з позитивним зворотним зв'язком. Обмотки L1 і L2 індуктивно пов'язані між собою. Котушка L2 має можливість переміщатися відносно котушки індуктивності L3. Всі обмотки виконані без сердечників. Ланцюжок $C_D D_1$ призначений для запуску генератора, тобто для початкового відкриття біполярного транзистора. Залежно від типу провідності біполярного транзистора змінюється і полярність включення діода.

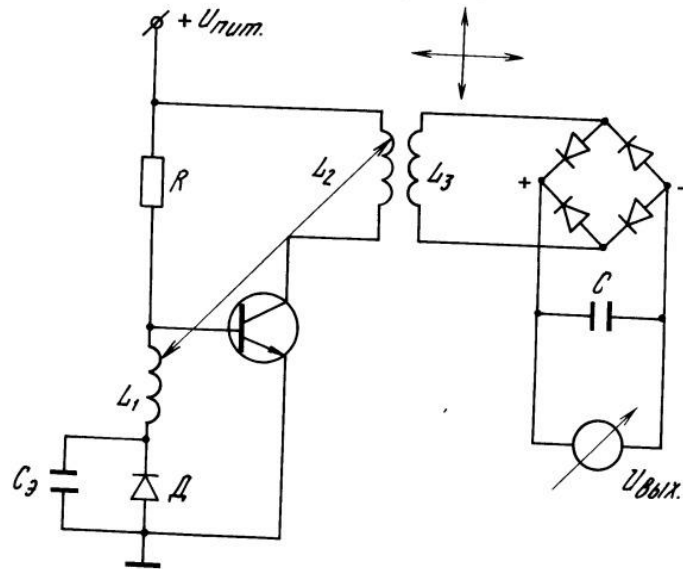


Рисунок 1.11 – Генераторний сенсор тиску

Генератор побудований за схемою підсилювального каскаду. При запуску генератора за допомогою ланцюжка CD на вході, тобто на обмотці індуктивності L_1 виникає початкова напруга, яка підсилюється транзисторним каскадом. На виході, тобто на обмотці індуктивності L_2 виникає підвищена напруга, яка внаслідок індуктивного зв'язку виникає на обмотці індуктивності L_1 . Уже підвищена напруга на обмотці індуктивності L_1 знову посилюється і надходить на обмотку індуктивності L_2 , а з неї знову на обмотку індуктивності L_1 . Таким чином відбувається процес лавиноподібного наростання напруги. Цей процес відбувається тільки при наявності індуктивного зв'язку обмотки індуктивності L_2 з обмоткою індуктивності L_3 , яка в даному випадку грає роль осердя.

Гранична величина напруги, що збуджується на котушці індуктивності L_2 залежить від параметрів схеми, величини (U) живлення і відстані між обмотками індуктивностей L_2 і L_3 . Встановивши обмотку індуктивності L_3 на рухомому елементі сенсора, можна вимірювати величину переміщення, яке залежить від величини вимірюваного параметра. Експерименти показують лінійний характер залежності вихідного сигналу від переміщення (відстані між обмотками L_2 і L_3).

За рахунок мультиплікативного ефекту розширення зміни вихідного сигналу по відношенню до зміни відстані (до переміщення), тобто до величини вимірюваного параметра істотно підвищується точність і чутливість приладу.

Аналіз сучасних параметричних сенсорів тиску показав, що практично не існує пристроїв з принципом перетворення “тиск–частота”, тому розроблення елементів теорії тензореактивного ефекту в чутливих транзисторних структурах

з від'ємним диференційним опором і математичних моделей частотних параметричних сенсорів тиску створює умови для розробки таких пристроїв з покращеними метрологічними показниками.

1.3 Параметричні сенсори вологи

Важливою різновидністю вимірювальних параметричних сенсорів є параметричні сенсори вологи, оскільки багато процесів залежать від вологи. Нині в світі вимірювання вологи є одним із поширених напрямів вимірювання та контролю. Це зумовлено потужним промисловим та науково–технічним потенціалом європейських країн з переважним розвитком таких галузей, як металургія, енергетика, машинобудування, авіаційна та космічна техніка, хімічна та нафтогазова промисловість, ефективність яких значною мірою залежить від точності вимірювань вологи. Тому створення цього класу параметричних сенсорів є актуальним технічним завданням сьогодення. Широке використання параметричних сенсорів вологи ємнісного типу пояснюється їх простотою у використанні та низькою собівартістю. Істотне значення має вимірювання вологи нафтопродуктів.

Параметричні сенсори вологи можна класифікувати за принципом дії на наступні типи: волосянісенсори, у яких використовується властивість волосся змінювати довжину при зміні вологи; резистивні параметричні сенсори, у яких змінюється опір провідника, на поверхню якого нанесений гігроскопічний шар; ємнісні сенсори, у яких при зміні вологи змінюється електрична ємність конденсатора з гігроскопічним діелектриком; оптичні абсорбційні сенсори, у яких реєструється частка поглиненої енергії світла в смугах поглинання пари води електромагнітного випромінювання; п'єзосорбційні параметричні сенсори, у яких волога, поглинена гігроскопічним покриттям, змінює власну частоту коливань п'єзокристала, на поверхню якого нанесений гігроскопічний шар.

Розглянемо ємнісний параметричний сенсор вологи (рисунок 1.12) складається з сіткоподібних електродів, які розміщені один навпроти одного так, що розташування отворів у першому електроді збігається з отворами в другому електроді [25]. Електроди 1 та 2 міцно закріплені до діелектричної труби 3, причому вони вкриті шаром полімеру 4 і містять отвори 5 для руху потоку рідини, що має діелектричні властивості. Зовнішній діаметр діелектричної труби дорівнює 50 мм, а відстань між електродами – 1,5 мм.

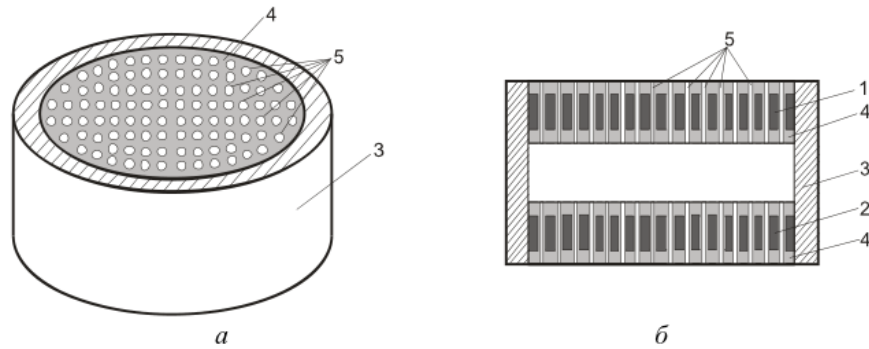


Рисунок 1.12 – Ємнісний параметричний сенсор вологи. Загальний вигляд (а), поперечний переріз (б): 1, 2 – електроди; 3 – діелектрична труба; 4 – шар полімеру; 5 – отвори

Розглянемо сорбційно–ємнісні параметричні сенсори. Принцип дії таких параметричних сенсорів заснований на залежності діелектричної проникності сорбенту від кількості вологи, яка в ньому знаходиться. Шар сорбенту знаходиться між двома плоскими електродами, що утворюють конденсатор. В якості сорбенту використовують окиси металів та кремнію.

Сорбційно–ємнісні параметричні сенсори мають практично лінійну залежність „волога–ємність”. Сучасні параметричні сенсори такого типу мають діапазон вимірювання вологи від 0 % до 100%, лінійність у всьому вимірювальному діапазоні складає 1%.

Розглянемо резистивні параметричні сенсори вологи. У параметричних сенсорів вологи цього типу при зміні вологи змінюється опір сорбенту (чергування шарів пористої платини та полімеру, що нанесені на підложку з кремнію) . Вони є менш точними і мають велику залежність від температури (до 0,6 % опору на 1 °С). Без схемотехнічного рішення температурної компенсації їх можна використовувати тільки у приміщеннях зі стабільними температурними умовами. Діапазон вимірювання вологи складає від 30 % до 90 %, лінійність у цьому діапазоні 5 %.

Термісторні параметричні сенсори вологи. На схемі (рисунок 1.13) у вимірювальний міст включені два однакові термістори R_{t1} та R_{t2} , що прогриваються струмом від джерела $+U$.

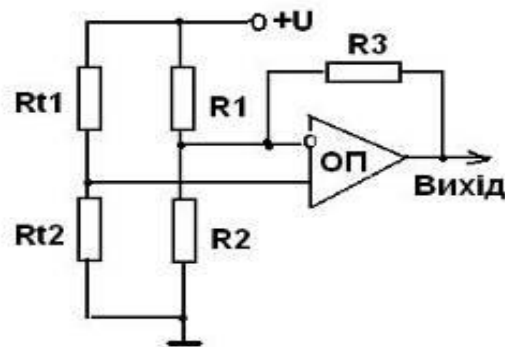


Рисунок 1.13 – Термісторний параметричний сенсор вологи

Різниця між ними у тому, що один з них поміщений у скляну оболонку, а другий – ні. Чим більша вологість, тим більше охолоджується термістор, що не знаходиться у скляній оболонці, тим більше розбаланс мосту, що підсилюється операційним підсилювачем. Тому напруга на виході прямопропорційна волозі. Перевага такої схеми полягають у незначній залежності від температури, бо опори термісторів від температури змінюються однаково.

Конденсаційний параметричний сенсор вологи на основі хлориду літію. Як видно з рисунку .14, принцип вимірювання конденсаційного параметричного сенсора вологи на основі хлориду літію доволі простий. В даному випадку використовується дві властивості гідрату хлориду літію. По–перше, він є гігроскопічним матеріалом, поглинає й, по–друге, виникаючий при цьому водяний розчин LiCl представляє собою електроліт, здатний проводити електричний струм.

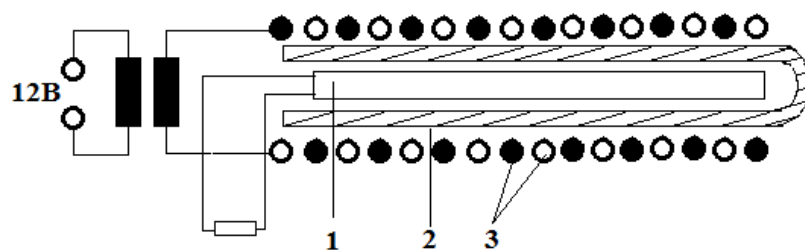


Рисунок 1.14 – Конструкція параметричного сенсора вологи на основі LiCl ; 1— платиновий вимірювальний резистор; 2 — склотканина з LiCl ; 3 — електродна спіраль

Коли LiCl поміщений у сенсор капсулу із склотканини, він поглинає водяні пари які містяться в атмосфері, провідність між витками спіралі збільшується. В результаті між ними виникає струм, який веде до нагріву всього сенсора, й в підсумку встановлюється рівновага станів між фазою водяної пари й рідкою фазою.

Температура, яка встановлюється автоматично в цьому рівноважному стані, становиться мірою концентрації водяних парів в оточуючому повітрі. В свою чергу, температура вимірюється сенсором температури, який являється конструктивним елементом сенсора вологи.

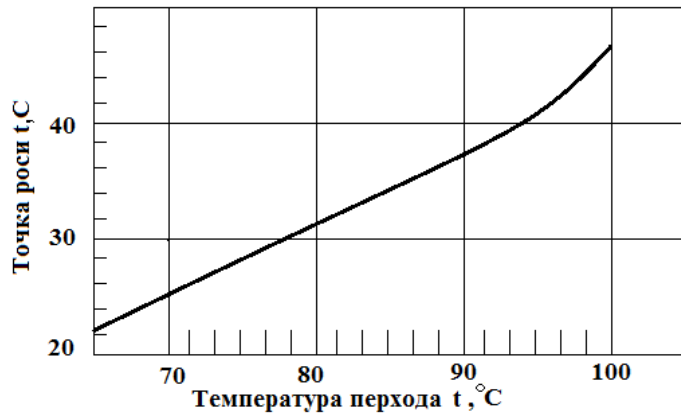


Рисунок 1.15 – Залежність температури перехідного стану t від точки роси для сенсора вологи на основі LiCl

Оскільки температура перехідного стану майже лінійно зв'язана з температурою точки роси (рисунок 1.15) вона є прямою мірою вмісту вологи в повітрі [24].

Ємнісний параметричний сенсор вологи на основі полімерного діелектрика. Принцип дії і конструкція такого сенсора представлена нижче. Шар полімерного діелектрика товщиною декілька мікрон поглинає з оточуючого повітря молекули води, в результаті чого встановлюється рівновага з повітрям. Це приводить до зміни діелектричної постійної шару й, відповідно, зміни ємності конденсатора, в якому використовується цей діелектрик. При такій зміні ємності в залежності від відносної вологи достатньо добре описується лінійним законом, а коефіцієнт пропорційності слабо залежить від температури. Технологія виготовлення включає осадження полімеру на перший танталовий електрод, а потім нанесення на полімер тонкого шару хрому шляхом вакуумного напилення. Даний шар визиває появу тріщин в діелектричному шарі, що, в дійсності, усуває залежність постійної часу запізнювання від товщини цього шару. Хром використовується для того, щоб зробити сенсор не чутливим до сірковмісних домішок. В деяких ємнісних параметричних сенсорах вологи в якості пористого електрода використовується дуже тонкий шар золота. Метрологічні характеристики. Діапазон вимірювань вологи складає від 0 до 100%, для температур від $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$ в залежності від сенсора. Точність таких пристроїв складає від $\pm 3\%$ до $\pm 5\%$ в залежності від типу первинного сенсора.

Вплив температури на вологочутливий елемент параметричного сенсора дуже мала, що дозволяє обходитись без схемотехнічного рішення температурної компенсації. Вологочутливий елемент можна занурювати в воду практично без ризику його виходу із ладу.

Вологість газів, рідин і твердих матеріалів – один із важливих показників у технологічних процесах. Вологість газів, наприклад, необхідно вимірювати в сушильних установках, при очищенні газів, в газозбірнику, при кондиціонуванні повітря і т.д. Вимірювання вмісту води в нафті, спиртах, ацетоні проводять в процесах нафтопереробки і нафтохімії, в пульпу – у виробництві сірчаної кислоти і мінеральних добрив. Вимірювання вологи твердих сипучих матеріалів займає важливе місце у виробництві фарб, мінеральних добрив, будівельних матеріалів; вологість волокнистих матеріалів визначає якість продукції при виробництві паперу і картону. У цьому розділі мною були розглянуті методи і засоби вимірювання вологи, прилади для вимірювання вологи, а також регулятори вологи, що дозволяють контролювати вологість у приміщенні на необхідному рівні.

1.4 Висновки до розділу

Аналіз сучасного рівня розробок конструкцій параметричних сенсорів температури, тиску та вологості дозволив визначити можливі шляхи покращення їх параметрів: чутливості, температурної стабільності, стабільності електричних характеристик параметричних сенсорів, надійності, собівартості тощо.

Транзисторні структури, які мають від’ємний диференційний опір, можна використати в якості параметричних сенсорів температури, тиску та вологості, при цьому значно підвищити їх чутливість і точність вимірювання. Конструктивно вони виконуються у вигляді структури, яка складається із двох біполярних транзисторів, причому в електричну схему цієї структури можливо включити термочутливий, вологочутливий та чутливий до тиску напівпровідниковий елементи, що розширює діапазон вимірюваних фізичних величин. Для вивчення властивостей термочутливих, вологочутливих та тензочутливих частотних параметричних сенсорів необхідно розробити математичні моделі, на базі яких можна отримати залежність вольт–амперної характеристики, активної і реактивної складових повного опору структури, частоти генерації від дії вищевказаних фізичних величин, від режимів живлення, виконати експериментальні дослідження, які б підтвердили справедливість теоретичних положень.

2 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСОРИ ТЕМПЕРАТУРИ, ВОЛОГИ ТА ТИСКУ

2.1 Визначення ВАХ термочутливого параметричного сенсора на основі біполярних транзисторів

Схема термочутливого параметричного сенсора складається з двох біполярних транзисторів, живлення яких здійснюють джерела постійної напруги U_1 і U_2 . На електродах колектор–колектор біполярних транзисторів VT_1 і VT_2 існує від’ємний диференційний опір (рисунок 2.1) та наведена в додатку Ж, який компенсує втрати в коливальному контурі автогенератора. Для визначення аналітичного виразу ВАХ скористаємося еквівалентною схемою сенсора для постійного струму, яка подана на рисунок 2.2. Згідно з вибраними контурними струмами, рівняння Кірхгофа мають вид:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (R_3 + r_{\delta 2} + r_{e2} + r_{e1} + r_{\delta 1} + R_1)i_1 - i_3 R_3 + i_4 R_3 - i_3 r_{\delta 2} - i_2 r_{\delta 2} - i_2 r_{e2} \\ 0 &= (R_2 + r_{\kappa 1} + r_{e1} + r_{e2} + r_{\delta 2})i_2 + i_4 R_2 + \alpha_1 i_1 r_{\kappa 1} - i_1 r_{e1} - i_1 r_{e2} - i_1 r_{\delta 2} + i_3 r_{\delta 2} \\ 0 &= (r_{\kappa 2} + r_{\delta 2} + R_3)i_3 - \alpha_2 i_1 r_{\kappa 2} + i_2 r_{\delta 2} - i_1 R_3 - i_1 r_{\delta 2} - i_4 R_3 \\ U_2 &= (R_2 + R_3)i_4 + R_2 i_2 - R_3 i_3 + R_3 i_1 \end{aligned} \right\} . \quad (2.1)$$

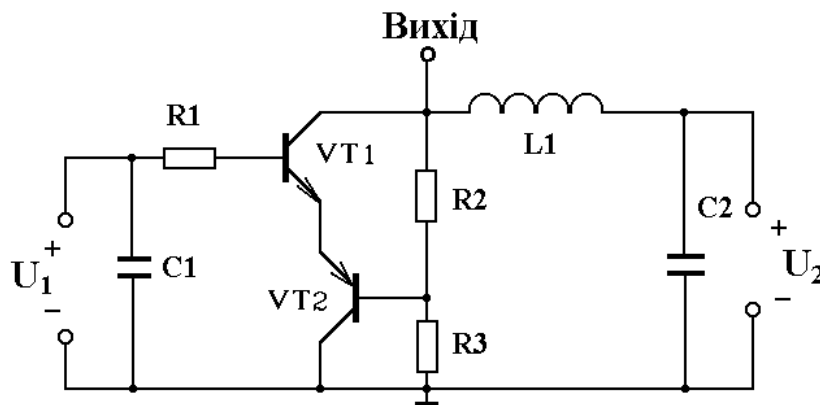


Рисунок 2.1 – Схема радіовимірювального параметричного сенсора температури на основі біполярних транзисторів

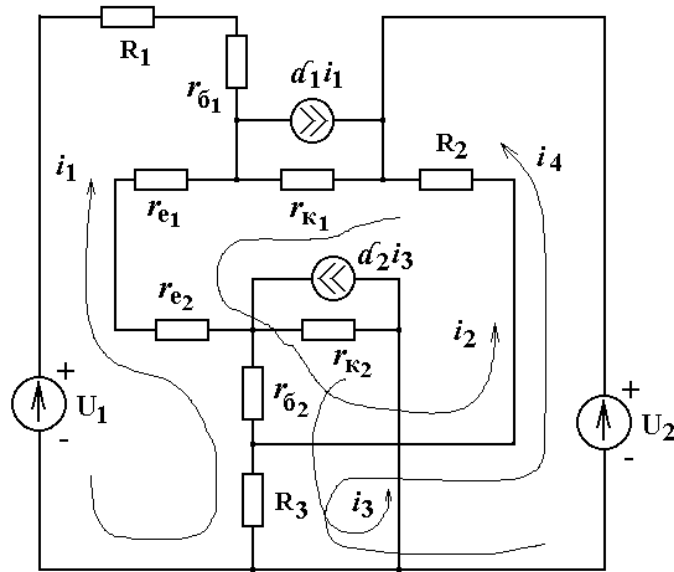


Рисунок 2.2 – Еквівалентна схема параметричного сенсора температури по постійному струму

Систему рівнянь (2.1) можна значно спростити, якщо врахувати, що опори R_1, R_2, R_3 на два порядки більші опорів $r_{\delta 1}, r_{\delta 2}, r_{e1}, r_{e2}$. Тоді систему рівнянь можна подати у вигляді

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (R_3 + R_1)i_1 - R_3i_3 + R_3i_4 - r_{\delta 2}i_2 \\ 0 &= (R_2 + r_{\kappa 1})i_2 + r_{\kappa 1}\alpha_1i_1 + r_{\delta 2}i_3 \\ 0 &= (r_{\kappa 2} + R_3)i_3 - (r_{\kappa 2}\alpha_2 + R_3)i_1 + r_{\delta 2}i_2 - R_3i_4 \\ U_2 &= (R_2 + R_3)i_4 + R_2i_2 - R_3i_3 + R_3i_1 \end{aligned} \right\} . \quad (2.2)$$

З першого рівняння системи (2.2) визначаємо значення струму який протікає в першому контурі

$$i_1 = -A + Bi_3 + Bi_4 - Di_2 \quad , \quad (2.3)$$

де

$$A = \frac{U_1}{R_3 + R_1} \quad , \quad B = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad , \quad D = \frac{r_{\delta 2}}{R_3 + R_1} . \quad (2.4)$$

Підставивши вираз (2.3) в друге рівняння системи (2.2), отримаємо значення другого струму у другому контурі

$$i_2 = -\frac{Ni_4 + Ki_3 - L}{M}, \quad (2.5)$$

де

$$M = R_2 + r_{K1} - Dr_{K1}\alpha_1, \quad (2.6)$$

$$N = R_2 + r_{K1}\alpha_1 B, \quad (2.7)$$

$$K = r_{\delta 2} + r_{K1}\alpha_1 B, \quad (2.8)$$

$$L = Ar_{K1}\alpha_1. \quad (2.9)$$

З третього рівняння системи (2.2) з врахуванням виразу (2.5) отримаємо третій струм для третього контуру

$$i_3 = \frac{Qi_4 - P}{S}, \quad (2.10)$$

$$\text{де} \quad S = (r_{K2} + R_3) - (r_{K2}\alpha_2 + R_3)B - (r_{K2}\alpha_2 + R_3)D \frac{K}{M} - \frac{r_{\delta 2}}{M}K, \quad (2.11)$$

$$Q = (r_{K2}\alpha_2 + R_3)B + (r_{K2}\alpha_2 + R_3)D \frac{N}{M} + \frac{r_{\delta 2}N}{M} + R_3, \quad (2.12)$$

$$P = \frac{r_{\delta 2}L}{M} + (r_{K2}\alpha_2 + R_3)A + \frac{(r_{K2}\alpha_2 + R_3)DL}{M}. \quad (2.13)$$

Вольт-амперну характеристику радіовимірювального параметричного сенсора температури на основі біполярних транзисторів, яка існує в статичному режимі на електродах колектор–колектор біполярних транзисторів VT₁ і VT₂, отримуємо підставивши вираз (2.10) в систему рівнянь (2.2), в результаті отримаємо вираз

$$U_2 = (R_3 + R_2)i_4 - \frac{R_2N}{M}i_4 - \frac{R_2KQ}{MS}i_4 + \frac{R_2KP}{MS} + \frac{R_2L}{M} - \frac{R_3Q}{S}i_4 + \frac{R_3P}{S} - R_3A - \frac{R_3BQ}{S}i_4 + \frac{R_3BP}{S} + \frac{R_3DN}{M}i_4 + \frac{R_3DKQ}{MS}i_4 - \frac{R_3DKP}{MS} - \frac{R_3DL}{M}. \quad (2.14)$$

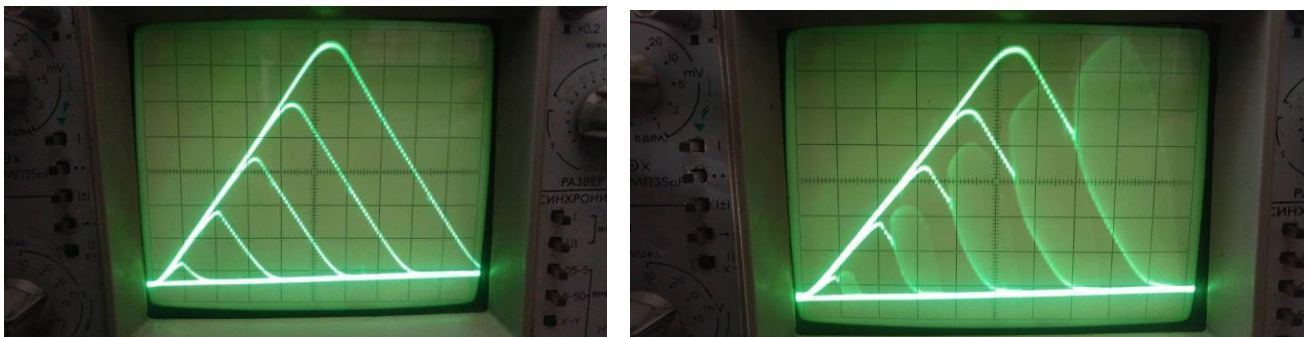
На основі виразу (2.14) визначається диференційний опір, який існує на виводах колектор–колектор біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором

$$\frac{dU_2}{di_4} = \left[(R_2 + R_3) + \frac{D}{M} R_3 \left(N + \frac{KQ}{S} \right) \right] - \left[\frac{R_2}{M} \left(N + \frac{KQ}{S} \right) + R_3 \frac{Q}{S} (1 + B) \right]. \quad (2.15)$$

Аналіз виразу (2.15) показує, що від'ємний диференційний опір в транзисторній структурі виникає, коли виконується умова

$$\left[\frac{R_2}{M} \left(N + \frac{KQ}{S} \right) + R_3 \frac{Q}{S} (1 + B) \right] > \left[(R_2 + R_3) + \frac{D}{M} R_3 \left(N + \frac{KQ}{S} \right) \right]. \quad (2.16)$$

Виконання умови (2.16) досягається за рахунок зміни напруги джерел живлення U_1 і U_2 , а також співвідношенням опорів R_2 і R_3 . На рисунку 2.3 представлені наведені в додатку Л експериментальні вольт–амперні характеристики в статичному та динамічному режимах, які реалізуються на електродах колектор–колектор біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. Як видно із рисунка, між колекторами транзисторів в результаті дії позитивного зворотного зв'язку виникає повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна складова – ємнісний характер. Підключення зовнішньої індуктивності до електрода колектора біполярного транзистора VT1, дозволяє створити автогенератор електричних коливань, частота генерації якого залежить від зміни температури.



а)

б)

Рисунок 2.3 – Експериментальні залежності ВАХ в статичному та динамічному режимах радіовимірювального параметричного сенсора температури

2.2 Розрахунок повного опору, функції перетворення та чутливості параметричного сенсора температури на основі біполярних транзисторів

Для розширення діапазону вимірюваних температур як в сторону зростання температури до $+600\text{ }^{\circ}\text{C}$, так і в сторону зменшення температури до $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$ в структуру біполярних транзисторів, а саме в коло додатного зворотного зв'язку включається термочутливий опір. Електрична схема параметричного сенсора температури подана на рисунку 2.4 та наведена в додатку К. Вона складається з двох біполярних транзисторів, живлення яких здійснюється одним джерелом постійної напруги U_1 . Опір R_1 є термочутливим резистивним елементом на основі платини.

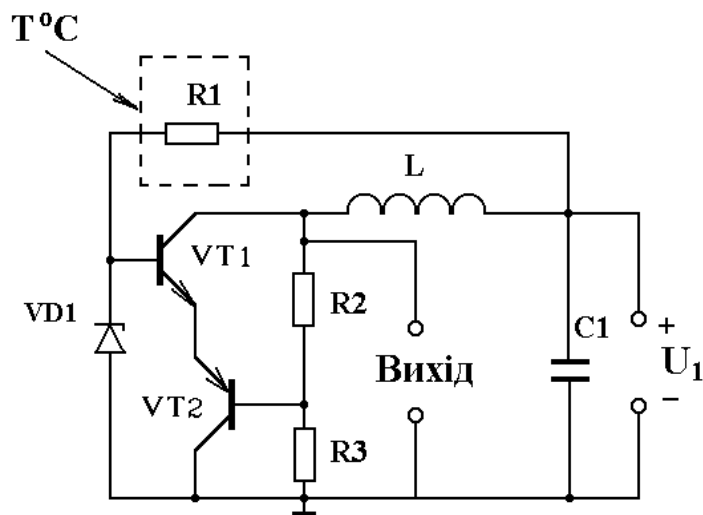


Рисунок 2.4 – Електрична схема параметричного сенсора температури з термочутливим опором

Включення термочутливого опору в коло додатного зворотного зв'язку значно змінює електронну схему сенсора, тому потрібно розробити нову еквівалентну схему і провести необхідні розрахунки. Згідно з електричною схемою сенсора (рисунок 2.4) еквівалентна схема, яка враховує всі залежності елементів від дії температури, подана на рисунку 2.5, згідно з еквівалентною схемою складалася система рівнянь Кірхгофа при врахуванні напрямків контурних струмів. Розв'язання системи рівнянь дало можливість отримати теоретичну залежність активної і реактивної складових повного опору транзисторної структури, частоти генерації від зміни температури навколишнього середовища, а також функцію перетворення радіовимірювального сенсора з частотним виходом.

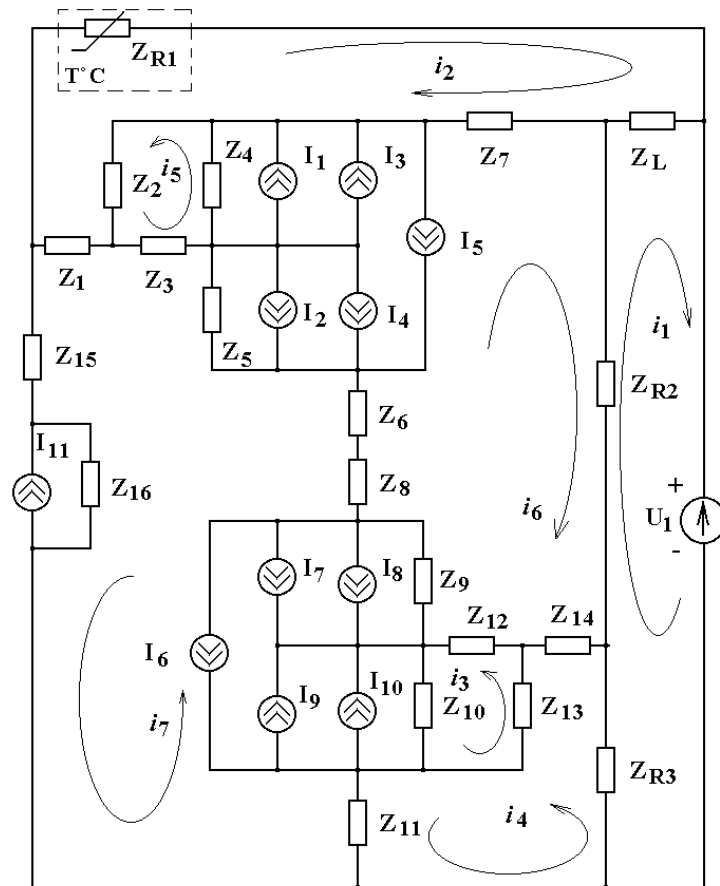


Рисунок 2.5 – Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора на основі біполярної транзисторної структури з термочутливим опором

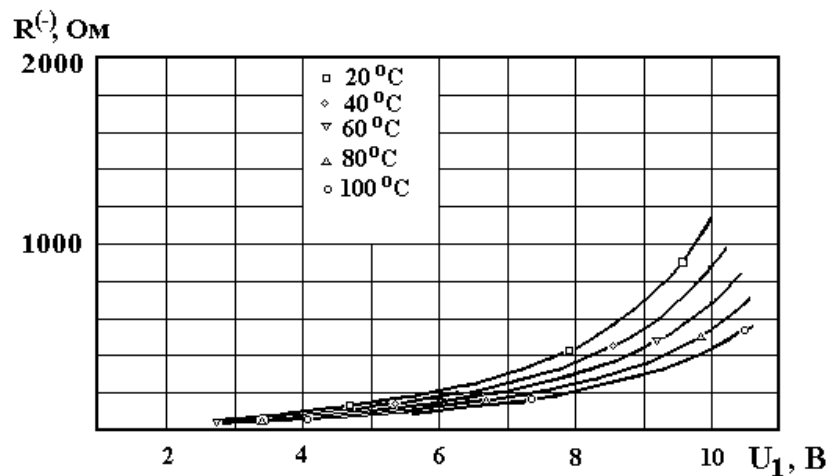


Рисунок 2.6 – Залежність активної складової від напруги живлення при різних значеннях температури

Для експериментальних досліджень була виготовлена схема радіовимірювального сенсора температури на основі біполярної транзисторної структури

ри. В цій схемі були застосовані біполярні транзистори типу: BC847 і BC857. Дослідження температурних характеристик проводилось в термокамері, що підтримує температуру з точністю $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$. На рисунку 2.6 наведена залежність активної складової повного опору від напруги живлення при різних значеннях температури. Графік показує, що при напругах живлення від 2,8 В до 4,2 В активна складова не в значній мірі залежить від температури, але при збільшенні напруги ця залежність стає суттєвою. Залежність реактивної складової від температури для структури з напівпровідниковим термочутливим резистором NTC10 подана на рисунку 2.7. Аналіз графіка показує, що зменшення величини реактивної складової повного опору пов'язано із збільшенням термогенерації носіїв заряду.

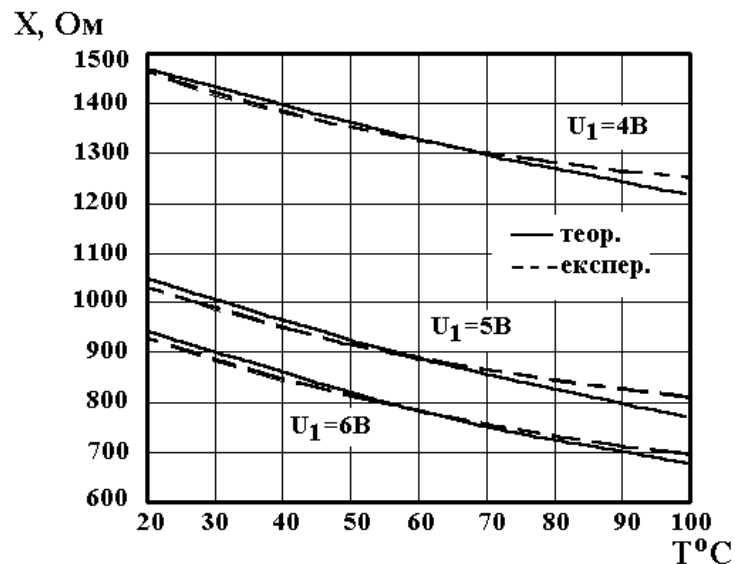


Рисунок 2.7 – Теоретична та експериментальні залежності реактивної складової від температури для сенсора з напівпровідниковим термочутливим резистором NTC10

На рисунку 2.8 представлена залежність реактивної складової повного опору структури на основі двох біполярних транзисторів з металевим термочутливим опором. Функція перетворення, іншими словами, залежність частоти генерації від температури, визначається із системи рівнянь Кірхгофа. Спочатку визначається реактивна складова повного опору на виводах колектор–колектор транзисторної структури, а потім з реактивної складової визначається еквівалентна ємність, яка залежить від температури навколишнього середовища. Зміна еквівалентної ємності транзисторної структури визначає залежність частоти генерації від температури навколишнього середовища. Аналітичний вираз функ-

ції перетворення є складним і тому на основі його зробити аналіз практично неможливо.

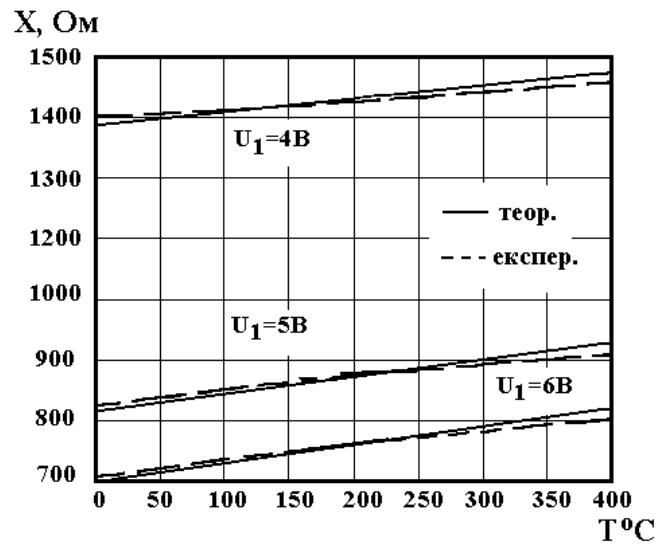


Рисунок 2.8 – Залежність реактивної складової від температури радіовимірювального сенсора з металевим термочутливим резистором Pt-500

Комп'ютерне моделювання на персональному комп'ютері дозволяє отримати функцію перетворення у вигляді графіка (рисунок 2.9, рисунок 2.10). В загальному вигляді функцію перетворення радіовимірювального сенсора температури можна записати виразом

$$F_0 = \left(2\pi [LC_{ekv}(T)]^{1/2} \right)^{-1}, \quad (2.17)$$

де F_0 – частота генерації; L – індуктивність коливального контуру радіовимірювального сенсора температури. Чутливість радіовимірювального сенсора температури визначається виразом

$$S_T^{F_0} = \frac{T}{F_0} \cdot \frac{dF_0}{dT} = -\frac{T}{F_0} \cdot \frac{1}{4\pi\sqrt{L}} C_{ekv}^{-3/2}(T) \frac{dC_{ekv}}{dT}. \quad (2.18)$$

Аналіз графіка (рисунок 2.9) показує, що підвищення температури навколишнього середовища в діапазоні від 20 °C до 100 °C приводить до лінійного зниження частоти генерації на 140 кГц, при напрузі живлення 4 В, а при напрузі живлення 6 В – на 150 кГц. Цей спад частоти генерації викликаний зменшен-

ням опору термочутливого елемента, який включено в коло зворотного позитивного зв'язку транзисторної структури з від'ємним диференційним опором.

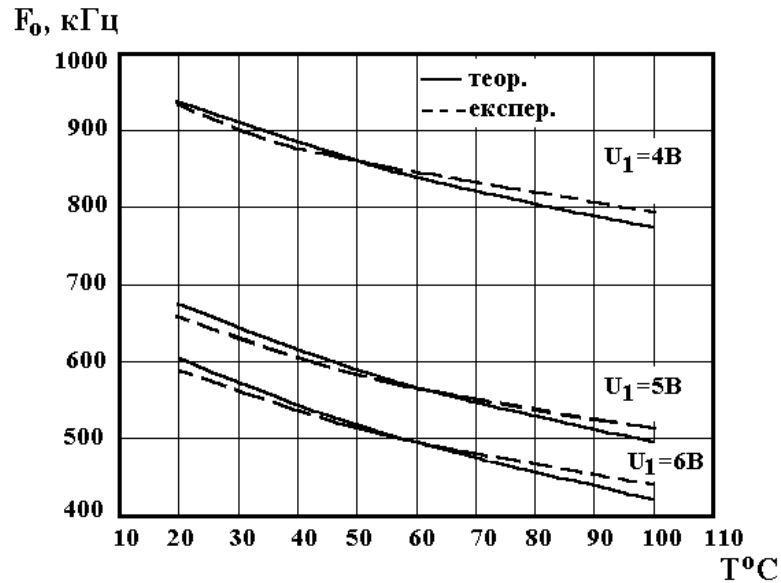


Рисунок 2.9 – Залежність частоти генерації від температури для радіовимірювального сенсора з термочутливим резистором NTC10

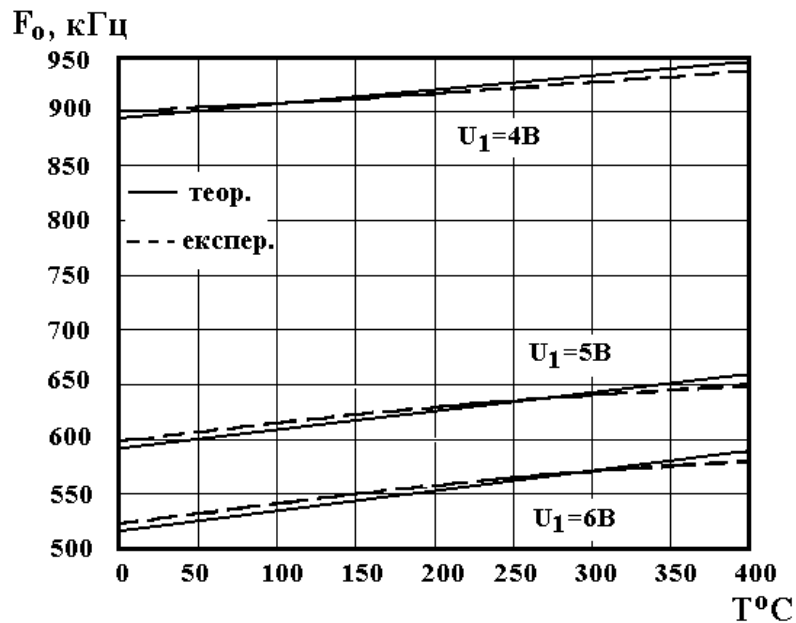


Рисунок 2.10 – Залежність частоти генерації від температури для радіовимірювального сенсора з металевим термочутливим резистором Pt-500

Аналіз графіка (рисунок 2.10) показує, що підвищення температури в діапазоні від 0°C до 400°C приводить до лінійного збільшення частоти генерації, так якщо напруга живлення 4 В воно складає 36,6 кГц, а якщо напруга живлен-

ня 6 В складає 60,2 кГц. Відповідне зростання частоти генерації радіовимірювального сенсора температури викликано збільшенням опору термочутливого елемента, який включено в коло зворотного додатного зв'язку.

2.3 Розрахунок функції перетворення радіовимірювального параметричного сенсора тиску з тензочутливим резистором

Електрична схема радіовимірювального параметричного сенсора тиску з тензочутливим резистором подана на рисунку 2.11. Вона складається з біполярного та польового транзисторів, в коло позитивного зворотного зв'язку якого включений чутливий до тиску резистор. Тиск діє на чутливий до тиску резистор, опір якого змінюється, що приводить до зміни ємнісної складової повного опору на електродах колектор–стік транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором, а це викликає зміну частоти генерації. Таким чином, частота генерації пов'язана з тиском.

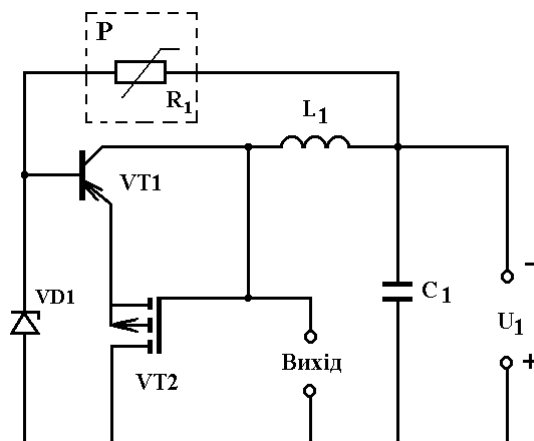


Рисунок 2.11 – Електрична схема радіовимірювального параметричного сенсора тиску з тензочутливим резистором

Перетворення вимірюваного тиску у зміну електричного опору здійснюється у чутливому елементі тензорезистора за рахунок тензорезистивного ефекту, як в провідникових, так і напівпровідникових матеріалах [34–37]. Розглянемо фізичний механізм при деформації і основні залежності для провідникових тензорезисторів. Електричний опір матеріалу змінюється в процесі деформації як за рахунок зміни його геометричних розмірів, так і за рахунок зміни його питомого опору. У випадку прикладання напруженості (наприклад, розтягання чи стиснення) відносна зміна опору dR/R тензочутливого елемента довжиною l

з питомим опором ρ і коефіцієнтом Пуассона μ буде описуватись виразом [37]

$$\frac{dR}{R} = (1 + 2\mu) \frac{dl}{l} + \frac{d\rho}{\rho} . \quad (2.19)$$

У виразі (2.19) перший член визначає зміну геометричних розмірів чутливого елемента, а другий член зміну питомого опору. Коефіцієнт Пуассона $\mu \leq 0,5$ і зміна опору за рахунок геометрії не перевищує $2dl/l$. Зміна опору залежить від структури і властивостей матеріалу і в деяких випадках може бути на два порядки більшою, ніж зміна за рахунок геометрії.

Експериментальні та теоретичні дослідження впливу тиску на різноманітні матеріали показали, що опір тіла змінюється за рахунок таких дій [37]: зміна взаємодії між електронами і пружними хвилями в кристалічній ґратці у зв'язку з тим, що тиск змінює порядок кристалічної ґратки, а також змінює амплітуду коливань атомів навколо їх нормальних станів, що приводить до зміни довжини вільного пробігу електронів і їх рухливості; зміна енергії Фермі, що викликає зміну кількості електронів, які визначають процеси провідності з енергіями близькими до енергії Фермі; зміна зонної структури за рахунок перекриття або зближення різних енергетичних зон; виникнення певних кристалічних модифікацій.

При дослідженні зміни опору різноманітних матеріалів при високих тисках в роботі [37] встановлено, що у більшості провідникових матеріалів (металів і сплавів) змінюється опір внаслідок зміни розсіювання і рухливості електронів. Такі метали і сплави отримали назву нормальних. На основі зонної теорії твердих тіл проведено теоретичний розрахунок залежності питомого опору нормальних металів від зміни їх об'єму при всебічному стисненні при врахуванні тільки рухливості електронів. В цьому випадку при температурах, більших за характеристичну [37]

$$\frac{d\rho/\rho}{dv/v} = 2\gamma , \quad (2.20)$$

де γ – стала Грюнайзена. При лінійній деформації ізотропного тіла, для якого виконується умова [37]

$$\frac{dl}{l} = \frac{dv}{v(1-2\mu)} , \quad (2.21)$$

приріст питомого опору визначається [37]

$$\frac{d\rho}{\rho} = 2\gamma(1-2\mu)\frac{dl}{l} . \quad (2.22)$$

Якщо позначити

$$m = 2\gamma(1-2\mu) ,$$

тоді

$$\frac{d\rho}{\rho} = m\frac{dl}{l} ,$$

де m – постійна, яка визначається через сталу Бріджмена, яка при всебічному стисненні описується виразом

$$C_B = \frac{dR}{R} / \frac{dv}{v} = \frac{d\rho}{\rho} / \frac{dv}{v} - \frac{1}{3} . \quad (2.23)$$

З врахуванням виразу (2.21) для ізотропного матеріалу стала m визначається виразом

$$m = (C_B + 1/3)(1-2\mu) . \quad (2.24)$$

При дії тиску на нормальні метали змінюється енергія Фермі, яка приводить до зміни кількості електронів в зоні провідності. Будемо вважати, що зміна опору у цьому випадку незначна за рахунок великої концентрації електронів у зоні провідності і значної величини енергії Фермі (3–5 еВ). Експериментальні дослідження, які приведені в роботах [37, 38] показали, що приріст опору для різноманітних металів і сплавів від тиску змінюється лінійно в області пружного розтягнення, при цьому стала m не залежить від тиску в достатньо широких межах. Тому вираз (2.20) приймає вигляд

$$\frac{dR}{R} = K_{nep} \frac{dl}{l} , \quad (2.25)$$

де $K_{nep} = (1 + 2\mu + m)$. Для нормальних металів і сплавів у пружній області деформації K_{nep} лежить в діапазоні значень від 0,6 до 5,5 [37]. У відносно невеликому діапазоні деформацій K_{nep} можна вважати незалежним від деформації

для нормальних провідникових матеріалів, тому вираз (2.25) при незмінності ρ у кожній точці чутливого елемента тензочутливого резистора описується виразом [37]

$$\int \frac{dR}{R} = K_{nep} \int \frac{dl}{l} . \quad (2.26)$$

Під час проведення вимірювань деформації за допомогою тензочутливих резисторів, вихідний сигнал якого визначається як приріст опору, викликаного деформацією, до його початкового значення опору, тобто $dR / R = f(\varepsilon)$, де ε – величина деформації (тиску). Тоді за початковий опір приймається значення опору, яке відповідає початковій деформації (тиску). Вираз (2.26) можна подати у вигляді визначених інтегралів

$$\int_{R_n}^{R_k} \frac{dR}{R} = K_{nep} \int_{l_n}^{l_k} \frac{dl}{l} , \quad (2.27)$$

де R_n – початковий опір тензорезистора; l_n – відповідна йому початкова довжина чутливого елемента тензорезистора; R_k і l_k – опір і довжина елемента після деформації. Інтеграл у правій частині виразу (2.27) є істинним (логарифмічним) значенням деформації чутливого елемента тензорезистора $\bar{\varepsilon}$. Інтегруючи ліву частину, отримуємо вираз [37]

$$\ln \left(\frac{R_k}{R_n} + 1 \right) = K_{nep} \bar{\varepsilon} , \quad (2.28)$$

або

$$\ln \left(\frac{\Delta R}{R_n} + 1 \right) = K_{nep} \bar{\varepsilon} , \quad (2.29)$$

де $\Delta R = R_k - R_n$. Вираз (2.29) після перетворень можна записати у вигляді [37]

$$\frac{\Delta R}{R_n} = \exp(K_{nep} \bar{\varepsilon}) - 1 . \quad (2.30)$$

Вираз (2.30) є рівнянням перетворення відносної лінійної деформації чутливого елемента у відносну зміну його опору. В загальному вигляді це рівняння є нелі-

нійною функцією і тільки при певних значеннях $\bar{\varepsilon} K_{nep}$ можна використовувати наближену лінійну функцію перетворення

$$\frac{\Delta R}{R_n} = K_{nep} \bar{\varepsilon} . \quad (2.31)$$

Межу зміни функції перетворення на наближену лінійну функцію можна визначити використовуючи перші три члени ряду при розкладенні $\exp(K_{nep} \bar{\varepsilon})$, оцінкою похибки наближених розрахунків

$$|K_{nep} \bar{\varepsilon}| \leq 2\delta , \quad (2.32)$$

де δ – допустима відносна похибка за рахунок нелінійності, яка визначається як $\Delta = \pm K_{nep} \bar{\varepsilon} / 3$.

Розглянемо вплив деформації на електрофізичні параметри напівпровідникового тензочутливого резистора. При деформації напівпровідникового матеріалу змінюється відстань між атомами і структура енергетичних зон. Це приводить до зсуву дна зони провідності E_C і вершини валентної зони E_V , а також до зміни ефективної щільності квантових станів біля вершини валентної зони N_V . В деформованому напівпровіднику за рахунок цього змінюється концентрація електронів n' і концентрація дірок [16]

$$n' = N'_C e^{-\frac{E'_C - E_F}{kT}} , \quad (2.33)$$

$$p' = N'_V e^{-\frac{E_F - E'_V}{kT}} , \quad (2.34)$$

де E_F – енергетичний рівень Фермі, N'_C, N'_V – ефективні щільності квантових станів у деформованому напівпровіднику, T – температура, k – стала Больцмана. У виразах (2.33) і (2.34) дві змінні замінимо однією, яка залежить від деформації [26]

$$n' = N_C e^{-\frac{E_{C(E\Phi)} - E_F}{kT}} , \quad (2.35)$$

$$p' = N_V e^{-\frac{E_F - E_{V(E\Phi)}}{kT}} , \quad (2.36)$$

де

$$N_C = 2 \left(\frac{2\pi m_C kT}{h^2} \right)^{3/2}, \quad (2.37)$$

$$N_V = 2 \left(\frac{2\pi m_V kT}{h^2} \right)^{3/2}, \quad (2.38)$$

Де m_V – ефективна маса дірок у валентній зоні; $E_{C(EФ)}$ – ефективна енергія дна зони провідності; $E_{V(EФ)}$ – ефективна енергія вершини валентної зони; m_C – ефективна маса електронів у зоні провідності; h – стала Планка. Поділимо співвідношення (2.33) на вираз (2.37) і вираз (2.34) на формулу (2.38), тоді отримуємо [16]

$$E_{C(EФ)} = E'_C + kT \ln(N_C / N'_C), \quad (2.39)$$

$$E_{V(EФ)} = E'_V - kT \ln(N_V / N'_V). \quad (2.40)$$

Використання $E_{C(EФ)}$ і $E_{V(EФ)}$ дозволяє замінити зміну двох параметрів на зміну тільки одного. Коли відсутня деформація (тиск) напівпровідника, то $E_{V(EФ)} = E'_V$ і $E_{C(EФ)} = E'_C$. Під час деформації напівпровідникового матеріалу ефективна ширина забороненої зони дорівнює

$$E_{g(EФ)} = E_{C(EФ)} - E_{V(EФ)} = E_g + \Delta E_{g(EФ)}, \quad (2.41)$$

де $\Delta E_{g(EФ)}$ – її ефективна зміна в процесі деформації; E_g – ширина забороненої зони у недеформованому напівпровідниковому матеріалі. При підстановці виразу (2.39) і виразу (2.40) у формулу (2.41) отримуємо вираз [26]

$$\Delta E_{g(EФ)} = \Delta E_g + kT \ln \left(\frac{N_C N_V}{N'_C N'_V} \right), \quad (2.42)$$

де $\Delta E_g = E'_g - E_g = (E'_C - E_C) - (E'_V - E_V)$ – дійсна зміна ширини забороненої зони напівпровідникового матеріалу. Використання виразу (2.41) дозволяє визначити концентрацію електронів і дірок у недеформованому напівпровідниковому матеріалі. Згідно з законом діючих мас, можна записати вираз [26]

$$(n'_i)^2 = n'p' = N_C N_V e^{-\frac{E_g(E\Phi)}{kT}} = N_C N_V e^{-\frac{E_g}{kT}} e^{-\frac{\Delta E_g(E\Phi)}{kT}} = n_i^2 e^{-\frac{\Delta E_g(E\Phi)}{kT}}, \quad (2.43)$$

де n'_i і n_i – концентрації електронів у бездомішковому напівпровідниковому матеріалі у деформованому і недеформованому станах. В напівпровідниковому матеріалі р–типу провідності, коли іонізовані всі домішкові атоми ($p'_p = N_a$), деформація (тиск) майже не змінює концентрацію основних носіїв заряду, тобто $p'_p = p_p$. В цьому випадку концентрація неосновних носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі, згідно з виразом (2.43), визначається формулою

$$n'_p = \frac{n_i^2}{N_a} e^{-\frac{\Delta E_g(E\Phi)}{kT}} = n_p e^{-\frac{\Delta E_g(E\Phi)}{kT}}. \quad (2.44)$$

Ефективна ширина забороненої зони в напівпровідниковому матеріалі залежить від виду деформації. Дія всебічного стиснення симетрію кристала в напівпровідниковому матеріалі не змінює, що відповідає дуже малій зміні N_C і N_V , а це означає, що $\Delta E_{g(E\Phi)} = \Delta E_g$, тобто ефективна зміна ширини забороненої зони відповідає її дійсній зміні. Деформацію одноосного розтягу або стиснення кристалу напівпровідникового матеріалу можна подати як суму деформації всебічного стиснення і чистого зсуву. За малих механічних напруг зміна ефективної ширини забороненої зони в напівпровідниковому матеріалі повністю визначається всебічним стисненням [3]. Коефіцієнт m у виразі (2.35) є коефіцієнтом тензочутливості, який характеризує зміну опору в процесі деформації в напівпровідниковому матеріалі. Величина цього значення залежить від типу провідності напівпровідника і напрямку деформації. Для германієвих тензочутливих резисторів використовується напрям кристалографічної осі $\langle 111 \rangle$, в якому m набуває великі значення для р і n типу провідності в напівпровідниковому матеріалі. Для кремнієвих тензочутливих резисторів р–типу використовується напрям $\langle 111 \rangle$, а для n–типу провідності напрям $\langle 100 \rangle$, в яких m набуває великі значення.

Таким чином, при використанні виразу (2.44) опір напівпровідникового тензочутливого резистора при всебічному стисненні визначається виразом

$$R' = \frac{l}{q\mu_n S n_p} \exp\left(\frac{\Delta E_{g(E\Phi)}}{kT}\right), \quad (2.45)$$

де μ_n – рухливість електронів; q – заряд електрона; S – площа перерізу тензочутливого резистора; l – довжина тензочутливого резистора; n_p – концентрація неосновних носіїв зарядів (електронів) в тензочутливому резисторі з дірковим типом провідності, .

На рисунку 2.12 подана теоретична і експериментальна залежності вольт–амперної характеристики радіовимірювального сенсора тиску. Як видно із графіка, в інтервалі напруг від 3,4 В до 6,2 В існує спадаюча ділянка, що підтверджує можливість створення генератора електричних коливань, в коливальному контурі якого втрата енергії компенсується за рахунок від’ємного диференційного опору.

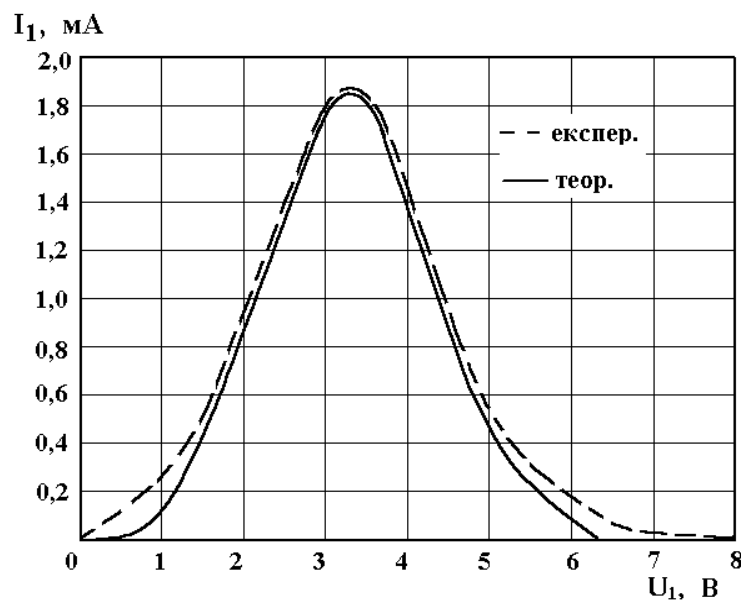


Рисунок 2.12 - Теоретична і експериментальна залежності вольт–амперної характеристики радіовимірювального сенсора тиску

Функція перетворення, яка визначає залежність частоти генерації від дії тиску, розраховується на основі повного опору на електродах колектор–стік біполярного і польового транзисторів (рисунок 2.11). Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску представлена на рисунку 2.13. Для спрощення математичних розрахунків подамо нелінійну еквівалентну схему у вигляді, зображеному на рисунку 2.14. Згідно з вибраними напрямками контурних струмів, складена система рівнянь Кірхгофа.

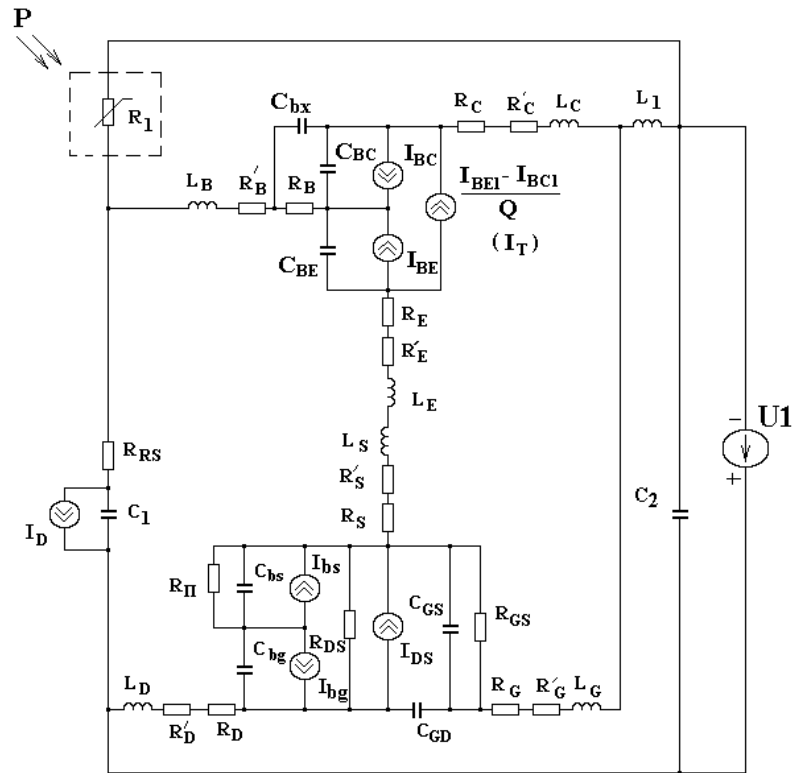


Рисунок 2.13 – Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску

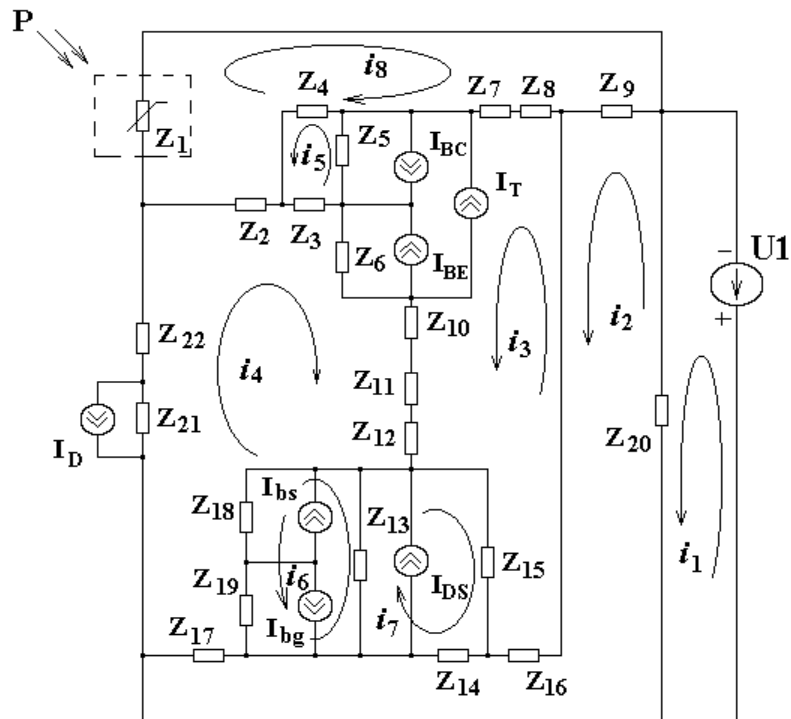


Рисунок 2.14 – Перетворена еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску

Система рівнянь Кірхгофа розв'язується за допомогою персонального комп'ютера в середовищі пакету "Mathlab 9.1". Реактивна складова повного

опору радіовимірювального сенсора тиску має ємнісний характер, тому підключення зовнішньої індуктивності до електродів колектор–стік дозволяє створити генератор електричних коливань, в контурі якого втрати енергії компенсуються від’ємним диференційним опором активної складової повного опору.

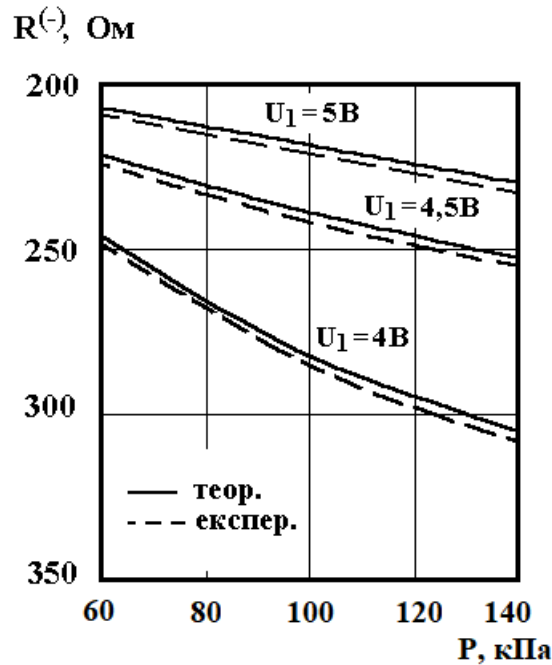


Рисунок 2.15 – Залежність активної складової повного опору від тиску радіовимірювального сенсора тиску

На рисунку 2.15 подана залежність активної складової від дії тиску радіовимірювального сенсора тиску з чутливим елементом на основі первинного перетворювача типу КР234ХТМА1.

Як видно із графіка, найбільшу зміну активна складова радіовимірювального сенсора тиску набуває з напругою живлення 4 В. Залежність реактивної складової від тиску подано на рисунку 2.16.

Аналіз графіка показує, що реактивна складова радіовимірювального сенсора тиску зменшується від 3382 Ом до 2253 Ом зі зростанням тиску від 60 кПа до 140 кПа.

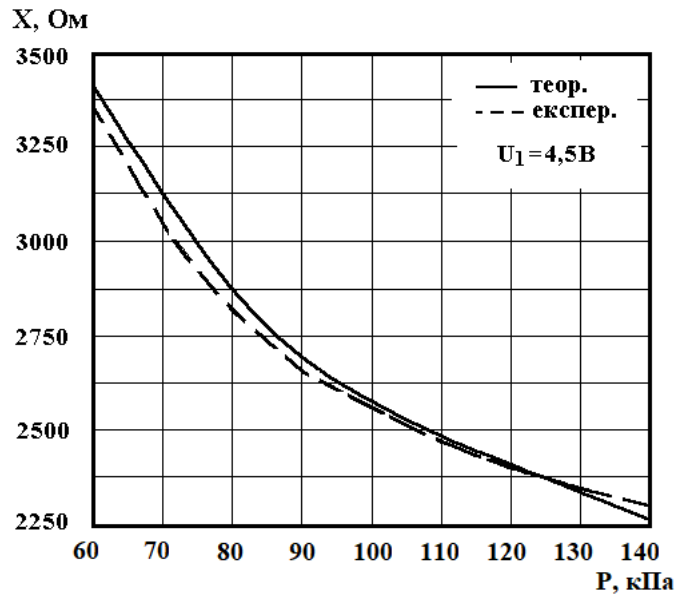


Рисунок 2.16 – Залежність реактивної складової повного опору від тиску радіовимірювального сенсора тиску

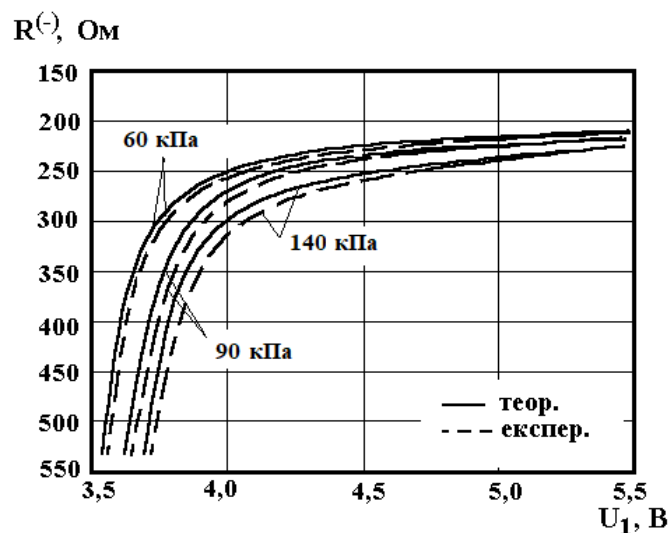


Рисунок 2.17 – Теоретичні і експериментальні залежності активної складової радіовимірювального сенсора тиску від напруги живлення

На рисунок 2.17 подана залежність активної складової радіовимірювального сенсора тиску від напруги живлення з різними значеннями тиску. Як видно із графіка, в діапазоні напруг від 3,6 В до 4,2 В існує різке зменшення активної складової радіовимірювального сенсора тиску від напруги, подальше зростання напруги від 4,2 В до 5,5 В приводить до незначного, майже лінійного зменшення активної складової радіовимірювального сенсора тиску. Реактивна складова радіовимірювального сенсора тиску має нелінійне зменшення із збільшенням напруги живлення до 5,5 В.

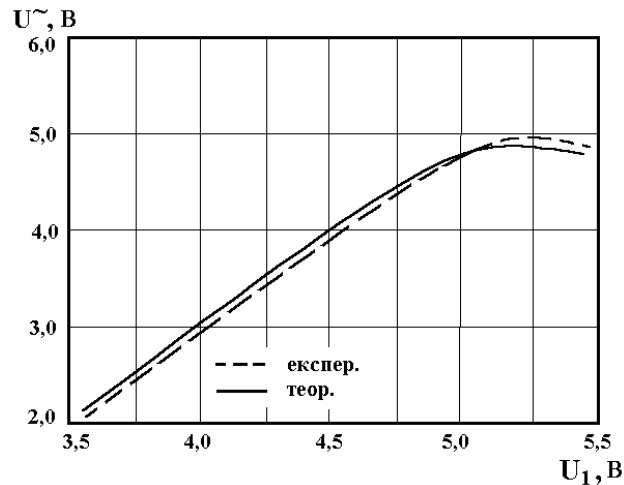


Рисунок 2.18 – Залежність вихідної напруги радіовимірювального сенсора тиску від напруги живлення

Вихідна змінна напруга майже лінійно зростає із зростанням напруги живлення (рисунок 2.18). Функція перетворення для радіовимірювального сенсора тиску у загальному вигляді описується рівнянням

$$F_0 = \left\{ 2\pi [LC_{ekv}(\varepsilon)]^{1/2} \right\}^{-1}, \quad (2.46)$$

де L – зовнішня індуктивність контуру радіовимірювального сенсора тиску, $C_{ekv}(\varepsilon)$ – еквівалентна ємність контуру радіовимірювального сенсора тиску, яка залежить від тиску. Чутливість радіовимірювального сенсора тиску визначається на основі (2.46)

$$S_{\varepsilon}^{F_0} = \frac{\varepsilon}{F} \cdot \frac{dF_0}{d\varepsilon} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon}{C_{ekv}(\varepsilon)} \right) \cdot \frac{dC_{ekv}(\varepsilon)}{d\varepsilon}. \quad (2.47)$$

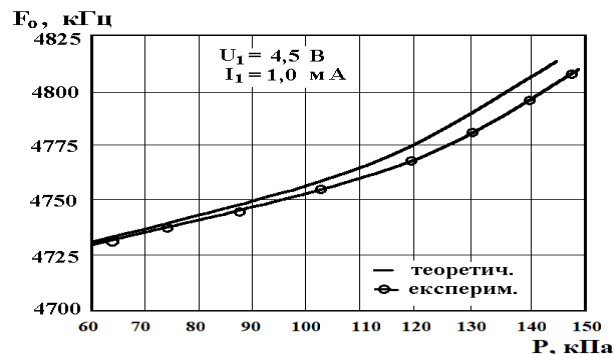


Рисунок 2.19 – Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації радіовимірювального сенсора тиску від зміни тиску з чутливим елементом типу КР234ХТМА1

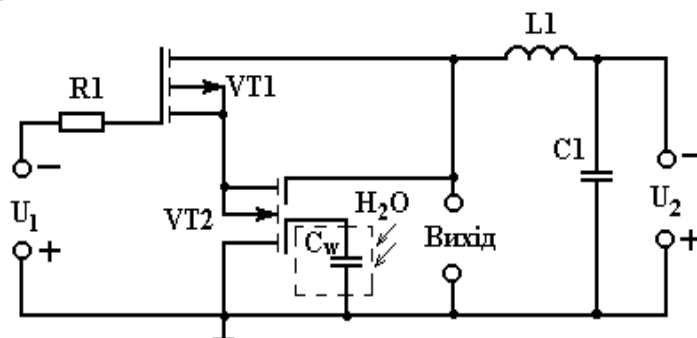
На рисунку 2.19 подана теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від зміни тиску для радіовимірювального сенсора тиску від зміни тиску з чутливим елементом типу КР234ХТМА1. Як показують розрахунки згідно (2.47), чутливість цього чутливого елемента при тиску 102 кПа складає – 950 Гц/кПа.

2.4 Виведення ВАХ вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів

Визначення вольт–амперної характеристики вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів є важливим питанням, тому що вибір робочої точки на цій характеристиці обумовлює самозбудження і стійкість роботи автогенераторного сенсора.

Принцип роботи вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів базується на зміні ємності вологочутливого МДН–конденсатора на основі аморфного двоокису кремнію в результаті фізичної та хімічної адсорбції пари води навколишнього середовища. На рисунку 2.20 подана схема вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів, яка складається з двох комплементарних МДН–транзисторів, живлення яких здійснюють джерела постійної напруги U_1 і U_2 , вологочутливий конденсатор, підключений до другого затвору МДН транзистора VT2.

Для визначення вольт–амперної характеристики вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів розглядається еквівалентна схема по постійному струму (рисунк 2.21). Визначення аналітичної залежності ВАХ дасть змогу переконатись в існуванні від’ємного диференційного опору, що відповідає спадаючій ділянці вольт–амперної характеристики.



Рисунк 2.20 – Схема вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів

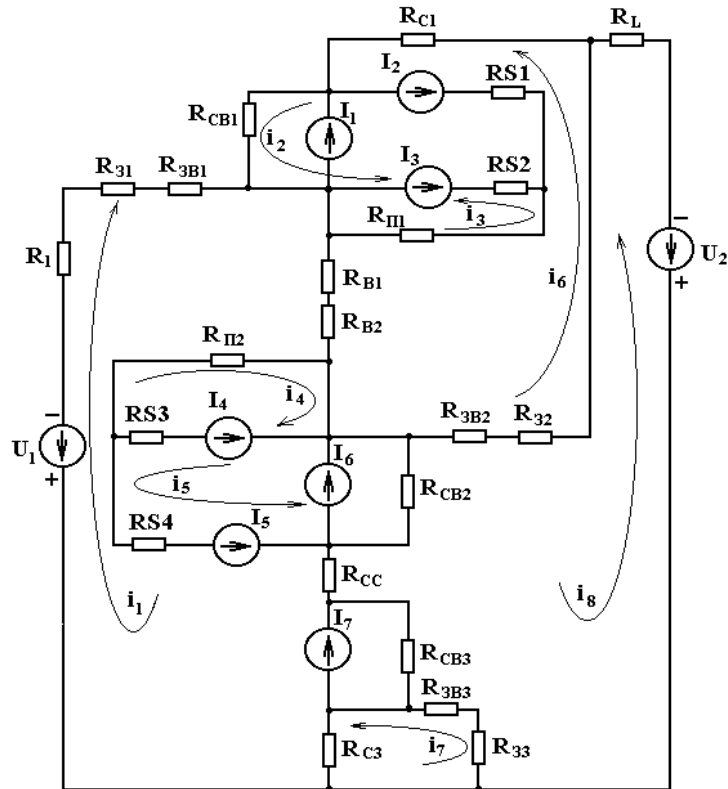


Рисунок 2.21 – Еквівалентна схема вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів по постійному струму

Елементи еквівалентної схеми вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів описуються такими величинами: R_1 – навантажувальний опір; R_{CB} – опір стік–витік; R_3 – омичний опір електрода затвора; R_B – опір р–п переходу витоку МДН–транзистора; R_{3B} – опір між електродами затвора і витоку; R_C – опір р–п переходу стоку; R_{II} – опір підкладки МДН–транзистора; $RS1, RS4$ – об’ємні опори р–п переходу підкладка–стік двозатворного МДН транзистора; $RS2, RS3$ – об’ємні опори р–п переходу підкладка–витік двозатворного МДН транзистора; R_{CC} – загальний опір стоку–витоку другого затвору двозатворного транзистора VT2; R_L – опір індуктивності коливального контуру; I_1, I_6, I_7 – струми стоку–витоку МДН–транзистора; I_2, I_5 – струми переходів підкладка–стік двозатворного МДН транзистора; I_3, I_4 – струми переходів підкладка–витік двозатворного МДН транзистора.

Струми стоку–витоку I_1, I_6, I_7 визначаються рівнянням ($I_1 = I_6 = I_7$) [17], причому режиму відсічки ($U_{3B} - U_{nop} < 0$) відповідає

$$I_1 = \beta(1 + \lambda U_{CB})(U_{3B} - U_{nop})^2, \quad (2.48)$$

де U_{3B} – напруга затвор–витік МДН–транзистора; U_{nop} – порогова напруга МДН–транзистора; β – крутизна прохідної характеристики МДН–транзистора; λ – коефіцієнт модуляції довжини каналу МДН–транзистора; U_{CB} – напруга стік–витік, а режиму насичення ($0 \leq U_{3B} - U_{nop} \leq U_{CB}$).

$$I_1 = \beta(1 + \lambda U_{CB})U_{CB} [2(U_{3B} - U_{nop}) - U_{CB}]. \quad (2.49)$$

Лінійний режим роботи МДН–транзистора виконується за умови $U_{CB} < (U_{3B} - U_{nop})$, тоді

$$I_2 = I_5 = I_{нас} [\exp(U_{ПС} / (NU_T)) - 1], \quad (2.50)$$

$$I_3 = I_4 = I_{нас} [\exp(U_{ПВ} / (NU_T)) - 1], \quad (2.51)$$

де $I_{нас}$ – струм насичення р–п переходу підкладки; $U_{ПС}$ – напруга підкладка–стік МДН–транзистора; $U_{ПВ}$ – напруга підкладка–витік МДН–транзистора; N – коефіцієнт неідеальності переходу підкладка–стік МДН–транзистора; $U_T = kT / q$ – температурний потенціал р–п переходу.

Опір стік–витік R_{CB} для МДН–транзистора, який знаходиться в лінійній області вольт–амперної характеристики, визначається виразом:

$$R_{CB} = \frac{L}{W\mu C_o} (U_{3B} - U_T), \quad (2.52)$$

а для ділянки насичення характерний вираз:

$$R_{CB} = \frac{12 \left[L(U_C - U_{CBнас})^{1/2} - 2(\varepsilon_{HP} / qN_A)^{1/2} (U_C - U_{CBнас}) \right]}{W\mu C_o (2\varepsilon_{HP} / qN_A)^{1/2}} \times \frac{1}{[(U_{CBнас} + 2\varphi_B)^2 + U_{3B}(U_{CBнас} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B(U_{3B} - \varphi_B - 4 / 3k\varphi_B^{1/2})]}, \quad (2.53)$$

де W – довжина каналу; L – ширина каналу; μ – рухливість носіїв в каналі; U_C – напруга на стокові; C_o – питома ємність окису; N_A – концентрація домі-

шок; $U_{CBнас}$ – напруга стік–витік в режимі насичення. Потенціал Фермі φ_B описується виразом:

$$\varphi_B = \pm kT / q \ln(N_A / n_i). \quad (2.54)$$

Рівняння Кірхгофа, згідно напрямкам вибраних контурних струмів, набувають вигляду

$$\left\{ \begin{array}{l} -U_1 = (R_1 + R_{31} + R_{3B1} + R_{B1} + R_{B2} + R_{II2} + RS4 + R_{CC} + R_{CB3} + R_{C3})(i_1 + I_5 + I_7) + \\ + (R_{B1} + R_{B2})i_6 - R_{II2}i_4 + RS4(i_5 + I_5) + R_{CC}i_8 + R_{CB3}(i_8 + I_7) + R_{C3}i_7, \\ 0 = (i_2 - I_2 + I_1 + I_3)(RS2 + R_{CB1} + RS1) + RS2(-i_3 + I_3) + \\ + RS1(-i_6 - I_2), \\ 0 = (i_3 - I_3)(R_{II1} + RS2) + RS2(-i_2 - I_3) - R_{II1}i_6, \\ 0 = (i_4 - I_4)(R_{II2} + RS3) - R_{II2}i_1 + RS3(i_5 - I_4), \\ 0 = (i_5 + I_5 - I_6 - I_4)(R_{CB2} + RS4 + RS3) + R_{CB2}(-i_8 - I_6) + RS4(i_1 + I_5) + \\ + RS3(i_4 - I_4), \\ 0 = (i_6 + I_2)(R_{3B2} + R_{32} + R_{C1} + RS1 + R_{II1} + R_{B1} + R_{B2}) - (R_{3B2} + R_{32})i_8 + \\ + RS1(-i_2 + I_2) - R_{II1}i_3 + (R_{B1} + R_{B2})i_1, \\ 0 = (R_{C3} + R_{33} + R_{3B3})i_7 + R_{C3}i_1 - (R_{3B3} + R_{33})i_8, \\ -U_2 = (R_L + R_{32} + R_{3B2} + R_{CB2} + R_{CC} + R_{CB3} + R_{3B3} + R_{33})(i_8 + I_6 + I_7) - \\ - (R_{3B2} + R_{32})i_6 + R_{CB2}(-i_5 + I_6) + R_{CC}i_1 + R_{CB3}(i_1 + I_7) - (R_{3B3} + R_{33})i_7. \end{array} \right. \quad (2.55)$$

Для спрощення запису системи рівняння (2.55) введемо позначення:

$$\begin{aligned} A_1 &= R_1 + R_{31} + R_{3B1} + R_{B1} + R_{B2} + R_{II2} + RS4 + R_{CC} + R_{CB3} + R_{C3}, & A_2 &= R_{B1} + R_{B2}, \\ A_3 &= RS2 + R_{CB1} + RS1, & A_4 &= R_{II1} + RS2, & A_5 &= R_{II2} + RS3, \\ A_6 &= R_{CB2} + RS4 + RS3, & A_7 &= R_{3B2} + R_{32} + R_{C1} + RS1 + R_{II1} + R_{B1} + R_{B2}, \\ A_8 &= R_{3B2} + R_{32}, & A_9 &= R_{C3} + R_{33} + R_{3B3}, & A_{10} &= R_{3B3} + R_{33}, \\ A_{11} &= R_L + R_{32} + R_{3B2} + R_{CB2} + R_{CC} + R_{CB3} + R_{3B3} + R_{33}, \\ A_{12} &= -A_1(I_5 + I_7) - RS4I_5 - R_{CB3}I_7, \\ A_{13} &= -A_3(-I_2 + I_1 + I_3) + RS1I_2 - RS2I_3, & A_{14} &= (A_4 + RS2)I_3, \\ A_{15} &= (A_5 + RS3)I_4, & A_{16} &= -A_6(-I_4 + I_5 - I_6) + RS3I_4 - RS4I_5 + R_{CB2}I_6, \\ A_{17} &= -A_7I_2 - RS1I_2, & A_{18} &= -A_{11}(I_6 + I_7) - R_{CB2}I_6 - R_{CB3}I_7. \end{aligned}$$

З використанням введених позначень система рівнянь (2.55) приймає вигляд:

$$\begin{cases} -U_1 + A_{12} = A_1 i_1 + A_2 i_6 - R_{\Pi 2} i_4 + RS4i_5 + R_{CC} i_8 + R_{CB3} i_8 + R_{C3} i_7, \\ A_{13} = A_3 i_2 - RS2i_3 - RS1i_6, \\ A_{14} = A_4 i_3 - RS2i_2 - R_{\Pi 1} i_6, \\ A_{15} = A_5 i_4 - R_{\Pi 2} i_1 + RS3i_5, \\ A_{16} = A_6 i_5 - R_{CB2} i_8 + RS4i_1 + RS3i_4, \\ A_{17} = A_7 i_6 - RS1i_2 - R_{\Pi 1} i_3 + A_2 i_1 - A_8 i_8, \\ 0 = A_9 i_7 + R_{C3} i_1 - A_{10} i_8, \\ -U_2 + A_{18} = A_{11} i_8 - A_8 i_6 - R_{CB2} i_5 + R_{CC} i_1 + R_{CB3} i_1 - A_{10} i_7. \end{cases} \quad (2.56)$$

Значення струму i_1 знаходимо з першого рівняння системи (2.56)

$$i_1 = -\frac{B_1 + R_{C3} i_7 - R_{\Pi 2} i_4 + RS4i_5 + A_2 i_6 + i_8 B_2}{A_1}, \quad (2.57)$$

де $B_1 = U_1 - A_{12}$, $B_2 = R_{CC} + R_{CB3}$.

З другого рівняння системи (2.56) визначаємо значення струму i_2

$$i_2 = \frac{A_{13} + RS2i_3 + RS1i_6}{A_3}. \quad (2.58)$$

З третього рівняння системи (2.56) з врахуванням (2.58) визначимо значення струму i_3

$$i_3 = \frac{B_5 + B_3 i_6}{B_4}, \quad (2.59)$$

де $B_3 = RS2 \cdot RS1 + R_{\Pi 1} A_3$, $B_4 = A_4 A_3 - RS2^2$, $B_5 = A_{14} A_3 + RS2 A_{13}$.

Значення струму i_4 визначимо з четвертого рівняння системи (2.56) з врахуванням значення струму i_1 виразу (2.57)

$$i_4 = -\frac{K_1 + R_{\Pi 2} R_{C3} i_7 + R_{\Pi 2} B_2 i_8 + K_4 i_5 + R_{\Pi 2} A_2 i_6}{K_2}, \quad (2.60)$$

де $K_1 = -A_{15} A_1 + R_{\Pi 2} B_1$, $K_2 = -R_{\Pi 2}^2 + A_5 A_1$, $K_4 = R_{\Pi 2} RS4 + RS3 A_1$.

Значення струму i_5 визначимо з п'ятого рівняння системи (2.57) з врахуванням виразу (2.58) та виразу (2.59)

$$i_5 = -\frac{N_1 + N_2 i_6 + N_3 i_7 + N_4 i_8}{N_5}, \quad (2.61)$$

де $N_1 = A_6 K_2 A_1 + RS4B_1 K_2 + RS4R_{II2} K_1 + RS3A_1 K_1$,

$N_2 = RS4R_{II2}^2 A_2 + RS4A_2 K_2 + RS3A_1 R_{II2} A_2$,

$N_3 = RS4R_{C3} K_2 + RS4R_{II2}^2 R_{C3} + RS3A_1 R_{II2} R_{C3}$,

$N_4 = RS4R_{II2}^2 B_2 + RS4B_2 K_2 + R_{CB2} K_2 A_1 + RS3A_1 R_{II2} B_2$,

$N_5 = RS3K_4 A_1 - A_6 K_2 A_1 + RS4R_{II2} K_4 + RS4^2 K_2$.

Враховуючи вирази (2.60) – (2.62) з шостого рівняння системи (2.63) визначимо значення струму i_6

$$i_6 = -\frac{M_1 + M_2 i_7 + M_3 i_8}{M_4}, \quad (2.62)$$

де $M_1 = A_17 N_5 K_2 A_1 B_4 A_3 + A_2 B_4 A_3 B_1 N_5 K_2 + A_2 B_4 A_3 R_{II2} K_1 N_5 - A_2 B_4 A_3 R_{II2} K_4 N_1 -$
 $- A_2 B_4 A_3 RS4K_2 N_1 + RS1N_5 K_2 A_1 A_{13} B_4 + RS1N_5 K_2 A_1 RS2B_5 + R_{III} B_5 N_5 K_2 A_1 A_3$,

$M_2 = A_2 B_4 A_3 R_{C3} N_5 K_2 + A_2 B_4 A_3 R_{II2}^2 R_{C3} N_5 - A_2 B_4 A_3 R_{II2} K_4 N_3 - A_2 B_4 A_3 RS4K_2 N_3$,

$M_3 = A_2 B_4 A_3 R_{II2}^2 B_2 N_5 - A_2 B_4 A_3 R_{II2} K_4 N_4 + A_2 B_4 A_3 B_2 N_5 K_2 - A_2 B_4 A_3 RS4K_2 N_4 +$
 $+ A_8 N_5 K_2 A_1 B_4 A_3$,

$M_4 = -A_2 B_4 A_3 RS4N_2 K_2 + A_2^2 B_4 A_3 N_5 K_2 - A_2 B_4 A_3 R_{II2} K_4 N_2 + A_2^2 B_4 A_3 R_{II2}^2 N_5 +$
 $+ R_{III} B_3 N_5 K_2 A_1 A_3 - A_7 N_5 K_2 A_1 B_4 A_3 + RS1N_5 K_2 A_1 RS2B_3 + RS1^2 N_5 K_2 A_1 B_4$.

Значення струму i_7 визначимо з сьомого рівняння системи (2.58) врахувавши вирази (2.59) – (2.64)

$$i_7 = \frac{P_1 + P_2 i_8}{P_3}, \quad (2.63)$$

де $P_1 = R_{C3} B_1 M_4 N_5 K_2 + R_{C3} R_{II2} K_1 M_4 N_5 - R_{C3} R_{II2}^2 A_2 N_5 M_1 - R_{C3} R_{II2} K_4 N_1 M_4 +$
 $+ R_{C3} R_{II2} K_4 N_2 M_1 - R_{C3} RS4K_2 N_1 M_4 + R_{C3} RS4K_2 N_2 M_1 - R_{C3} A_2 N_5 K_2 M_1$,

$P_2 = -R_{C3} R_{II2}^2 A_2 N_5 M_3 + R_{C3} R_{II2}^2 B_2 M_4 N_5 + R_{C3} R_{II2} K_4 N_2 M_3 - R_{C3} R_{II2} K_4 N_4 M_4 +$
 $+ R_{C3} RS4K_2 N_2 M_3 - R_{C3} RS4K_2 N_4 M_4 - R_{C3} A_2 N_5 K_2 M_3 + R_{C3} B_2 M_4 N_5 K_2 +$

$$+A_{10}M_4N_5K_2A_1$$

$$P_3 = -R_{C3}^2M_4N_5K_2 - R_{C3}R_{\Pi2}K_4N_2M_2 + R_{C3}R_{\Pi2}K_4N_3M_4 - R_{\Pi2}^2R_{C3}^2M_4N_5 + \\ + R_{C3}R_{\Pi2}^2A_2M_2N_5 - R_{C3}RS4K_2N_2M_2 + R_{C3}RS4K_2N_3M_4 + R_{C3}A_2M_2N_5K_2 + \\ + A_9M_4N_5K_2A_1.$$

З останнього рівняння системи (2.58), використовуючи вирази (2.59) – (2.65) розрахуємо значення струму i_8 , який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми радіовимірювального сенсора вологості з частотним виходом по постійному струму (рисунок 2.21)

$$i_{\text{вих}} = i_8 = \frac{U_2P_3M_4N_5K_2A_1 + B_2R_{\Pi2}^2A_2N_5M_1P_3 + B_2R_{\Pi2}^2A_2N_5M_2P_1 + D_1 + D_2 + D_3 + D_4 + D_5}{B_2R_{C3}P_2M_4N_5K_2 + R_{\Pi2}^2B_2^2P_3M_4N_5 + D_{10} + D_{11} + D_{12} + D_{13} + D_{14} + D_{15}} - \\ - \left(\frac{A_{18}P_3M_4N_5K_2A_1 + A_{10}P_1M_4N_5K_2A_1 + B_2B_1P_3M_4N_5K_2 + D_6 + D_7 + D_8 + D_9}{B_2R_{C3}P_2M_4N_5K_2 + R_{\Pi2}^2B_2^2P_3M_4N_5 + D_{10} + D_{11} + D_{12} + D_{13} + D_{14} + D_{15}} \right), \quad (2.64)$$

$$\text{де } D_1 = B_2R_{\Pi2}K_4N_1P_3M_4 + B_2R_{\Pi2}K_4N_3M_4,$$

$$D_2 = B_2RS4K_2N_1P_3M_4 + B_2RS4K_2N_3P_1M_4,$$

$$D_3 = B_2A_2N_5K_2M_1P_3 + B_2A_2N_5K_2M_2P_1,$$

$$D_4 = R_{CB2}K_2A_1N_1P_3M_4 + R_{CB2}K_2A_1N_3P_1M_4,$$

$$D_5 = A_8N_5K_2A_1M_1P_3 + A_8N_5K_2A_1M_2P_1,$$

$$D_6 = B_2R_{\Pi2}K_1P_3M_4N_5 + B_2R_{\Pi2}K_4N_2M_1P_3 + B_2R_{\Pi2}K_4N_2M_2P_1,$$

$$D_7 = B_2R_{\Pi2}^2R_{C3}P_1M_4N_5 + B_2R_{C3}P_1M_4N_5K_2,$$

$$D_8 = B_2RS4K_2N_2M_1P_3 + B_2RS4K_2N_2M_2P_1,$$

$$D_9 = R_{CB2}K_2A_1N_2M_1P_3 + R_{CB2}K_2A_1N_2M_2P_1,$$

$$D_{10} = B_2R_{\Pi2}K_4N_2M_2P_2 + B_2R_{\Pi2}K_4N_2M_3P_3 - B_2R_{\Pi2}K_4N_3P_2M_4 - B_2R_{\Pi2}K_4N_4P_3M_4,$$

$$D_{11} = B_2R_{\Pi2}^2R_{C3}P_2M_4N_5 - B_2R_{\Pi2}^2A_2N_5M_2P_2 - B_2R_{\Pi2}^2A_2N_5M_3P_3,$$

$$D_{12} = B_2RS4K_2N_2M_2P_2 + B_2RS4K_2N_2M_3P_3 - B_2RS4K_2N_3P_2M_4 - B_2RS4K_2N_4P_3M_4,$$

$$D_{13} = -B_2A_2N_5K_2M_2P_2 - B_2A_2N_5K_2M_3P_3 + B_2^2P_3M_4N_5K_2,$$

$$D_{14} = R_{CB2}K_2A_1N_2M_2P_2 + R_{CB2}K_2A_1N_2M_3P_3 - R_{CB2}K_2A_1N_3P_2M_4 - R_{CB2}K_2A_1N_4P_3M_4,$$

$$D_{15} = -A_8N_5K_2A_1M_2P_2 - A_8N_5K_2A_1M_3P_3 + A_{10}P_2M_4N_5K_2A_1 - A_{11}P_3M_4N_5K_2A_1.$$

Згідно з виразом 2.64 розрахована вольт–амперна характеристика вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів. На рисунку 2.22 наведена теоретична та експериментальна ВАХ вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох

комплементарних МДН–транзисторах BSH 201 та BF 998. З графіка видно, що при збільшенні напруги керування U_1 збільшується ділянка від’ємного диференційного опору. Так, при напрузі $U_1=2,5$ В ділянка від’ємного диференційного опору по U_2 лежить від 0,7 до 1,2 В, при $U_1=4$ В – від 1,8 до 2,8 В, а при $U_1=5,5$ В вона становить від 3,25 до 4,8 В.

На рисунку 2.23 подані експериментальні ВАХ вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів КП301 та КП327. З рисунку 2.23 видно, що із збільшенням напруги керування U_1 збільшується ділянка від’ємного диференційного опору, тобто при $U_1=2$ В ділянка від’ємного диференційного опору по напрузі U_2 лежить від 0,4 В до 0,5 В, при напрузі $U_1=3$ В – від 0,6 В до 1,8 В, а при напрузі $U_1=5$ В – від 1,25 В до 3,8 В.

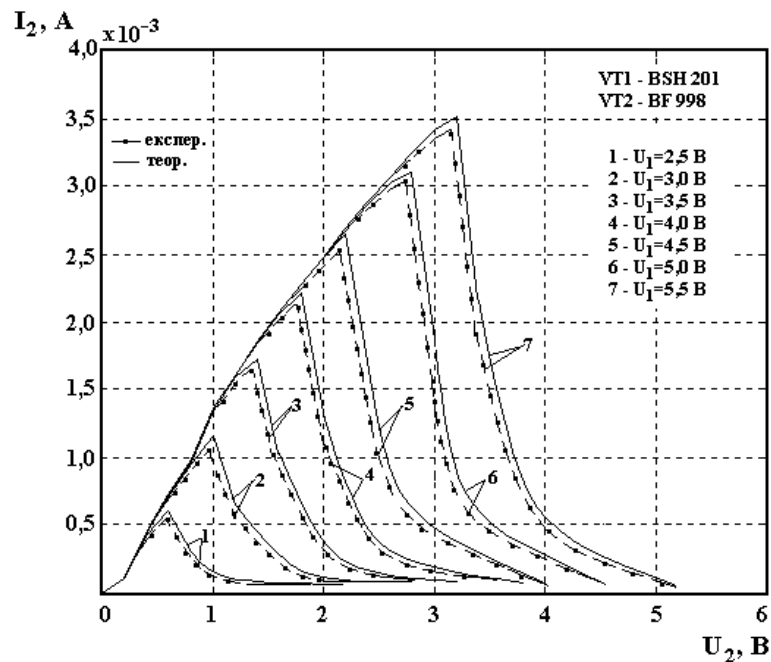


Рисунок 2.22 – Експериментальні та теоретичні ВАХ вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів BSH201 і BF998

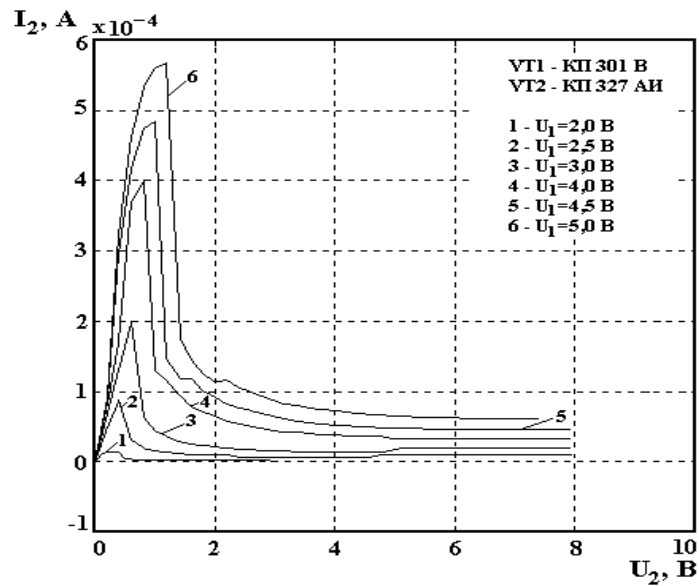


Рисунок 2.23 – Експериментальні ВАХ вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів КП301 і КП327

2.5 Функція перетворення вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів з вологочутливим МДН–конденсатором

Теоретичні дослідження показали, що використання транзисторних структур з від’ємним диференційним опором і реактивних властивостей напівпровідникових приладів суттєво підвищує чутливість і точність виміру дослідженого сигналу, у нашому випадку відносної вологи [35, 36].

З метою вивчення властивостей вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів з вологочутливим МДН–конденсатором [61], необхідно розробити математичну модель, яка дозволяє отримати аналітичні залежності функції перетворення і рівняння чутливості.

Для визначення основних параметрів, що характеризують роботу вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів (рисунок 2.20), розрахуємо повний опір на електродах стік–стік двох комплементарних МДН–транзисторів VT1 і двозатворного транзистора VT2, в коло другого затвору, якого підключений вологочутливий МДН–конденсатор, на основі еквівалентної схеми поданої на рисунку 2.24.

Для зручності розрахунків на рисунку 2.25 подана перетворена еквівалентна схема вологочутливого параметричного сенсора з частотним виходом на основі двох МДН–транзисторів з вологочутливим МДН–конденсатором.

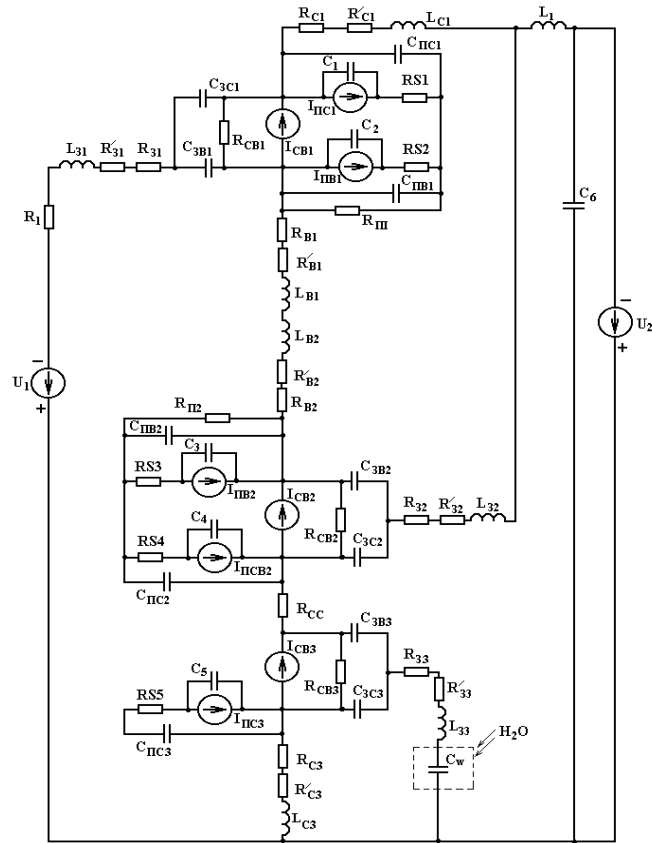


Рисунок 2.24 – Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором

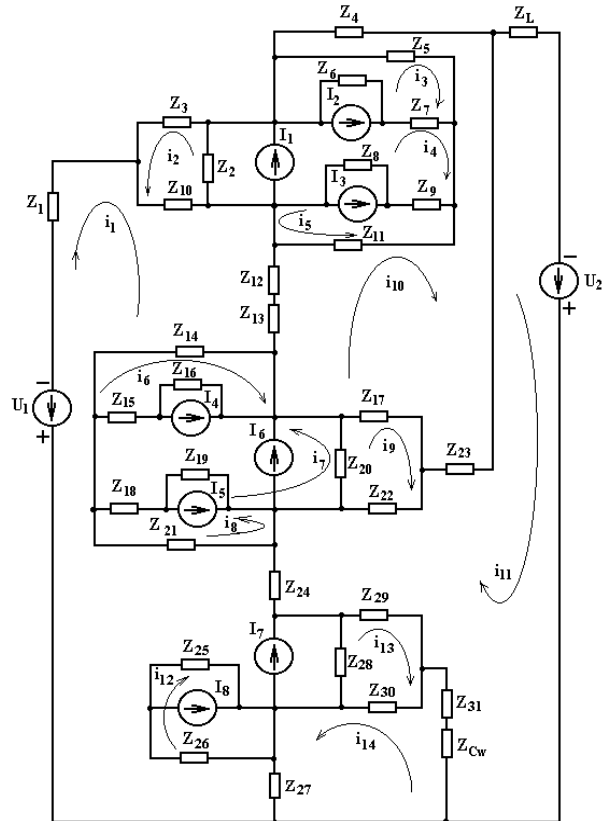


Рисунок 2.25 – Перетворена еквівалентна схема

Наведемо систему рівнянь Кірхгофа складену на основі вибраних напрямків контурних струмів для радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН-конденсатором:

$$\begin{cases}
 -U_1 = (Z_1 + Z_{10} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{21} + Z_{24} + Z_{28} + Z_{25} + Z_{26} + Z_{27})(i_1 + I_7 + I_8) + \\
 Z_{10}i_2 - (Z_{12} + Z_{13})i_{10} - Z_{14}i_6 + Z_{21}i_8 - Z_{24}i_{11} + Z_{28}(-i_{13} + I_7) + Z_{25}(-i_{12} + I_8) - \\
 -Z_{26}i_{12} + Z_{27}i_{14}, \\
 0 = (Z_3 + Z_{10} + Z_2)(i_2 - I_1) + Z_2(i_4 - I_1) + Z_{10}i_1, \\
 0 = (Z_5 + Z_7 + Z_6)(i_3 + I_2) - Z_5i_{10} - Z_7i_4 + Z_6(-i_4 + I_2), \\
 0 = (Z_6 + Z_7 + Z_9 + Z_8 + Z_2)(i_4 + I_3 - I_1 - I_2) + Z_6(-i_3 - I_2) - Z_7i_3 + Z_9i_5 + \\
 + Z_8(i_5 + I_3) + Z_2(-I_1 + i_2), \\
 0 = (Z_8 + Z_9 + Z_{11})(i_5 + I_3) + Z_8(i_4 + I_3) + Z_{11}i_{10} + Z_9i_4, \\
 0 = (Z_{14} + Z_{15} + Z_{16})(i_6 + I_4) - Z_{14}i_1 + Z_{15}i_7 + Z_{16}(i_7 + I_4), \\
 0 = (Z_{15} + Z_{18} + Z_{19} + Z_{20} + Z_{16})(i_7 - I_6 + I_4 - I_5) + Z_{15}i_6 - Z_{18}i_8 + Z_{19}(-i_8 - I_5) + \\
 + Z_{20}(-I_6 + i_9) + Z_{16}(I_4 + i_6), \\
 0 = (Z_{18} + Z_{19} + Z_{21})(i_8 + I_5) - Z_{18}i_7 + Z_{19}(-i_7 + I_5) - Z_{21}i_1, \\
 0 = (Z_{17} + Z_{20} + Z_{22})(i_9 - I_6) - Z_{17}i_{10} + Z_{20}(i_7 - I_6) - Z_{22}i_{11}, \\
 0 = (Z_4 + Z_5 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{17} + Z_{23})i_{10} - Z_5i_3 + Z_{11}i_5 - (Z_{12} + Z_{13})i_1 - \\
 -Z_{17}i_9 - Z_{23}i_{11}, \\
 U_2 = (Z_L + Z_{23} + Z_{22} + Z_{24} + Z_{29} + Z_{31} + Z_{Cw})i_{11} - Z_{23}i_{10} - Z_{22}i_9 - Z_{24}i_1 - \\
 -Z_{29}i_{13} + (Z_{31} + Z_{Cw})i_{14}, \\
 0 = (Z_{25} + Z_{26})(i_{12} - I_8) + Z_{25}(-i_1 - I_8) - Z_{26}i_1, \\
 0 = (Z_{29} + Z_{28} + Z_{30})(i_{13} - I_7) + Z_{28}(-i_1 - I_7) - Z_{29}i_{11} + Z_{30}i_{14}, \\
 0 = (Z_{31} + Z_{30} + Z_{27} + Z_{Cw})i_{14} + Z_{31}i_{11} + Z_{30}i_{13} + Z_{27}i_1 + Z_{Cw}i_{11},
 \end{cases} \quad (2.65)$$

$$\text{де } Z_1 = R_1 + R_{31} + R'_{31} + j\omega L_{31},$$

$$Z_2 = R_{CB1},$$

$$Z_3 = \frac{1}{j\omega C_{3C1}},$$

$$Z_4 = R_{C1} + R'_{C1} + j\omega L_{C1}, \quad Z_5 = \frac{1}{j\omega C_{ПC1}}, \quad Z_6 = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad Z_7 = RS1,$$

$$Z_8 = \frac{1}{j\omega C_2}, \quad Z_9 = RS2, \quad Z_{10} = \frac{1}{j\omega C_{3B1}}, \quad Z_{11} = \frac{R_{П1}}{1 + \omega^2 R_{П1}^2 C_{ПB1}^2} - j \frac{R_{П1}^2 \omega C_{ПB1}}{1 + \omega^2 R_{П1}^2 C_{ПB1}^2},$$

$$Z_{12} = R_{B1} + R'_{B1} + j\omega L_{B1}, \quad Z_{13} = R_{B2} + R'_{B2} + j\omega L_{B2},$$

$$Z_{14} = \frac{R_{П2}}{1 + \omega^2 R_{П2}^2 C_{ПB2}^2} - j \frac{R_{П2}^2 \omega C_{ПB2}}{1 + \omega^2 R_{П2}^2 C_{ПB2}^2}, \quad Z_{15} = RS3, \quad Z_{16} = \frac{1}{j\omega C_3}, \quad Z_{17} = \frac{1}{j\omega C_{3B2}},$$

$$\begin{aligned}
Z_{18} &= RS4, & Z_{19} &= \frac{1}{j\omega C_4}, & Z_{20} &= R_{CB2}, & Z_{21} &= \frac{1}{j\omega C_{PC2}}, & Z_{22} &= \frac{1}{j\omega C_{3C2}}, \\
Z_{23} &= R_{32} + R'_{32} + j\omega L_{32}, & Z_{24} &= R_{CC}, & Z_{25} &= \frac{1}{j\omega C_5}, & Z_{26} &= RS5 - j\frac{1}{\omega C_{PC3}}, \\
Z_{27} &= R_{C3} + R'_{C3} + j\omega L_{C3}, & Z_{28} &= R_{CB3}, & Z_{29} &= \frac{1}{j\omega C_{3B3}}, & Z_{30} &= \frac{1}{j\omega C_{3C3}}, \\
Z_{31} &= R_{33} + R'_{33} + j\omega L_{33}, & Z_{Cw} &= \frac{1}{j\omega C_w}, & Z_L &= j\omega L_1,
\end{aligned}$$

де C_{3C} – ємність затвор–стік МДН-транзистора; L_3 – індуктивність електрода затвора; C_{3B} – ємність затвор–витік МДН-транзистора; C_{PC} – ємність підкладка–стік МДН-транзистора; C_1, C_4, C_5 – ємність р–п переходу стоку МДН-транзистора; C_2, C_3 – ємність р–п переходу витоку; C_{PB} – ємність підкладка–витік МДН-транзистора; L_C – індуктивність електрода стоку; L_B – індуктивність електрода витоку; C_w – ємність вологочутливого конденсатора МДН-транзистора; L_1 індуктивність коливального контуру радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором.

На основі системи рівнянь (2.65) за допомогою пакета прикладних програм “Mathlab 9.1” розрахована активна та реактивна складова повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором, теоретичні та експериментальні залежності яких від відносної вологи подані на рисунок 2.26 і рисунок 2.27.

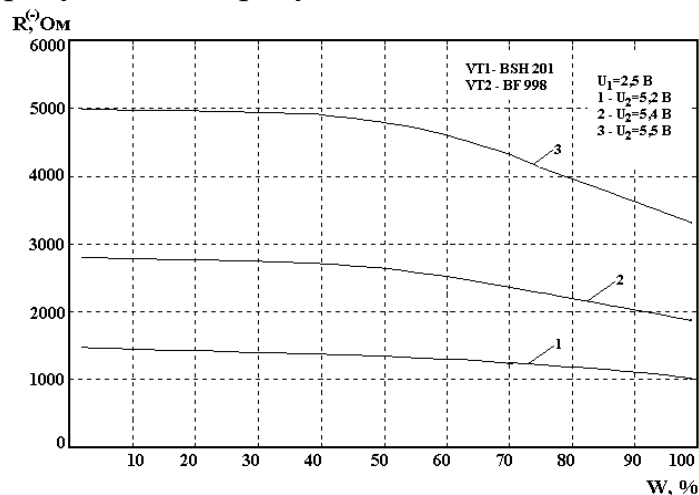


Рисунок 2.26 – Теоретична залежність активної складової повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором від відносної вологи навколишнього середовища

З рисунку 2.26 та рисунку 2.27 видно, що із збільшенням напруги живлення U_2 та відносної вологи W активна і реактивна складова повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН-конденсатором зменшується. Так, при напрузі живлення $U_2=5,2$ В діапазон зміни активної складової радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН-конденсатором, при зміні W від 5 до 99 %, становить 525 Ом, а при $U_2=5,5$ В, при зміні W від 5 до 99 % – 1800 Ом. Діапазон зміни реактивної складової повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН-конденсатором, при зміні W від 3 до 99,9 % і напрузі живлення $U_2=5,2$ В становить 65 Ом, а при $U_2=5,5$ В і зміні W від 3 до 99,9 % – 270 Ом.

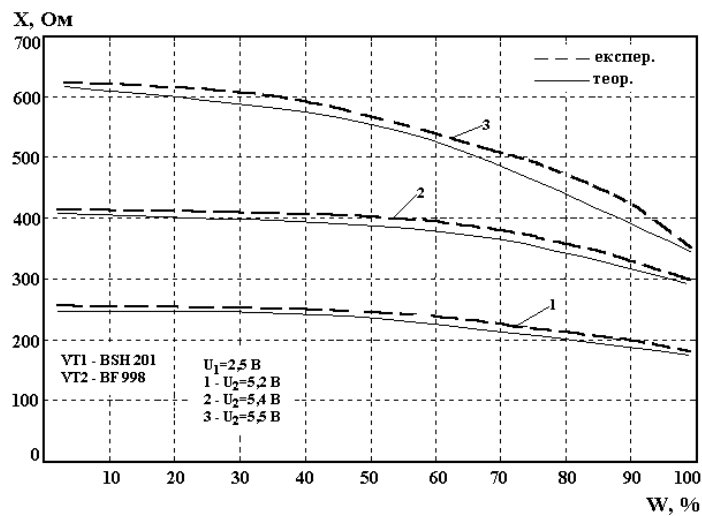


Рисунок 2.27 – Експериментальна і теоретична залежність реактивної складової повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН-конденсатором від відносної вологи навколишнього середовища

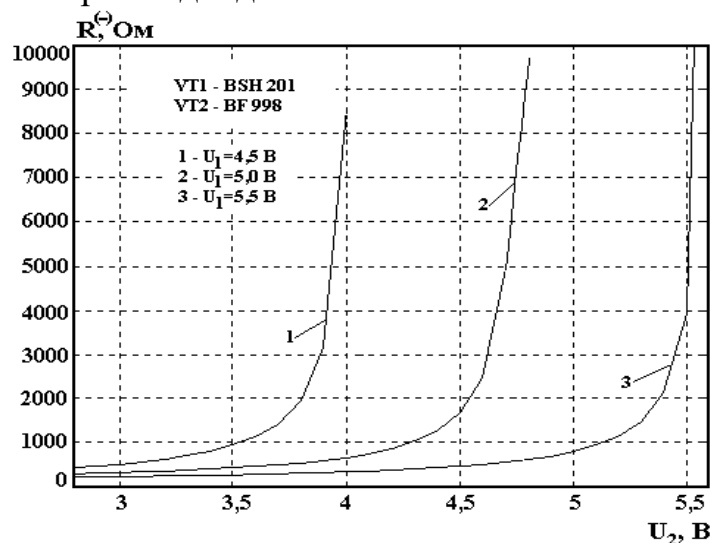


Рисунок 2.28 – Теоретична залежність активної складової повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН-конденсатором від напруги живлення

На рисунку 2.27 і рисунку 2.28 наведена теоретична залежність активної і реактивної складової повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором від напруги живлення на основі комплементарних МДН–транзисторів BSH201 і BF998. З рисунку 2.27 і рисунку 2.28 видно, що в результаті збільшення напруги живлення радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором, значення активної складової зростає, а значення реактивної зменшується.

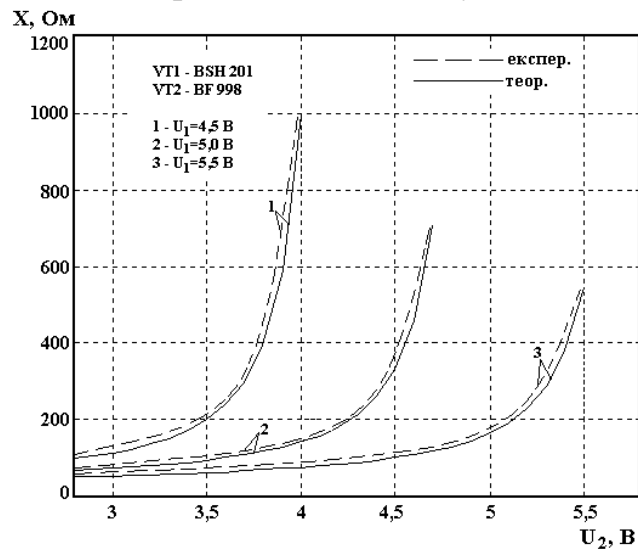


Рисунок 2.29 – Теоретична і експериментальна залежність реактивної складової повного опору радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором від напруги живлення

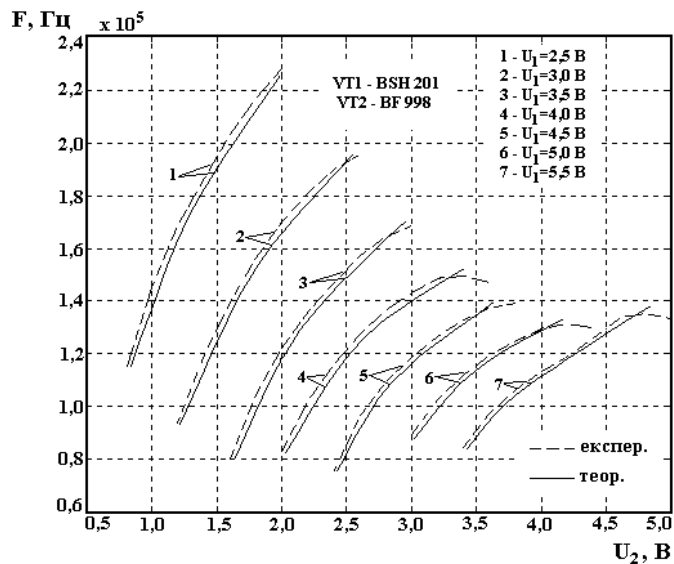


Рисунок 2.30 – Експериментальні і теоретичні залежності частоти генерації від напруги живлення частотного сенсора на основі МДН–транзисторів BSH201 і BF998

Експериментальні і теоретичні залежності частоти генерації радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором від напруги живлення подані на рисунку 2.29 і рисунку 2.30. З рисунку 2.29 видно, що збільшення напруги живлення радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором приводить до зменшення частоти генерації, тобто при $U_1=2,5$ В, діапазон зміни частоти становить 112 кГц, а при $U_1=5,5$ В – 50 кГц. Сприятливим режимом частотного сенсора на основі МДН–транзисторів BSH201 і VF998, при якому залежність частоти генерації від напруги живлення носить лінійний характер, є робота при напрузі керування 2,5 В, 3,0 В і 3,5 В криві (1), (2), (3).

Функція перетворення радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором описується виразом

$$F_0 = \frac{-(H1 - H2 - H3) \pm \sqrt{(H1 - H2 - H3)^2 - 4H1L_1(C_{3C3}C_W(W) + C_{3B2}C_W(W) + C_{3B2}C_{3C3})}}{4\pi L_1 H1}, \quad (2.65)$$

де $H1 = C_{3B2}C_{3C3}C_W(W), \quad H2 = R_{CB2}C_{3B2}C_{3C3}C_W(W),$

$$H3 = R_{CB3}C_{3B2}C_{3C3}C_W(W).$$

На основі виразу (2.65) визначена чутливість радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором

$$S_W^{F_0} = -\frac{C_{3B2}C_{3C3} \left(\frac{\partial C_W(W)}{\partial W} \right)}{2\pi C_W(W) \sqrt{C_{3B2}C_{3C3}C_W(W)(N_1 + C_{3B2}C_{3C3}C_W(W) + N_2 + 2C_W(W)N_4 - 4L_1N_3)}, \quad (2.66)$$

де $N_1 = -2R_{CB2}C_{3B2}C_{3C3}C_W(W) - 2R_{CB3}C_{3B2}C_{3C3}C_W(W),$

$$N_2 = C_W(W)C_{3C3}C_{3B2}R_{CB3}^2 + C_W(W)C_{3C3}C_{3B2}R_{CB2}^2,$$

$$N_3 = C_{3C3}C_W(W) + C_W(W)C_{3B2} + C_{3B2}C_{3C3},$$

$$N_4 = C_{3C3}C_{3B2}R_{CB2}R_{CB3}.$$

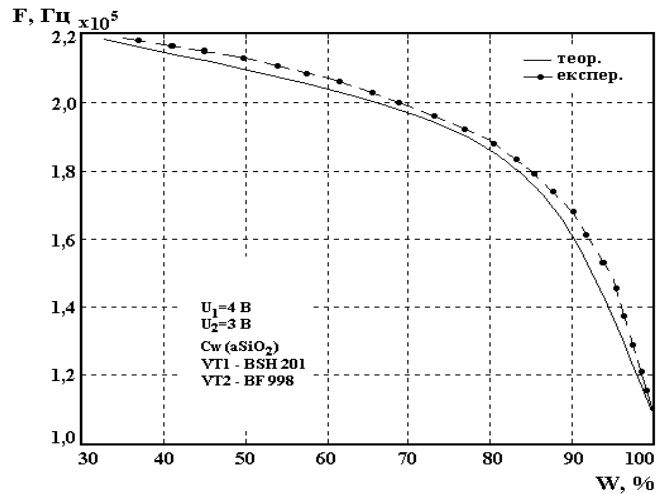


Рисунок 2.31 – Експериментальна та теоретична залежність частоти генерації радіовимірювального сенсора вологості з вологочутливим МДН–конденсатором від зміни відносної вологи навколишнього середовища вологочутливого конденсатора на основі аморфного двоокису кремнію

2.6 Висновки до розділу

Розроблено радіовимірювальні параметричні сенсори температури, тиску та вологості на основі транзисторних структур з від'ємним диференційним опором, які реалізують принцип перетворення «інформативний параметр – частота». На основі еквівалентних нелінійних схем радіовимірювальних параметричних сенсорів отримано аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості. Проведено дослідження електричних параметрів радіовимірювальних параметричних сенсорів вологості, температури та тиску, а також розраховано їх теоретичні залежності.

Проведені експериментальні дослідження радіовимірювальних параметричних сенсорів вологи, температури та тиску.

3 РОЗРОБКА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ АВТОМОБІЛЯ

Багатоканальна радіовимірювальна система клімат-контролю автомобіля призначена для вимірювання та контролювання температури, вологості та тиску в декількох точках вимірювання одночасно, в режимі реального часу.

Система повинна вміти обробляти дані, що надходять з сенсорів температури, вологості та тиску, виконувати збереження цих даних, контролювати наявність сигналів з кожного з сенсорів температури, вологості та тиску, повідомляти про перевищення температурних режимів, а також про неполадки або збої системи в цілому.

Для підвищення надійності, система повинна бути автономною, з можливістю підключення до бортового комп'ютера автомобіля, для виведення інформації про стан температури, вологості та тиску, а також для їх збереження.

3.1 Розробка структурної схеми радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля

Згідно технічним завдання, дана система є радіовимірювальною, а також може бути підключена до бортового комп'ютера автомобіля. Таким чином, в якості бездротового зв'язку з радіовимірювальними сенсорами температури, вологості та тиску, будемо використовувати радіо передавальні модулі з частотою 2,4 ГГц. Так як система працює в режимі реального часу, а також приймає дані по декільком каналам, для зв'язку з бортовим комп'ютером необхідно застосовувати високошвидкісні інтерфейси передачі даних, тому для цього використаємо інтерфейс USB.

Так як радіовимірювальна система є автономною, керування нею буде здійснюватись мікроконтролером, який буде забезпечувати обробку, прийом та передачу даних між усією периферією.

Таким чином, структурна схема радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля буде мати наступний вигляд (рисунок 3.1) та наведена в додатку М.

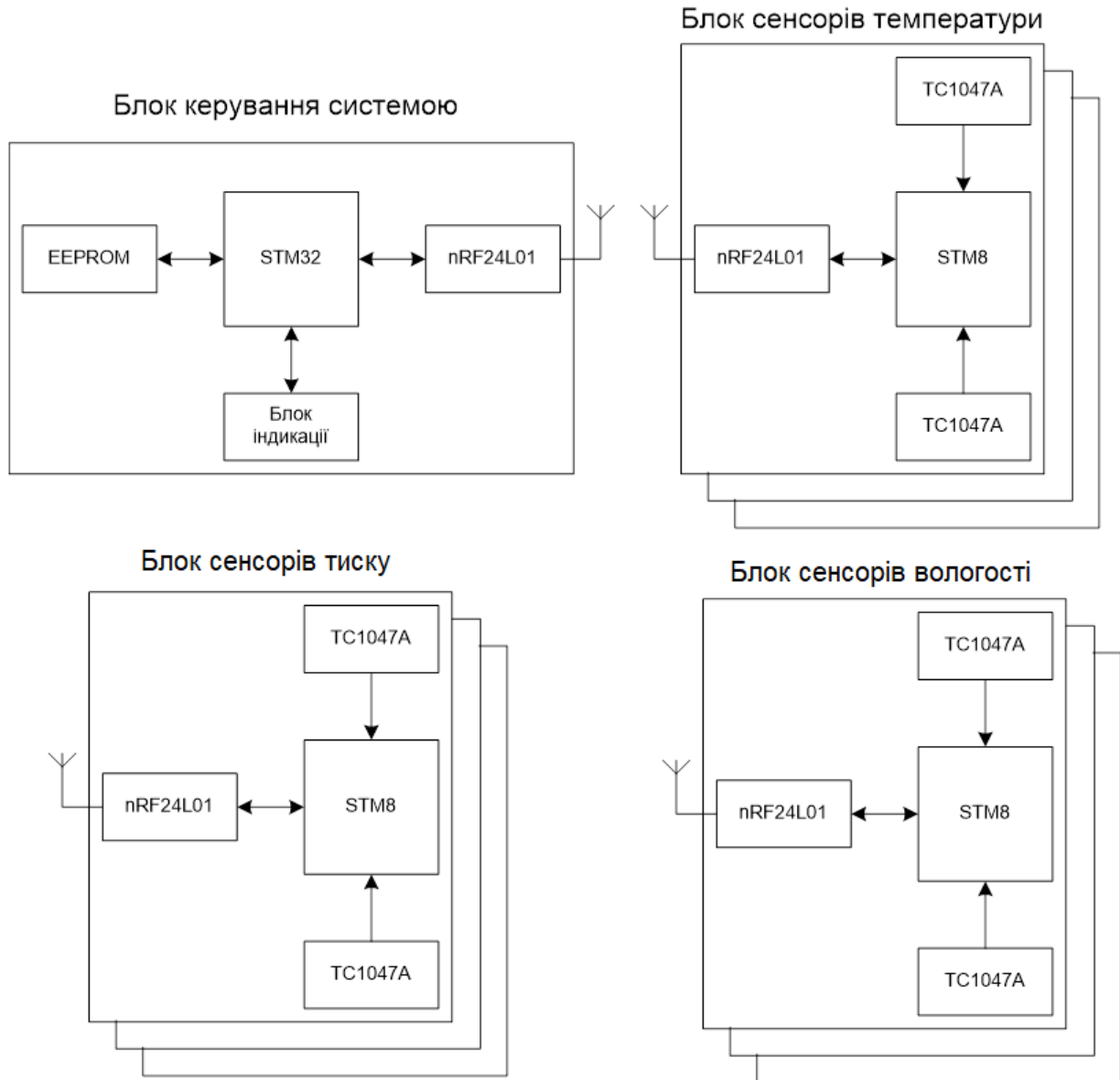
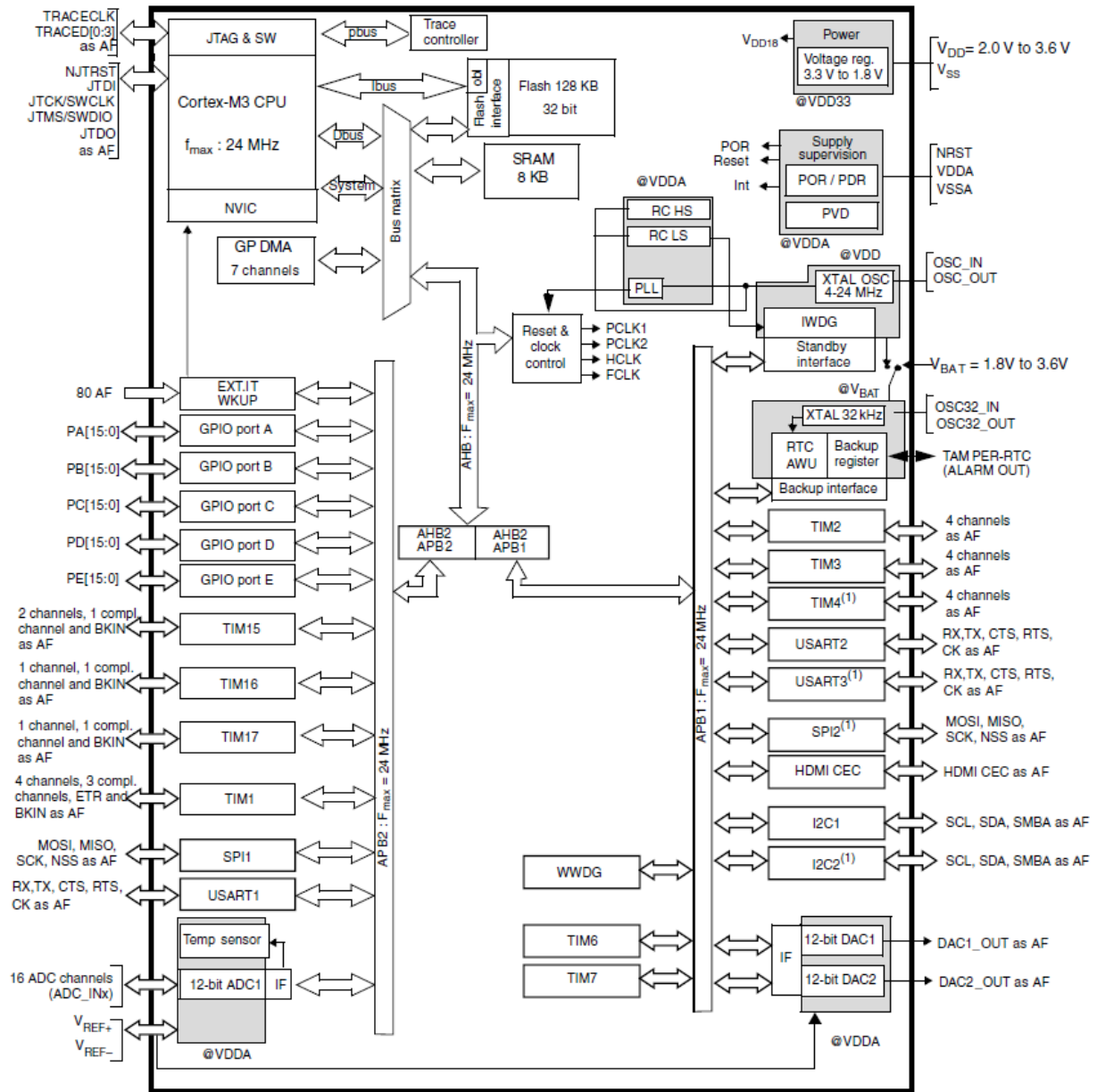


Рисунок 3.1 – Блок-схема радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля

3.2 Розробка блока керування радіовимірювальною системою

Блок керування є найважливішим елементом системи. Саме ним проводиться приймання даних, обробка, збереження та передача на бортовий комп'ютер. Тому в якості основного елемента блока керування буде використовуватись високошвидкісний, 32-бітний мікроконтролер STM32F100RBT6. Даний контролер має ядро ARM Cortex-M3, підтримує всю необхідну периферію, що застосовується в радіовимірювальній системі, має високу тактову частоту, та достатній об'єм пам'яті [57]. Структура мікроконтролера зображена на рисунку 3.2. Основою даного мікроконтролера є процесор ARM Cortex-M3 викона-

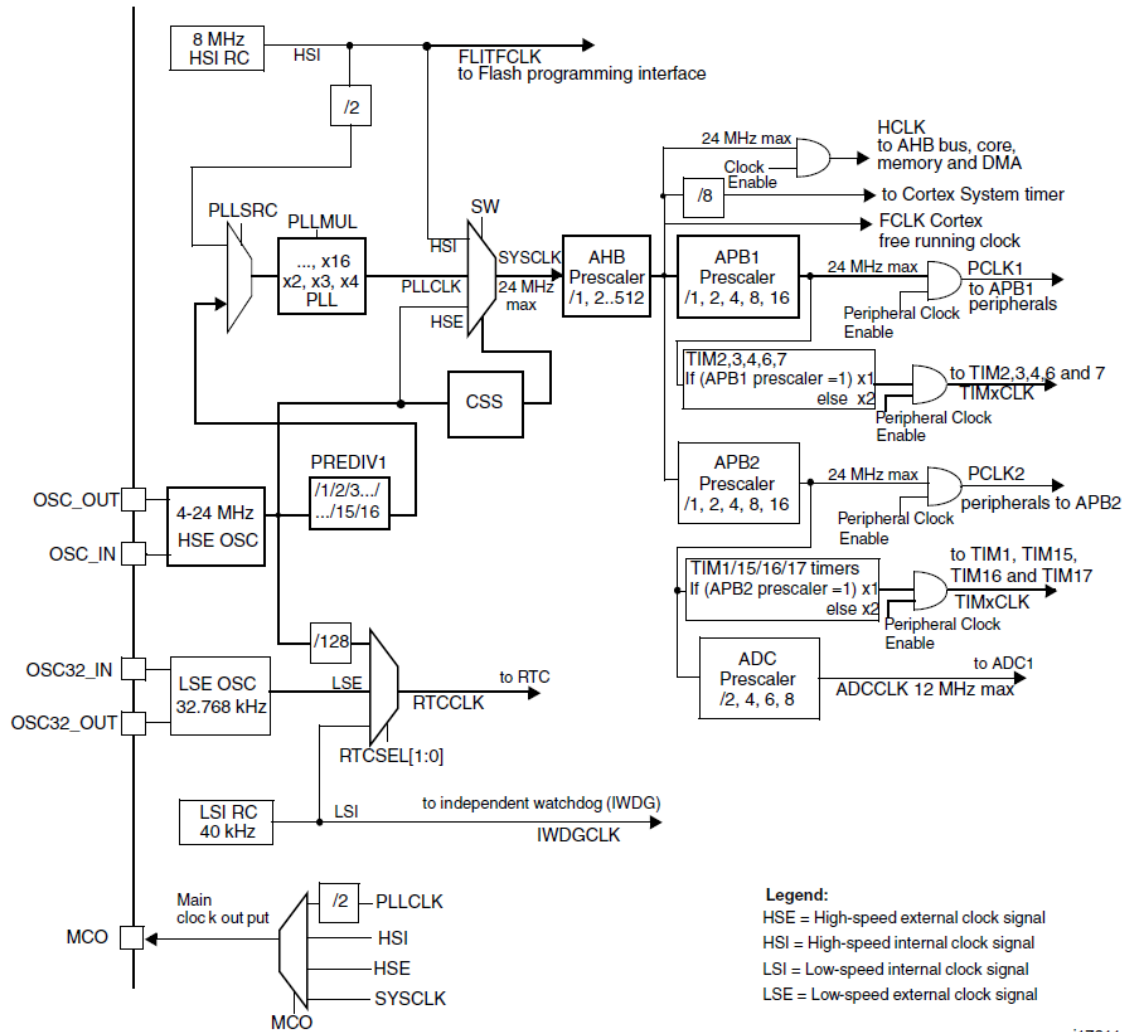
ний по Гарвардській архітектурі, яка передбачає використання роздільних шин даних та інструкцій.



ai15901b

Рисунок 3.2 – Внутрішня структура мікроконтролера STM32F100

Даний центральний процесор мікроконтролера використовує спрощену модель програмування ARM7/9, але, при цьому, має більш широкий набір інструкцій з хорошою підтримкою цілочислової арифметики, покращеними бітовими операціями і більш якісними характеристиками системи реального часу [58]. Тактування процесора здійснюється блоком resetandclockcontrol, за допомогою якого можна проводити усі налаштування системою тактування (рисунок 3.3).



ai17311

Рисунок 3.3 – Система тактування контролера STM32

Крім двох зовнішніх генераторів, у STM32 є два внутрішніх RC-генератора. Відразу після скидання ядро Cortex синхронізується внутрішнім високочастотним генератором, номінальна робоча частота якого становить 8 МГц. Другий внутрішній генератор - низькочастотний генератор на частоту 32,768 кГц. Даний генератор призначений для спільної роботи з годинником реального часу і сторожовим таймером.

Процесор Cortex підтримує можливість синхронізації зовнішнім або внутрішнім високочастотним генератором або від внутрішньої схеми ФАПЧ. Джерелом синхронізації схеми ФАПЧ може слугувати внутрішній або зовнішній високочастотний генератор. Таким чином, мікроконтролери STM32 можуть працювати на частоті 72 МГц без використання зовнішнього генератора. Недоліком використання внутрішнього генератора на частоту 8 МГц є його невисока точність і стабільність. Його не можна використовувати для синхронізації послідовних інтерфейсів або для виконання точних вимірювань часових інтервалів.

Незалежно від обраного генератора, щоб домогтися роботи ядра Cortex на максимальній частоті 72 МГц, необхідно використовувати ФАПЧ [58]. На рисунку 3.3 зображена структура блоку тактування.

Для зберігання програми використовується внутрішня флеш пам'ять об'ємом 128 кБ. На рисунку 3.4 зображено повну карту пам'яті контролера.

Область Flash пам'яті розділена на три секції. Перша секція це Flash пам'ять користувача, яка починається з адреси 0x0000000.

Наступний блок це системна пам'ять, яка також називається великим інформаційним блоком. Вона являє собою Flash пам'ять розміром 4 кбайт, яка запрограмована виробником кодом програми завантажувача.

Остання секція, яка стартує з адреси 0x1FFFF800, називається малим інформаційним блоком. У ній знаходиться група опційних байт, за допомогою яких можна вплинути на деякі системні налаштування мікроконтролера STM32 [53].

Також мікроконтролер STM32 має внутрішню оперативну пам'ять, об'ємом 8 кБ, яка призначена для тимчасового зберігання даних.

Мікроконтролер STM32 має велику кількість периферійних пристроїв, до яких входять порти вводу-виводу, АЦП, ЦАП, таймери, SPI, USART, I2C, DMA.

Мікроконтролер STM32F100RBT6 має наступні параметри:

- Ядро	ARM Cortex-M3
- Тактова частота	24 МГц
- Об'єм флеш пам'яті	128 кБ
- Об'єм пам'яті ОЗП	8 кБ
- Інтерфейси	SPI, I2C, USART
- Периферійні пристрої	ADC, DAC, DMA, TIIM
- Розрядність шини даних	32 біт
- Напруга живлення	2 – 3,6 В

- Час збереження даних 100 р.;
- Напруга живлення 2,7 – 5,5 В.

На рисунку 3.5 зображено структуру мікросхеми AT24C02. Дана мікросхема підключається до мікроконтролера за допомогою інтерфейсу I2C.

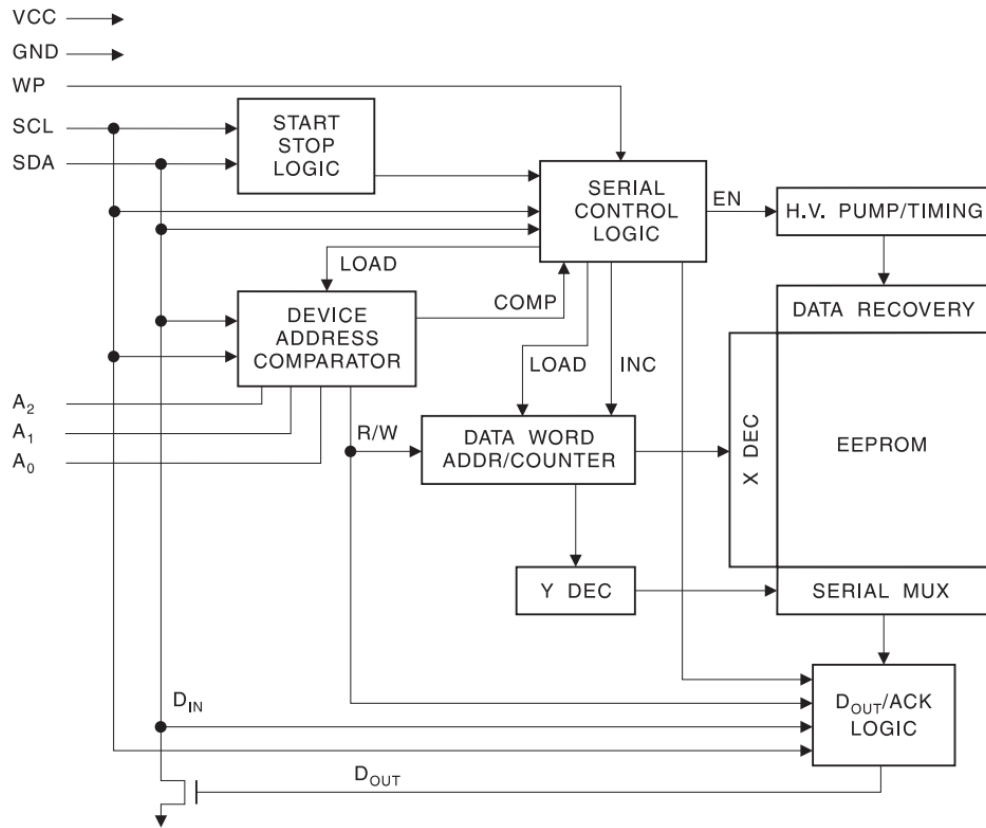


Рисунок 3.5 – Внутрішня структура мікросхеми EEPROM AT24C02

Інтерфейс шини I2C використовує дві двонаправлені лінії, підтягнуті до напруги живлення та керовані через відкритий колектор або відкритий стік вихідних транзисторів. Це послідовна лінія даних SDA і послідовна лінія тактування SCL. Стандартні напруги інтерфейсу шини I2C складають +5 В або +3,3 В. На рисунку 3.6 зображено стандартний приклад підключення пристроїв до шини I2C. Класична адресація включає 7-бітовий адресний простір, а також 16 зарезервованих адрес. Це дозволяє підключати до шини до 112 периферійних пристроїв таких як пам'ять сенсори та інші. Основний режим роботи I2C шини 100 кбіт/с, на теперішній час до 5 Мбіт/с в режимі роботи із підвищеною швидкістю (Ultra Fast-mode, UFM), найчастіше використовується швидкість передачі 400 кбіт/с.

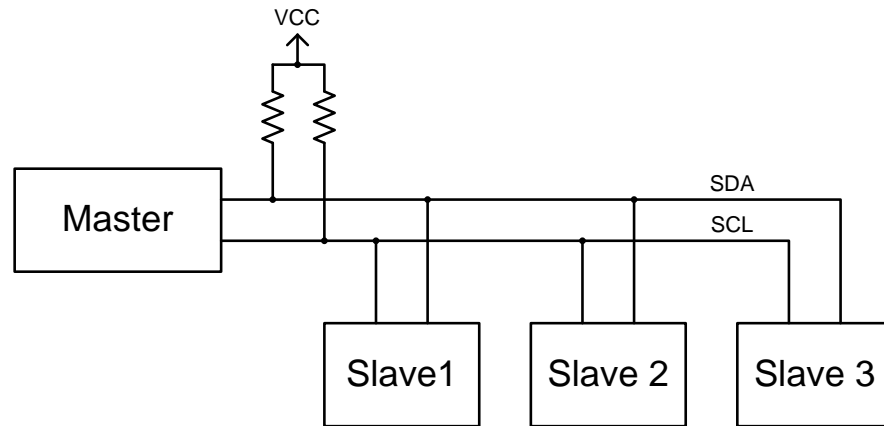


Рисунок 3.6 – Стандартний спосіб підключення до шини I2C

Розглянемо принцип роботи I2C шини. Процедура обміну даними починається з того, що ведучий пристрій (Master) формує стан старт: генерує перехід сигналу лінії SDA з високого стану в низький стан при високому рівні на лінії шини SCL. Цей перехід сприймається усіма пристроями, підключеними до шини (Slave) як ознака початку процедури обміну даними. Генерація синхронізуючого сигналу завжди формує ведучий пристрій (Master); кожний ведучий пристрій генерує свій власний сигнал синхронізації при пересиланні даних по шині. Процедура обміну завершується тим, що ведучий пристрій (Master) формує стан стоп, тобто перехід стану лінії SDA з низького стану в високий при високому стані лінії SCL. Стани старт і стоп завжди керуються ведучим (Master). По протоколу інтерфейсу I2C, вважається, що шина зайнята після фіксації стану старт, а шина звільненою через деякий час після фіксації стану стоп. При передачі посилка по шині I2C кожний ведучий пристрій (Master) генерує свій синхронізуючий сигнал на лінії SCL. Після формування стану старт, ведучий пристрій (Master) опускає стан лінії SCL в низький стан і виставляє на лінію SDA старший біт першого байта повідомлення. Кількість байт в пакеті даних не обмежена. Для підтвердження прийому байта пакета даних від ведучого-передавача веденим-приймачем в специфікації протоколу обміну по шині I2C вводиться спеціальний біт підтвердження, який виставляється на шину SDA після прийому 8 біт даних. Всі спеціалізовані інтегральні мікросхеми, які підтримують роботу в стандарті шини I2C, мають набір фіксованих адрес, перелік яких зазначений виробником в описах мікроконтролерів. Як впливає з специфікації шини, допускаються як прості формати обміну, так і комбіновані, коли в проміжку від стану старт до стану стоп ведучий та ведений можуть виступати і як приймач, і як передавач даних.

Крім того, для підключення інших периферійних пристроїв у нашій системі, використовується ще одна шина даних SPI. Інтерфейс SPI (англ. Serial Peripheral Interface) – послідовний синхронний стандарт передачі даних в режимі повного дуплексу, призначений для забезпечення простого і недорогого сполучення мікроконтролерів і периферії. На рисунку 3.7 наведено підключення пристроїв по шині SPI.

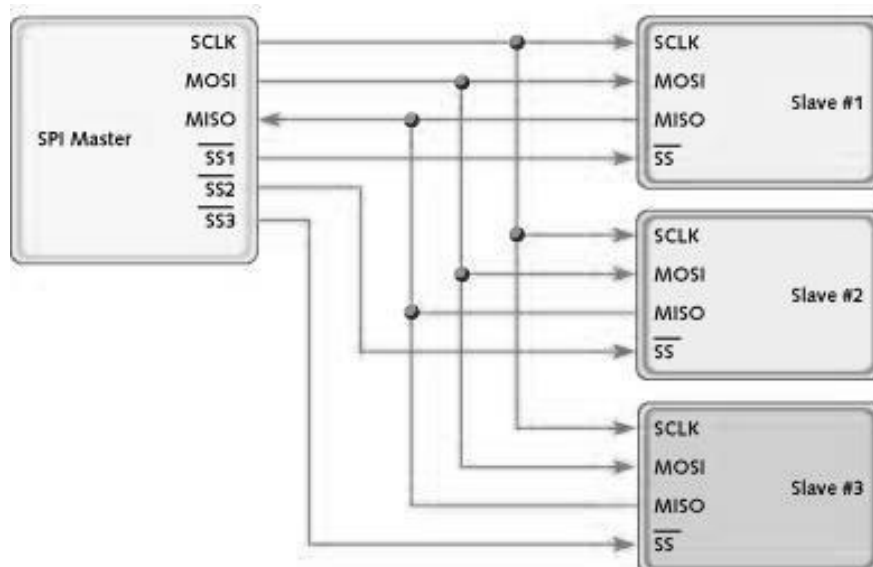


Рисунок 3.7 – Схематичне зображення підключення пристроїв до шини SPI

На відміну від стандартного послідовного порту UART, шина SPI є синхронним інтерфейсом, в якому будь-яка передача синхронізована із загальним тактовим сигналом, що генерується керуючим пристроєм. Приймаюча периферія синхронізує отримання бітової послідовності з тактовим сигналом. До одного послідовного периферійному інтерфейсу ведучого пристрою може приєднуватися кілька мікросхем. Ведучий пристрій вибирає ведений для передачі, активуючи сигнал вибору пристрою. В SPI шині використовуються чотири цифрових сигнали:

- MOSI – вихід ведучого, вхід веденого (англ. Master Out Slave In). Служить для передачі даних від ведучого пристрою до веденого.
- MISO – вхід ведучого, вихід веденого (англ. Master In Slave Out). Служить для передачі даних від веденого пристрою ведучому.
- CLK – послідовний тактовий сигнал (англ. Serial Clock). Служить для передачі тактового сигналу для ведених пристроїв.
- CS або SS – вибір мікросхеми, вибір веденого (англ. Chip Select, Slave Select).

Частота проходження бітових інтервалів в лініях передачі даних визначається синхронізуючим сигналом SCK, який генерує ведучий пристрій, ведені пристрої використовують синхронізуючий сигнал для визначення моментів зміни бітів на лінії даних, при цьому ведені пристрої ніяк не можуть впливати на частоту проходження бітових інтервалів. Як в ведучому пристрої, так і в веденому пристрої є лічильник імпульсів синхронізації. Так як дії ведучого і веденого пристрою тактуються одним і тим же сигналом, то до стабільності цього сигналу не пред'являється ніяких вимог за винятком обмеження на тривалість на півперіодів. Це дозволяє використовувати SPI шину в системах з низькою тактовою частотою, а також полегшує програмну емуляцію провідного пристрою. Дані, що підлягають передачі, ведучий і ведений пристрої поміщають в регістри зсуву. Після цього, ведучий пристрій починає генерувати імпульси синхронізації на лінії SCK, що призводить до взаємного обміну даними. Передача даних здійснюється біт за бітом від провідного по лінії MOSI і від веденого по лінії MISO. Передача здійснюється починаючи зі старших бітів, але деякі виробники допускають зміну порядку передачі бітів програмними методами. Після передачі кожного пакета даних, ведучий пристрій, в цілях синхронізації веденого пристрою, може перевести лінію SS у високий стан.

Схема блоку індикації зображена на рисунку 3.8.

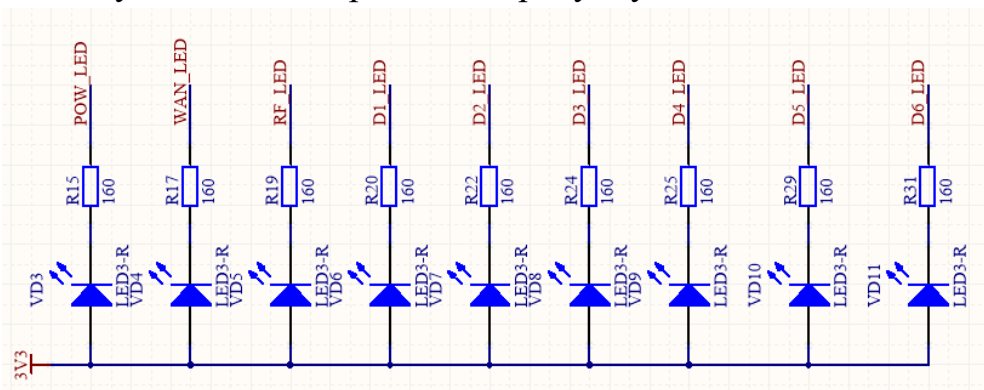


Рисунок 3.8 – Схема блоку індикації

Загальна схема блоку керування радіовимірною системою зображена на рисунку 3.9.

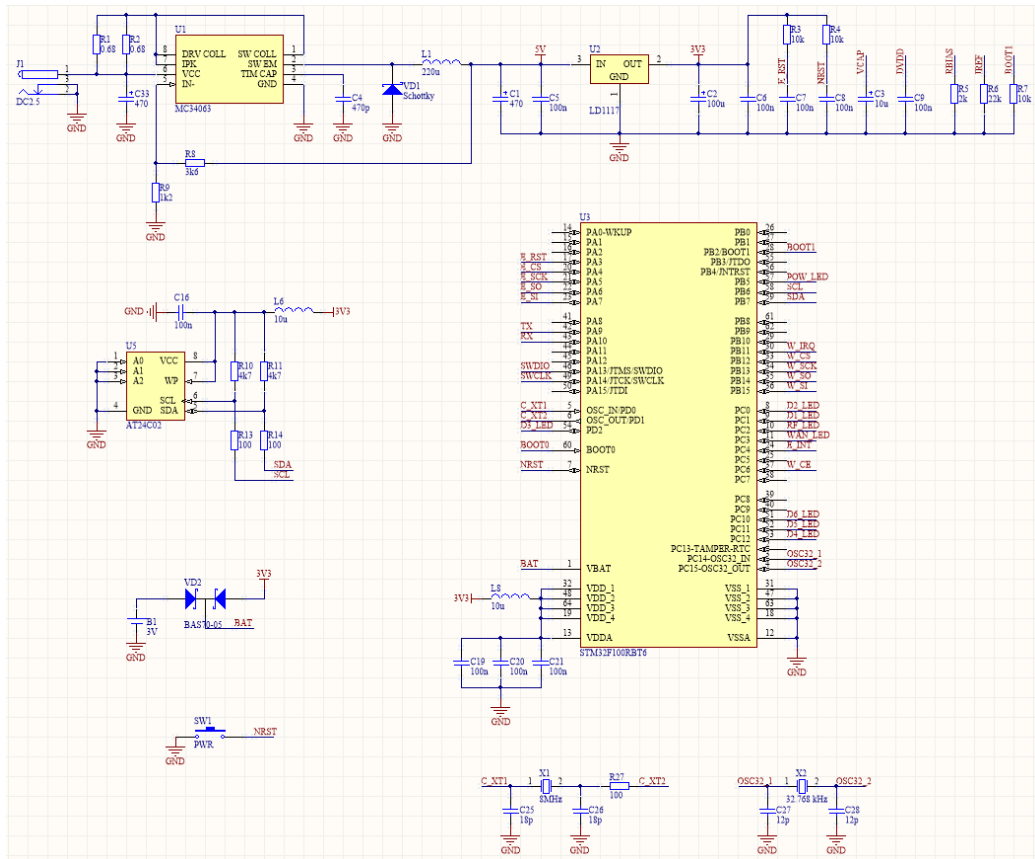


Рисунок 3.9 – Схема блоку керування радіовимірювальною системою

Основним елементом даного блоку є мікросхема nRF24L01+. Це спеціалізована мікросхема, що являє собою радіо-трансивер з частотою 2,4 ГГц. Мікросхема має наступні параметри:

- Частотний діапазон 2,4 – 2,525 ГГц;
- Кількість каналів 125;
- Швидкість передачі даних 2 Мбіт/с;
- Вихідна потужність передавача 0 дБ/м;
- Чутливість приймача -94 дБ/м;
- Інтерфейс обміну даними SPI;
- Напруга живлення 3,3 В.

Згідно параметрів, дана мікросхема задовольняє усім вимогам поставленим в технічному завданні, тому буде використана як в приймальній, так і в передавальній частинах радіовимірювальної системи.

Внутрішня структура мікросхеми nRF24L01+ зображена на рисунку 3.10.

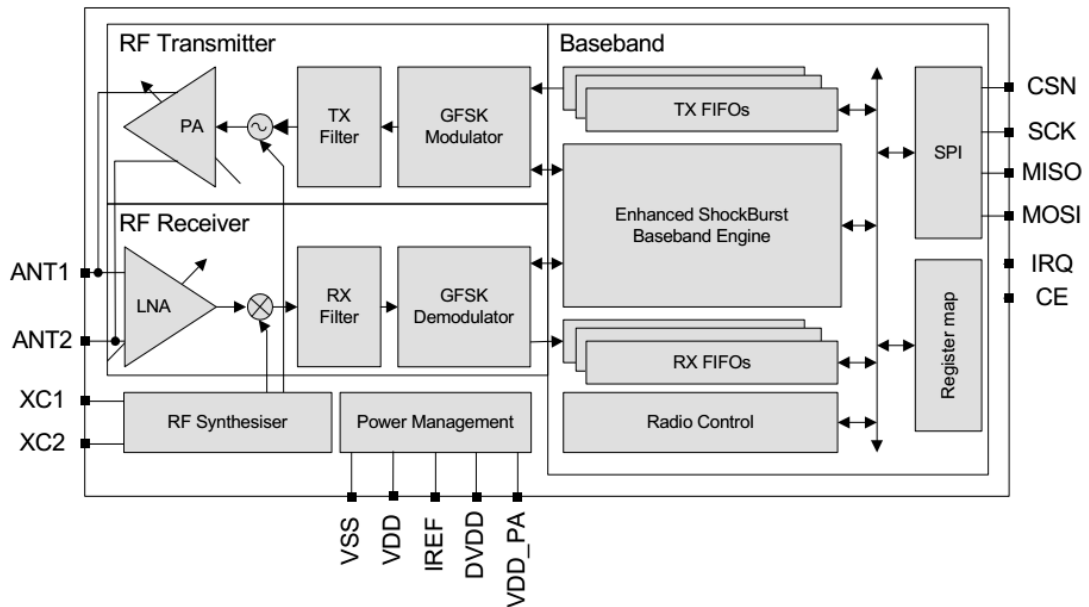
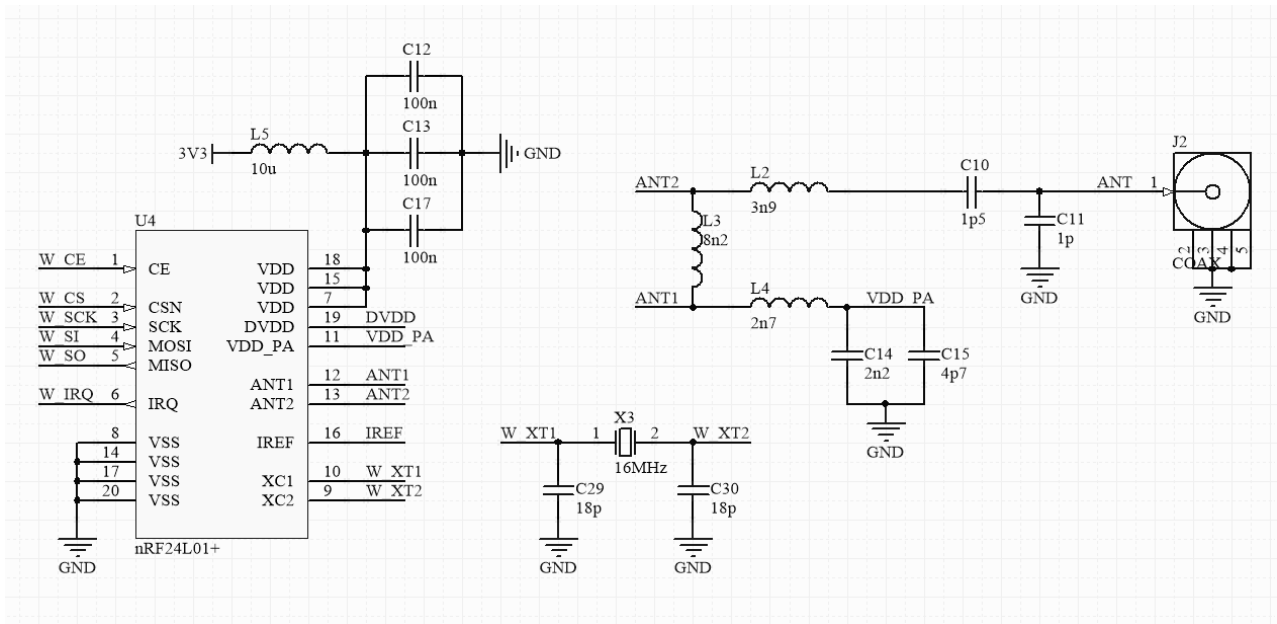


Рисунок 3.10 – Внутрішня структура мікросхеми nRF24L01+

Мікросхема nRF24L01+ складається з наступних блоків:

- Передавальний блок – до нього відносяться модулятор, високочастотний фільтр, а також вихідний підсилювач потужності. Даний блок призначений для передачі отриманих даних у радіоканал.
- Приймальний блок – складається з вхідного підсилювача сигналу, далі через фільтр, подається на демодулятор. Отриманий сигнал з радіоканалу обробляється даним блоком, і потім, у вигляді готових даних пакет інформації потрапляє до буфера зберігання.
- Для кожного з блоків, виділено буфери, що являють собою 3 банка пам'яті, по 32 байти кожний.
- Enhanced Shock Burst – розширена система протоколу передачі/прийому інформації. Даний блок дозволяє використовувати такі функції як підтвердження передачі, обчислення CRC, автоматичний запит на повторну передачу, у разі втрати пакету.
- Блок керуючої логіки – даний блок складається з шин даних, регістрів налаштування, модуля SPI, за допомогою якого мікросхема підключається до мікроконтролера.

На рис 3.11 зображено схему та фотографію радіопередавального блоку.



а)



б)

Рисунок 3.11 – Схема (а) та фотографія (б) радіопередавального блоку

3.3 Розробка блока сенсорів температури, тиску та вологості

Так як система є радіовимірювальною, то до складу сенсорів температури також входить радіо передавальний блок. Для передачі інформації ми використаємо мікросхему nRF24L01, яка розглядалась у попередньому підрозділі.

Також до складу сенсорів входить блок вимірювання і керування. Блок вимірювання температури, тиску та вологості реалізований на спеціалізованій мікросхемі RMGS 6901 яка представляє собою радіовимірювальний перетворювач на основі КМОП технології з частотним виходом до якої можна підключати резистивні або ємнісні первинні перетворювачі фізичних величин. Дана мікросхема є прецизійним, частотним перетворювачем на основі транзисторної

структури з від'ємним диференційним опором компанії OSA-HELIUM technologies.

Параметри мікросхеми RMGS 6901:

- Напруга живлення 2,5 – 5,5 В;
- Діапазон вимірювання -40 - +125 °С;
- Точність вимірювання ±0,05 – 0,1 °С.
- Частота 50 – 6500 кГц

На рис 3.16 зображено та наведено в додатку Н схему ввімкнення сенсора температури.

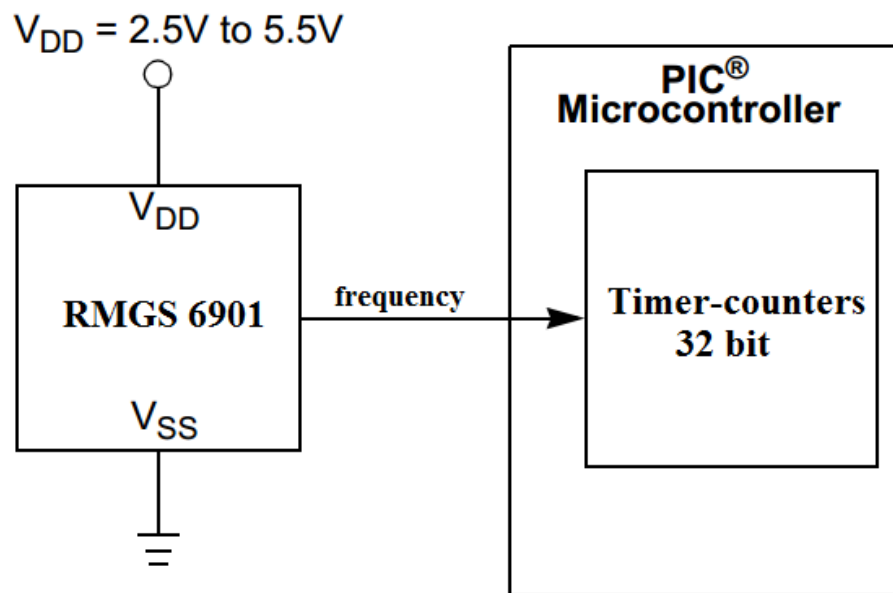


Рисунок 3.16 – Схема ввімкнення сенсора температури

На прикладі радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом розрахована апроксимована функція перетворення, яка наведена на рисунку 3.17. Дані залежності описуються аналітично функцією виду

$$y = \frac{a + c \ln x + e (\ln x)^2 + g (\ln x)^3}{1 + b \ln x + d (\ln x)^2 + f (\ln x)^3}, \quad (3.1)$$

де y – визначений параметр (тиск); x – частота генерації; a, b, c, d, e, f, g – коефіцієнти.

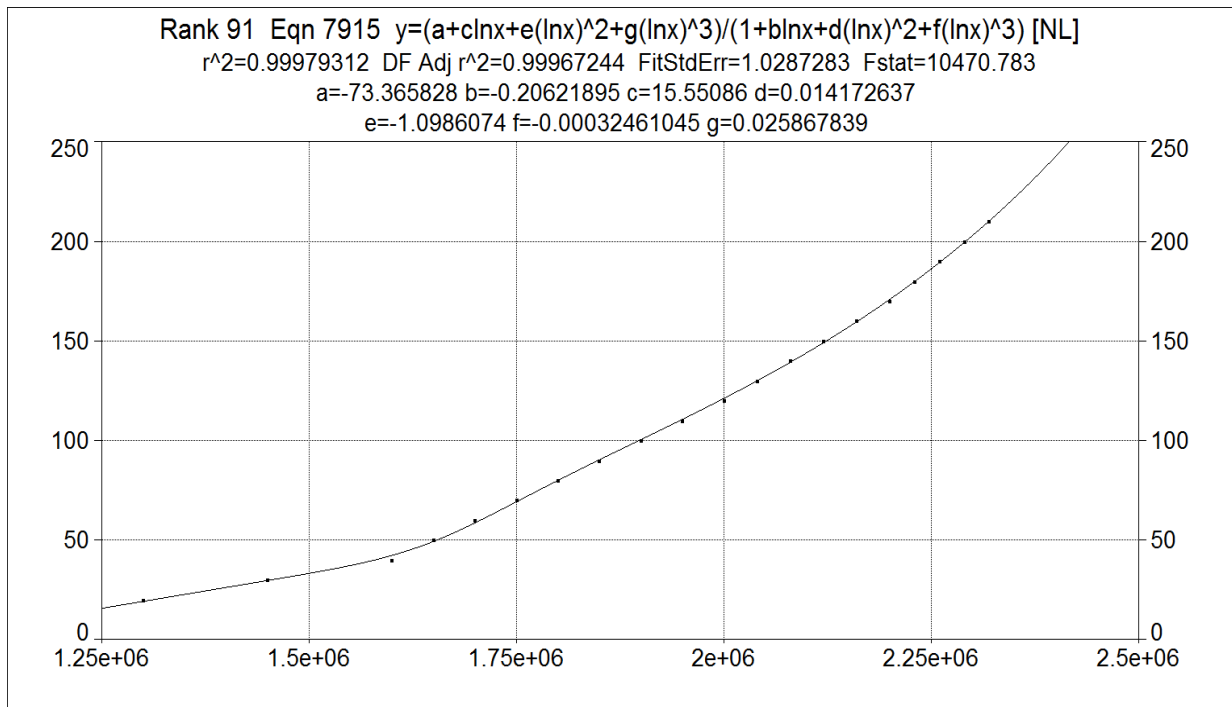


Рисунок 3.17 – Апроксимована залежність функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

Згідно з рисунком 3.16 запропоновано використовувати в якості частото-міра мікроконтролер STM8L051. STM8L051 – це 8-ми бітний мікроконтролер загального призначення. На рисунку 3.18 зображено внутрішню структуру даного мікроконтролера. Основою мікроконтролерів сімейства STM8 є CISC-ядро, розроблене фахівцями STMicroelectronics.

Основні відмінності ядра - Гарвардська архітектура з роздільними шинами команд і даних, більшість інструкцій виконується за 1 такт, трирівневий конвеєр, адресний простір 16 Мбайт, 32-розрядна шина доступу до флеш-пам'яті, 16-розрядні індексні регістри. Ядро має апаратну підтримку знакових операцій додавання, множення і ділення.

Крім того до складу мікроконтролера входить велика кількість периферії: порти вводу/виводу, АЦП, таймери, SPI, I2C, USART [60].

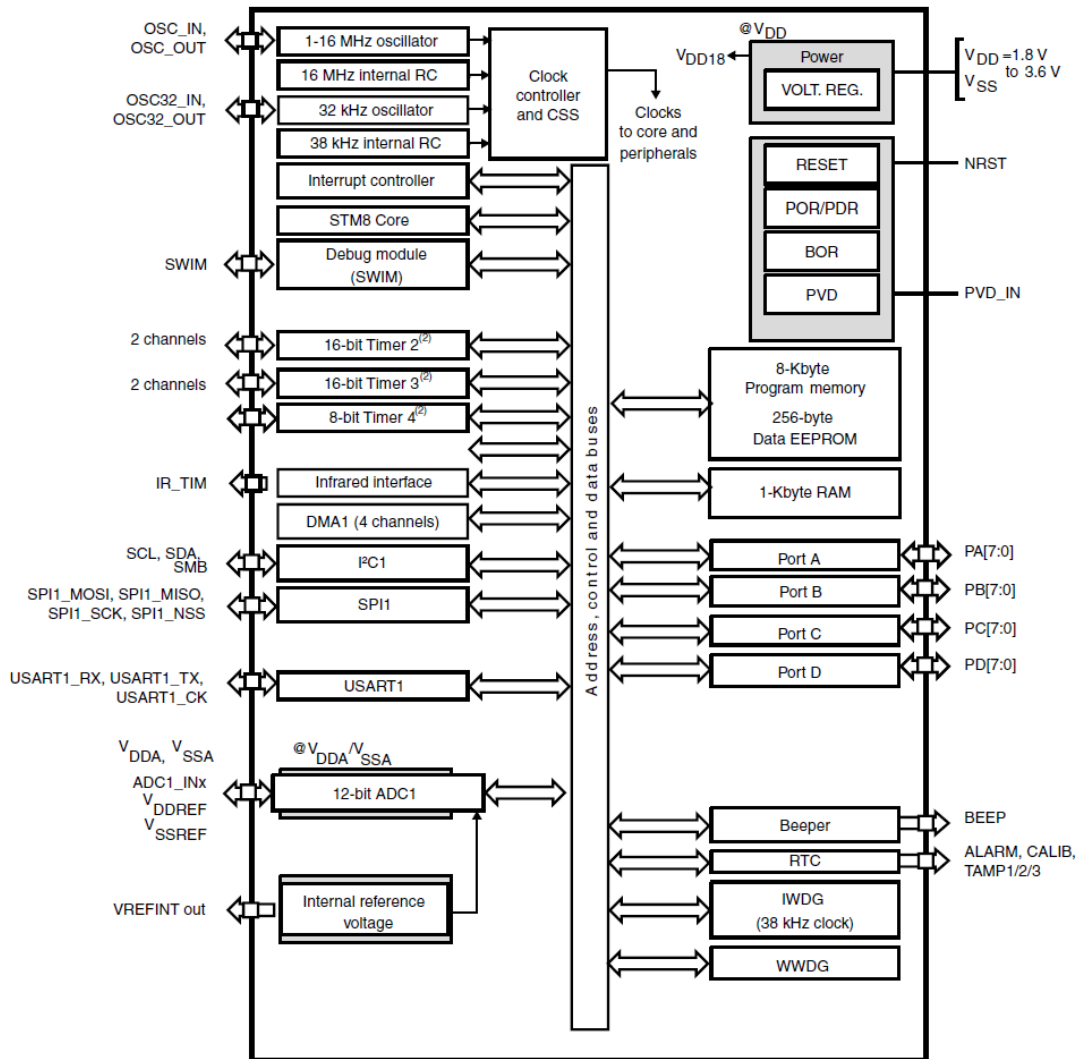


Рисунок 3.18 – Внутрішня структура мікроконтролера STM8L051

Використовуючи 32 розрядний таймер організовано частотомір. Після підрахунку частоти отриманої від радіовимірювальних сенсорів фізичних величин з точністю ± 1 Гц. Таким чином, далі, отримане значення за допомогою апроксимованих функцій перетворення обробляється процесором, і готовий результат температури, тиску чи вологості відправляється по радіоканалу на приймальну частину радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля.

На рисунку 3.19 зображено та наведено в додатку II електричну-принципову схему сенсорів блоку температури, вологості чи тиску.

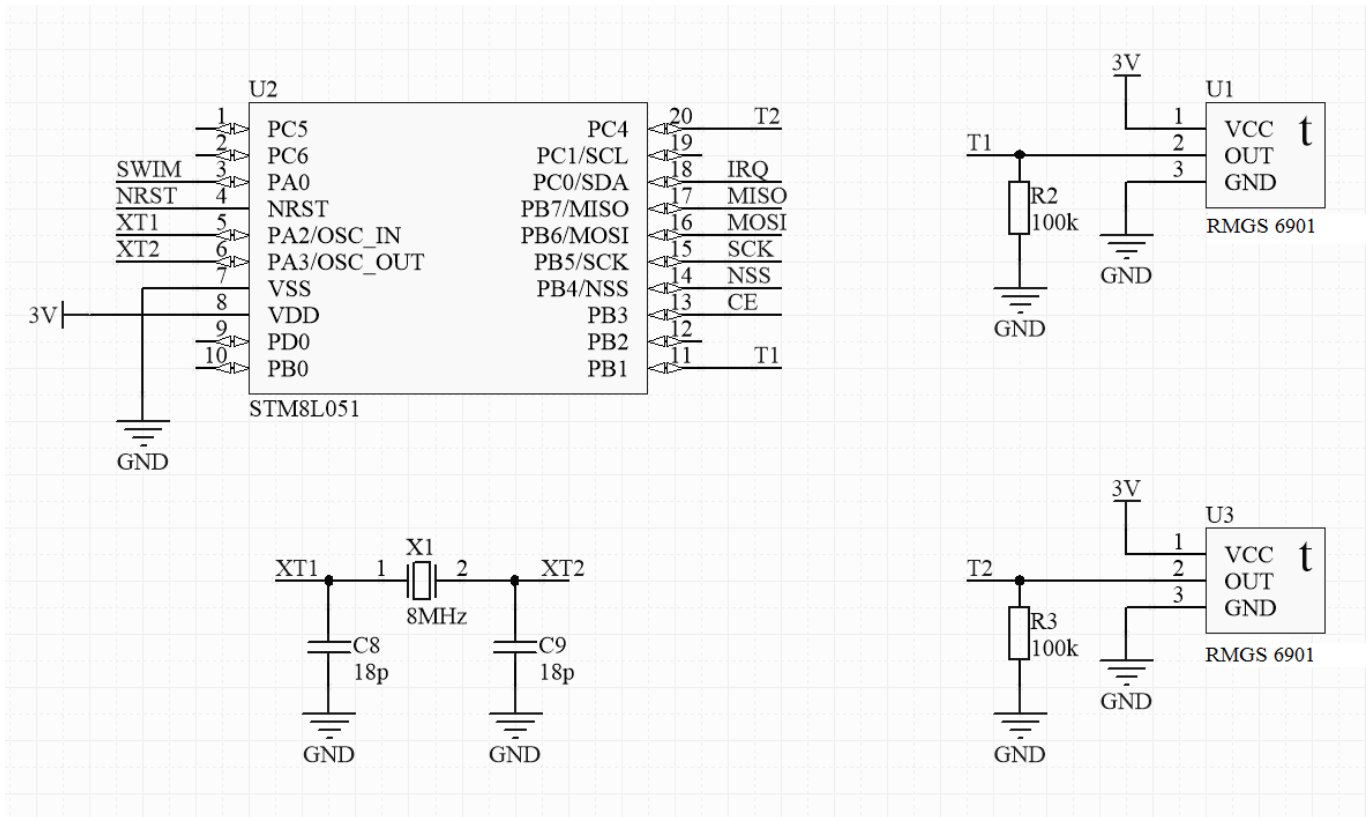


Рисунок 3.19 – Електрична-принципова схема блоку сенсорів

3.4 Розробка вхідного підсилювача-формувача

Вхідний підсилювач призначений для підсилення, послаблення і формування сигналів в діапазоні 50 Гц...50 МГц, поступаючих на вхід формувача прямокутних імпульсів.

Для забезпечення необхідного вхідного опору та смуги пропускання у якості першого підсилювального каскаду використовуємо витоковий повторювач з виходу якого сигнал поступає на другий каскад підсилення на біполярному транзисторі. Схема вхідного підсилювача зображена на рисунку 3.20 та наведена в додатку Р.

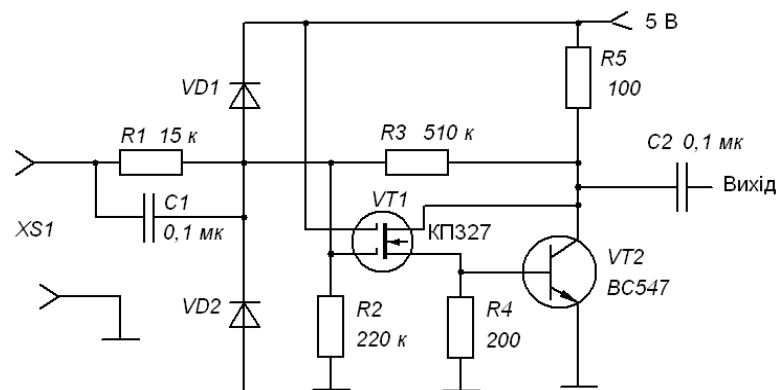


Рисунок 3.20 – Вхідний підсилювач-формувач

Витоковий повторювач складається з транзистора VT1 який є активним елементом та який завдяки своєму високому входному опорі забезпечує високий вхідний опір всього каскаду, резистори R2-R3 призначені для забезпечення роботи схеми за постійним струмом та діоди VD1 і VD2, які призначені для обмеження вхідних сигналів значної величини. Підсилювач призначений для підсилення сигналів, які потрапляють на нього з витокового повторювача. Так як частоти на яких він буде використовуватись не високі то можна використати схему спільний емітер на високочастотному транзисторі BC547. На схемі R4 забезпечує режим за постійним струмом, а R5 виступає у ролі резистора навантаження.

Для індикації виміряних параметрів здійснюється на бортовому комп'ютері, зв'язок між мікроконтролером і комп'ютером здійснюється по шині USB (віртуальний COM порт). Принципова схема пристрою представлена на рисунку 3.21 та наведена в додатку С. Друкована плата розробленого пристрою показана на рисунку 3.22, а на рисунку 3.23 3D модель.

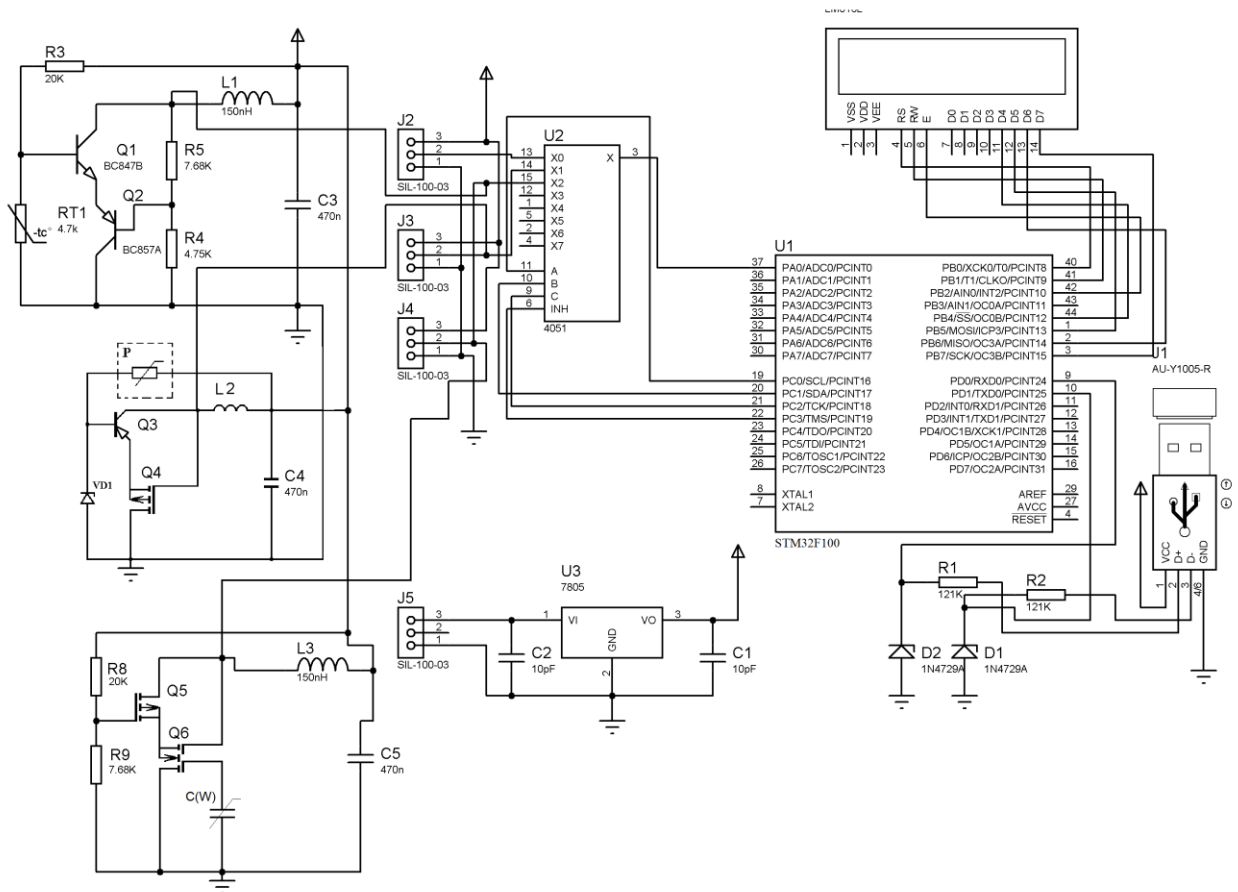


Рисунок 3.21 – Принципова схема мікропроцесорної радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля

Для дослідження та налагоджування системи було розроблено друковані плати обох блоків системи. Для розробки плати було використано програмний пакет DipTrace 3.3.1. На сьогоднішній день, дана програма є одною з найновіших програм по розробці друкованих плат, і вона призначена для професійної розробки як електричної принципової схеми так і друкованих плат пристрою.

В даній програмі використовуються всі сучасні методи розробки електронних пристроїв від початку, до впровадження даного пристрою у виробництво. Програма підтримує графіку 3D, що дозволяє перевіряти друкований монтаж повністю зібраного пристрою у 3D режимі, і ще на етапі розробки, проектувати монтаж плати у корпус.

Блок керування радіовиміральної системи клімат-контролю складається з багатьох блоків, що працюють на високих частотах. Тому розробка плати проводилася з урахуванням правил високочастотного проектування, а саме правильне розведення провідників, врахування високочастотних наведень, завад, а також хвилевого опору провідників. Таким чином було спроектовано односторонню друковану плату з SMD монтажем. На рис. 3.22 зображено друковану плату пристрою.

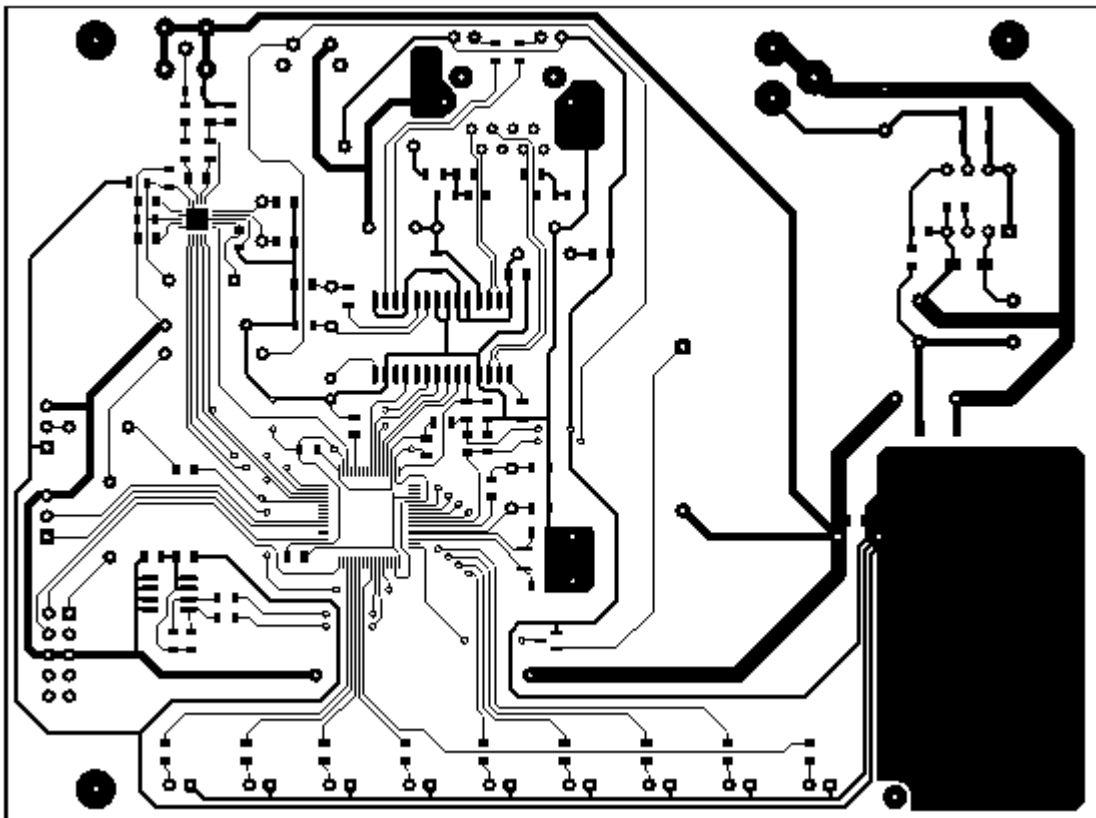


Рисунок 3.22 – Друкована плата блоку керування радіовиміральної системи клімат-контролю

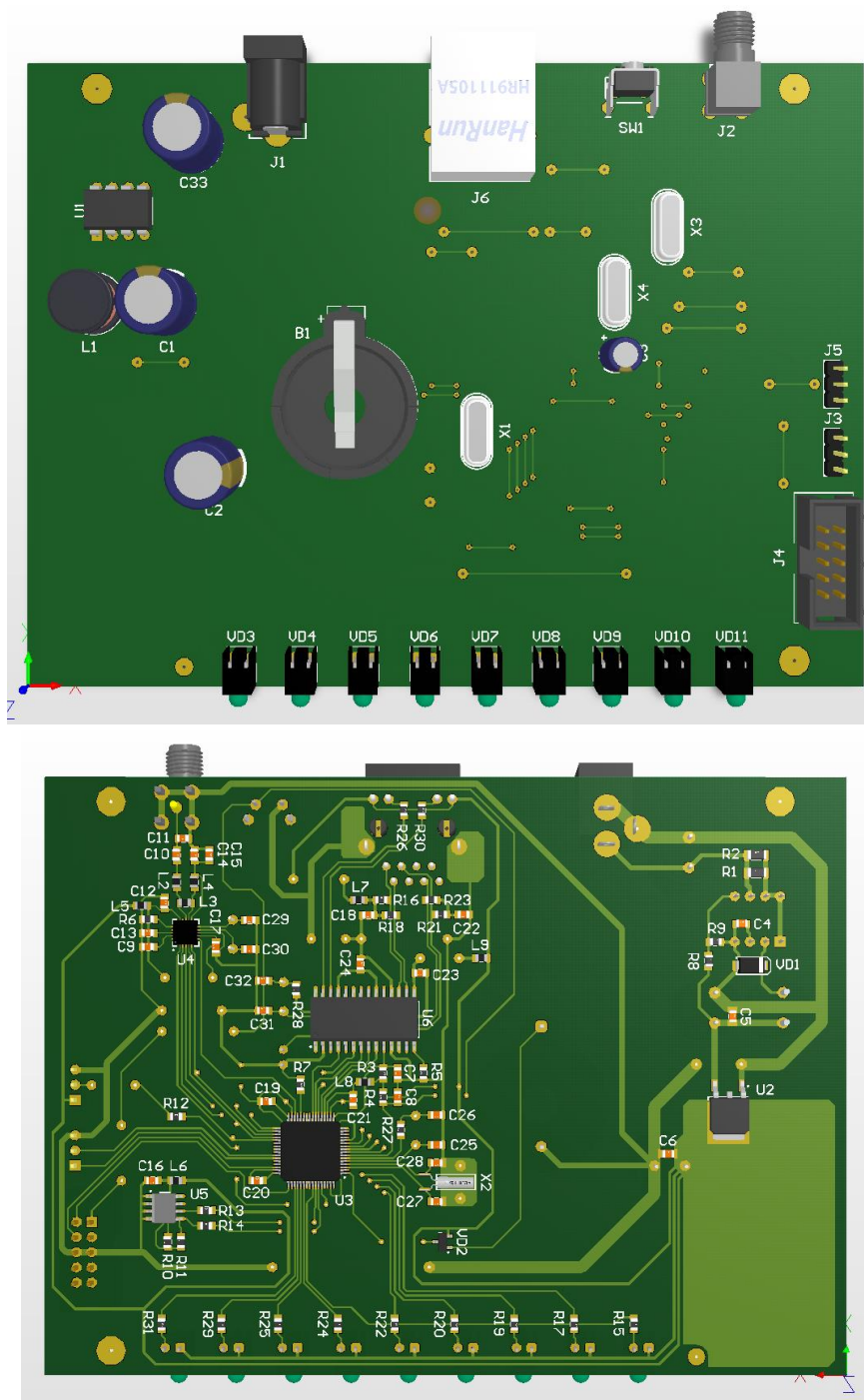


Рисунок 3.22 – 3Dзображення верхнього та нижнього слоїв друкованої плати блоку керування системою

Друкована плата блоку сенсорів температури складається з декількох елементів, два з яких напівпровідникові аналогові сенсори температури. Мікросхема сенсорів температури, вологості та тиску виконана в SMD, і впаюється на плату. Для забезпечення достовірних вимірюваних показників температури, тиску та вологості, потрібно зменшити розсіювання тепла з корпусу мікросхеми, тому

площа плати у місці паяння сенсорів зменшена, що запобігає відтоку тепла у текстоліт плати. Таким чином було розроблено друковану плату блоку сенсорів температури, тиску та вологості, яка зображена на рисунку 3.23 та наведена в додатку Т.

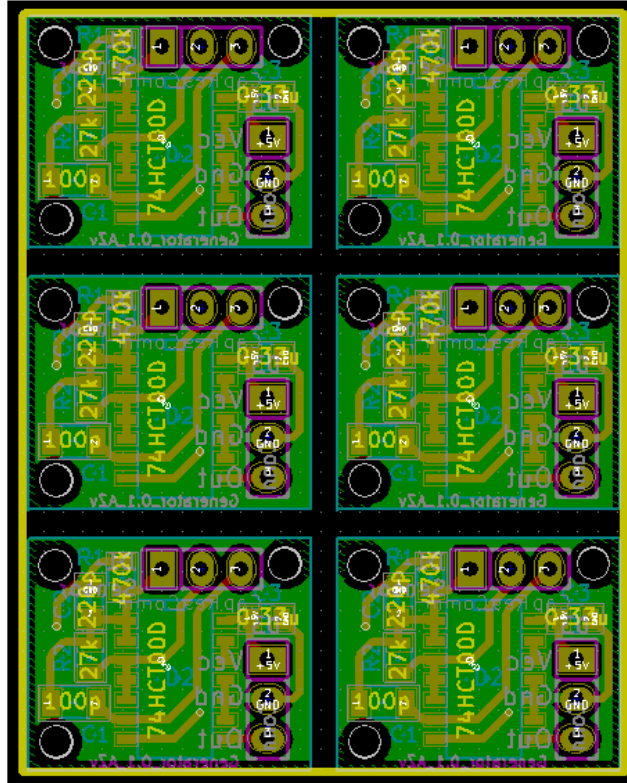


Рисунок 3.23 – Друкована плата блоку сенсорів системи контролю температури (Масштаб 3:1).

3.5 Висновки до розділу

У розділі був проаналізований сучасний стан мікропроцесорних параметричних сенсорів температури, тиску та вологості. В пристрої використовуються сенсори температури, тиску та вологості. Використання мікроконтролера дозволило спростити структурну схему та зменшити розміри пристрою за рахунок використання його внутрішніх можливостей.

Розроблено схемне рішення мікропроцесорної радіовимірювальної системи контролю температури, тиску та вологості. Пристрій складається з трьох параметричних сенсорів різних параметрів, мультиплексора, керуючого мікроконтролера, послідовного порта USB та РКІ. Сенсори складаються з датчиків які ввімкнені в подільники напруги та біполярних транзисторів VT1, VT2 які виконують роль сенсора з активним елементом.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Таблиця 4.1 Основні техніко-економічні показники аналога і нової розробки

Показники	Одиниця виміру	Аналог	Прилад, що проектується	Відношення параметрів
Напруга живлення	В	12	12	1
Кількість виконуваних функцій	шт.	5	7	1,4
Маса	кг	5,3	3,9	1,36
Термін безвідмовної роботи	год.	5000	8 000	1,6
Швидкість та легкість налаштування	бали	5	8	1,6
Ціна	грн	5680	3800	0,67

4.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР

Проаналізуємо рівень науково-дослідної роботи яка пов'язана з дослідженням радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля. Виходячи з відповідних вимог НТП, доцільно орієнтуватися на час проведення НДДКР 2 роки і менше (+2), при чому технічні показники результатів плануються на рівні кращих світових зразків (0); наявність можливості отримання авторських свідоцтв на винахід - часткові можливості (0); а строк окупності витрат 3-4 роки (+2).

В таблиці 4.2 наведено критерії та бальна оцінка для визначення наукового та технічного рівня науково-дослідної роботи

Таблиця 4.2 – Критерії та бальна оцінка для визначення наукового, технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи

Критерії оцінки	Шкала критеріїв	Індекс оцінки
Час, необхідний для проведення НДР	2 роки і менше	+2
	3 роки	+1
	4 роки	0
	5-6 років	-1
	7 років і більше	-2
Технічні показники результатів розробки	Вище рівня кращих світових зразків	+2
	На рівні кращих світових зразків	0
	Нижче рівня кращих світових зразків	-2
Можливості отримання авторських свідоцтв на винахід	Впевненість в отриманні авторських свідоцтв	+2
	Часткові можливості	0
	Можливості немає	-1
Строк окупності витрат	2 роки і менше	+3
	3-4 роки	+2
	5 років	0
	6-7 років	-1
	8 років і більше	-2

В таблиці 4.3 наведено можливі результати оцінки теми НДДКР.

Таблиця 4.3 – Можливі результати оцінки теми НДДКР

Сума індексів	Оцінка теми
Позитивна(+)	Розробка є досить перспективною
Задовільна(0)	Розробка перспективна
Негативна(-)	Розробка не перспективна

Проаналізувавши дані таблиць 4.2 та 4.3, та підрахувавши загальну суму балів ($+2+0+0+2=+4$), робимо висновок, що дана науково-дослідна робота з дослідження радіовиміральної системи клімат-контролю автомобіля є досить перспективною.

4.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу результатів НДДКР. В результаті оцінювання можна зробити висно-

вок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого впровадження результатів з врахуванням встановленого рейтингу.

Рекомендується здійснювати оцінювання комерційного потенціалу розробки за 12-ма критеріями, наведеними в таблиці 4.4. [58]

Таблиця 4.4 - Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри- терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено робото- здат- ність про- дукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька ана- логів на вели- кому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на вели- кому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно до- рівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі влас- тивості продук- ту значно гір- ші, ніж в ана- логів	Технічні та споживчі влас- тивості продук- ту трохи гір- ші, ніж в ана- логів	Технічні та споживчі влас- тивості продук- ту на рівні аналогів	Технічні та споживчі влас- тивості продук- ту трохи кра- щі, ніж в ана- логів	Технічні та спо- живчі властивості продукту значно кра- щі, ніж в ана- логів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатацій- ні витрати на рівні експлуа- таційних вит- рат аналогів	Експлуатацій- ні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в ана- логів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позити- вної динаміки	Ринок малий, але має пози- тивну динаміку	Середній ри- нок з позити- вною динамі- кою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною ди- намикою

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 наявних фахівців	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 реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	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 комерційного потенціалу розробки зведемо до таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 - Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	експерт		
	1	2	3
	Бали, виставлені експертами:		
1. Технічна здійсненність концепції	3	3	3
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	3	3	3
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	2	2	2
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	4	4	4
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	2	2	3
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	1	1	1
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	3
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	3	3	2
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	3	2	2
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	2	2	2
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	3	3	3
12. Практична здійсненність (розробка документів)	3	3	3
Сума балів	31	30	31
Середньоарифметична сума балів СБ	<u>30,7</u>		

За даними таблиці 4.5 зробимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження. При цьому доцільно користуватися рекомендаціями, наведеними в таблиці 4.6. [58]

Таблиця 4.6 - Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ , розрахована на основі виснов-	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 - 10	Низький
11 - 20	Нижче середнього
21 - 30	Середній
31 - 40	Вище середнього
41 - 48	Високий

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 30,7 бала, що, згідно таблиці 4.6, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

4.1.2 Оцінювання рівня новизни розробки

Виводячи на ринок новинку виробник вважає, що тієї новизни, якою наділений новий товар є достатньо для того, щоб він був сприйнятий споживачем як новий. Але це не завжди так, в силу того, що споживач і виробник неоднозначно визначають її рівень новизни.

Саме визначення рівня і ступеня інтегральної новизни товару є найбільш актуальним, оскільки її рівень визначає ступінь однакового позитивного сприйняття новизни товару як виробником, так і споживачем, а отже і ринком в цілому, а це, у свою чергу, є гарантією того, що новинка знайде своє місце на ринку, користуватиметься попитом у споживачів і забезпечить відшкодування витрат, зазначених товаровиробником під час розроблення та виробництва інноваційного продукту [60].

Рівень новизни нової продукції пропонується розраховувати експертним методом шляхом протиставлення нової продукції та її аналогів, що існують в даний час на ринку, за чинниками що визначають її значення, в системі «краще-гірше». Рівень новизни пропонується встановлювати відносно рівня аналога (або товару, що досить близький до аналога).

Для визначення *i*-го виду новизни, застосуємо чинники, які впливають на її рівень. Кожен чинник *i*-го виду новизни розраховуємо в балах. Більша кількість набраних балів свідчить про більший рівень новизни. Для оцінювання рівня новизни використаємо думки експертів, які встановлюють визначені бали відповідним чинникам. Бал відповідності проставляється в діапазоні від (-5 – значно гірше аналога до +5 – значно краще аналога). Результати попереднього оцінювання зведемо до відповідного листа оцінювання (таблиця 4.7).

Таблиця 4.7 – Лист оцінювання рівня новизни

Види та чинники		Бали та експерти		
		Експерт 1	Експерт 2	Експерт 3
<i>I</i>		2	3	4
Споживча новизна	Питома вага 0,26	Максимальний бал B_{iMAX}		25
1. Зміна поведінкових звичок споживача		3	2	2
2. Ступінь задоволення потреб і запитів		1	1	2
3. Спосіб задоволення потреби		3	3	3
4. Формування нової потреби		0	1	0
5. Формування нового споживача		2	2	2
Середній бал експертів $B_{i\ omp}$		9		
Товарна новизна	Питома вага 0,21	Максимальний бал B_{iMAX}		30
1. Параметричні зміни показників продукції				
1.1. Якісні		4	4	4
1.2. Технічні		3	3	3
1.3. Економічні		2	1	2
1.4. Сервісні		4	5	4
2. Якість продукції по відношенню до конкурентів		4	4	4
3. Функціональні зміни		3	2	2
Середній бал експертів $B_{i\ omp}$		19		
Виробнича новизна	Питома вага 0,037	Максимальний бал B_{iMAX}		25
1. Рівень унікальності товару для підприємства		5	5	5
2. Рівень унікальності для галузі		1	1	1
3. Рівень унікальності товару для країни		1	0	2
4. Зміна виробничої системи		4	4	4
5. Відносно існуючого асортименту		2	2	1
Середній бал експертів $B_{i\ omp}$		13		
Прогресивна новизна	Питома вага 0,167	Максимальний бал B_{iMAX}		25
1. Зміна технології виготовлення		4	4	4
2. Рівень застосування нових компонентів і матеріалів		1	0	1

Продовження таблиці 4.7 – Лист оцінювання рівня новизни

3. Зміна технологічного принципу дії виробу	1	0	1
4. Зміна конструктивного виконання	3	3	3
5. Рівень застосування інновацій	2	2	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	10		
Ринкова новизна	Питома вага 0,1	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Новий виріб на новому ринку	0	0	0
2. Новий виріб на відомому ринку	1	1	1
3. Модернізований виріб	2	2	2
4. Нова модель	1	2	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	5		
Екологічна новизна	Питома вага 0,038	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Рівень екологічної чистоти технології виробництва	3	3	2
2. Рівень впровадження мало- та безвідходних технологій	4	4	3
3. Рівень екологічно небезпечних режимів експлуатації продукції	1	1	1
4. Рівень забруднення навколишнього середовища	0	0	0
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	7		
Соціальна новизна	Питома вага 0,038	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Використання нового товару приводить до покращення стану здоров'я нації	1	1	1
2. Використання нового товару приводить до зростання доходів населення	0	0	0
3. Виробництво нового товару приводить до збільшення (зменшення) кількості робочих місць на підприємстві	4	5	4
4. Виробництво нового товару приводить до підвищення кваліфікації персоналу	2	3	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	8		
Маркетингова новизна	Питома вага 0,15	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Нові методи маркетингових досліджень	1	2	1
2. Вживання нових стратегій сегментації ринку	0	0	0
3. Вибір нової маркетингової стратегії обхвату і розвитку цільового сегмента	2	3	2
4. Побудова нових каналів збуту	2	3	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	6		

Значення i -го виду новизни пропонується розрахуємо за формулою [60]

$$I_i = \frac{B_{i\text{omp}}}{B_{i\text{MAX}}}, \quad (4.1)$$

де $B_{i\text{omp}}$ – отримана кількість балів за шкалою оцінок чинників, що визначають i -й вид новизни;

$B_{i\text{MAX}}$ – максимальна кількість балів, що може бути отримана за i -м видом новизни.

Загальний рівень інтегральної новизни розраховується шляхом перемноження отриманого значення i -го виду новизни на її вагомість, причому вагомість i -го виду новизни визначається експертним методом, за формулою [60]

$$N_{\text{int}} = \sum_i^n W_i \cdot I_i, \quad (4.2)$$

де N_{int} – рівень інтегральної (сукупної) новизни;

W_i – вагомість (питома вага) i -го виду новизни;

n – загальна кількість видів новизни.

$$N_{\text{int}} = (0,26*9/25)+(0,21*19/30)+0,037*13/25+(0,167*10/25)+(0,1*5/20)+ \\ (0,038*7/20)+(0,038*8/20)+(0,15*6/20) = 0,41$$

Отримане значення інтегрального рівня новизни зіставляємо зі шкалою, що наведена в табл. 4.8.

Таблиця 4.8 – Рівні новизни нового товару та їхня характеристика

Рівні новизни товару	Значення інтегральної новизни	Характеристика товару	Вид нового товару
Найвища	1,00	Абсолютно новий товар	Новий товар, що наділений ознаками інноваційності (інноваційний товар)
Висока	0,8...0,99	Товар, який не має аналогів	
Значуща	0,6...0,79	Принципова зміна споживчих властивостей товару	
Достатня	0,4...0,59	Принципова технологічна модифікація товару	
Незначна	0,2...0,39	Кардинальна зміна параметрів	Новий товар
Помилкова	0,00...0,19	Малоістотна модифікація	

Згідно таблиці 4.8 розробка відповідає рівню - новий товар, що наділений ознаками інноваційності (інноваційний товар), а значення інтегральної новизни 0,41, що є принциповою технологічною модифікацією товару.

4.1.3 Визначення рівня конкурентоспроможності розробки

Проектування виробу розпочинається з прогнозу його конкурентоспроможності. В процесі попереднього оцінювання доцільності детального проектування нової розробки здійсимо оцінювання рівня конкурентоспроможності, яке проведемо визначенням сукупності параметрів, що підлягають оцінюванню.

Загальні технічні та економічні характеристики пристрою представлено в таблиці 4.9.

Таблиця 4.9 – Основні техніко-економічні показники аналога та пристрою, що проектується

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Напруга живлення	В	12	12	1	0,25
Кількість виконуваних функцій	шт.	5	7	1,4	0,15
Маса	кг	5,3	3,9	1,36	0,2
Термін безвідмовної роботи	год.	5000	8 000	1,6	0,15
Швидкість та легкість налаштування	бали	5	8	1,6	0,25
Ціна	грн	5680	3800	0,67	1

Одиничний параметричний індекс розраховується за формулою [60]

$$q_i = \frac{P_i}{P_{\text{базі}}} \quad (4.3)$$

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

P_i – значення i -го параметра виробу;

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

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

Груповий показник конкурентоспроможності за нормативними параметрами розраховується як добуток частинних показників за кожним параметром за формулою [60]

$$I_{нп} = \prod_{i=1}^n q_i, \quad (4.4)$$

де $I_{нп}$ – 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 $I_{нп} = 1$.

Значення групового параметричного індексу за технічними параметрами визначається з урахуванням вагомості (частки) кожного параметра [60]

$$I_{тп} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot \alpha_i, \quad (4.5)$$

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

q_i – одиничний параметричний показник i -го параметра;

α_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 4.9.

$$I_{тп} = 1 \cdot 0,25 + 1,4 \cdot 0,15 + 1,36 \cdot 0,2 + 1,6 \cdot 0,15 + 1,6 \cdot 0,25 = 1,37.$$

Груповий параметричний індекс за економічними параметрами розраховується за формулою [60]

$$I_{еп} = \sum_{i=1}^m q_i \cdot \beta_i, \quad (4.6)$$

де I_{EP} – груповий параметричний індекс за економічними показниками;
 q_i – економічний параметр i -го виду;

β_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 .

$$I_{EP} = 0,67 * 1 = 0,67.$$

На основі групових параметричних індексів за нормативними, технічними та економічними показниками розрахуємо інтегральний показник конкурентоспроможності за формулою [60]

$$K_{INT} = I_{HP} \cdot \frac{I_{TP}}{I_{EP}}, \quad (4.7)$$

$$K_{INT} = 1 * 1,37 / 0,67 = 2,05.$$

Інтегральний показник конкурентоспроможності $K_{INT} > 1$, отже проєктований пристрій переважає аналог за своїми техніко-економічними показниками.

Висновки

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 30,7 балів, що свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього). При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, удосконалений пристрій переважає існуючі аналоги приблизно в 1,37 рази. Отже можна зробити висновок про доцільність проведення НДДКР з дослідження та розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля.

4.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля

В техніко-економічному обґрунтуванні представленому в першому розділі даної магістерської кваліфікаційної роботи було приблизно обґрунтовано до-

цільність проведення НДДКР. Тому в даному розділі будуть проведені більш детальні розрахунки витрат на проведення НДДКР стосовно дослідження радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля.

Для економічного розрахунку проведення НДДКР потрібно скласти кошторис витрат, який передбачає розрахунок визначених основних статей витрат.

Основна заробітна плата дослідників та розробників, яка розраховується за формулою [58]

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (4.8)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (дослідника), грн.;

T_p – число робочих днів в місяці, 22 дн;

t – число днів роботи розробника (дослідника).

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 4.10.

Таблиця 4.10 – Основна заробітна плата дослідників та розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	10670,00	485,00	22	10670,00
2. Консультант з розробки кліматичної техніки	10000,00	454,55	7	3181,82
3. Інженер-схемотехнік	9875,00	448,86	16	7181,82
4. Інженер-конструктор радіоелектронних систем	9785,00	444,77	15	6671,59
5. Лаборант	5400,00	245,45	17	4172,73
Разом				31877,95

Витрати на основну заробітну плату працівників (Z_p), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для дослідження радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, підготовку та формування баз даних, підготовку та монтаж обладнання, макетів, виготовлення дослідних зразків тощо, розраховуються на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [58]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (4.9)$$

де t_i - норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;

n - число робіт по видах та розрядах;

K_c - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $K_c = 1,75$;

C_i - погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує відповідну роботу, грн./год.

C_i визначається за формулою [58]

$$C_i = \frac{M_n \cdot K_i}{T_p \cdot T_{zm}}, \quad (4.10)$$

де, M_n – прожитковий мінімум працездатної особи, грн., $M_n = 2197,00$ грн.;

K_i - тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

T_p - число робочих днів в місяці, $T_p = 22$ дн.;

T_{zm} - тривалість зміни, $T_{zm} = 8$ годин.

Проведені розрахунки винесемо до таблиці 4.11.

Таблиця 4.11– Витрати на основну заробітну плату працівників

Найменування робіт	Трудо- міст- кість нормо- годин	Розряд роботи	Тариф- ний кое- фіцієнт	Погодин- на тари- фна став- ка, грн.	Величина оплати, грн.
1. Встановлення до- поміжного обладнання	10,0	2	1,1	24,03	240,30
2. Встановлення програм- ного забезпечення	5,5	4	1,35	29,49	162,20
3. Встановлення моделей радіовимірювальної си- стеми	7,0	3	1,2	26,21	183,50
4. Монтаж блоків системи клімат-контролю	12,0	5	1,7	37,14	445,64
5. Формування бази даних результатів вимірювань	72,0	3	1,2	26,21	1887,42
6. Підготовка лабораторії	7,8	2	1,1	24,03	187,43
Разом					3106,49

Додаткова заробітна плата розробників, дослідників та працівників, які приймали участь в дослідженнях та розробці НДДКР розраховується як 11% від основної заробітної плати розробників та працівників

$$З_д = З_о \cdot 11 / 100\% , \quad (4.11)$$

$$З_д = (31877,95 + 3106,49) \cdot 11 / 100\% = 3848,29 \text{ (грн.)}$$

Нарахування на заробітну плату дослідників та працівників.

Згідно діючого законодавства нарахування на заробітну плату складають 22% від суми основної та додаткової заробітної плати

$$Н_з = (З_о + З_д) \cdot 22\% / 100\% , \quad (4.12)$$

$$Н_з = (31877,95 + 3106,49 + 3848,29) \cdot 22\% / 100\% = 8543,20 \text{ (грн.)}$$

Витрати на матеріали на даному етапі проведення НДДКР пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних блоків і компонентів, тому дані витрати формуються на основі як офісних витратних матеріалів так і обмеженого переліку матеріалів.

Витрати на матеріали, що були використані при проведенні досліджень, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [58]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot Ц_i \cdot K_i , \quad (4.13)$$

де, - H_i - витрати матеріалу i -го найменування, кг;

$Ц_i$ - вартість матеріалу i -го найменування, грн./кг.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;

n - кількість видів матеріалів,

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 4.12.

Таблиця 4.12 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір	уп.	94,00	5	470,00
Диск оптичний	шт.	10,50	5	52,50
Канцелярське приладдя	компл.	190,00	5	950,00
Тека паперова	шт	30,00	6	180,00
Тонер EPSON-XzA	кг	6890,00	0,03	206,70
Склотекстоліт СТФ 2–1.5	шт	100,00	0,1	10,00
Хлорне залізо	кг	260,00	0,05	13,00
Дріт монтажний	кг	80,00	0,05	4,00
Лак УР-231	кг	360,00	0,05	18,00
Спирт етиловий	кг	92,00	0,25	23,00
Припій ПОС-61	кг	590,00	0,03	17,70
Флюс БС-2	кг	120,00	0,01	1,20
Кабель силовий	кг	120,00	0,21	25,20
Всього				1971,30

З врахуванням транспортних витрат вартість матеріалів складе

$$M = 1971,30 \cdot 1,1 = 2168,43 \text{ грн.}$$

Витрати на комплектуючі (основне обладнання, емулятори, моделі, комплектуючі макетів), що були використані при дослідженні радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, розраховуються за формулою

$$N = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (4.14)$$

де: N_i - кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i - покупна ціна комплектуючих i -го виду, грн.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,10$;

n - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 4.13.

Таблиця 4.13 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Система клімат-контролю	1	25000,00	25000,00
Датчик вологості	1	150,00	150,00
Передавач	1	450,00	450,00
Приймач сигналу	1	560,00	560,00
Інтерфейс	3	150,00	450,00
Конденсатори	0	0,00	0,00
SMD 0805	35	4,00	140,00
SMD AVX B,C, D	19	5,60	106,40
Резистори	0	0,00	0,00
SMD 0805	56	1,30	72,80
Кварцовий резонатор	0	0,00	0,00
16МГц	1	15,80	15,80
25 МГц	3	10,50	31,50
8МГц	3	8,70	26,10
Мікросхеми	0	0,00	0,00
STM32	1	169,00	169,00
STM8	3	42,00	126,00
nRF24L01	3	9,00	27,00
74НС00С	10	9,00	90,00
ТС1047А	3	18,00	54,00
RMGS6901	3	22,00	66,00
Транзистори	0	0,00	0,00
BF998	3	5,50	16,50
BC847	3	2,10	6,30
BC857	3	2,10	6,30
Всього			27563,70

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 27563,70 \cdot 1,10 = 30320,07 \text{ (грн.)}$$

Амортизація обладнання для проведення досліджень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню можуть бути розраховані з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{\sigma}}{T_{\sigma}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.15)$$

де $Ц_{\sigma}$ – балансова вартість обладнання, приміщень тощо, які використовувались для розробки нового технічного рішення, грн.;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, приміщень під час розробки, місяців;

T_{σ} – строк корисного використання обладнання, приміщень тощо, років.

Проведені розрахунки необхідно звести до таблиці 4.14.

Таблиця 4.14 - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Аналітичний комплекс обробки даних	33500,00	5	1	558,33
Система метрологічного аналізу	24200,00	5	1	403,33
Генератор сигналу	8530,00	4	1	177,71
Гігрометр автоматичний еталонний	14620,00	5	1	243,67
Оргтехніка	13240,00	4	1	275,83
Приміщення лабораторії	332000,00	25	1	1106,67
Всього				2765,54

Витрати на силову електроенергію на проведення досліджень розраховують за формулою [58]

$$B_e = B \cdot \Pi \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}, \quad (4.16)$$

де, B – вартість 1 кВт-години електроенергії, $B = 2,91$ грн./кВт –година;

P – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

K_n – коефіцієнт використання потужності.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.15.

Таблиця 4.15– Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Аналітичний комплекс обробки даних	160	0,5	0,95	221,16
Система метрологічного аналізу	100	0,42	0,95	116,11
Генератор сигналу	52	0,2	0,95	28,75
Гігрометр автоматичний еталонний	100	0,05	0,95	13,82
Оргтехніка	140	0,72	0,95	278,66
Всього				658,50

Інші витрати охоплюють: загальновиробничі витрати, адміністративні витрати, витрати на відрядження, матеріали, окремі непередбачені витрати, зв'язок, витрати на інтернет-послуги тощо.

Інші витрати доцільно приймати як 200...300% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників. Величина інших витрат складе

$$I = (31877,95 + 3106,49) * 200\% / 100\% = 69968,89 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи.

Сума всіх попередніх статей витрат дає загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи:

$$B = 31877,95 + 3106,49 + 3848,29 + 8543,20 + 1971,30 + 30320,07 + 2765,54 + 658,50 + 69968,89 = 153060,25 \text{ (грн.)}$$

Загальна (повна) вартість всієї НДДКР визначається за формулою

$$B_{заг} = \frac{B}{\alpha}, \quad (4.17)$$

де α - частка витрат, які безпосередньо здійснює виконавець даної НДДКР, у відносних одиницях.

$$B_{заг} = \frac{B}{\alpha} = \frac{153060,00}{0,9} = 170066,00, \text{ (грн.)}$$

Прогнозування загальних витрат $ЗВ$ на виконання та впровадження результатів виконаної НДДКР здійснюється за формулою

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\beta}, \quad (4.18)$$

де β - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання даної НДДКР (від 0,1... до 0,9).

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\beta} = \frac{170066,00}{0,9} = 188963,00, \text{ (грн.)}$$

4.2.1 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки

В умовах ринку узагальнюючим позитивним результатом, що його отримує підприємство (організація) від впровадження результатів тієї чи іншої розробки, є збільшення чистого прибутку підприємства (організації). Зростання чистого прибутку ми можемо оцінити у теперішній вартості грошей.

Саме зростання чистого прибутку забезпечить підприємству (організації) надходження додаткових коштів, які дозволять покращити фінансові результати діяльності та виплатити кредити (якщо вони потрібні для впровадження результатів розробки).

При проведенні даної розробки не можливо прямо оцінити зростання чистого прибутку підприємства від впровадження результатів наукової розробки. У цьому випадку збільшення чистого прибутку підприємства для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою:

$$\Delta\Pi_i = \sum (\Delta C_0 \cdot N + C_0 \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right) \quad (4.19)$$

де ΔC_0 - покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки;

N - основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;

ΔN - покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;

C_0 - основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;

n - кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;

λ - коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2020 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$.

ρ - коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати $\rho = 0,2 \dots 0,3$;

v - ставка податку на прибуток. У 2020 році $v = 18\%$.

В результаті впровадження результатів наукової розробки покращується якість нашої розробки, що дозволяє підвищити ціну її реалізації на 50 грн. Кількість одиниць реалізованої продукції також збільшиться: протягом першого року - на 200 шт., протягом другого року - ще на 500 шт., протягом третього року - ще на 400 шт., а протягом четвертого року – на 200 шт. Орієнтовно: реалізація аналогічного пристрою до впровадження результатів наукової розробки складала 1000 шт., а її ціна – 3500,00 грн.

Спрогнозуємо збільшення чистого прибутку підприємства від впровадження результатів наукової розробки у кожному році відносно базового.

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом першого року складе

$$\Delta\Pi_1 = [50 \cdot 1000 + (3500 + 50) \cdot 200] \cdot 0,8333 \cdot 0,25 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 129828,00 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом другого року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе

$$\Delta\Pi_2 = [50 \cdot 1000 + (3500 + 50) \cdot (200 + 500)] \cdot 0,8333 \cdot 0,25 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 433045,00 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом третього року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе

$$\Delta\Pi_3 = [50 \cdot 1000 + (3500 + 50) \cdot (200 + 500 + 400)] \cdot 0,8333 \cdot 0,25 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 675619,00 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку підприємства протягом четвертого року (відносно базового року, тобто року до впровадження результатів наукової розробки) складе

$$\Delta\Pi_4 = [50 \cdot 1000 + (3500 + 50) \cdot (200 + 500 + 400 + 200)] \cdot 0,8333 \cdot 0,25 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 796906,00 \text{ (грн.)}.$$

4.2.2 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності

Основними показниками, які визначають доцільність фінансування наукової розробки певним інвестором, є абсолютна і відносна ефективність вкладених інвестицій та термін їх окупності.

Розрахунок ефективності вкладених інвестицій передбачає проведення таких робіт:

1. Розраховують теперішню вартість інвестицій, що вкладаються в наукову розробку. Такою вартістю ми можемо вважати прогнозовану величину загальних витрат $ZV=188963,00$ грн. на виконання та впровадження результатів НДДКР.
2. Розраховують очікуване збільшення прибутку, що його отримає підприємство (організація) від впровадження результатів наукової розробки, для кожного із років, починаючи з першого року впровадження.
3. Для спрощення подальших розрахунків будують вісь часу, на яку наносять всі платежі (інвестиції та прибутки), що мають місце під час виконання науково-дослідної роботи та впровадження її результатів. Платежі показуються у ті терміни, коли вони здійснюються. Проведемо відповідні розрахунки.

У першому році підприємство отримає збільшення чистого прибутку на **129828,00** грн відносно базового року.

У другому році - збільшення чистого прибутку на **433045,00** грн (відносно базового року).

У третьому році - збільшення чистого прибутку на **675619,00** грн (відносно базового року),

У четвертому - на **796906,00** грн (відносно базового року).

Тоді рисунок, що характеризує рух платежів (інвестицій та додаткових прибутків) буде мати вигляд, наведений на рис.

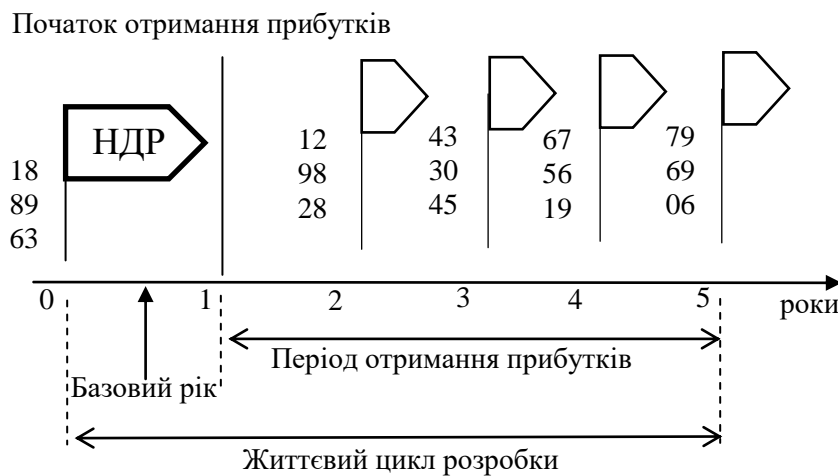


Рисунок 4.1 - Вісь часу з фіксацією платежів, що мають місце під час розробки та впровадження результатів НДДКР

4. Розраховують абсолютну ефективність вкладених інвестицій $E_{абс}$. Для цього використаємо формулу [Козловський 2012]

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (4.20)$$

де $ПП$ - приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство (організація) від реалізації результатів наукової розробки, грн;

PV - теперішня вартість інвестицій $PV = 3B$, грн.

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків $ПП$ розраховується за формулою

$$ПП = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^i}, \quad (4.21)$$

де $\Delta\Pi$ - збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДДКР, грн;

T - період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;

τ - ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,12;

t - період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$ПП = \frac{129828,00}{(1+0,12)^2} + \frac{433045,00}{(1+0,12)^3} + \frac{675619,00}{(1+0,12)^4} + \frac{796906,00}{(1+0,12)^5} = 1293285,00 \text{ (грн.)}$$

Розрахуємо абсолютну ефективність інвестицій, вкладених у реалізацію проекту. Отримаємо

$$E_{abc} = (1293285,00 - 188963,00) = 1293285,00 \text{ (грн.)}$$

Оскільки $E_{abc} > 0$, то вкладання коштів на виконання та впровадження результатів НДДКР може бути доцільним.

Результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні даного проекту (роботи).

Розрахуємо відносну (щорічну) ефективність вкладених в наукову розробку інвестицій E_e . Для цього використаємо формулу

$$E_e = \sqrt[T]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (4.22)$$

де E_{abc} - абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн;

PV - теперішня вартість інвестицій $PV = 3B$, грн;

T - життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_e = \sqrt[5]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1 = \sqrt[5]{1 + \frac{1104322,00}{188963,00}} - 1 = 0,47.$$

Розраховану величину E_e порівнюємо з мінімальною ставкою дисконтування, яка визначає ту мінімальну дохідність, нижче за яку інвестиції вкладати-

ся не будуть. У загальному вигляді мінімальна (бар'єрна) ставка дисконтування визначається за формулою

$$\tau = d + f, \quad (4.23)$$

де d - середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2020 році в Україні (0,08...0,12);

f - показник, що характеризує ризикованість вкладень (0,05...0,1).

$$\tau = d + f = 0,12 + 0,05 = 0,17.$$

Розрахуємо термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій.

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій $T_{ок}$ можна розрахувати за формулою

$$T_{ок} = \frac{1}{E_g},$$

$$T_{ок} = \frac{1}{E_g} = \frac{1}{0,47} = 2,13 \text{ (року)}.$$

Якщо $T_{ок} < 3...5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки в принципі є доцільним.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Зменшення імовірності виникнення виробничого травматизму та захворювань при забезпеченні нормованих показників умов праці є основною метою охорони праці.

В цьому розділі проводиться розгляд шкідливих, небезпечних та уражаючих для людини та навколишнього середовища факторів, які утворюються під час проведення розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля. Тут висвітлюються, зокрема, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення параметрів кондиціонування повітря в приміщенні при виділенні надлишків теплоти, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення розробки, безпека в надзвичайних ситуаціях.

В процесі розробки даного пристрою на працівників впливають ті або інші небезпечні та шкідливі виробничі фактори (НШВФ) фізичної та психофізіологічної груп відповідно до [61].

Фізичні НШВФ: підвищена або понижена температура повітря робочої зони, підвищений рівень шуму на робочому місці, підвищений рівень статичної електрики, недостатність або відсутність природного освітлення, недостатня освітленість робочої зони, відбита або пряма блискучість, підвищена яскравість світла.

Психофізіологічні небезпечні і шкідливі виробничі фактори: нервово-психічні перевантаження: розумове перенапруження, монотонність праці, перенапруження аналізаторів.

5.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

5.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Вибираємо для приміщення, в якому проводяться роботи з розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

Згідно із [62] допустимі параметри мікроклімату у робочій зоні для теплого та холодного періодів року приведені у таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Допустимі показники мікроклімату [62]

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Ia	21-25	18-26	75	≤0,1
Теплий	Ia	22-28	20-30	55 при 28°С	0,1-0,2

Розкид значень температури повітря вздовж висоти робочої зони для всіх категорій робіт допускається до 3°С. При опроміненні менше 25% поверхні тіла працівника, нормована інтенсивність теплового опромінення – 100 Вт/м².

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК), які використовуються при проектуванні виробничих приміщень (будівель), обладнання, технологічних процесів, вентиляцій, для контролю за якістю виробничого середовища. ГДК шкідливих речовин, які використовуються в даному виробничому приміщенні наведено в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі робочої зони

Назва речовини	Параметр, що нормується	Значення	Клас небезпеки
Пил нетоксичний	ГДК, мг/м ³	0,15	4
Іони n ⁺ , n ⁻	число іонів в 1 см ³ повітря	50000	–

Для встановлення необхідних за нормативами показників мікроклімату та чистоти повітря робочої зони передбачено:

- 1) в приміщенні повинна бути розміщена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року;
- 2) щоденне вологе прибирання;
- 3) припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

Визначимо параметри кондиціонування повітря в приміщенні при виділенні надлишків теплоти, якщо надлишки теплоти, які поступають у робочу зону $Q_{над} = 185$ кДж/с. Розміри приміщення: 21 × 11 × 3,2 м; температура витяжного та припливного повітря $t_1 = 22$ °С та $t_2 = 3,0$ °С.

Кондиціонування повітря в приміщеннях передбачене для створення та підтримання заданих параметрів повітряного середовища: температури, вологості та швидкості руху повітря.

Визначаємо орієнтовну продуктивність кондиціонера при виділенні надлишків тепла за формулою:

$$L = \frac{3600 Q_{над}}{C \rho (t_1 - t_2)} \text{ [м}^3\text{/ГОД]}, \quad (5.1)$$

де $Q_{над}$ – надлишки теплоти, які поступають у робочу зону, кДж/с;

C – питома теплоємність повітря, ($C = 1,009$ кДж/(кг·°С));

ρ – щільність повітря, що подається у приміщення ($\rho = 1,293$ кг/м³);

t_1 та t_2 – температура витяжного та припливного повітря, °С.

Потужність електродвигуна кондиціонера може бути визначена за формулою:

$$N = \frac{LHK}{3600 \cdot 102 \cdot \eta_B \eta_{п.п.}} \text{ [кВт]}, \quad (5.2)$$

де L – продуктивність кондиціонера, м³/с;

H – повний тиск вентилятора, кг/м²;

K – коефіцієнт запасу;

$\eta_B, \eta_{п.п.}$ – ККД вентилятора кондиціонера та пасової передачі відповідно (для плоских пасів 0,85-0,9, для клиновидних 0,9-0,95).

За отриманим значенням продуктивності кондиціонера вибираємо повний тиск вентилятора кондиціонера $H = 60$ кг/м². Вибираємо коефіцієнт запасу $K = 1,1-1,2 = 1,15$. ККД вентилятора кондиціонера $\eta_B = 0,6$. З метою підвищення ККД пасової передачі вибираємо клиновидні паси, для яких $\eta_{п.п.} = 0,9 \dots 0,95 = 0,925$.

Після підстановки відомих значень у формули (5.1, 5.2) одержимо

$$L = \frac{3600 \cdot 185}{1,009 \cdot 1,293 \cdot (22 - 3,0)} = 26867,728 \text{ (м}^3\text{/ год)};$$

$$N = \frac{26867,728 \cdot 60 \cdot 1,15}{3600 \cdot 102 \cdot 0,6 \cdot 0,925} = 9,097 \text{ (кВт)}.$$

Кількість тепла, що витрачається будівельною конструкцією залежить від різниці температур, величини їх значень, площі та виду матеріалу і може бути підрахована для плоских поверхонь за формулою:

$$Q_K = kS_K(t_{\text{вн}} - t_{\text{зовн}}) \text{ [ккал/год]}, \quad (5.3)$$

де k – коефіцієнт теплопередачі конструкції огорожі (стін), ккал/(год·м²·°С);

S_K – площа поверхні огорожувальної конструкції, м²;

$t_{\text{вн}}$, $t_{\text{зовн}}$ – температура внутрішнього та зовнішнього повітря відповідно, °С.

Коефіцієнт теплопередачі конструкції огорожі для звичайної цегли товщиною 510 мм становить $k = 0,97$ ккал/(год·м²·°С).

Площа поверхні огорожувальної конструкції визначається за формулою:

$$S_K = S_n + S_{\text{стелі}} + S_{\text{стін}} \text{ [м}^2\text{]}, \quad (5.4)$$

де S_n , $S_{\text{стелі}}$, $S_{\text{стін}}$ – площа підлоги, стелі, стін відповідно, м².

Площі підлоги та стелі рівні між собою і визначаються за формулою

$$S_{\text{стелі}} = S_{\text{п}} = L_{\text{п}} B_{\text{п}} \text{ [м}^2\text{]}, \quad (5.5)$$

де $L_{\text{п}}$, $B_{\text{п}}$ – довжина та ширина підлоги відповідно, м.

Площа стін визначаються за формулою

$$S_{\text{стін}} = H_{\text{стіни}}(2L_{\text{п}} + 2B_{\text{п}}) \text{ [м}^2\text{]}, \quad (5.6)$$

де $H_{\text{стіни}}$ – висота стіни, м.

Таким чином, після підстановки відомих значень у формули (5.3, ..., 5.6,) одержимо

$$S_{\text{стелі}} = S_{\text{п}} = 21 \cdot 11 = 231 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$S_{\text{стін}} = 3,2 \cdot (2 \cdot 21 + 2 \cdot 11) = 204,8 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$S_K = 231 + 231 + 204,8 = 666,8 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$Q_K = 0,97 \cdot 666,8 \cdot (22 - 3,0) = 16169,9 \text{ (ккал/год)}.$$

За отриманими значеннями вибираємо два кондиціонери типу КНУ-18 з $L = 18000$ м³/год, $Q = 330000$ ккал/год, $N = 14,5$ кВт.

5.1.2 Виробниче освітлення

Для створення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях великі вимоги висуваються до якісних та кількісних параметрів освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, де проводяться роботи з розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, згідно [63] визначаємо, що вони відповідають III розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – середній, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт в.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) та мінімальні значення освітленості при штучному освітленні наведені в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Нормативні значення КПО та мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізн., мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість при штучному освітленні, лк			КПО, %	
						комбіноване		загальне	Природне освітлення (бокове)	Суміщене освітлення (бокове)
						всього	у т. ч. від загального			
Високої точності	0,3-0,5	III	в	середній	середній	750	200	300	2	1,2

Так як приміщення знаходиться у м. Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а вікна розташовані за азимутом 180° , то за таких умов КЕО розраховується за формулою [63,64]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (5.7)$$

де e_H – табличне значення КЕО, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями отримаємо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N.6} = 2 \cdot 0,85 = 1,7 (\%);$$

$$e_{N.c} = 1,2 \cdot 0,85 = 1,02 (\%).$$

Для забезпечення нормативних значень показників освітлення передбачено такі заходи:

- 1) при недостатньому природному освітленні в світлий час доби доповнення штучним за допомогою газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;
- 2) використання загального штучного освітлення у темний час доби.

5.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити захист від шуму та вібрації.

Визначено, що приміщення, в якому відбувається робота з розробки радіовиміральної системи клімат-контролю автомобіля може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється електродвигунами системи вентиляції.

З метою запобігання травмуванню працюючих від дії шуму та вібрації вони підлягає нормуванню. Головним нормативом стосовно промислового шуму, діючим на території нашої країни, є [65], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в промислових приміщеннях не повинні перевищувати значень, які приведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Нормовані рівні звукового тиску та еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку і еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 5.5 для 3-ї категорії (технологічна) типу "в".

Таблиця 5.5 – Нормовані рівні віброприскорення [66]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц						Коректовані рівні віброприскорення, дБА
2	4	8	16	31,5	63	
36	33	33	39	45	51	33

З метою покращення віброакустичного клімату в приміщенні запропоновано такі заходи:

- 1) своєчасне проведення профілактичного ремонту;
- 2) проведення контролю рівнів шуму та вібрації.

5.1.4 Виробничі випромінювання

Аналіз умов праці показав, що приміщення, де виконується робота з розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля може містити електромагнітні випромінювання.

Гранично допустимі рівні електромагнітних полів показані в таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 – Гранично допустимі рівні електромагнітних полів (безперервне випромінювання, амплітудна або кутова модуляція)

Номер діапазону	Метричний розподіл діапазонів	Частоти	Довжина хвиль, λ	ГДР, В/м
5	Кілометрові хвилі (низькі частоти, НЧ)	30-300 кГц	10-1 км	25
6	Гептаметрові хвилі (середні частоти, СЧ)	0,3-3 МГц	1-0,1 км	15
7	Декаметрові хвилі (високі частоти, ВЧ)	3-30 МГц	100-10 м	$3 \cdot \lg \lambda$
8	Метрові хвилі (дуже високі частоти, ДВЧ)	30-300 МГц	10-1 м	3

З метою забезпечення захисту і досягнення нормованих рівнів випромінювань потрібно застосовувати екранні фільтри та інші засоби захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат.

5.2 Технічні рішення щодо промислової та пожежної безпеки під час проведення розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля

5.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Конструкція робочого місця, його розміри і взаємне розташування його елементів мають відповідати антропометричним, психофізіологічним та фізіологічним характеристикам працівника, а також характеру роботи [67].

Площа одного робочого місця повинна становити не менше $6,0 \text{ м}^2$, об'єм приміщення – не менше ніж 20 м^3 , висота – не менше $3,2 \text{ м}$ [68].

Інтер'єр приміщень потрібно оздоблювати дифузно-віддзеркалювальними матеріалами з коефіцієнтом відбиття: стелі $0,7-0,8$; стін $0,4-0,5$; підлоги $0,2-0,3$. Поверхня підлоги повинна бути рівною, не слизькою, без вибоїн, зручною для вологого прибирання, мати антистатичні властивості. Забороняється використовувати під час оснащення інтер'єру полімерні матеріали, що виділяють у повітря шкідливі хімічні речовини.

5.2.2 Електробезпека

Причинами ураження електричним струмом у даному приміщенні можуть бути: робота під напругою під час проведення ремонтних робіт, несправність устаткування, випадковий дотик до металевих частин, що опинилися під напругою або струмоведучих частин. У відповідності до [69] це приміщення відноситься до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність високої (понад 75%) відносної вологості. Тому безпека експлуатації електрообладнання має забезпечуватись комплексом заходів, що передбачають використання ізоляції струмовідних елементів, захисних блокувань, захисного заземлення та ін [70].

5.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [71] приміщення, в якому проводиться робота з розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Це приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону. Для перекриттів дозволяється застосовувати дерев'яні конструкції, захищені штукатуркою або негорючими листовими, плитними матеріалами, або матеріалами груп горючості Г1, Г2. До елементів

покриттів не висовуються вимоги щодо межі вогнестійкості, поширення вогню, при цьому елементи горючого покриття з деревини повинні мати вогнезахисну обробку.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій приміщення, що розглядається наведені в таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [71]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
3	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M1	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M1	нн нн	нн нн

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M1 – $M \leq 25$ см – для горизонтальних конструкцій; $M \leq 40$ см – для вертикальних і похилих конструкцій; нн – не нормується.

В таблиці 5.8 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 5.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [73]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної безпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, при щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, для ступеня їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, м ² , для кількості поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	B	3	100	60	40	110	9	12	15	3	5200	3500	2600

Вибираємо, що приміщення, де проводиться робота з розробки, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [72].

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в умовах впливу загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

В складі радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля є пристрої, в яких застосовуються елементи в склад яких входять такі матеріали як метали, неорганічні матеріали, провідники, діелектрики, смоли і різноманітні сполуки. В радіоелектронних елементах іонізуючі випромінювання викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи елементів схем, що призводить до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи системи, потік γ -випромінювань створює в них вільні носії електричних зарядів, які призводять до помилкового імпульсу і відповідно до спрацьовування системи.

Значні дози опромінення викликають втрату працездатності комплектуючих елементів радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруга пробною та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів, руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. Органічні діелектрики змінюють: електричну провідність і тангенс кута втрат.

Практика експлуатації та управління радіовимірювальних систем клімат-контролю автомобіля в умовах впливу іонізуючих випромінювань дозволяє зробити наступні висновки, що контролери та апаратура може втратити працездатність при визначених критичних рівнях випромінювання миттєво. В елементах електричних схем та управляючої апаратури можуть розпочатися зворотні чи незворотні зміни через визначений час після забруднення при рівнях випромінювання значно нижчих від критичних.

Більшість електричних та електронних схем, чутливі до дії електромагнітного імпульсу, але повинні зберігати працездатність в умовах його впливу.

До основних параметрів електромагнітного імпульсу відносять форму і тривалість електромагнітного імпульсу, амплітуду імпульсу (максимальна напруженість поля) та діапазон частот електромагнітного випромінювання.

При оцінці впливу електромагнітного імпульсу на струмоведучі елементи необхідно враховувати, що електромагнітний імпульс має горизонтальну і вертикальну складові напруженості і тому потрібно визначати значення напруг, які

наводяться як на вертикальних, так і на горизонтальних ділянках ліній. Основну небезпеку являє вертикальна складова напруженості електричного поля, яка перевищує горизонтальну складову в тисячу разів.

5.3.1 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в умовах впливу іонізуючих випромінювань

З схем пристроїв радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля визначаємо всі елементи від яких залежить його робота. Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля складемо таблицю, де вказуємо максимально допустимі дози гамма-випромінювання.

Таблиця 5.9 – Максимально допустимі дози елементів системи клімат-контролю автомобіля.

№	Елементи схем радіовимірювальної системи	$D_{гр,i}$ (Р)	$D_{гр.сист}$ (Р)
1	Мікроконтролер STMF0	10^3	10^3
2	Резистори МЛТ, СМД	10^5	
3	Конденсатори СР-13.020	10^7	
4	Мікросхеми К1533, ТРІС6В595	10^4	

Границю стійкості роботи в цілому блоків та електронних схем визначаємо по мінімальному значенню граничних доз окремих елементів, при яких в елементній базі виникають незворотні зміни. Отже, найуразливішими елементами даної системи клімат-контролю в умовах дії іонізуючих випромінювань, є мікроконтролер тобто приймається значення ($D_{гр} = 10^3$ Р) і визначається можлива доза опромінення D_m за формулою

$$D_m = \frac{2 \cdot p_{1max} \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{посл}} \quad (Р), \quad (5.8)$$

де p_{1max} – максимальне значення рівня радіації;

$K_{посл}$ – коефіцієнт послаблення приміщення ($K_{посл}=2$);

t_n – час початку опромінювання;

t_k – час кінця опромінювання;

Відомо, що максимальне значення рівня радіації p_{1max} , яке очікується на об'єкті дорівнює 2,85 (Р/год), коефіцієнт послаблення радіації $K_{посл} = 2$, час початку опромінення $t_n = 1$ (год), а кінцевий час напрацювання на відмову біль-

шості мікросхем приймаємо рівним 13200 годин безперервної роботи. Отже, при таких умовах можлива доза опромінення буде дорівнювати

$$D_m = \frac{2 \cdot 2,85 \cdot (\sqrt{13200} - \sqrt{1})}{2} = 316,48 \text{ (Р)}.$$

Допустимий час роботи електронних схем в заданих умовах можна визначити за допомогою виразу

$$t_\delta = \left(\frac{D_{zp} \cdot K_{посл} + 2 \cdot p_{1max} \cdot \sqrt{t_n}}{2 \cdot p_{max}} \right)^2. \quad (5.9)$$

Оскільки всі значення відомі, то допустимий час роботи РЕА буде таким

$$t_\delta = \left(\frac{10^3 \cdot 2 + 2 \cdot 2,85 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 2,85} \right)^2 = 118453 \text{ (год)}.$$

З розрахунків можна зробити висновок, що робота радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в умовах дії іонізуючих випромінювань буде стійкою, тому що граничне значення експозиційної дози $D_{гр} = 10^3$ Р співрозмірне значенню можливої дози опромінення $D_m = 316,48$ Р. Отже, заходи щодо підвищенню стійкості роботи радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля мають збільшити $K_{посл}$ хоч в 2 рази.

5.3.2 Дослідження стійкості роботи радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в умовах впливу електромагнітного імпульсу

Критерієм стійкості роботи електронних схем радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в умовах дії електромагнітного імпульсу є значення коефіцієнта безпеки роботи K_δ , який має бути більше 40 дБ, а визначається по формулі

$$K_\delta = 20 \lg \frac{U_\delta}{U_{e(z)}} \geq 40 \text{ [дБ]}, \quad (5.10)$$

де U_δ - допустимі коливання напруги живлення системи;

$U_{e(z)}$ - напруга вертикальної чи горизонтальної напруги наводки.

Початкові дані: напруга живлення $U_{жк} = 5$ В; $l_2 = 0,2$ м; $l_e = 0,18$ м; $E_e = 9,35$ кВ/м;

Визначається горизонтальна складова напруженості електричного поля за формулою

$$E_{\Gamma} = 10^{-3} \cdot E_B, \quad (5.11)$$

і розраховується

$$E_{\Gamma} = 10^{-3} \cdot 9,35 = 9,35 \cdot 10^{-3} \text{ (кВ/м)}.$$

Визначаються напруги наводки у струмопровідних частинах

$$U_{\Gamma I} = E_{\Gamma} \cdot l_{\Gamma I}, \quad (5.12)$$

$$U_{BI} = E_B \cdot l_{BI}, \quad (5.13)$$

Розраховується напруга наводки у горизонтальних струмопровідних частинах

$$U_{\Gamma I} = 9,35 \cdot 0,2 = 1860 \text{ (В)},$$

та у вертикальних

$$U_{BI} = 9,35 \cdot 10^{-3} \cdot 0,18 = 1,67 \text{ (В)}.$$

Визначимо допустиме коливання напруги живлення

$$U_{\sigma_2} = 5 + \frac{5}{100} \cdot 5 = 5,25 \text{ (В)}.$$

Коефіцієнти безпеки визначаються за формулою (5.10) окремо вертикальних і горизонтальних струмопровідних частин

$$K_{BBI} = 20 \lg \frac{5,25}{1,67} = 32,3 \text{ (дБ)};$$

та горизонтальної складової

$$K_{B\Gamma I} = 20 \lg \frac{5,25}{1860} = -20,3 \text{ (дБ)}.$$

Так як $K_{BBI} = 32,3 < 40$ дБ і $K_{B\Gamma I} = -20,3 < 40$ дБ, то дана система електронних схем радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля є нестійкою в роботі при дії електромагнітного імпульсу, тому необхідно розробити заходи щодо підвищення стійкості роботи системи.

5.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в умовах надзвичайних ситуацій

Найбільш ефективним способом підвищення стійкості роботи електричних та електронних схем і обладнання є екранування системи або їх окремих елементів. Для цього проводиться розрахунок екранування. Визначається перехідне затухання енергії електричного поля сталевим екраном

$$A = K_{\text{ном}} - K_{\text{мін}}, \quad (5.14)$$

де $K_{\text{ном}}$ - номінальний коефіцієнт безпеки ($K_{\text{ном}} = 40\text{дБ}$);

$K_{\text{мін}}$ - мінімальний коефіцієнт безпеки отриманий під час розрахунків.

$$A = 40 + 20,3 = 60,3(\text{дБ}).$$

Товщину захисного екрану знаходимо за формулою

$$t = \frac{A}{5,2 \cdot \sqrt{f}}, \quad (5.15)$$

де A – перехідне затухання екрану;

f – найбільш характерна частота (15 кГц);

$$t = \frac{60,3}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,09 (\text{см}).$$

При екрануванні електронної частини радіовимірювальної системи з використанням екрану товщиною не менше 1 мм зі сталі, вона буде стійкою в умовах впливу електромагнітного імпульсу.

Отже, з дослідження впливу іонізуючого випромінювання можна зробити висновок, що робота радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля в цих умовах буде стійким, тому що граничне значення експозиційної дози $D_{\text{гр}}=10^3(\text{Р})$ рівне значенню можливої дози опромінення $D_{\text{м}}=316,48(\text{Р})$. Тому можна вважати, що прилад стійкий до дії іонізуючих випромінювань. З дослідження впливу електромагнітного імпульсу на стійкість роботи можна сказати, що прилад є нестійким в роботі. Застосування пасивного екранування блоків радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля суттєво підвищує його стійкість в умовах впливу електромагнітного імпульсу.

В результаті застосування екранів блоків системи буде працювати стійко, аж до значення напруженості вертикальної складової (9,35 кВ/м) Ще одним варіантом підвищення роботи стійкості апаратури до дії імпульсу є зменшення довжин струмопровідних частин шляхом вдосконалення схемокомпоновки блоків і зменшення довжини струмопровідних частин. Крім цього необхідно екранувати кабелі живлення, а також застосувати конструкції вбудованих зенерівських діодів.

Висновки до розділу

Під час написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів кондиціонування повітря в приміщенні при виділенні надлишків теплоти, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі було проведено аналіз сучасного рівня розробок конструкцій параметричних сенсорів вологи, температури та тиску, що дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх характеристик. Аналіз сучасного рівня розробок конструкцій параметричних сенсорів температури, тиску та вологи дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, температурної стабільності, стабільності електричних характеристик параметричних сенсорів, надійності, собівартості тощо.

Розроблено радіовимірювальні параметричні сенсори температури, тиску та вологості на основі транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором, які реалізують принцип перетворення «інформативний параметр – частота». На основі еквівалентних нелінійних схем радіовимірювальних параметричних сенсорів отримано аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості. Проведено дослідження електричних параметрів радіовимірювальних параметричних сенсорів вологості, температури та тиску, а також розраховано їх теоретичні залежності.

Розроблено математичні моделі радіовимірювальних параметричних сенсорів на основі транзисторних структур з врахуванням впливу вимірювальних параметрів на чутливі елементи та експериментально досліджено їх характеристики.

Проведено експериментальну перевірку залежностей електричних параметрів та характеристик розроблених математичних моделей радіовимірювальних параметричних сенсорів вологи, температури та тиску, а також досліджено їх електричні параметри.

Розроблено структурну схему та схемотехнічне рішення мікропроцесорної радіовимірювальної системи клімат-контролю температури, тиску та вологості для автомобіля.

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 30,7 балів, що свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього). При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, удосконалений пристрій переважає існуючі аналоги приблизно в 1,37 рази. Отже можна зробити висновок про доцільність проведення НДДКР з дослідження та розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля.

В розділі охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях розглянуті такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення параметрів кондиціонування повітря в приміщенні при виділенні надлишків теплоти, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні розробки радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин / За ред. З.Ю. Готри. – Львів.: Ліга-Прес, 2002. – 475 с.
2. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні сенсори на основі транзисторних структур з від’ємним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ–Вінниця», 2000.–303с.
3. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. – Винница: Континент, 1998. – 130 с.
4. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
5. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275 с.
6. Осадчук В.С., Осадчук А.В. Исследование терморезистивного эффекта биполярных структур и его использование для создания микроэлектронных частотных преобразователей температуры // Elektronika ir Elektrotechnika. – Kaunas. – 2002. –№2(37). –Р.35–39.
7. Пат. №33404 А України, МКИ G01K 7/00. Пристрій для вимірювання температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Кравчук Н.С. – №99020935; Заявл. 18.02.1999; Опубл. 15.02.2001. Бюл. №1. – 2 с.
8. Пат. №40299 А України, МКИ G01K 7/00. Мікроелектронний пристрій виміру температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – №2000116706; Заявл. 27.11.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. – 3 с.
9. Пат. №40298 А України, МКИ H03B 7/00. Генератор електричних коливань / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – №2000116705; Заявлено 27.11.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. – 3 с.
10. Пат. №41665 А України, МКИ H03C 7/00. Мікроелектронний генератор електричних коливань / Осадчук В.С., Осадчук О.В. – №2001010067; Заявлено 03.01.2001; Опубл. 17.09.2001. Бюл. №8. – 2 с.
11. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним опором. –Вінниця: ВНТУ, 2011. – 336с.
12. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від’ємним опором. Монографія. – Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2009. – 182 с.
13. Осадчук В.С., Осадчук А.В. Методы построения микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей с частотным принципом работы // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2004, – №3. – С.26–33.
14. Antognetti P., Massobrio G. Semiconductor devices modeling with SPICE.

Mcgraw-Hill, Inc. –New York, 1988. –391 p.

15. Чураков А.Я., Овсянников В. В. Датчики температуры с аналогом лямбда-диода // Электроника. – 1989. – №7. – С.23 – 25.

16. Ферри Д., Эйкерс Л., Гринич Э. Электроника ультрабольших интегральных схем: Пер. с англ. – М.: Мир, 1991. –327 с.

17. PSPICE User's guide. MicroSim Corporation. La Cadena Drive, Laguna Hills, 2012. –450 p.

18. 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.

19. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 3. Моделирование аналоговых устройств. – М.: Радио и связь, 1992. –120 с.

20. Готра З.Ю. Технология микроэлектронных устройств. Справочник. –М.: Радио и связь, 1991. –528 с.

21. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 196 с.

22. Маллер Р., Кейминс Т. Элементы интегральных схем. –М.: Мир, 1989. –630 с.

23. Черняев В.Н. Технология производства интегральных микросхем и микропроцессоров. –М.: Радио и связь, 1987. – 464 с.

24. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем. – М.: Радио и связь, 1992. –320 с.

25. Осадчук О. В. Интегральный частотный сенсор температуры з активним індуктивним елементом // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. –2001. –№1. – С.75–78.

26. Электрические измерения. Под редакцией Е.Г. Шрамкова. –М.: Высшая школа, 1972. –518 с.

27. Мирский Г.Я. Электронные измерения. –М.: Радио и связь, 1986. – 439 с.

28. <https://findpatent.ru/patent/206/2068551.html>

29. Мальков В.М., Лукьянова М.Н. Микроэлектронные датчики и проблемы их стандартизации // Микроэлектронная промышленность. Микроэлектроника и полупроводниковые приборы. –1994. –№2. – С.42–49.

30. Пат. №2122713 Российской Федерации, МКИ G01K 7/01. Полупроводниковый датчик температуры / Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В. – №95114270/28; Заявлено 08.08.95; Оpubл. 27.11.98. Бюл. №33. – 3 с.

31. Негоденко О.Н., Мардамшин Ю.П. Микроэлектронные датчики с частотным выходом на основе аналогов негатронов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2000. – № 5 – 6. – С. 19 – 22.

32. Осадчук В.С., Яремчук В.Ф., Кравчук Н.С., Носолюк В.М. Дослідження температурної залежності імпедансу польових транзисторів // Вісник ВПІ. – 1996. – №4. – С. 65–68.
33. Бормонтов Е.Н., Котов С.В., Лукин С.В., Головин С.В. Исследование поверхностных состояний в МДП-структурах методом двухтемпературной полной проводимости // ФТП. – 1995. – Т. 29, Вып. 4. – С. 644–653.
34. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2006.– 162 с.
35. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Прокопова М.О. Сенсори газу. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2008.
36. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Крилик Л.В., Прокопова М.О. Частотний сенсор концентрації газу // Матеріали II Міжнародної науково-практичної конференції “Динаміка наукових досліджень”.–Дніпропетровськ. -2004.–С.53– 55.
37. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Напівпровідникові діоди. – Вінниця: Універсам-Вінниця, 2002. – 162с.
38. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Транзистори. – Вінниця: ВДТУ, 2003. –207с.
39. Киреев П.С. Физика полупроводников. –М.:Высшая школа,1975.–583 с.
40. С. Зи. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах, Кн.1, Кн 2. Пер. с англ. – 2-е перераб. и доп. изд. – М.: Мир, 1984 – 456 с., ил.
41. В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, В.Г. Вербицький. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні сенсорі. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2001. – 195 с.
42. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. – Вінниця: Універсум-Вінниця, 2005. – 207 с.
43. 3. Агеев О.А., Мамиконова В.М., Петров В.В., Котов В.Н., Негоденко О.Н. Микроэлектронные преобразователи неэлектрических величин: Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 153 с.
44. www.xreferat.ru/76/1406-1-ustroiystvo-dlya-izmereniya-temperatury-v-udalennyh-tochkah.html
45. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. посібник / За ред. Ю.Л.Мазора, Є.А. Мачуського, В.І. Правди. – К.: Вища шк.,1999. – 838 с.
46. Тензочувствительный интегральный преобразователь: А.с. 1393265 А1 СССР, МКИ Н 01 L 29/84. / Беклемишев В.В., Бритвин С.О., Ваганов В.И. (СССР). №4030218/31-25; Заявлено 07.01.86; Опубл. 1988. – 3 с.
47. Oleksandr V. Osadchuk, Volodymyr S. Osadchuk, Iaroslav O. Osadchuk, Maksat Kolimoldayev, Paweł Komada, Kanat Mussabekov. Optical transducers with frequency output // Proc. SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy,

Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 104451X (August 7, 2017); doi:10.1117/12.2280892

48. Osadchuk A., Koval K., Semenov A., Prutula M. Mathematical model of transistor equivalent of electrical controlled capacity // Proceedings of the International Conference TCSET 2008. "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer science. Lviv-Slavsko, Ukraine, February 19-23, 2008.–P.35-36.

49. Osadchuk A. V., Osadchuk V. S. "Frequency Magnetic Transducers on Base of Bipolar Transistors Structure" in Conference Proceedings. 2017 IEEE 37 International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO) April 18-20.2017 Kyiv, Ukraine. –P.156-161. DOI: 10.1109/ELNANO.2017.7939738

50. Преснухин Л.Н., Воробьев Н.В., Шишкевич А.А. Расчет элементов цифровых устройств. - М.: Высшая школа, 1991. - 526 с.

51. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. – М.: Высшая школа, 1988. – 464с.

52. Ферри Д., Зейкерс Л., Гринич З. Электроника ультрабольших интегральных схем.: Пер. с англ. - М.: Мир, 1991. - 327 с.

53. Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах: Учебное пособие / [Под. ред. В. Ф. Нефедова] – М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.

54. USB-частотомір / [О. В. Осадчук, С. В. Барабан, О. С. Звягін, Р. В. Криночкін] // Матеріали 6-ї міжнародної науково-практичної конференції «Дні науки – 2010». – 2010. – С. 32–34.

55. Метрологія та вимірювальна техніка / [В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, В. П. Долгополов, Л. В. Грумінська]. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 252 с.

56. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейный ИС / Дж. Гринфилд. – М.: Мир, 1992. – 545 с.

57. <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html>

58. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.

59. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця : ВДТУ, 2003. – 75с.

60. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепка – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.

61. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

62. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
63. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
64. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
65. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвучу та інфразвучу.
66. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
67. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
68. Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов'язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.
69. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.
70. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
71. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
72. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
73. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
74. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

Додаток А
(обов'язковий)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри РТ
д.т.н., професор О.В. Осадчук

_____ «26» _____ 09_____ 2020 р.
(підпис)

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ**
08-36.МКР.002.00.000 ТЗ

Керівник МКР д.т.н., проф.
О.В. Осадчук
_____ «_____» _____ 2020 р.
(підпис)

Розробив студент гр. РТ-19м
Доброленський О.О.
_____ «_____» _____ 2020 р.
(підпис)

1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету № 214 “25 ” 09 2020 року та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: “03” вересня 2020 р.

Дата закінчення: “10” грудня 2020 р.

2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою роботи є покращення розробка мікропроцесорної радіовиміральної системи контролю температури, тиску та вологості технологічно сумісної з мікроелектронною технологічною базою за рахунок перетворення температури, тиску та вологи в частотний вихідний сигнал.

Об’єктом дослідження є процес перетворення температури, тиску та вологи у частотний вихідний сигнал у термочутливих, тензочутливих та вологочутливих транзисторних структурах, що породжує задачу розбудови радіовимірвальних параметричних сенсорів температури, тиску та вологості з покращеними метрологічними характеристиками.

Предмет дослідження - характеристики радіовимірвальних параметричних сенсорів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним диференціальним опором, а також розробка мікропроцесорної радіовиміральної системи контролю температури, тиску та вологості.

Для досягнення поставленої мети у магістерській кваліфікаційній роботі розв’язуються такі задачі:

- проаналізувати існуючі параметричні сенсори температури, тиску та вологості та обґрунтувати переваги радіовимірвальних параметричних сенсорів на основі транзисторних структур з від’ємним диференціальним опором по відношенню до існуючих;

- розробити математичні моделі радіовимірвальних параметричних сенсорів на основі транзисторних структур з врахуванням впливу вимірвальних параметрів на чутливі елементи та експериментально дослідити їх характеристики;

- виконати експериментальну перевірку залежностей електричних параметрів та характеристик розроблених математичних моделей радіовимірвальних параметричних сенсорів та дослідити їх електричні параметри;

- розробити схемне рішення мікропроцесорної радіовиміральної системи контролю температури, тиску та вологості.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: диференціального та інтегрального числення для створення математичної моделі; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей радіовимірювальних параметричних сенсорів вологи; теорії функції комплексної змінної для визначення функцій перетворення та чутливості; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл для визначення імпедансу радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, тиску та вологості.

4 Джерела розробки

1. Мікроелектронні сенсори фізичних величин / За ред. З.Ю. Готри. – Львів.: Ліга-Прес, 2002. – 475 с.
2. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні сенсори на основі транзисторних структур з від’ємним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ–Вінниця», 2000.–303с.
3. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. - К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
4. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275 с.
5. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним опором. –Вінниця: ВНТУ, 2011. – 336с.
6. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від’ємним опором. Монографія. – Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2009. – 182 с.
7. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
8. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
9. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.
10. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
11. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
12. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

13. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

14. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.

ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки, студент групи РТ-19м Доброленський Олександр Олегович.

5 Технічні вимоги

5.1 Варіанти виконання

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 повинен використовуватись STM32. Номінальна напруга живлення +5 В.

5.2 Вид цифрових елементів

В якості цифрових елементів використовується мікроконтролер STM32.

5.3 Джерело електроенергії

Джерело енергії – блок живлення: номінальна напруга +12 В; +5 В; +3,3 В.

5.4 Споживана потужність

Споживана потужність не повинна перевищувати 0,5 Вт.

5.5 Час готовності до роботи

Час готовності до роботи, не більше 1 с

5.6 Параметри джерела живлення:

Номінальна напруга живлення +5 В; 3,3 В. Струм споживання знаходиться в межах 1-15 мА.

5.7 Робоча частота:

Діапазон робочих частот становить 50 кГц - 6500 кГц;

5.8 Діапазон вимірювання температури:

Діапазон вимірювання температури складає -60...+125 °С.

5.9 Діапазон вимірювання тиску:

Діапазон вимірювання тиску становить 650...1500 мм.рт.ст.

5.10 Діапазон вимірювання вологості:

Діапазон вимірювання вологості складає 5...99,0%

6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	03.09.2020	14.09.2020	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020	21.09.2020	Аналіз літературних джерел. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020	25.09.2020	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09. 2020	09.10. 2020	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020	25.10. 2020	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	26.10. 2020	04.11. 2020	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020	15.11. 2020	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічності розробки	16.11. 2020	19.11. 2020	Економічна частина	Розділ 4
9.	Охорона праці (ОП)	19.11. 2020	22.11. 2020	Частина БЖД	Розділ 5
10	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11. 2020	29.11. 2020	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	30.11. 2020	01.12. 2020	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12. 2020	04.12. 2020	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	11.12. 2020	14.12. 2020	Позитивний захист	Протокол ЕК

7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- структурна та принципова схеми мікропроцесорної радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля на основі радіовимірювальних сенсорів температури, тиску та вологості;
- математичні моделі радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, тиску та вологості;
- функція перетворення та рівняння чутливості радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, вологості та тиску;
- експериментальні дослідження радіовимірювальних параметричних сенсорів вологості, температури та тиску;
- розділ безпеки життєдіяльності.
- розділ економічної частини.

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬСЯ 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 досліджень повинна містити:

- нову структурну та принципову схеми мікропроцесорної радіовимірювальної системи клімат-контролю автомобіля на основі радіовимірювальних сенсорів температури, тиску та вологості;
- математичні моделі радіовимірювальних параметричних сенсорів вологості, температури та тиску;
- функція перетворення та рівняння чутливості радіовимірювальних параметричних сенсорів температури, вологості та тиску;
- експериментальні дослідження радіовимірювальних параметричних сенсорів вологості, температури та тиску;
- розділ безпеки життєдіяльності;

- розділ економічної частини.

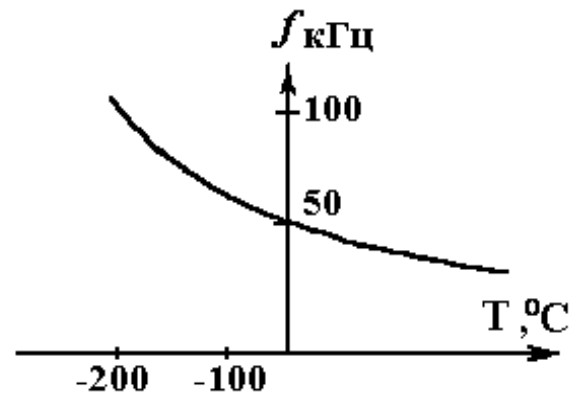
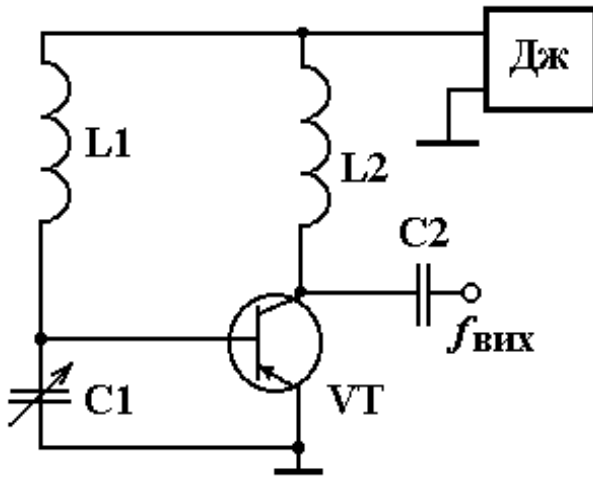
11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

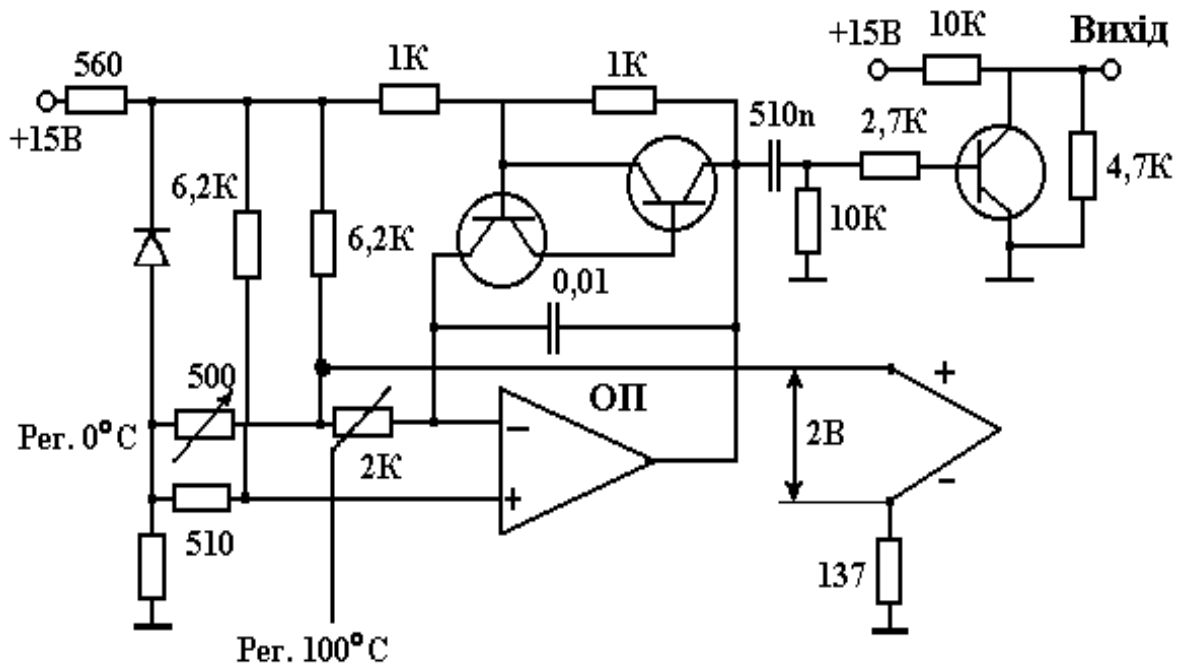
Радіовимірювальний сенсор температури
Схема електрична принципова



Додаток В
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

Параметричний сенсор перетворення температури в частоту
Схема електрична принципова



Додаток Д
(обов'язковий)

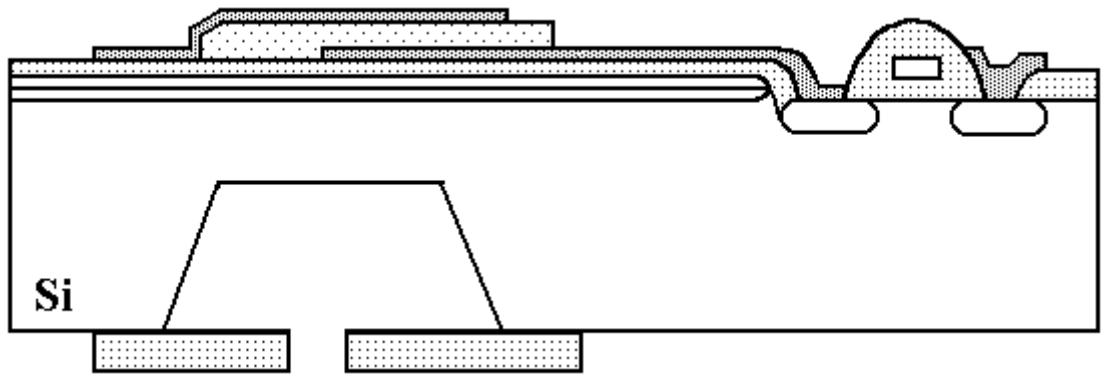
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

Сенсор перетворення температури у частоту для термопари з термо-ЕРС
Схема електрична принципова

Додаток Е
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

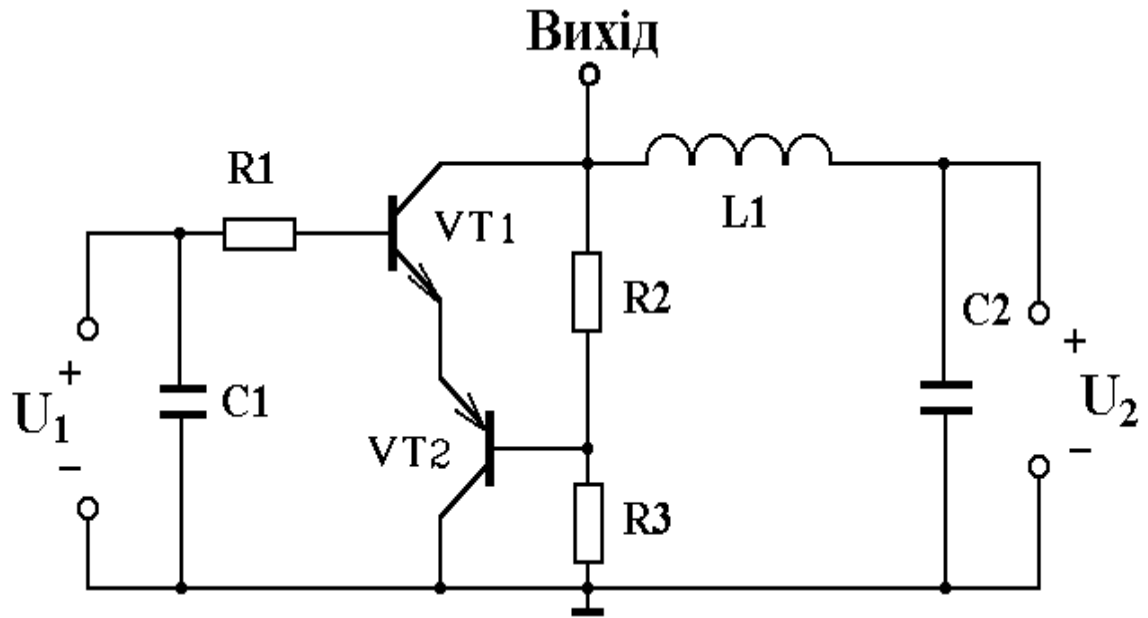
Параметричний сенсор тиску
Зовнішній вигляд



Додаток Ж
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

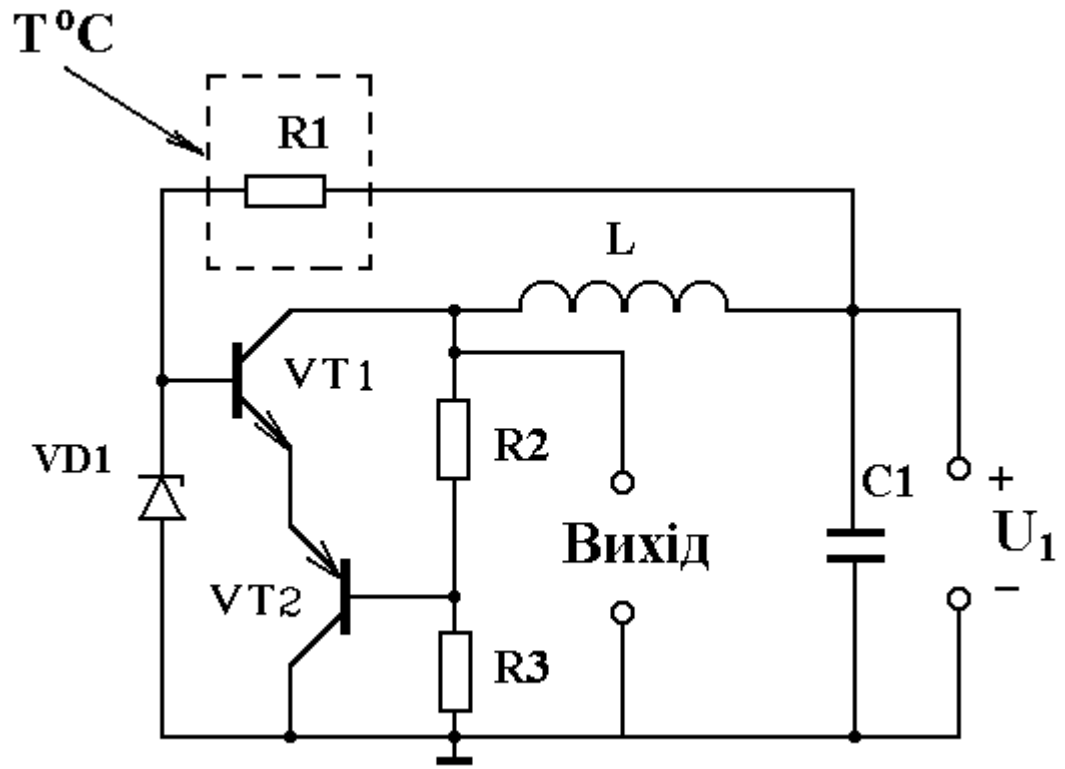
Радіовимірювальний параметричний сенсор температури на основі біполярних
транзисторів
Схема електрична принципова



Додаток К
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

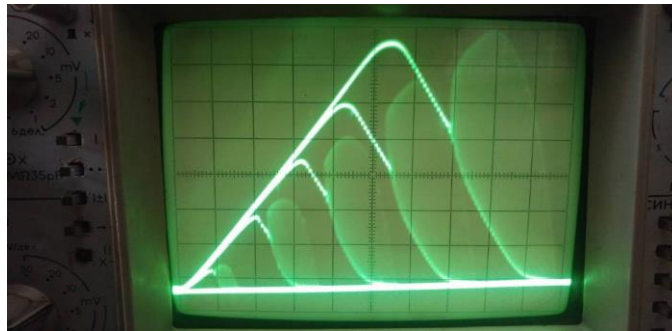
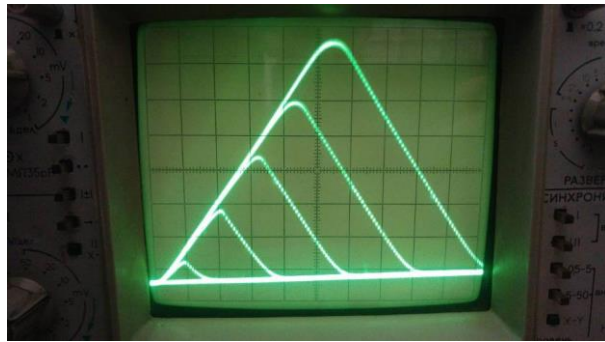
Параметричний сенсор температури
з термочутливим опором
Схема електрична принципова



Додаток Л
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

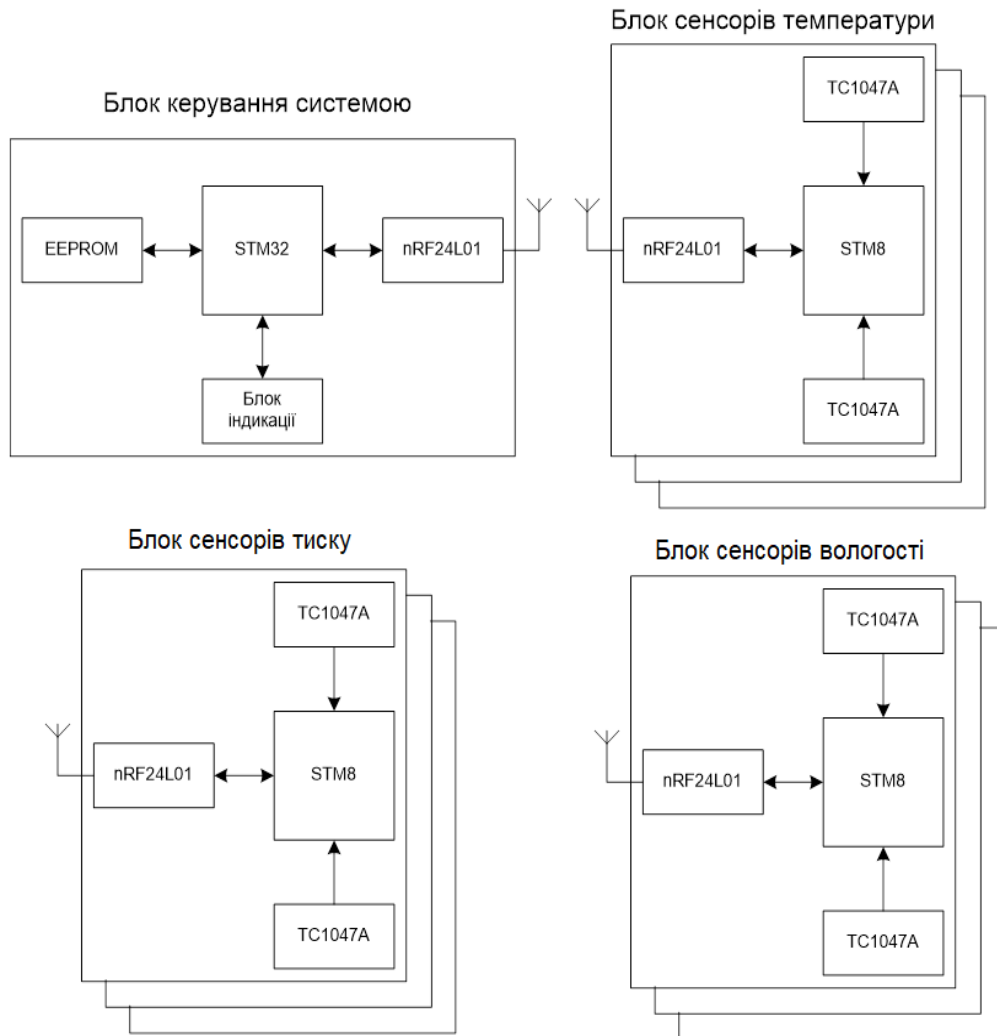
Експериментальні залежності ВАХ в статичному (а) та динамічному (б) режимах радіовимірювального параметричного сенсора температури



Додаток М
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

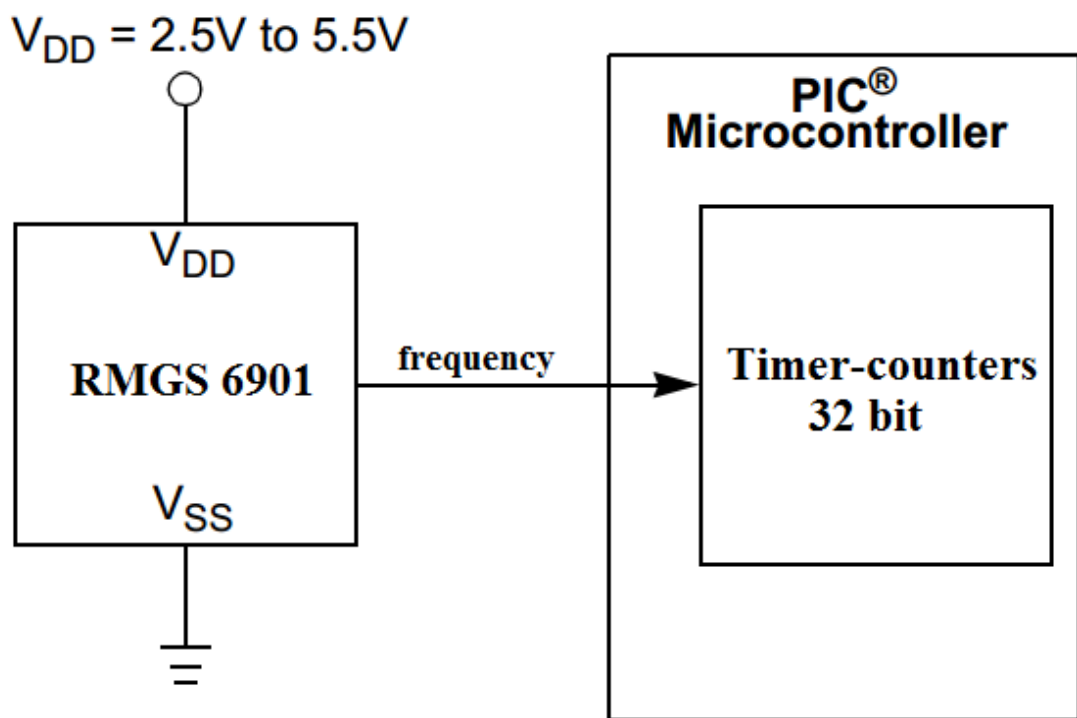
Структурна схема



Додаток Н
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

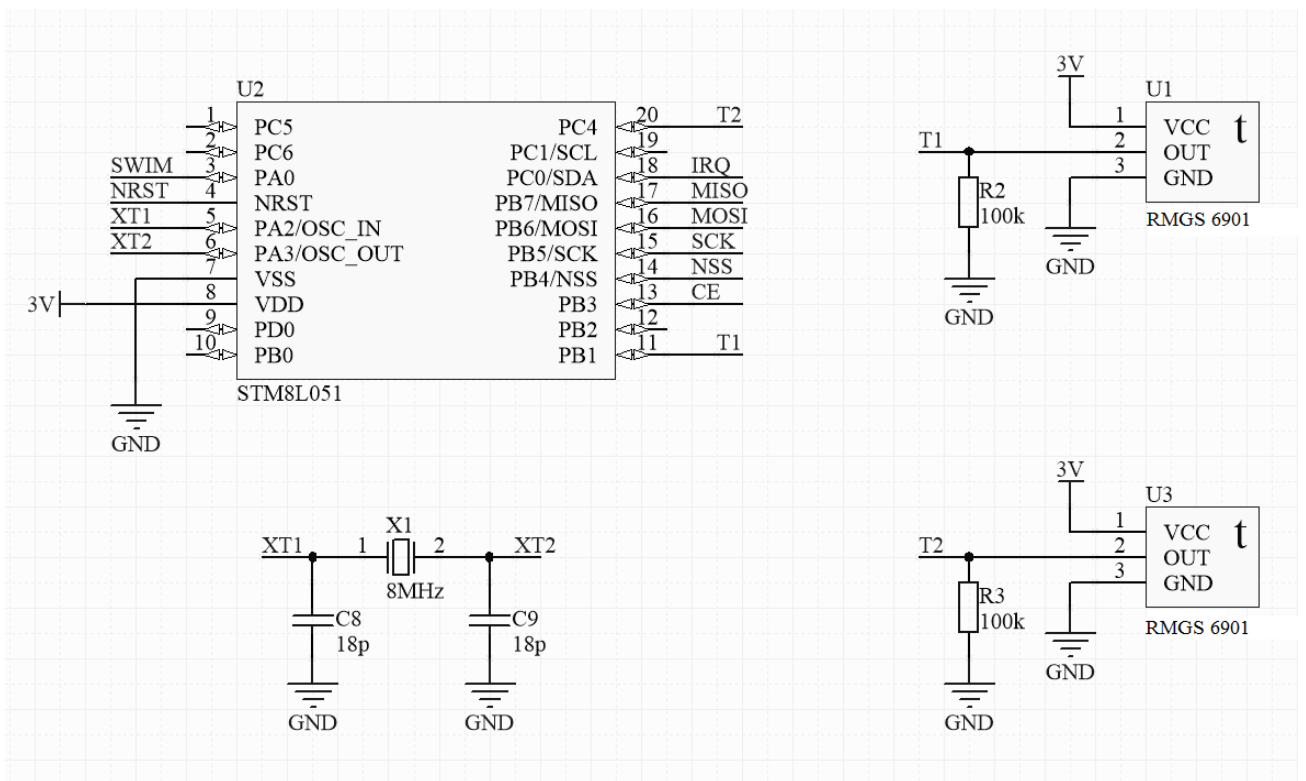
Схема ввімкнення сенсора температури



Додаток П
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

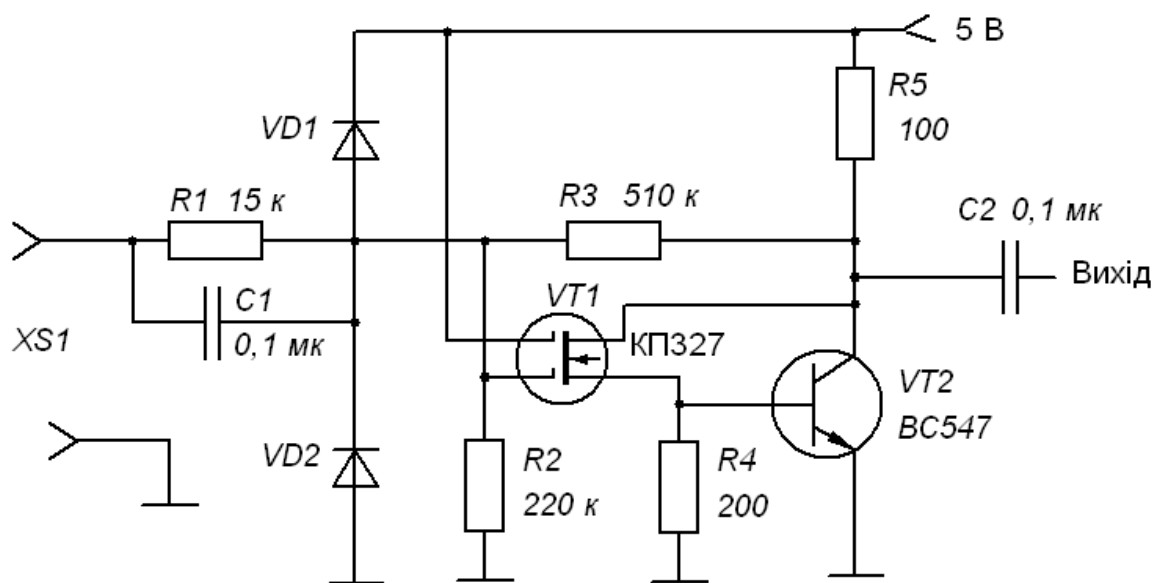
Електрична-принципова схема блоку сенсорів



Додаток Р
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

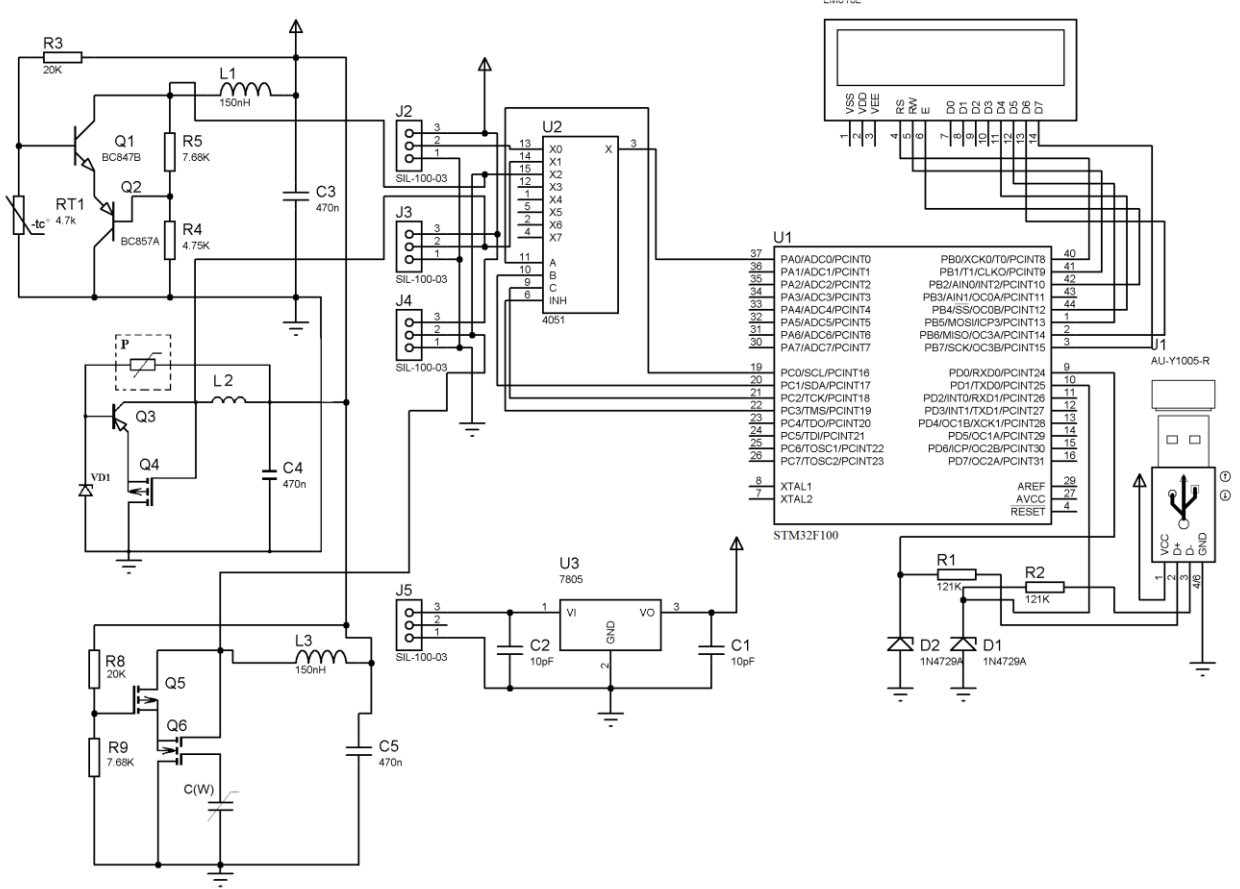
Вхідний підсилювач-формувавч
Схема електрична принципова



Додаток С
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

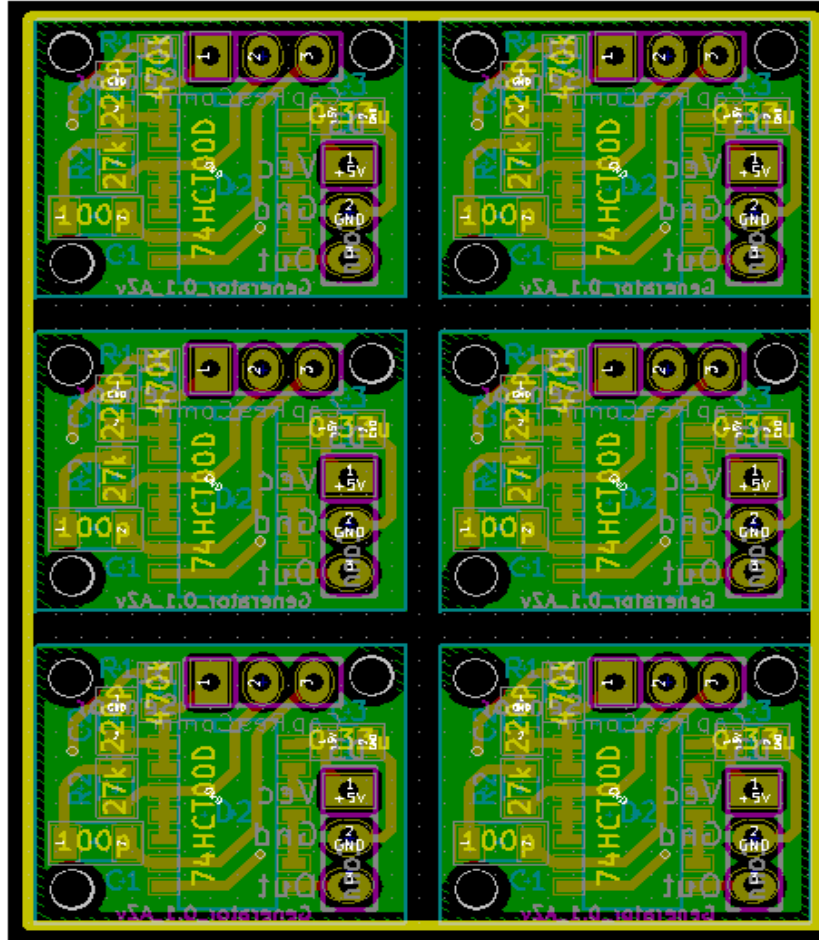
Схема електрична принципова



Додаток Т
(обов'язковий)

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ
АВТОМОБІЛЯ

Блок сенсорів системи контролю температури (Масштаб 3:1)
Топологія друкованої плати



Додаток У

Лістинги програм моделювання частотних параметричних сенсорів в середовищі Matlab 9.1

```
% РОЗРАХУНОК ТЕПЛОВИХ РЕЖИМІВ
%       РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ
%       ПАРАМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ
%
% Залежність температури від координати
clear all
syms x xx y yy a t rr zz
t=1e-4; p=1;
xx=50e-6:10e-6:100e-6, yy=10e-6:10e-6:150e-6,
lam=109; c=19; ro=2.33e6; pi=3.1416;
a=sqrt(lam/(c*ro)); zz=4*t*a^2;
rr=20/((2*a*sqrt(pi*t))^2);
T1=eval(int(int((rr*exp(-((xx-x)^2+(yy-y)^2)/zz)), -50e-6, 50e-6), -100e-6, 100e-6));
plot(T1,T)
% Залежність температури від часу
clear all
syms x xx y yy a t rr zz
t=1e-4;
p=1;
xx=10e-6;
yy=180e-6;
for yy=150e-6:10e-6:200e-6,
    i=1;
    for t=0.1e-4:1e-4:20e-4,
        lam=109;
        c=19;
        ro=2.33e6;
        pi=3.1416;
        a=sqrt(lam/(c*ro));
        zz=4*t*a^2;
        rr=20/((2*a*sqrt(pi*t))^2);
        T=eval(int(int((rr*exp(-((xx-x)^2+(yy-y)^2)/zz)), -50e-6, 50e-6), -100e-6, 100e-6));
        TT(p,i)=T;
        i=i+1;
    end
    p=p+1;
end
pp=1:1:20;
plot(pp,TT)
```

```

clear all
clear global
echo off
clc
% РОЗРАХУНОК БІПОЛЯРНОЇ СТРУКТУРИ
% залежність вихідного струму від
% напруги живлення
%
rb1=300; re1=50; rk1=900e3; rb2=100; re2=20;
rk2=300e3; r1=3000; r2=15000; r3=3600;
disp(' введіть змінні');
u1 = input(' початкова напруга живлення { B } ');
u2 = input(' кінцева напруга живлення { B } ');
if (u2<u1) break
end
du = input(' шаг зміни напруги живлення { B } ');
if (du>(u2-u1)) break
end
uzz2=2;
j=1;
n=0.95;
for uz1=u1:du:u2,
    xi=1;
    for uz2=uzz2:1:4,
        if uz1<0.8
            aa1=2.75e-16*(exp(uz1/(0.026*n))-1);          aa2=2.55e-
16*(exp(uz1/(0.026*n))-1);
            else
                aa1=2.75e-16*(exp(1.2/(0.026*n))-1);      aa2=2.35e-
16*(exp(1.2/(0.026*n))-1);
            end
            yu1=1.6e-9*(exp(uz2*0.1/(0.026*n))-1);        yu2=1.55e-
9*(exp(uz2*0.1/(0.026*n))-1);
            qq1=1/(1-uz1/96-uz2/55);                      qq2=aa1/97.23e-3+aa2/0.12;
            qb=qq1*(1+(1+4*qq2)^0.5)/2;                   a1=(aa1-yu1)/qb;
a2=(aa2-yu2)/qb;
            a(1,1)=r3+rb2+re2+re1+rb1+r1;                 a(1,2)=-rb2-re2;
a(1,3)=-r3-rb2;
            a(1,4)=r3;                                     a(2,1)=rk1*a1-re1-re2-rb2;
a(2,2)=r2+rk1+re1+re2+rb2;
            a(2,3)=rb2;                                   a(2,4)=r2;      a(3,1)=-rk2*a2-rb2-r3;
a(3,2)=rb2;

```

```
a(3,3)=rk2+rb2+r3;          a(3,4)=-r3;    a(4,1)=r3;    a(4,2)=r2;
a(4,3)=-r3;
a(4,4)=r2+r3;
bb(1,1)=uz2;  bb(2,1)=0;  bb(3,1)=0;  bb(4,1)=uz1;
I=a\bb;
Z=uz1/I(4);
II(xi,j)=I(4);
xi=xi+1;
clc
end
j=j+1;
end
```