

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Західноукраїнський національний університет
Вінницький навчально-науковий інститут економіки
Західноукраїнського національного університету
Кафедра економіки, обліку та оподаткування

ДЗЮБА Юрій Русланович

Удосконалення радіовимірювальної системи клімат – контролю
автомобіля / Improvement of the radio measuring system of the car's climate
control

Спеціальність 274 – Автомобільний транспорт
Освітньо-професійна програма – Автомобільний транспорт

Кваліфікаційна робота за освітнім ступенем «магістр»

Виконав: студент групи ТАмвн-21

Ю.Р. Дзюба

Науковий керівник:

к.е.н., доцент В. М. Пилявець

Кваліфікаційну роботу
допущено до захисту
«__» _____ 20__р.
Завідувач кафедри
_____ **В.М.Пилявець**

ВІННИЦЯ – 2024

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПАРАМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ, ВОЛОГИ ТА ТИСКУ ДЛЯ СТВОРЕННЯ СИСТЕМИ КЛІМАТ-КОНТРОЛЮ АВТОМОБІЛІВ.....	6
1.1 Фізичні основи впливу температури на металеві та напівпровідникові матеріали.....	6
1.2 Радіовимірювальні параметричні сенсори тиску.....	24
1.3 Параметричні сенсори вологи.....	27
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ БЕЗДРОТОВОЇ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ АВТОМОБІЛЬНИХ КОНДИЦІОНЕРІВ.....	29
2.1 Розробка бездротової вимірювальної системи автомобільного кондиціонера Схема конфігурації	29
2.2 Розробка пристрою керування системою вимірювання радіохвиль.....	30
2.3 Розробка блока сенсорів температури, тиску та вологості.....	41
2.4 Розробка вхідного підсилювача-формування.....	44
РОЗДІЛ 3 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСори ТЕМПЕРАТУРИ, ВОЛОГИ ТА ТИСКУ.....	49
3.1 Розгляд повного опору, функції перетворення та чутливості па- раметричного сенсора температури на основі біполярних транзисторів.....	49
3.2 Розрахунок функції перетворення радіовимірювального параметричного сенсора тиску з тензочутливим резистором.....	50
ВИСНОВКИ ТА ПРОПОЗИЦІЇ.....	54
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	55
ДОДАТКИ.....	59

ВСТУП

Актуальність дослідження. Досягнення мікроелектроніки та радіотехніки відображені в основному в обробці інформації та обчислювальних методах. Крім того, електронні радіокеровані системи потребують розробки схемотехніки, зосередженої на датчиках параметрів фізичних величин, а також засобів передачі та обробки електронних вимірювальних сигналів.

Тому активно проводяться дослідження та дослідження характеристик напівпровідникових пристроїв, які можна використовувати для мініатюризації електронних пристроїв, таких як приводи, та як датчики параметрів для різної фізичної інформації.

Подальшим розвитком наукових досліджень у напрямку вдосконалення параметрів датчиків фізичних інформаційних параметрів є використання реактивних характеристик і негативного опору для побудови інтегральних датчиків частотних параметрів. Цей тип датчика перетворює температуру, тиск, вологість та інші зовнішні впливи на частоти та використовує інтегровану технологію для значного підвищення чутливості, розширення діапазону вимірювань та забезпечення надійності та довгострокової стабільності. Буде можливим створювати вдосконалені датчики. . параметри. Використання частоти як інформаційного параметра усуває необхідність використання аналого-цифрових датчиків параметрів для обробки інформації, знижуючи вартість систем радіоуправління та бездротового керування.

Одним із наукових напрямів розробки бездротових вимірювальних датчиків є використання характеристик відгуку напівпровідникових приладів і залежності негативного опору від впливу зовнішніх фізичних величин і на цій основі створення нових типів бездротових вимірювальних датчиків . і датчик параметрів вологості. В даний час температуру вимірюють за допомогою напівпровідникових або мікроелектронних датчиків у вигляді мікросхем, інфрачервоних датчиків, резистивних датчиків температури, термісторів, термопар і т.д. Мікроелектронний датчик призначений для вимірювання

температури в діапазоні від $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Широко використовується в вимірювальному обладнанні, промисловому обладнанні, системах керування, медичному обладнанні, комп'ютерах, комунікаційному обладнанні, джерелах живлення тощо.

До провідних виробників напівпровідникових параметричних датчиків температури належать такі відомі компанії, як Analog Devices, National Semiconductor і Dallas Semiconductor. Analog Devices є лідером серед них, пропонуючи датчики параметрів температури з виходом струму або напруги, датчики з можливістю перетворення температури в часові інтервали або цифрові коди, датчики з функціями контролера, а також ми розробляємо та виробляємо термопари та термометри опору, які є другорядними. датчики для вимірювань[1].

Метою кваліфікаційної роботи є перевага цифрової радіоапаратури в порівнянні з аналоговою є висока надійність і завадостійкість під час передачі цифрових сигналів, легкість стиснення, регулювання, розділення та синхронізації сигналів, можливість їх обробки на будь-якому цифровому етапі за допомогою ЕОМ.

Об'єкт дослідження полягає в процесі перетворення температури, тиску та вологості у вихідні сигнали частоти в чутливих до тепла, деформації та вологості транзисторних структурах, що забезпечує бездротові датчики для вимірювання параметрів температури, тиску та вологості. Покращені фотометричні характеристики.

Предмет дослідження є характеристики бездротових вимірювальних датчиків параметрів на основі структурних характеристик відгуку транзисторів з негативним диференціальним опором, а також розробка мікропроцесорних бездротових вимірювальних систем для контролю температури, тиску та вологості.

Для досягнення поставлених цілей випускна кваліфікаційна робота в основному вирішує такі завдання:

- Проаналізувати існуючі датчики параметрів температури, тиску та вологості та довести переваги бездротових датчиків параметрів вимірювання на

основі транзисторних структур із негативним диференціальним опором над існуючими датчиками.

- Розробити математичну модель бездротового датчика параметрів вимірювання на основі транзисторної структури, розглянути вплив параметрів вимірювання на чутливі компоненти та дослідити його характеристики за допомогою експериментів.

- Експериментальна перевірка залежності електричних параметрів і властивостей розроблених математичних моделей радіаційних параметрів датчиків, а також дослідження їх електричних параметрів.

- Розробка схемного рішення мікропроцесорної бездротової вимірювальної системи контролю температури, тиску та вологості.

Методи дослідження базується на використанні математико-фізичних рівнянь при розробці математичної моделі датчика вологості: диференціювання та інтегрування для створення математичної моделі, визначення функцій перетворення та чутливості. Обчислювальна теорія нелінійних ланцюгів, імпеданс датчиків, що використовуються для визначення бездротовим способом вимірюваних параметрів температури, тиску, вологості.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в розробці математичної моделі бездротового датчика температури на основі біполярних і польових транзисторів з чутливим елементом на основі термістора.

Особистий внесок здобувача. Основний зміст і результати випускної кваліфікаційної роботи були самостійно отримані автором.

Структура і обсяг роботи. Випускна кваліфікаційна робота складається зі вступу, двох розділів, висновку, списку літератури та додатків.

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

1.1 Фізичні основи впливу температури на металеві та напівпровідникові матеріали.

Вплив температури на металеві та напівпровідникові матеріали проявляється у зміні їх провідності або опору, фізичного механізму, за допомогою якого електричний струм протікає через ці матеріали під впливом температури. Загалом, електричний струм, що протікає через металеві або напівпровідникові матеріали, передбачає спрямований рух носіїв заряду, який у вигляді дрейфів накладається на хаотичний рух цих частинок під впливом зовнішнього електричного поля. Ці заряджені частинки є електронами, тому, коли ми говоримо про метали та напівпровідникові матеріали, ми маємо на увазі тверді тіла, в яких електричний струм протікає виключно через рух електронів.

Відповідно до фізичної моделі електронного газу в металах і напівпровідникових матеріалах встановлено, що питома провідність твердих тіл визначається наступною формулою:

$$\delta = q\eta\mu, (1.1)$$

де

q - заряд електрона дорівнює $1,6 \cdot 10^{-19}$ К.

n - концентрація носіїв всередині напівпровідникового матеріалу.

μ — рухливість носіїв у напівпровідниковому матеріалі.

Фізичний зміст цього виразу полягає в тому, що спрямований рух вільних електронів викликає течію струму. Вільні електрони існують у напівпровідникових матеріалах незалежно від зовнішніх електричних полів і рухаються хаотично, як молекули газу. Орбіти молекул газу визначаються

зіткненнями між молекулами, але орбіти електронів визначаються не зіткненнями між молекулами, а тепловими флуктуаціями атомів і зіткненнями між дефектами решітки. Якщо врахувати, що електрони під час зіткнення рухаються вільно, то їх рух є рівномірним і лінійним. Якщо l_n представляє довжину вільного руху, а τ_n представляє відповідний інтервал часу, ці два значення чітко пов'язані одне з одним наступним чином:

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

де

v – швидкість, з якою рухаються електрони, зазвичай змінюється від електрона до електрона.

Під дією електричного поля електрони прискорюються в напрямку, протилежному електричному полю. Середня швидкість додаткового спрямованого руху Δv , якого відчуває електрон на своєму вільному шляху, є швидкістю, яка визначає величину струму. Оскільки довжини вільного пробігу хаотичного руху електронів різні, додаткова спрямована швидкість, яку отримують електрони, неоднакова.

У напівпровідникових матеріалах швидкість електронів, що беруть участь в провідності, розподілена за законами Максвелла і має всі значення від нуля до нескінченності. Металеві матеріали характеризуються тим, що швидкість електронів майже повністю не залежить від температури. У напівпровідникових матеріалах швидкість електронів розподіляється відповідно до класичної статистики Максвелла-Больцмана і тому зростає з температурою. Для вироджених напівпровідникових матеріалів (швидкість електронів не залежить від температури) справедлива квантова статистика Фермі-Дірака (включаючи класичну статистику). З законів фізики визначте середню швидкість носія Δv .

Прискорення електрона визначається виразом:

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

Середня додаткова швидкість на одній довжині вільного пробігу електрона в напівпровідниковому матеріалі дорівнює і визначається за рівнянням:

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

Де

m_o – маса електрона;

E – напруженість електричного поля;

τ_n – час вільного пробігу одного електрона в напівпровідниковому матеріалі. τ_n

Враховуючи статистичний розподіл інтервалів часу τ_n , середня швидкість додавання між групами електронів у напівпровідниковому матеріалі визначається як:

$$\Delta v = \frac{qE}{m_o} \tau, (1.5)$$

де

τ – середній час вільного пробігу носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі.

Щільність струму в напівпровідниковому матеріалі визначається величиною заряду, що переноситься електронами через одиницю поперечного перерізу напівпровідникового матеріалу за одиницю часу:

$$j = qn\Delta v = qn \frac{qE}{m_o} \tau, (1.6)$$

Питома електропровідність δ в напівпровідниковому матеріалі є

відношенням густини струму до напруженості електричного поля E :

$$\delta = \frac{j}{E} = \frac{q^2 n}{m_o} \tau = qn\mu, (1.7)$$

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

$$\mu = \frac{q\tau}{m_o} = \frac{\Delta v}{E}, (1.8)$$

Дана величина визначає середню додаткову швидкість Δv 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 рівняння (1.7) було зроблено спрощення, що електрон вільно рухається крізь напівпровідниковий матеріал по всій довжині шляху, але відстань вільного електрона від ядра настільки велика, що електричне поле в твердому тілі Вплив набагато сильніший, ніж це. Це може бути більше або менше, ніж залишилася маса електрона в напівпровідниковому матеріалі $m=9 \cdot 10^{-28}$ г. Ефективна маса електронів у напівпровідниковому матеріалі визначається структурою середовища, через яке рухаються електрони.

Вплив температури на провідність напівпровідникових матеріалів можна проаналізувати за такою загальною формулою:

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

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 кожного компонента в рівнянні (1.9) є арифметичною дією. Оскільки n і p мають різні знаки, то при зміні знака носія змінюється і знак рухливості, тому знайдено добуток цих величин.

Розглядаючи це явище, вважайте, що напівпровідниковий матеріал має один тип носія в області домішок і два типи носіїв в області внутрішньої провідності ($n=p$). Температурна залежність концентрації носіїв у напівпровідникових матеріалах виражається наступною формулою:

$$n = \frac{2(2\pi\sqrt{m_n m_p kT})^{3/2}}{h^3} \exp\left(-\frac{\Delta E_3}{kT}\right), (1.10)$$

де

h – стала Планка;

m_n , m_p – ефективні маси електронів і дірок в напівпровідниковому матеріалі;

T – абсолютна температура тіла;

k – стала Больцмана;

ΔE_3 – ширина забороненої зони напівпровідникового матеріалу. Завдяки механізму теплового збудження кількість електронів, що входять у зону провідності з валентної зони напівпровідникового матеріалу, швидко зростає зі збільшенням температури навколишнього середовища (див. рис. 1.1а).

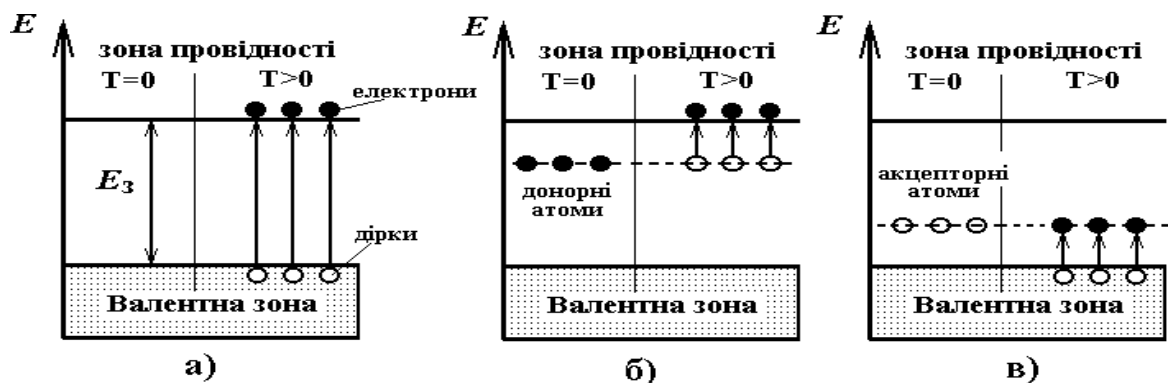


Рис. 1.1. Енергетичні схеми появи носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі при дії температури

З іншого боку, в напівпровідникових матеріалах, крім процесу електронного збудження, існує також протилежний процес рекомбінації електронів, при якому електрони повертаються із зони провідності у валентну зону. Сила процесу рекомбінації в напівпровідникових матеріалах прямо пропорційна кількості збуджених електронів і кількості вакансій, які вони залишають. Напівпровідникові матеріали встановлюють стан рівноваги за будь-якої температури за допомогою процесів збудження та рекомбінації. Аналіз рівняння (1.10) показує, що за будь-якої температурної дії в напівпровідниковому матеріалі існує постійна кількість атомів з достатньою енергією для одночасного збудження електрона, а кількість таких атомів, а отже, це показує, що кількість таких атомів збільшується. Температура напівпровідникових матеріалів зростає експоненціально. Якщо в напівпровідниковому матеріалі є донорні домішкові атоми, підвищення температури збільшує енергію електронів донорних атомів, і ці електрони переходять у провідні області напівпровідникового матеріалу (див. рис. 1.1б). Якщо в напівпровідниковому матеріалі присутні атоми акцепторної домішки, у міру підвищення температури навколишнього середовища електрони у валентній зоні переміщуються до атомів домішки, залишаючи дірки у валентній зоні (див. рис. 1.1в). Загальний вплив температури на концентрацію носіїв напівпровідникового матеріалу показано (див. рис. 1.2). Значення $\lg n$ відкладено на вертикальній осі та $1/2kT$ на горизонтальній осі. Вибір напівлогарифмічних координат дозволяє представити загальну криву зміни концентрації носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі у вигляді багатокутника, що складається з трьох прямих відрізків. Нахили ліній а – б і в – г визначають енергію активації ΔE_g і заборонену зону ΔE домішок в енергетичній області всередині напівпровідникового матеріалу. В області низьких температур кількість власних носіїв дуже мала, тому в напівпровідниковому матеріалі в частинах а-б існує лише домішкова провідність. Зі збільшенням температури навколишнього середовища кількість носіїв домішок у напівпровідниковому матеріалі сегмента а-б збільшується до тих пір, поки електрони домішкових атомів не будуть

використані. У сегменті б ресурси домішок напівпровідникового матеріалу вичерпані, а власна провідність ще не досягнута. Тому ця область усередині напівпровідникового матеріалу, де концентрація носіїв заряду залишається постійною, називається областю виснаження. Коли температура навколишнього середовища досягає значного значення (ділянка в - г), носії власного заряду починають швидко зростати. Це відповідає властивій провідності напівпровідникових матеріалів. Експериментальні дослідження показали, що зі збільшенням концентрації домішок у напівпровідниковому матеріалі температура переходу від домішкової провідності до власної провідності рухається в бік вищих температур[1].

Нахил прямої в власне провідній області напівпровідникового матеріалу не залежить від концентрації домішок і є характеристичною константою електричних властивостей напівпровідника. При певній високій концентрації домішок, коли $\Delta E_g \approx 0$, уся крива подається у вигляді двох ділянок а' - б' і в' - г' (див. рис. 1.2).

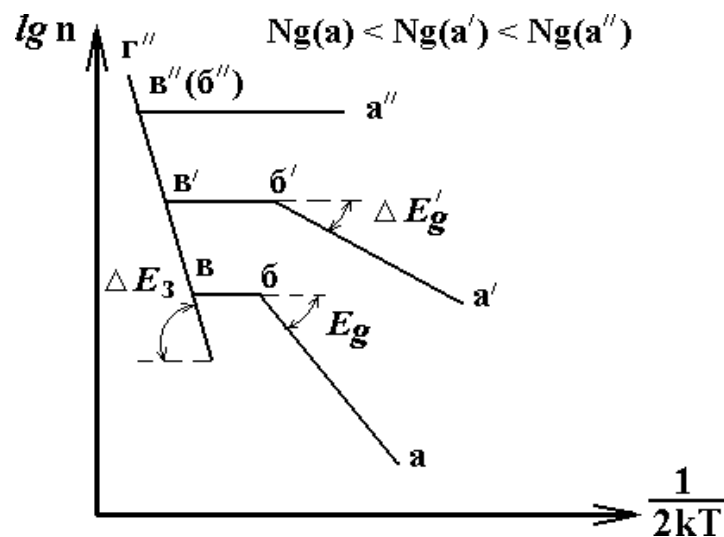


Рис. 1.2 Залежність концентрації носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі від температури

На ділянці домішкової провідності (а' - б') 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 дозволяє віднести їх до металоїдів, якщо вони мають властивості металу в області електропровідних домішок.

Відповідно до рівняння (1.8), температурна залежність рухливості носіїв у напівпровідникових матеріалах може бути виражена як:

$$\mu = \frac{q}{m} \tau_n = \frac{q}{m} * \frac{l_n}{v}, (1.11)$$

Аналіз рівняння (1.11) показує, що велике значення рухливості напівпровідникових матеріалів може бути пов'язане з малим значенням ефективної маси носія m або тривалим часом вільного переміщення електронів у напівпровідниковому матеріалі. Напівпровідниковий матеріал, тобто час релаксації τ_n . Значення ефективної маси електрона в напівпровідниковому матеріалі визначається умовами, за яких електрон рухається по довжині вільного пробігу поля в кристалі. У металах і напівпровідникових матеріалах ефективна маса носія може бути більшою або меншою за масу вільного електрона. Час релаксації τ_n у рівнянні (1.11) визначає інтервал часу спаду струму, що встановлюється після вимкнення зовнішнього електричного поля. Це значення визначається процесами зіткнення або розсіювання електронів у напівпровідниковому матеріалі під час їх руху. Чим інтенсивніше і частіше відбуваються ці процеси всередині напівпровідникового матеріалу, тим коротший час релаксації і менша рухливість [2].

На довжину вільного пробігу напівпровідникових матеріалів температура впливає різними способами залежно від механізму розсіювання. Напівпровідникові матеріали мають такі механізми дії:

- 1) Теплові флуктуації атомів або іонів, що утворюють кристалічну решітку напівпровідникового матеріалу.
- 2) Іонізовані або нормальні домішки в напівпровідникових матеріалах.

3) Різноманітні дефекти решітки в напівпровідникових матеріалах (порожні переходи, деформації, зсуви, тріщини, границі зерен, викликані домішковими атомами).

Існує два основних механізми розсіювання носіїв у решітці напівпровідників (Si, Ge, GaAs та інших напівпровідникових матеріалів), що призводить до двох дуже різних температурних залежностей значень рухливості. Перший зумовлений тепловими коливаннями атомів, а другий — розсіюванням, розсіюючи іонізовані домішки. Теоретичні дослідження показують, що коли теплові коливання кристалічної решітки в напівпровідниковому матеріалі розсіюються, електронні довжини вільного пробігу всіх носіїв мають однакову величину, яка обернено пропорційна абсолютній температурі об'єкта, тобто $l_n \sim \frac{1}{T}$. З точки зору квантової механіки це можна пояснити наступним чином. Відповідно до класичних уявлень, дисперсія носіїв повинна бути пропорційна поперечному перерізу об'єму, зайнятого атомами, що коливаються. Вважається, що площа поперечного перерізу пропорційна квадрату амплітуди коливань атома [3]. Квадрат амплітуди коливань атомів у напівпровідниковому матеріалі тоді визначає енергію решітки, яка зростає з температурою за лінійним законом. Відповідно до рівняння (1.11), $v \sim \sqrt{T}$ тому температурну залежність рухливості можна знайти наступним чином[4-5]:

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

На практиці вищевказаний закон не завжди виконується, і в деяких випадках рухливість напівпровідникових матеріалів сильніше залежить від температурних ефектів до $\mu_T \sim \frac{1}{T^3}$

При низьких температурах у напівпровідникових матеріалах ефективність розсіювання, викликаного тепловими коливаннями атомів згідно з рівнянням (1.12), зменшується, і в дію вступає другий механізм, а саме розсіювання,

викликане іонізованими домішками. Відповідно до цього механізму зі збільшенням довжини вільного пробігу $l_n \sim v^4$ напівпровідникового матеріалу ефективність розсіювання зменшується. У цьому випадку рухливість носіїв заряду всередині напівпровідникового матеріалу залежить від температури за рівнянням[5-6]:

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

де

N_g – концентрація домішкових атомів в напівпровідниковому матеріалі.

Якщо в розсіюванні носіїв заряду беруть участь домішки або теплові механізми, результуюча рухливість визначається як[5-6]:

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

а температурний хід рухливості носіїв заряду описується виразом:

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

де

a і b коефіцієнти, їх величина залежить від властивостей кристалічної решітки напівпровідникового матеріалу.

При низьких температурах домінує перша складова рівняння (1.15), тоді як при високих температурах домінує друга складова рівняння (1.15). На рисунку 1.3 зображено температурну залежність рухливості носіїв згідно з рівнянням (1.15). Розташування максимального значення на кривій залежить від концентрації домішок у напівпровідниковому матеріалі. Зі збільшенням

концентрації домішок максимальне значення зміщується в бік більш високих температур. Розсіювання нейтральних домішок не залежить від температури і відіграє незначну роль. На ньому показано температурну залежність електропровідності напівпровідникових матеріалів (див. рисунок 1.4)[1].

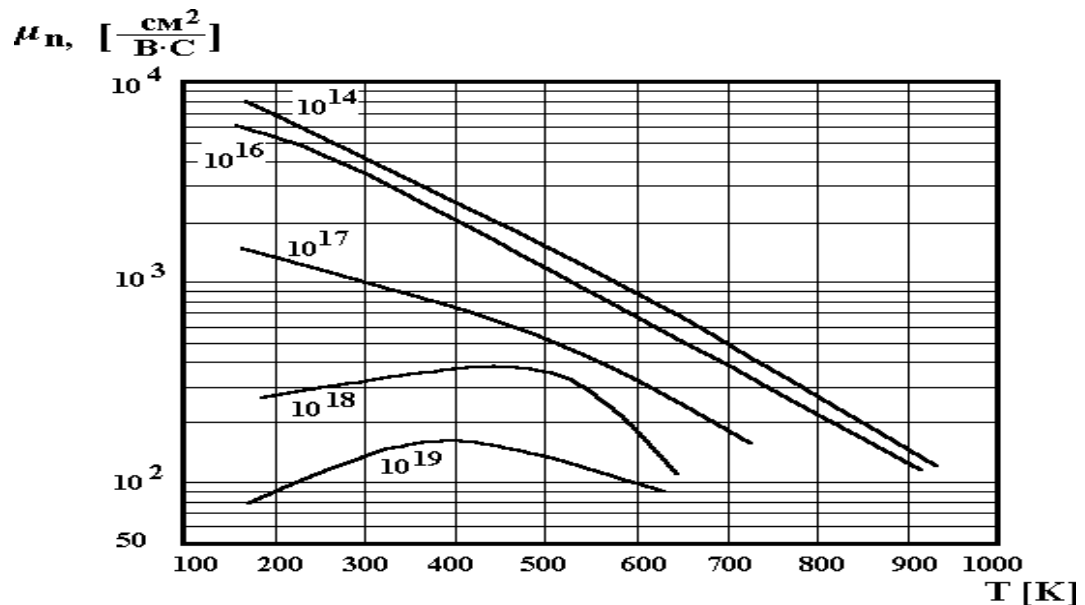


Рис. 1.3 Залежність рухливості носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі від температури при різних концентраціях домішок

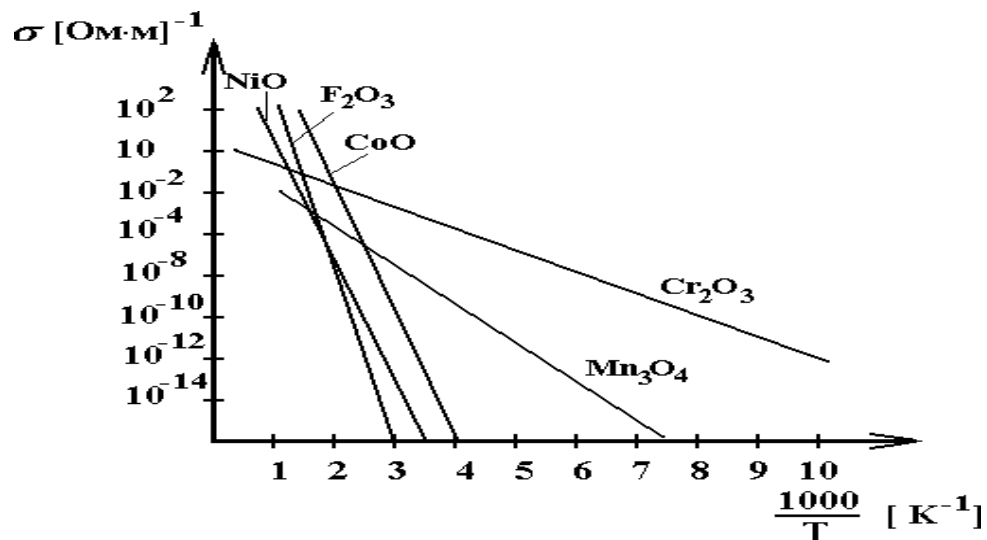


Рис. 1.4 Залежність електропровідності напівпровідників від температури

Відповідно до квантової теорії, рух електронів у кристалі описується хвильовим рівнянням Шредінгера [7-8]. У простому випадку, якщо ми вводимо ефективну масу в рівняння Шредінгера і розглядаємо взаємодію між електроном

і атомами решітки, хвиля, що представляє поведінку цієї квазівільної частинки, стає плоскою. Плоска хвиля характеризується частотою коливань ν і довжиною хвилі λ . Порівнюючи хвильову діаграму та діаграму частинок електрона, основними параметрами руху є маса, швидкість та енергія, а частота ν визначається енергією ε [9-10]:

$$\nu = \frac{\varepsilon}{h}, (1.16)$$

а довжина хвилі λ — імпульсом електрона mv :

$$\lambda = \frac{h}{mv}, (1.17)$$

Середня хаотична швидкість вільних електронів у невідроджених напівпровідникових матеріалах становить 107 см/с при кімнатній температурі, що відповідає довжині хвилі $7 \cdot 10^{-7}$ см для металів з квантовими властивостями дискретної енергії. Швидкість не визначається температурою тіла або концентрацією. Концентрація вільних електронів у металах висока (10^{22} 1/см³), а їх швидкість на порядок вище, ніж у напівпровідниках, що відповідає довжині хвилі $5 \cdot 10^{-8}$ см відповідно до форми хвилі.

Отже, підсумовуючи вплив температури на електропровідність металів і напівпровідникових матеріалів, можна зробити висновок, що температурний коефіцієнт опору металів додатний, а напівпровідникових матеріалів від'ємний, але в деяких випадках він може стати додатним. Параметричний датчик температури з нікелю або платини, який точно вимірює температуру від -200°C до +850°C. Опір металевого провідника змінюється за формулою [11]:

$$R_1 = R_0[1 - \alpha(T_1 - T_0)], (1.18)$$

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 $5,39 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

Вибір резистора при 0°C часто дорівнює 100 Ом. Такі вимірювальні резистори називають Pt-100 або Ni-100. На практиці застосовують також вимірювальні резистори 500 Ом і 1000 Ом.

На рисунку 1.5 зображено температурну залежність питомого опору різних металів.

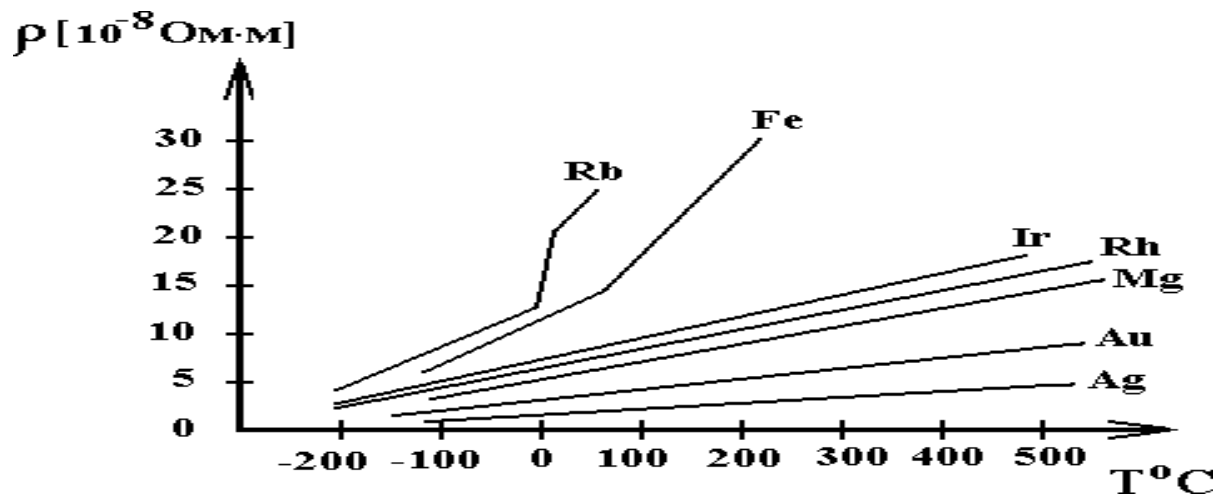


Рис.1.5 Залежність питомого опору різних металів від температури

Питомий опір ρ напівпровідникового матеріалу залежить від температури згідно з виразом [12]:

$$\rho = A_0 \exp\left(\frac{B}{T}\right), \quad (1.19)$$

де

T – абсолютна температура;

A_0 і B – коефіцієнти, які залежать від фізичних властивостей напівпровідникового матеріалу.

Значення електричного опору визначається на основі виразу:

$$R = p \frac{l}{S}, (1.20)$$

де

p - визначається в Ом·см;

l – відстань між електродами;

S – площа поперечного перерізу напівпровідникового опору.

Підставляючи вираз (1.19) у вираз (1.20), отримаємо формулу [12]:

$$R_T = A \exp\left(\frac{B}{T}\right), (1.21)$$

де

R_T - визначається значення опору напівпровідникового матеріалу при температурі T , а коефіцієнт A виражається наступною формулою:

$$A = A_0 \frac{1}{S}, (1.22)$$

Цей фактор залежить від фізичних властивостей матеріалу та геометрії напівпровідникового резистора. Експериментальні дослідження показали, що температурну залежність опору напівпровідникових матеріалів можна описати за рівнянням (1.22). На малюнку 1.6 показано співвідношення між термісторами типу ММТ-1 і КМТ-1 і впливом температури.

При фактичному розрахунку термістора згідно з рівнянням (1.21) коефіцієнт A можна легко видалити. Запуск формули дає наступну формулу [12]:

$$R_T = R_{T_0} \exp\left(\frac{T_0 - T}{T_0 T}\right), (1.23)$$

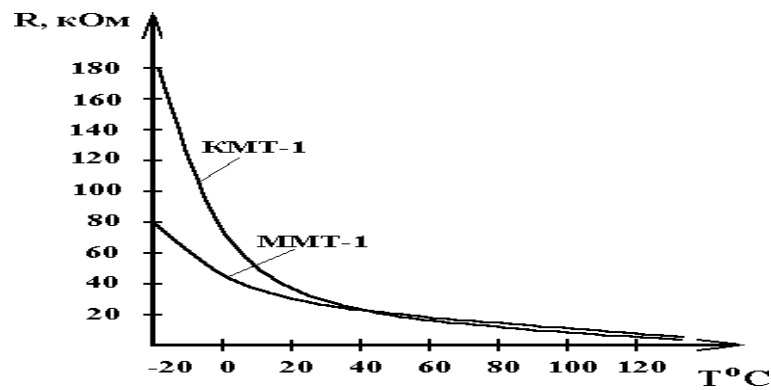


Рис. 1.6 Залежність опору напівпровідникових термоопорів від зміни температури

За рівнянням (1.23) можна розрахувати терморезистор при будь-якій температурі від T до K і одночасно визначити постійну T і значення опору зразка при певному значенні температури T_0 . Значення константи B визначають експериментально, вимірюючи опір зразка при двох температурах T і T_0 . Логарифмування рівняння (1.23) дає [12]:

$$\lg \frac{R_T}{R_{T_0}} = 0,4343 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) B, \quad (1.24)$$

$$B = \frac{2,303 \Delta \lg R}{\Delta \frac{1}{T}}, \quad (1.25)$$

де

$$\Delta \lg R = \lg R_T - \lg R_{T_0}, \quad (1.26)$$

$$\Delta \frac{1}{T} = \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right), \quad (1.27)$$

Температурний коефіцієнт опору α_T визначається за відомим виразом:

$$\alpha_\tau = \frac{1}{R} * \frac{dR}{dT}, (1.28)$$

тоді із виразу (1.21), згідно з виразом (1.28), отримаємо формулу:

$$\alpha_\tau = -\frac{B}{T^2}, (1.29)$$

Температурний коефіцієнт напівпровідникового термістора прямо пропорційний константі 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. Вимірюванням опору зразка при різних температурах визначають експериментальну залежність терморезистора, значення його температурного коефіцієнта і постійну B .

При використанні одноперехідного транзистора як основного елемента частотного датчика температури індуктивність обернено пропорційна температурі, що призводить до зворотного процесу в передатній функції. Одноперехідні транзисторні датчики температури мають максимальну чутливість $1 \text{ кГц}/^{\circ}\text{C}$. На малюнку 1.7 показаний датчик температури на біполярному транзисторі, який включено в Додаток А.

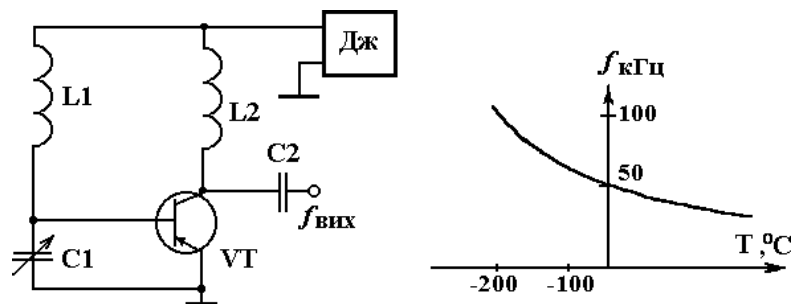


Рис. 1.7 Радіовимірювальний сенсор температури

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 $3670 \text{ Гц}/^{\circ}\text{C}$ [13].

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 $0,1^{\circ}\text{C}$. На рис. 1.8 представлена схема параметричного сенсора температури в частоту на наведена в додатку Б [13].

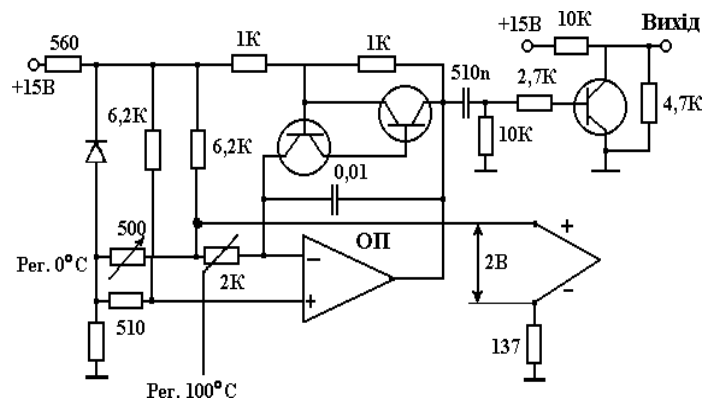


Рис. 1.8 Схема параметричного сенсора температури в частоту

На рисунку 1.9 представлена та наведена в додатку В схема сенсора температури в частоту для термопар з термо-ЕРС $41,4 \text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$, напруга з якої поступає на неінвертуючий вхід операційного підсилювача, а з його виходу на

інвертори А...F. При цьому конденсатор С1 ємністю 100 пФ заряджається від джерела опорної напруги. Після перемикання ключа входним імпульсом сенсора з конденсатора С1 передається заряд і інтегрується на конденсаторі С2. Вихідна напруга операційного підсилювача примушує сенсор перемикати ключ К 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 нВ/°С. Термочутливий резистор R_T і резистори $R_1...R_4$ слугують для компенсації коливань температури холодного спаю термопари, а також створюють зміщення для забезпечення нульової частоти на виході при температурі рівній 0°С. Результируючий температурний дрейф сенсора не перевищує 0,1°С в робочому діапазоні температур від 0°С до 70°С [13].

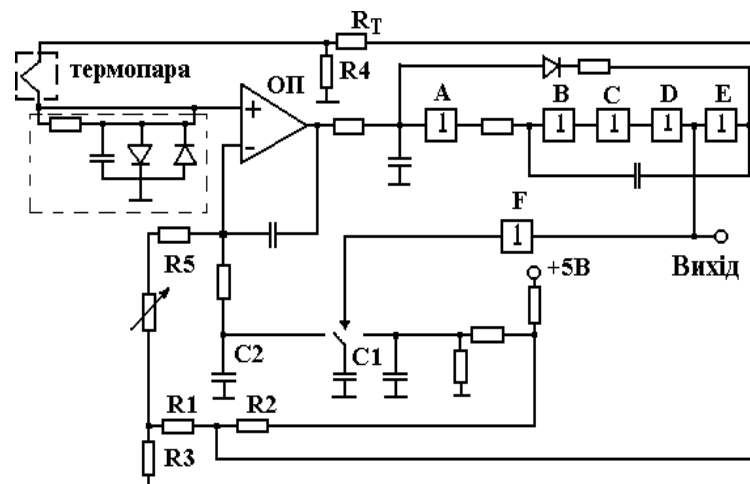


Рис. 1.9 Схема сенсора температури у частоту для термопари з термо-ЕРС

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 міжз’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 [14].

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 чутливість, малі розміри та легко інтегруються з необхідними схемами обробки інформативного параметру.

У параметричному сенсорі для перетворення тиску в електричний сигнал, зображеному на рисунку 1.10 та наведена в додатку Д, 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 обробляється схемою, яка також розташована на кремнієвій підкладці [14].

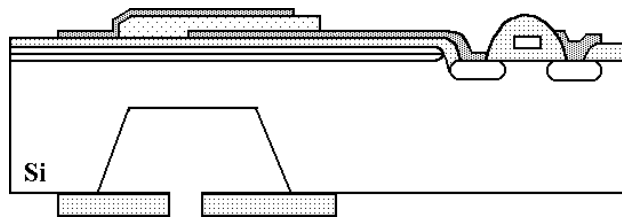


Рис. 1.10 Параметричний сенсор тиску

Для підвищення чутливості і точності вимірювання тиску в роботі 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 [15].

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 L_3 . Всі обмотки виконані без сердечників. Ланцюжок $CeD1$ призначений для запуску генератора, тобто для початкового відкривання біполярного транзистора.

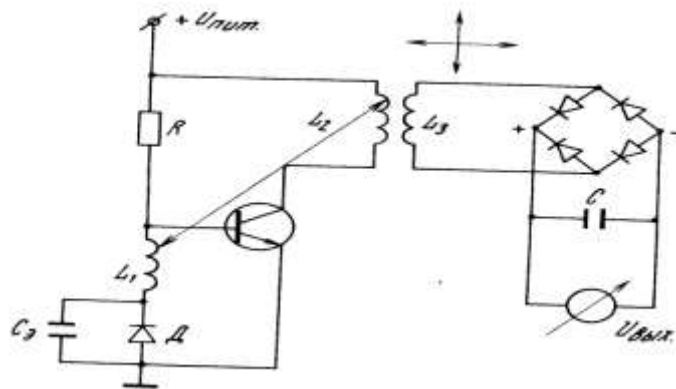


Рис. 1.11 Генераторний сенсор тиску

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 диференціальним 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.

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 (рисунки 1.12) складається з сіткоподібних електродів, які розміщені один навпроти одного так, що розташування отворів у першому електроді збігається з отворами в другому електроді. 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 [16].

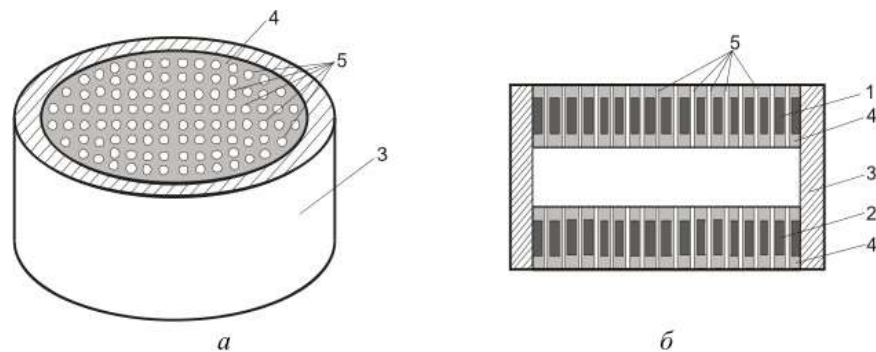


Рис. 1.12 Ємнісний параметричний сенсор вологи. Загальний вигляд (а), поперечний переріз (б): 1, 2 – електроди; 3 – діелектрична труба; 4 – шар полімеру; 5 – отвори

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.

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%.

РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ БЕЗДРОТОВОЇ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ АВТОМОБІЛЬНИХ КОНДИЦІОНЕРІВ

2.1 Розробка бездротової вимірювальної системи автомобільного кондиціонера Схема конфігурації

Відповідно до специфікацій, система є бездротовою вимірювальною системою, яку також можна підключити до бортового комп'ютера. Тому для бездротового зв'язку з бездротовими вимірювальними датчиками температури, вологості та тиску використовується модуль бездротової передачі з частотою 2,4 ГГц. Оскільки система працює в режимі реального часу і отримує дані через кілька каналів, для зв'язку з бортовим комп'ютером необхідно використовувати високошвидкісний інтерфейс передачі даних, тому використовується інтерфейс USB. Бездротові вимірювальні системи є автономними, тому ними керує мікроконтролер, який обробляє, отримує та передає дані між усіма периферійними пристроями. Тому блок-схема бездротової вимірювальної системи автомобільного клімат-контролю має наступний формат (див. рис. 2.1) і показана в додатку Е.

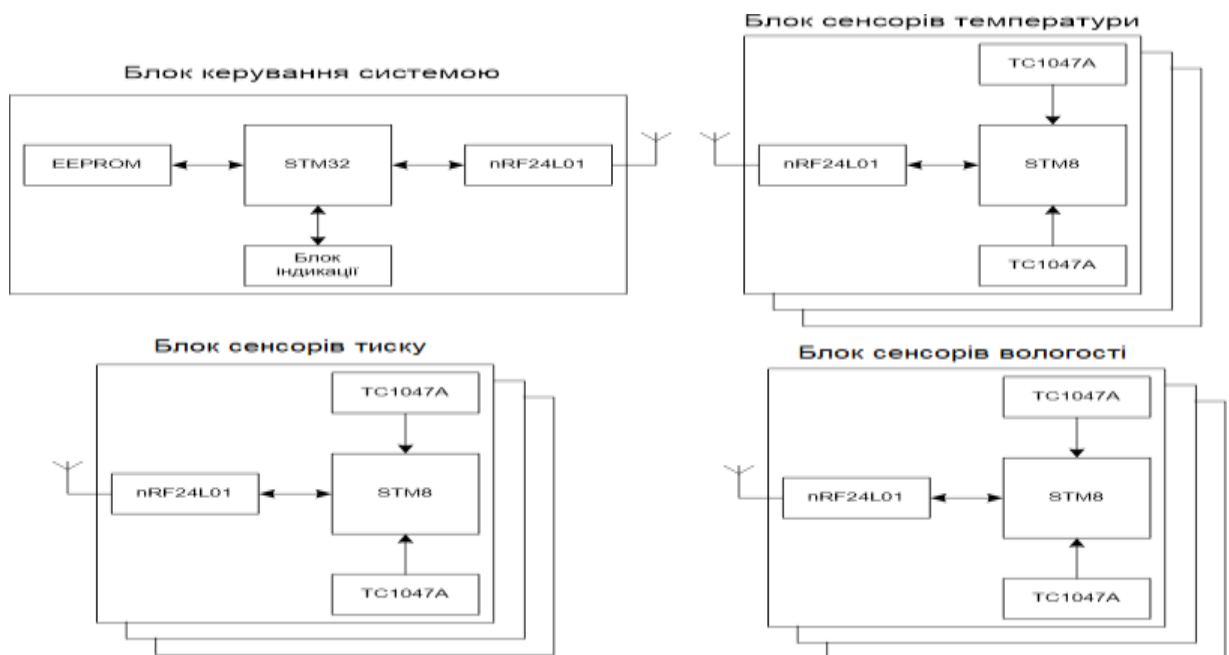
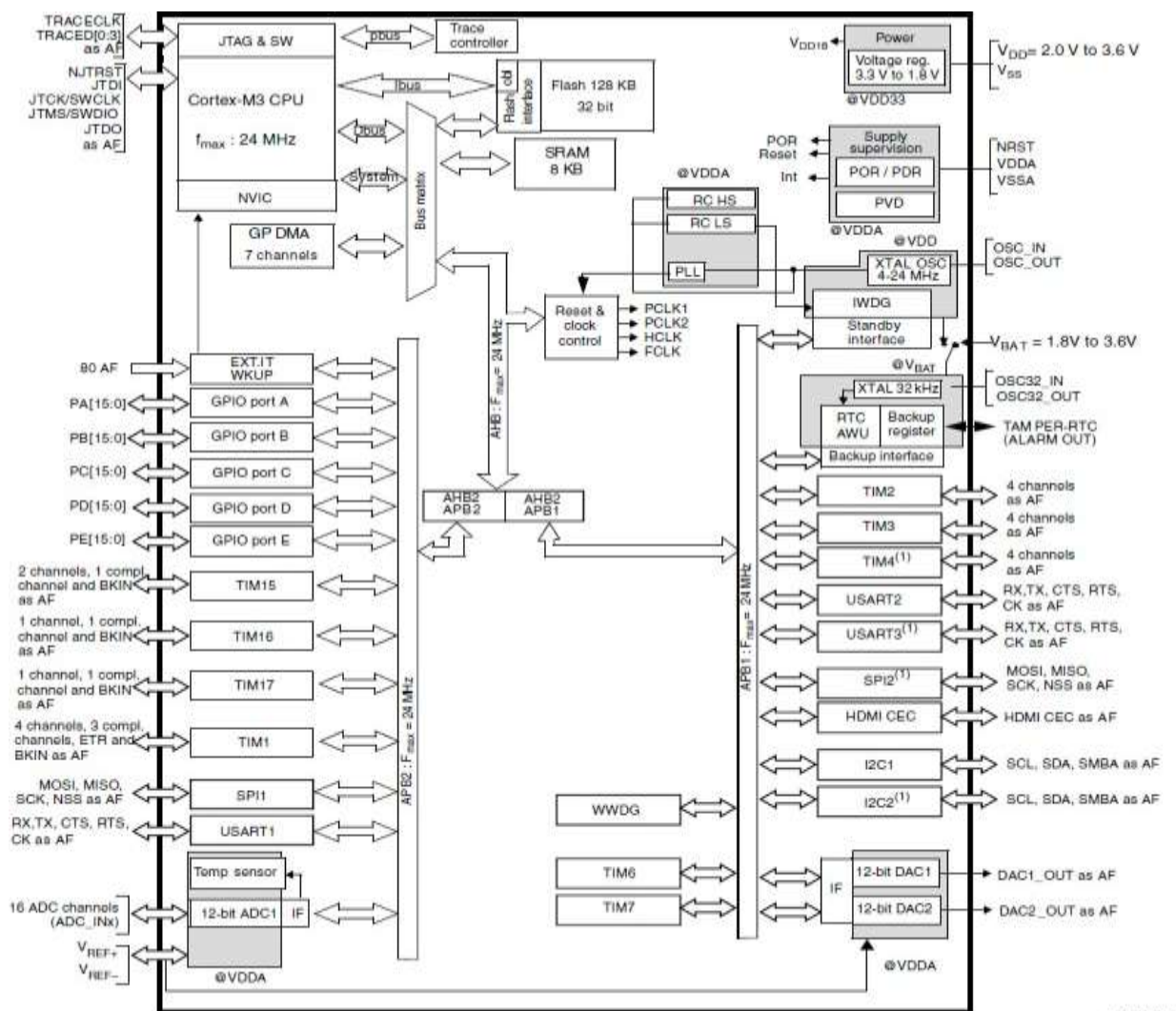


Рис. 2.1 Блок-схема бездротової вимірювальної системи управління автомобільним кондиціонером

2.2 Розробка пристрою керування системою вимірювання радіохвиль

Блок управління є найважливішим компонентом системи. Він відповідає за прийом, обробку, зберігання і передачу даних на бортовий комп'ютер. Тому в якості основного компонента блоку управління використовується високошвидкісний 32-розрядний мікроконтролер STM32F100RBT6. Контролер має ядро ARM Cortex-M3, підтримує всю необхідну периферію, яка використовується в бездротових вимірювальних системах, має високу тактову частоту та достатній обсяг пам'яті [18]. На рисунку 2.2 показана структура мікроконтролера. Основою даного мікроконтролера є процесор ARM Cortex-M3, побудований на гарвардській архітектурі і забезпечує використання окремих шин даних і команд.



ai15901b

Рис. 2.2 Внутрішня структура мікроконтролера STM32F100

Цей процесор мікроконтролера використовує спрощену модель програмування ARM7/9, але в той же час пропонує ширший набір інструкцій, кращу підтримку цілочисельної арифметики, покращені побітові операції та кращі характеристики системи реального часу [19]. Процесор трактується блоком скидання та керування тактовою частотою, який можна використовувати для внесення всіх налаштувань у систему синхронізації (див. рис 2.3).

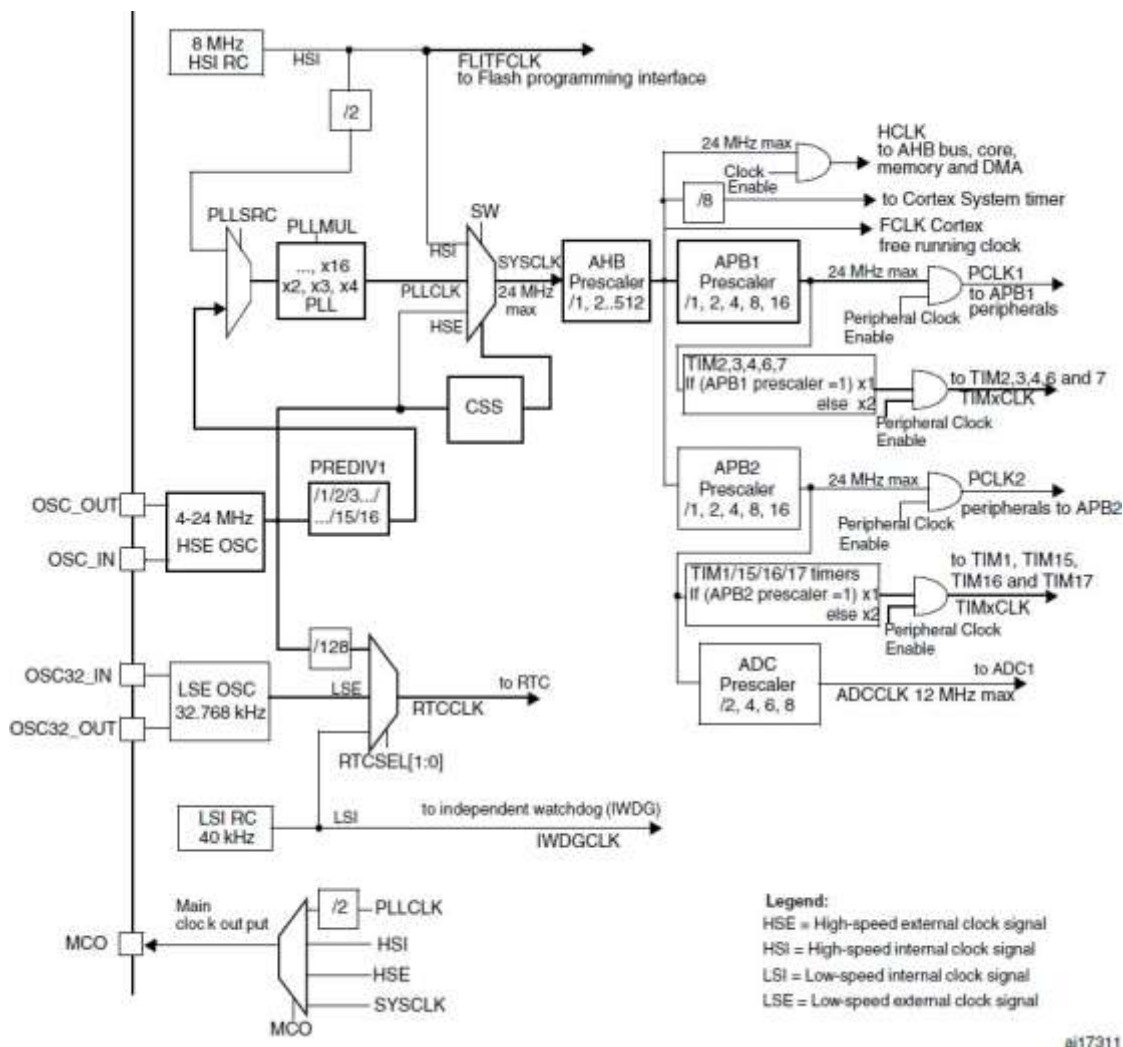


Рис. 2.3 Система тактування контролера STM32

Окрім двох зовнішніх генераторів, STM32 має два внутрішніх RC-генератори. Одразу після скидання ядро Cortex синхронізується через внутрішній високочастотний генератор, що працює на номінальній частоті 8 МГц. Другий внутрішній генератор - низькочастотний генератор з частотою 32,768 кГц. Цей генератор призначений для роботи з годинниками реального

часу та сторожовими таймерами.

Процесори Cortex підтримують можливість синхронізації через зовнішні або внутрішні високочастотні генератори або внутрішні схеми ФАПЧ. Внутрішній або зовнішній високочастотний генератор діє як джерело синхронізації для схеми ФАПЧ. Тому мікроконтролери STM32 можуть працювати на частоті 72 МГц без використання зовнішнього генератора. Недоліком використання внутрішнього генератора з частотою 8 МГц є менша точність і стабільність. Його не можна використовувати для синхронізації послідовних інтерфейсів або вимірювання точних інтервалів часу.

Незалежно від того, який генератор обрано, необхідна система ФАПЧ, щоб ядро Cortex могло працювати на частотах до 72 МГц [19]. На малюнку 2.3 показано конфігурацію блоку синхронізації.

Для зберігання програм використовується 128 КБ внутрішньої флеш-пам'яті. На малюнку 2.4 показана повна карта пам'яті контролера.

Область флеш-пам'яті розділена на три частини. Перша частина - це флеш-пам'ять користувача, починаючи з адреси 0x00000000.

Наступний блок — системна пам'ять, також відомий як великий інформаційний блок. Це 4 КБ флеш-пам'яті, запрограмованих виробником за допомогою коду завантажувача.

Остання частина починається з адреси 0x1FFFF800 і називається малим інформаційним блоком. Він містить набір додаткових байтів, які можна використовувати для впливу на певні системні налаштування мікроконтролера STM32 [20].

Крім того, мікроконтролер STM32 має 8 Кб внутрішньої оперативної пам'яті для тимчасового зберігання даних.

Мікроконтролери STM32 містять велику кількість периферійних пристроїв, таких як порти вводу/виводу, АЦП, ЦАП, таймери, SPI, USART, I2C і DMA.

Мікроконтролер STM32F100RBT6 має такі параметри:

- Ядро ARM Cortex-M3

Для зберігання даних, отриманих від датчиків температури, тиску і вологості, використовуйте зовнішню енергонезалежну пам'ять EEPROM AT24C02 з такими параметрами:

- Об'єм пам'яті 2 КБ;
- Інтерфейс обміну даними I2C;
- Частота шини даних 400 кГц;
- Час доступу до пам'яті 5 мс.
- Кількість циклів перезапису становить 10000000.
- Термін зберігання даних 100 років.
- Напруга живлення 2,7 – 5,5 В.

Структура мікросхеми AT24C02 показана на рисунку 2.5. Ця мікросхема підключається до мікроконтролера за допомогою інтерфейсу I2C.

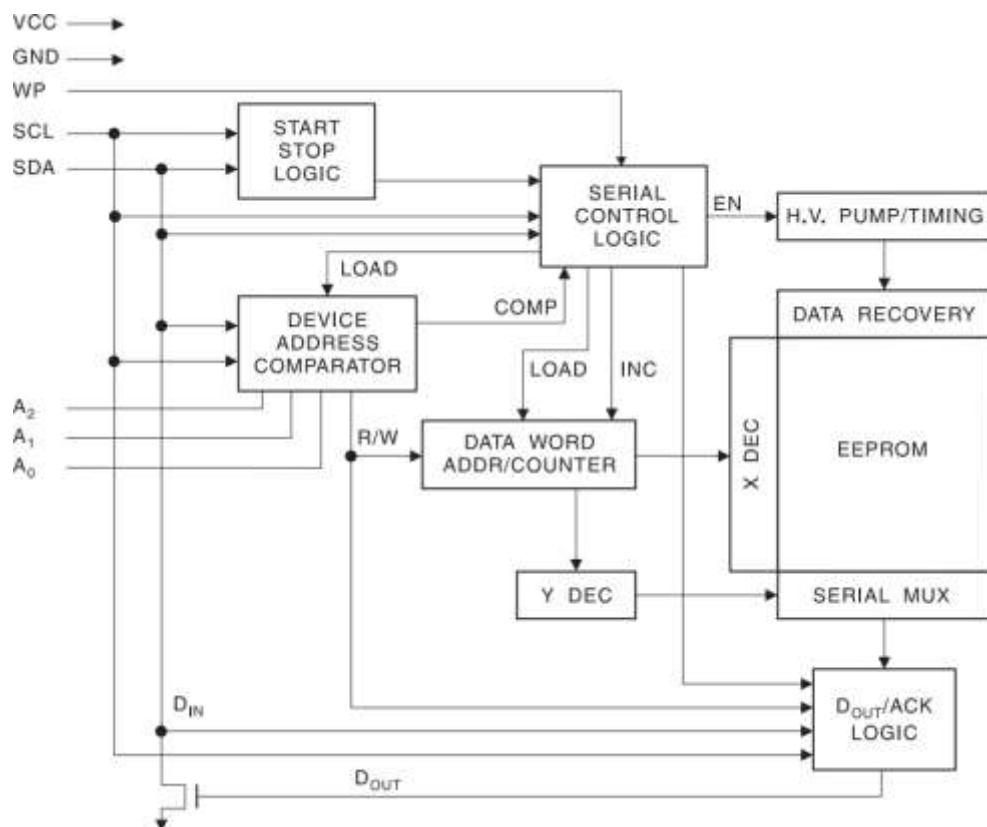


Рис. 2.5 Внутрішня структура мікросхеми EEPROM AT24C02

Інтерфейс шини I2C використовує два двонаправлені дроти. Напруга живлення контролюється через вихідний транзистор з відкритим колектором або відкритим стоком. Це послідовна лінія даних SDA та послідовна лінія

синхронізації SCL. Стандартна напруга інтерфейсу шини I2C становить +5 В або +3,3 В. Класична адресація включає 7-розрядний адресний простір і 16 зарезервованих адрес. Це дозволяє підключити до шини до 112 периферійних пристроїв, таких як датчики пам'яті та інші пристрої. Основний режим роботи шини I2C становить 100 кбіт/с, на даний момент до 5 Мбіт/с у високошвидкісному режимі роботи (надшвидкий режим, UFM), а найбільш часто використовувана швидкість передачі — 400 кбіт/с.

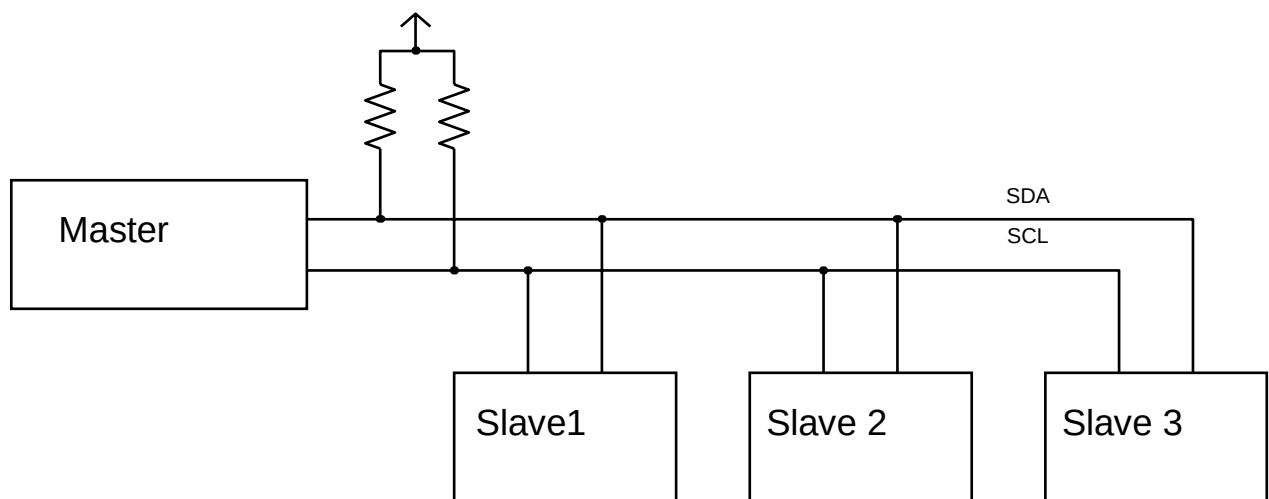


Рис. 2.6 Стандартний спосіб підключення до шини I2C

Розглянемо, як працює шина I2C. Процес обміну даними починається з того, що головний пристрій (master) формує початковий стан. Коли сигнал лінії SDA переходить з високого на низький, головний пристрій генерує високий рівень на шині SCL. Усі пристрої, підключені до шини (підлеглі), сприймають цей перехід як ознаку того, що процес обміну даними почався. Генерація синхронних сигналів завжди формує домінуючий пристрій (master). Кожен головний пристрій генерує власний сигнал синхронізації при передачі даних по шині. Процес обміну завершується формуванням головного пристрою (Master) у стані зупинки. Тобто, коли лінія SCL знаходиться у високому стані, стан лінії SDA змінюється з низького стану на високий стан. Стани запуску та зупинки завжди контролюються хостом. Згідно з протоколом інтерфейсу I2C, шина вважається зайнятою після фіксованого стартового стану та неактивною через фіксований період часу після фіксованого стану зупинки. При передачі пакетів

по шині I2C кожен головний пристрій генерує сигнал синхронізації на лінії SCL. Після формування початкового стану головний пристрій (Master) знижує стан лінії SCL до стану Low і встановлює старший біт першого байта пакета на лінії SDA. Немає обмежень щодо кількості байтів у пакеті. Щоб підтвердити, що головний приймач отримав байтовий пакет даних від головного передавача, у специфікації протоколу обміну шиною I2C вводиться спеціальний біт підтвердження, який встановлюється на шині SDA після отримання 8 біт даних. Біт підтвердження. Кожна спеціальна інтегральна схема, яка підтримує стандартну роботу шини I2C, має набір фіксованих адрес, список яких вказується виробником в описі мікроконтролера. Зі специфікації шини видно, що протягом інтервалу часу від початкового стану до кінцевого стану дозволені як простий, так і комбінований формати обміну, а хост і хост можуть виступати як одержувачами, так і відправниками даних.

Крім того, окрема шина даних SPI використовується для підключення інших периферійних пристроїв у системі. Інтерфейс SPI (Serial Peripheral Interface) — це послідовний, синхронний, повнодуплексний стандарт передачі даних, призначений для забезпечення простого та недорогого з'єднання між мікроконтролерами та периферійними пристроями. На малюнку 2.7 показано підключення пристроїв по шині SPI.

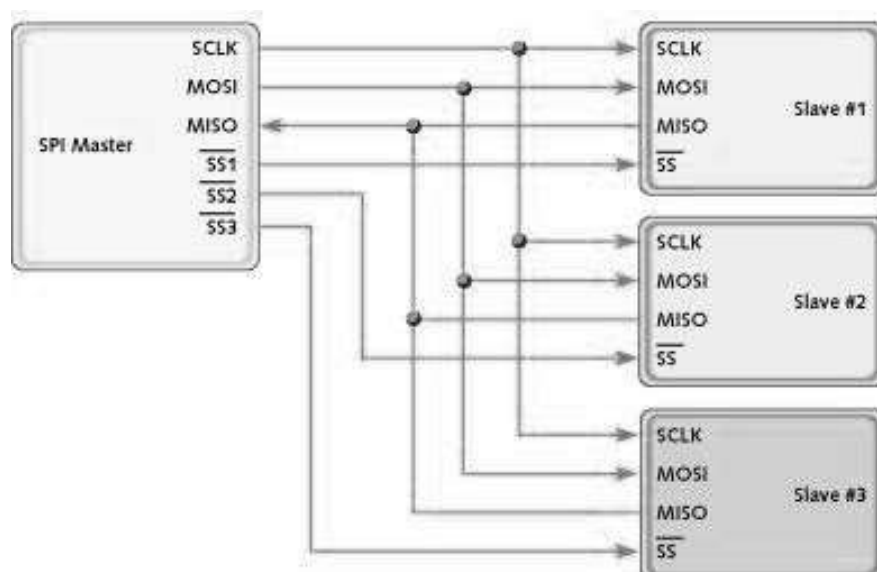


Рис. 2.7 Схематичне зображення підключення пристроїв до шини SPI

На відміну від стандартного послідовного порту UART, шина SPI є синхронним інтерфейсом, тобто всі передачі синхронізуються із загальним тактовим сигналом, який генерується керуючим пристроєм. Приймальний периферійний пристрій синхронізує прийом бітових послідовностей із тактовим сигналом. Кілька мікросхем можуть бути підключені до послідовного периферійного інтерфейсу головного пристрою. Головний пристрій вибирає підлеглий пристрій для передачі, активуючи сигнал вибору пристрою. Шина SPI використовує чотири цифрові сигнали.

- MOSI – Master Out, Slave In (Вхід Master Out Slave). Використовується для передачі даних з головного пристрою на підлеглий.

- MISO – Master Inslave Out. Використовується для передачі даних з підлеглого пристрою на головний.

- CLK - Послідовний тактовий сигнал (англ. serial clock). Використовується для надсилання сигналів годинника до підлеглих пристроїв.

- CS або SS – Chip Select, Slave Select (англ. Chip Select, Slave Select).

Частота бітових інтервалів, що передаються по лінії передачі даних, визначається сигналом синхронізації SCK, що генерується головним пристроєм. Підлеглий пристрій використовує сигнал синхронізації, щоб визначити, коли змінюється бітовий інтервал на лінії даних. Це якимось чином впливає на частоту проходження бітового інтервалу. І головний, і ведений пристрої мають синхронні лічильники імпульсів. Оскільки роботи головного та підлеглого пристроїв тактуються одним і тим же сигналом, немає жодних вимог до стабільності цього сигналу, крім обмеження періоду напівциклу. Це дозволяє використовувати шину SPI в системах з нижчою тактовою частотою, а також полегшує програмну емуляцію головних пристроїв. Ведучий і ведений пристрої розміщують дані для передачі в регістри зсуву. Потім головний пристрій починає генерувати імпульси синхронізації на лінії SCK для досягнення взаємного обміну даними. Передача даних відбувається побітово від головного пристрою на лінії MOSI та від підлеглого пристрою на лінії MISO. Передача починається зі старшого біта, але деякі виробники дозволяють програмному забезпеченню

змінювати порядок передачі бітів. Після передачі кожного пакета даних головний пристрій може перевести лінію SS у високий стан для синхронізації підлеглих пристроїв.

Блок-схема секції дисплея показана на малюнку 2.8.

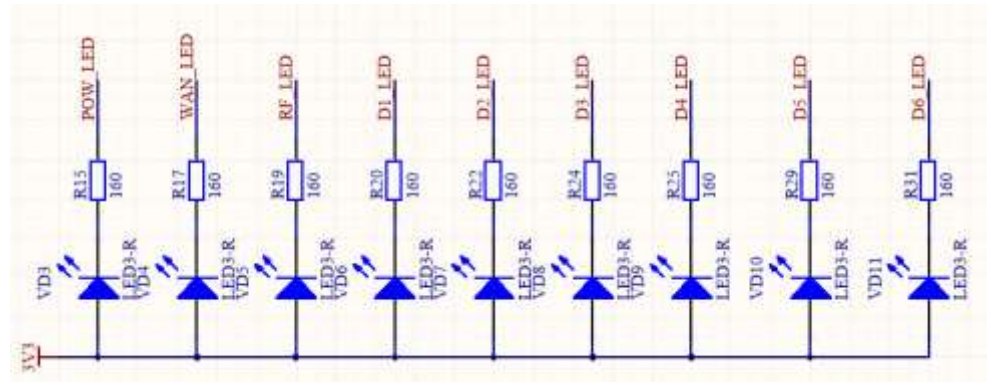


Рис. 2.8 – Схема блоку індикації

Загальна схема блоку керування радіовимірювальною системою зображена на рисунку 2.9.

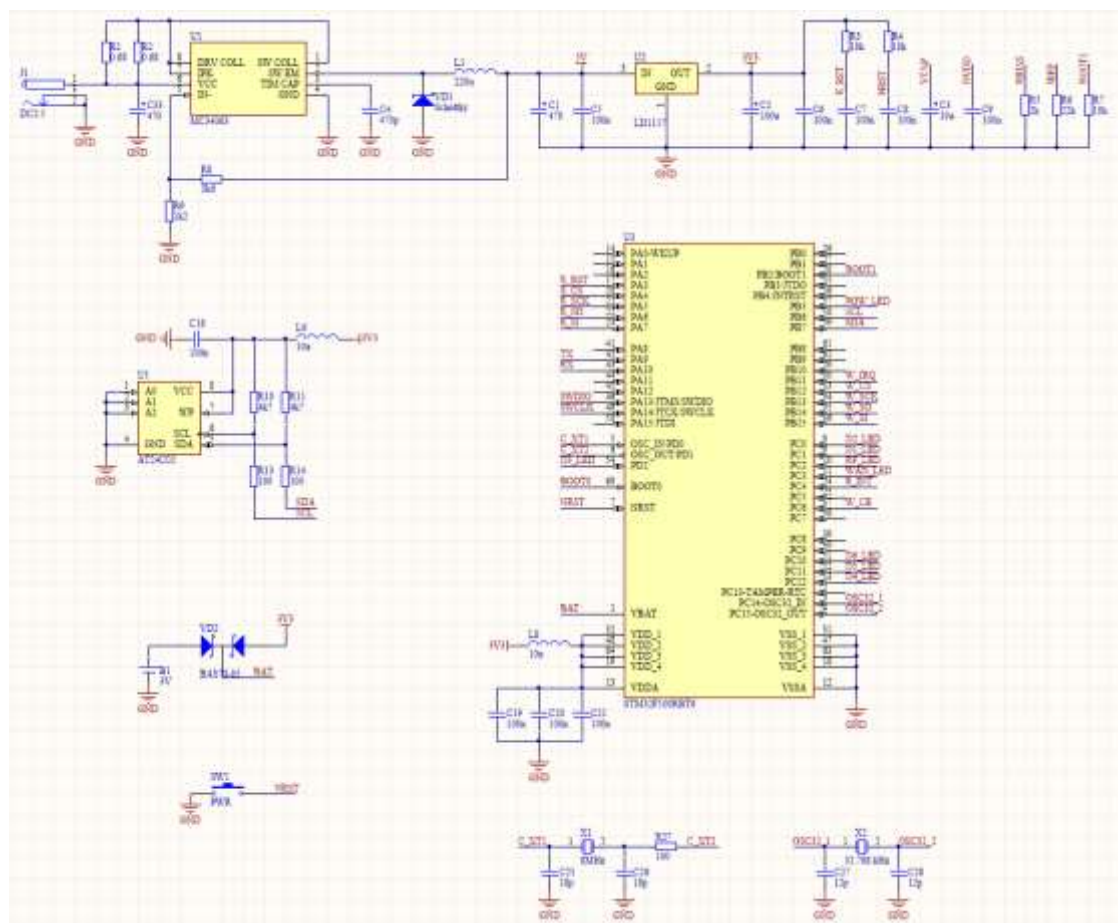


Рис. 2.9 Схема блоку керування радіовимірювальною системою

Основним елементом даного блоку є мікросхема nRF24L01+. Це спеціалізована мікросхема, що являє собою радіо-трансивер з частотою 2,4 ГГц. Мікро- схема 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 2.10.

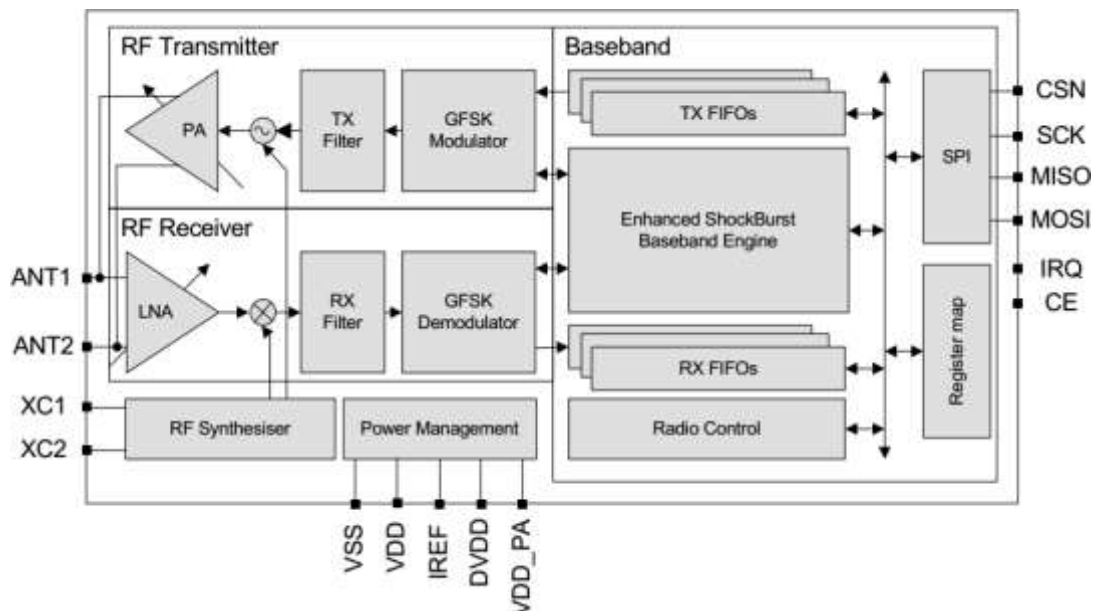


Рис. 2.10 Внутрішня структура мікросхеми nRF24L01+

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.

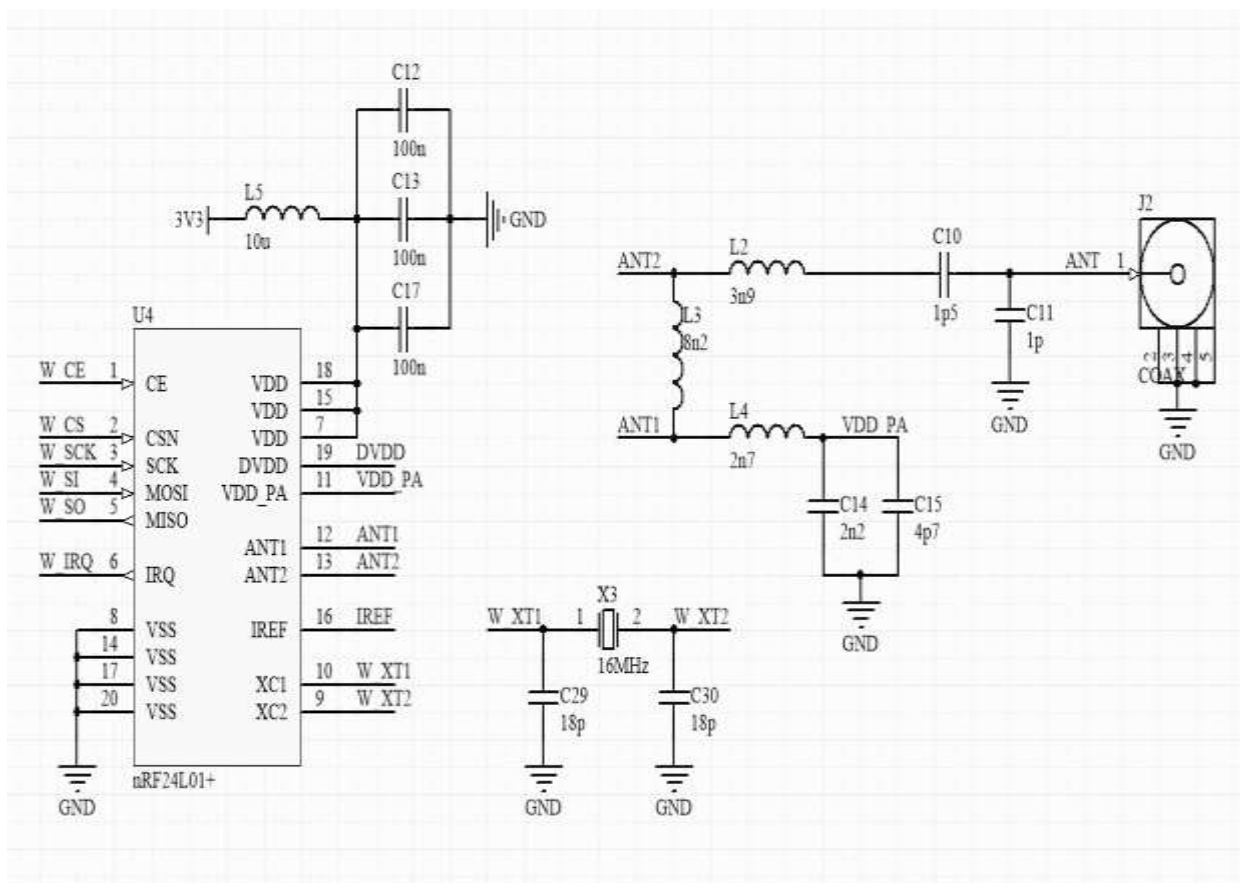
- Приймальний блок – складається з вхідного підсилювача сигналу, далі через фільтр, подається на демодулятор. Отриманий сигнал з радіоканалу обробляється даним блоком, і потім, у вигляді готових даних пакет інформації потрапляє до буфера зберігання.

- 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 2.11 зображено схему та фотографію радіопередавального блоку.



a)



б)

Рис. 2.11 Схема (а) та фотографія (б) радіопередавального блоку

2.3 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 0С;
- Точність вимірювання $\pm 0,05 - 0,1$ 0С.
- Частота 50 – 6500 кГц

На рис 2.12 зображено та наведено в додатку Ж схему ввімкнення сенсора температури.

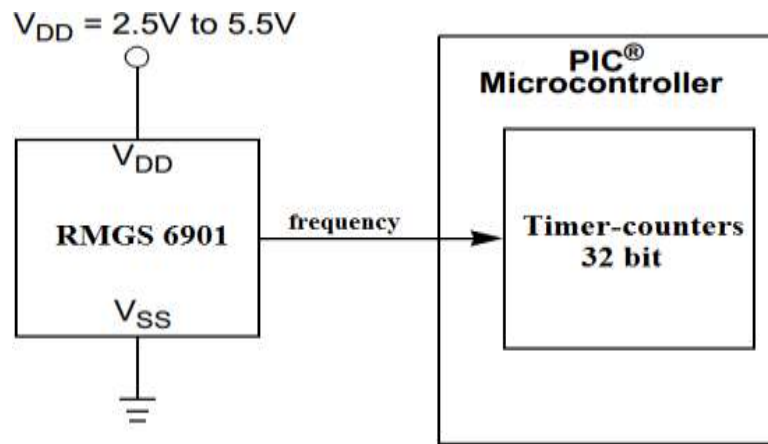


Рис. 2.12 – Схема ввімкнення сенсора температури

На прикладі радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом розрахована апроксимована функція перетворення, яка наведена на рисунку 2.13. Дані залежності описуються аналітично функцією виду:

$$y = \frac{a + c \ln x + e (\ln x)^2 + g (\ln x)^3}{1 + b \ln x + d (\ln x)^2 + f (\ln x)^3}, \quad (2.1)$$

де

y – визначений параметр (тиск);

x – частота генерації;

a, b, c, d, e, f, g - коефіцієнти.

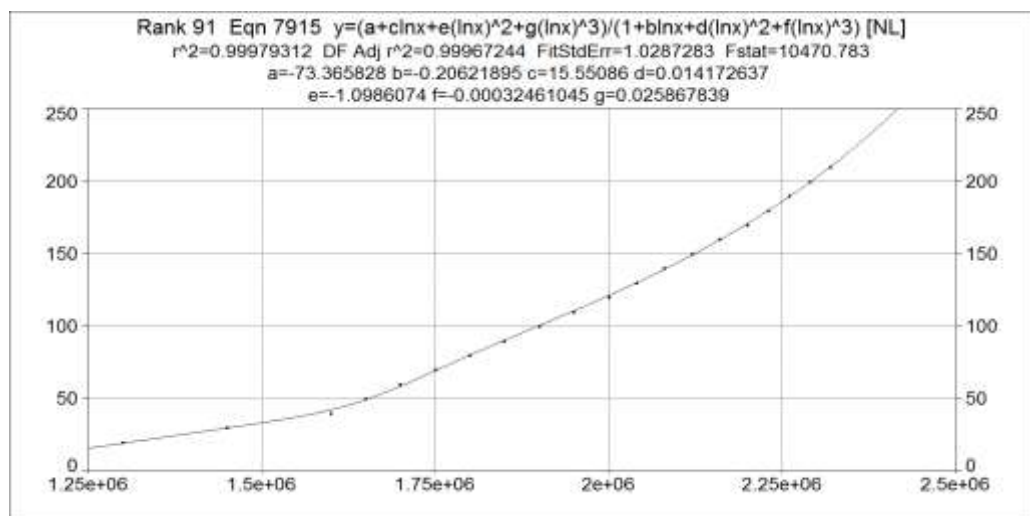


Рис. 2.13 Апроксимована залежність функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

Згідно з рисунком 2.13 запропоновано використовувати в якості частотоміра мікроконтролер STM8L051. STM8L051 – це 8-ми бітний мікроконтролер загального призначення. На рисунку 2.14 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 [21].

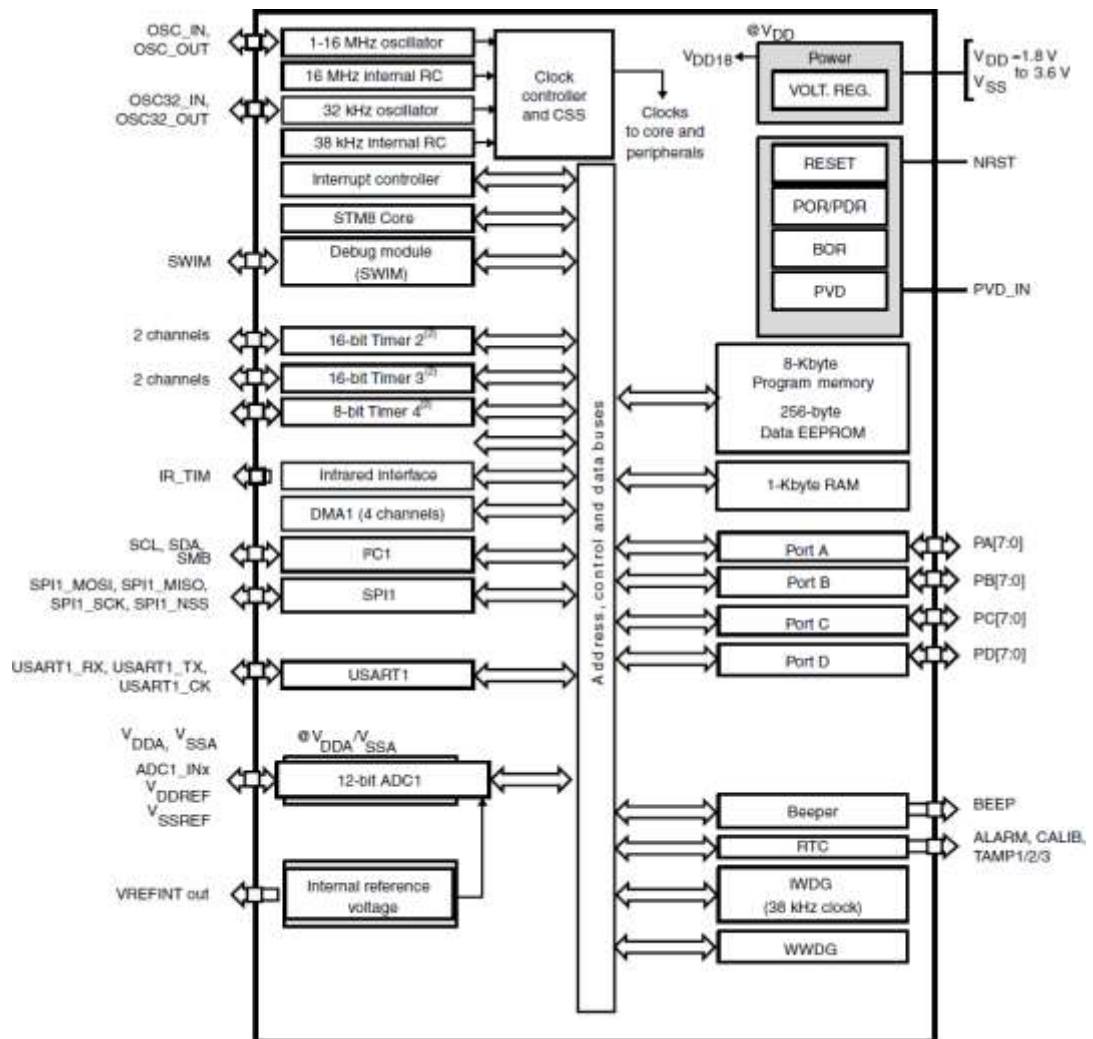


Рис. 2.14 Внутрішня структура мікроконтролера STM8L051

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 2.15 зображено та наведено в додатку К електричну принципову схему сенсорів блоку температури, вологості чи тиску.

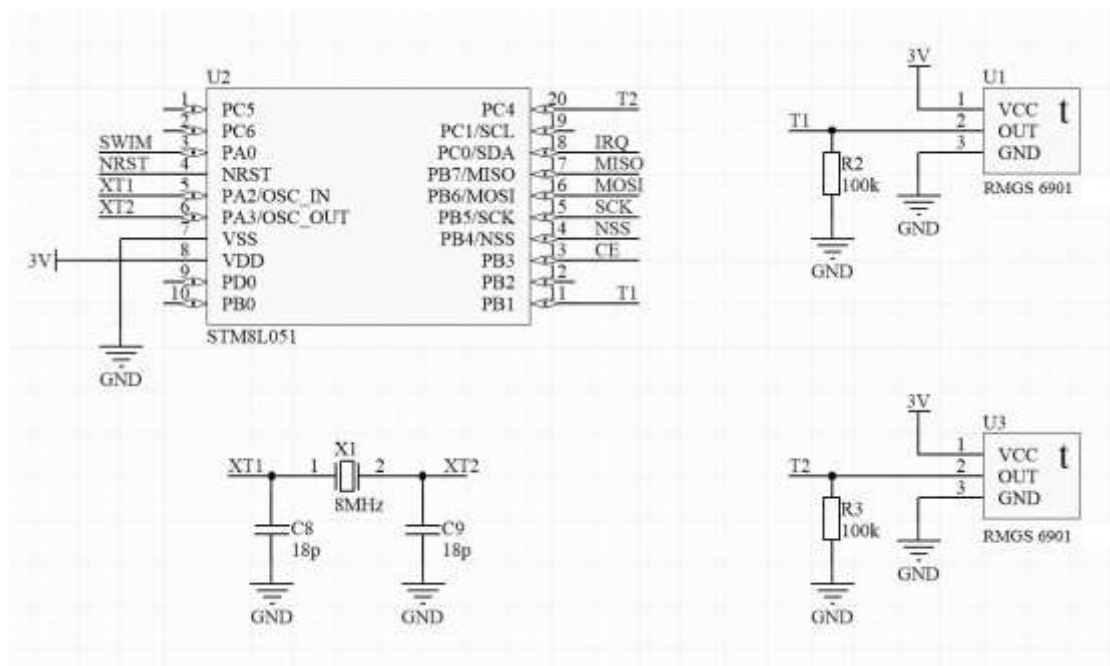


Рис. 3.15 Електрична-принципова схема блоку сенсорів

2.4 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 2.16 та наведена в додатку Л

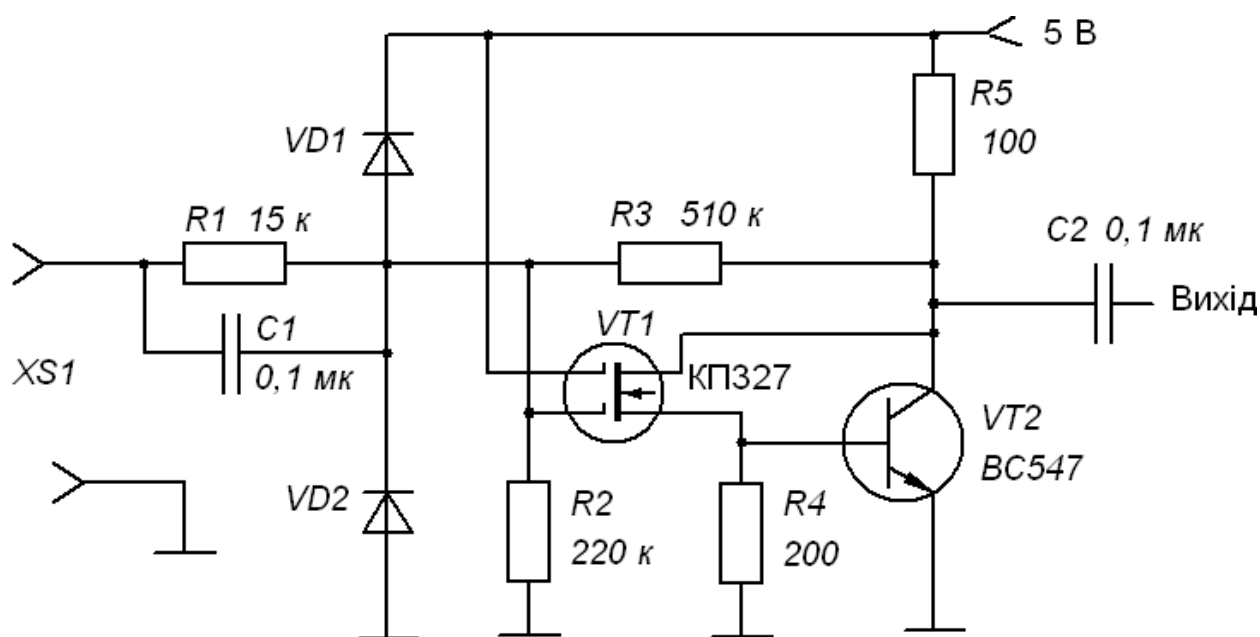


Рис. 2.16 Вхідний підсилювач-формував

Витоковий повторювач складається з транзистора VT1 який є активним елементом та який завдяки своєму високому вхідному опорі забезпечує високий вхідний опір всього каскаду, резистори R2-R3 призначені для забезпечення роботи схеми за постійним струмом та діоди VD1 і VD2, які призначенні 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 2.17 та наведена в додатку М. Друкована плата розробленого пристрою показана на рисунку 2.18, а на рисунку 3.23 3D модель.

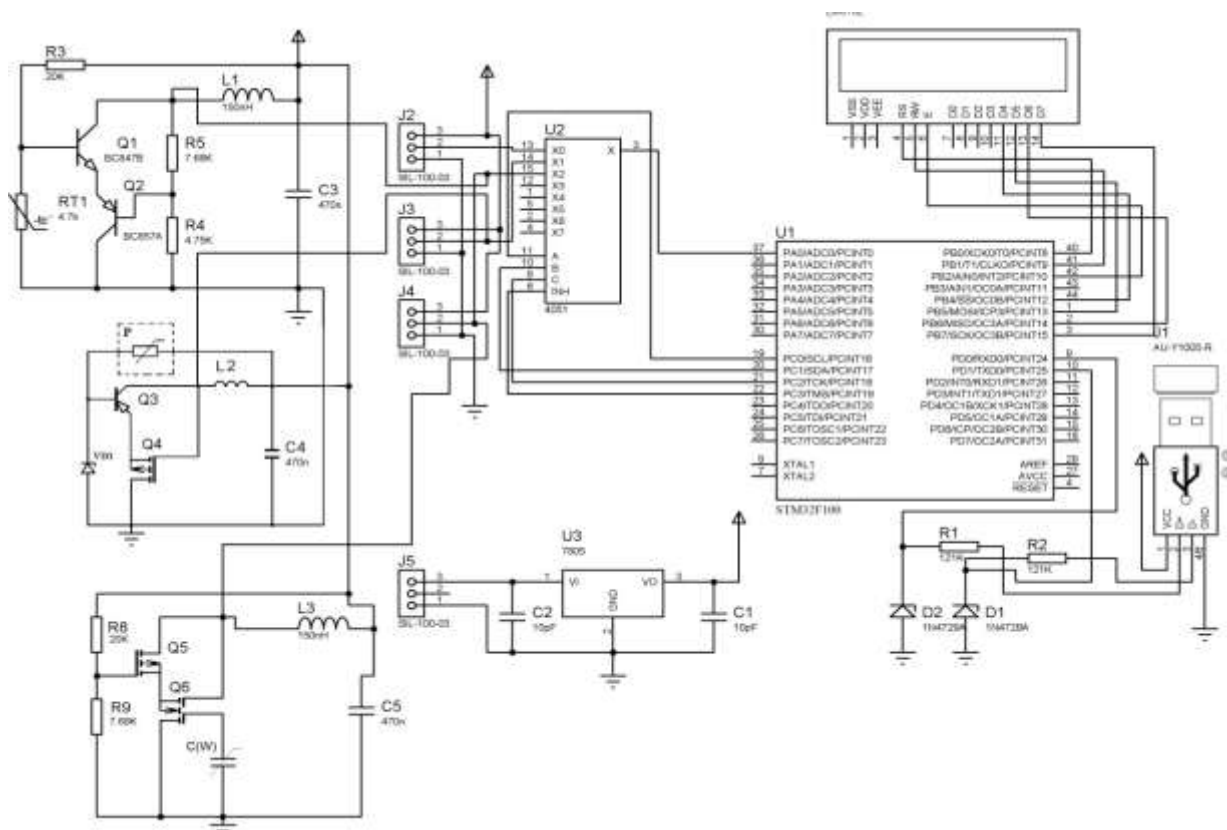


Рис. 2.17 Принципова схема мікропроцесорної радіовиміральної системи клімат-контролю автомобіля

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 проводилося з урахуванням правил високочастотного проектування, а саме правильне розведення провідників, врахування високочастотних наведень, завад,

а також хвильового опору провідників. Таким чином було спроектовано односторонню друковану плату з SMD монтажем. На рис. 2.18-2.19 зображено друковану плату пристрою.

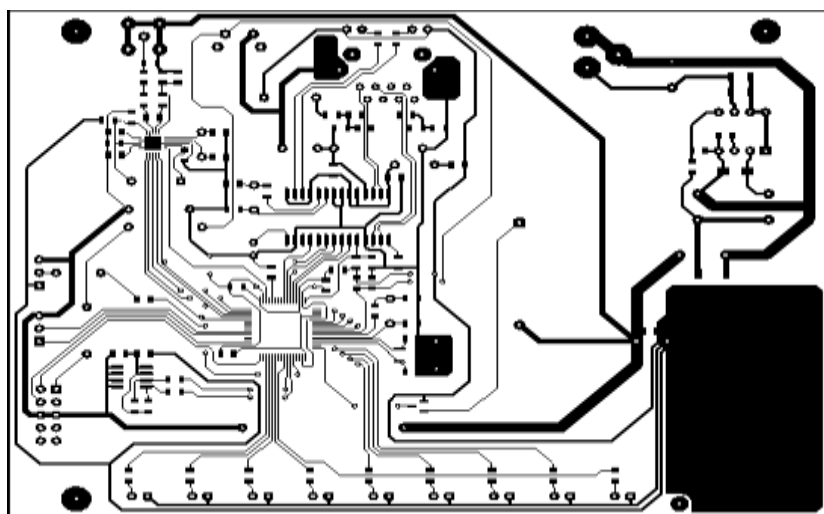


Рис. 2.18 Друкована плата блоку керування радіовимірною системою клімат-контролю

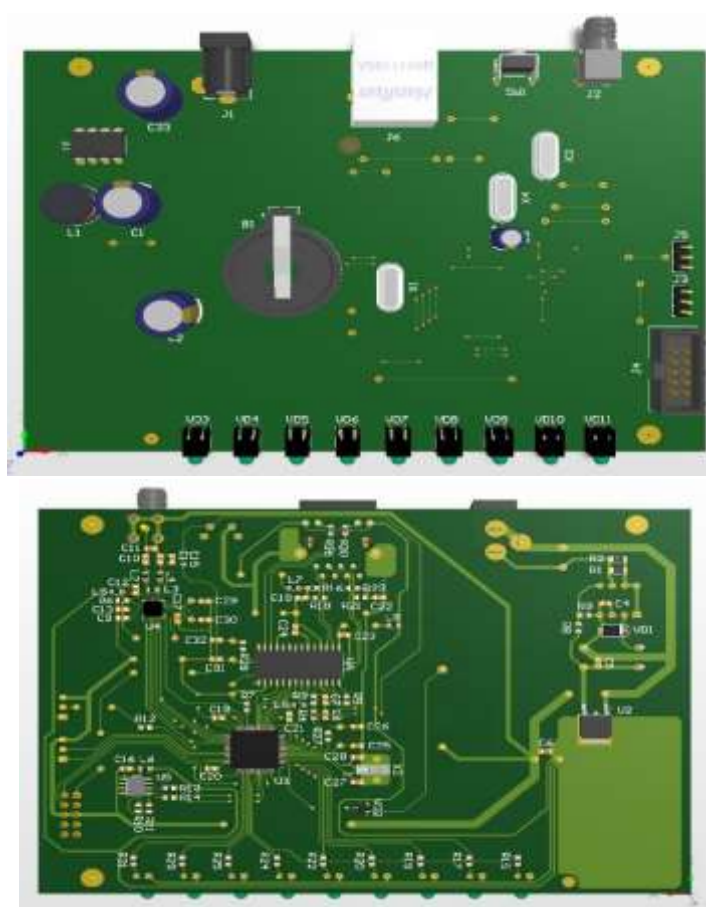


Рис. 2.19 3Dзображення верхнього та нижнього слоїв друкованої плати блоку керування системою

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 вимірних 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 2.20 та наведена в додатку Н.

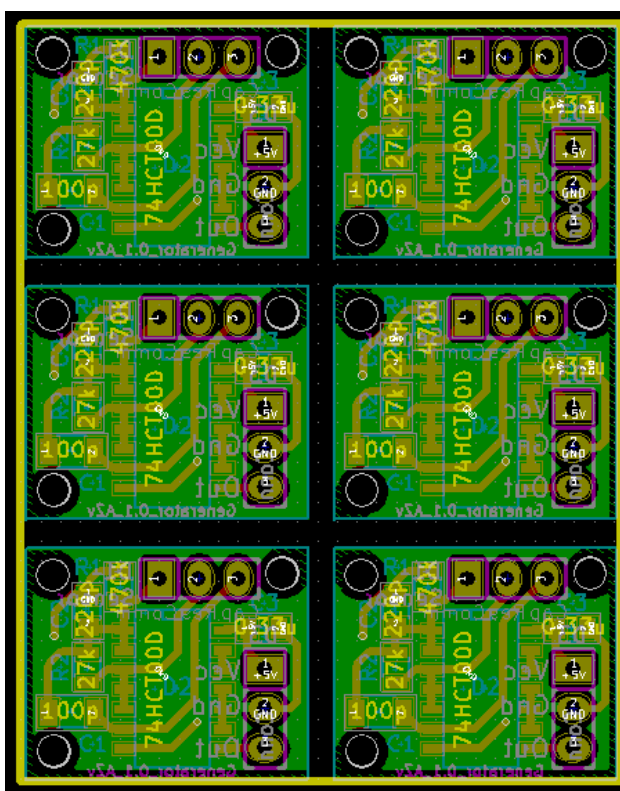


Рис. 2.20 Друкована плата блоку сенсорів системи контролю температури (Масштаб 3:1).

РОЗДІЛ 3 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСори ТЕМПЕРАТУРИ, ВОЛОГИ ТА ТИСКУ

3.1 Розгляд 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 3.1. 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.

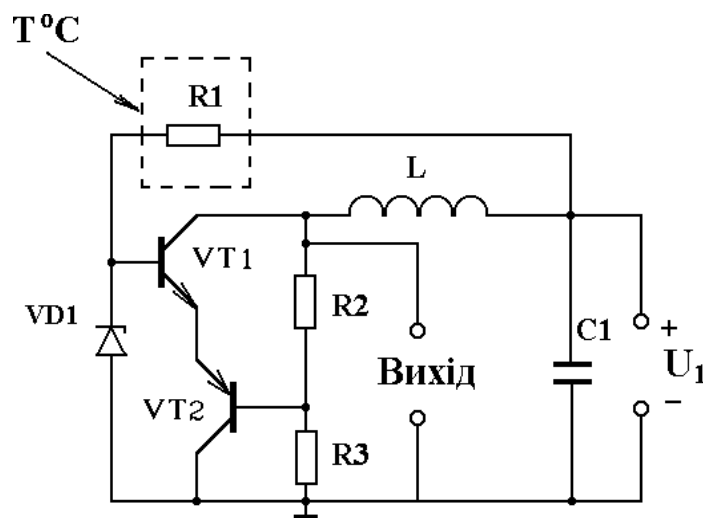


Рис. 3.1 Електрична схема параметричного сенсора температури з термочутливим опором

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 (див. рис. 3.1) еквівалентна схема, яка враховує всі залежності елементів від дії температури, подана на рисунку 3.2, згідно з еквівалентною схемою складалася система рівнянь Кірхгофа при врахуванні напрямків контурних струмів[4]. 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.

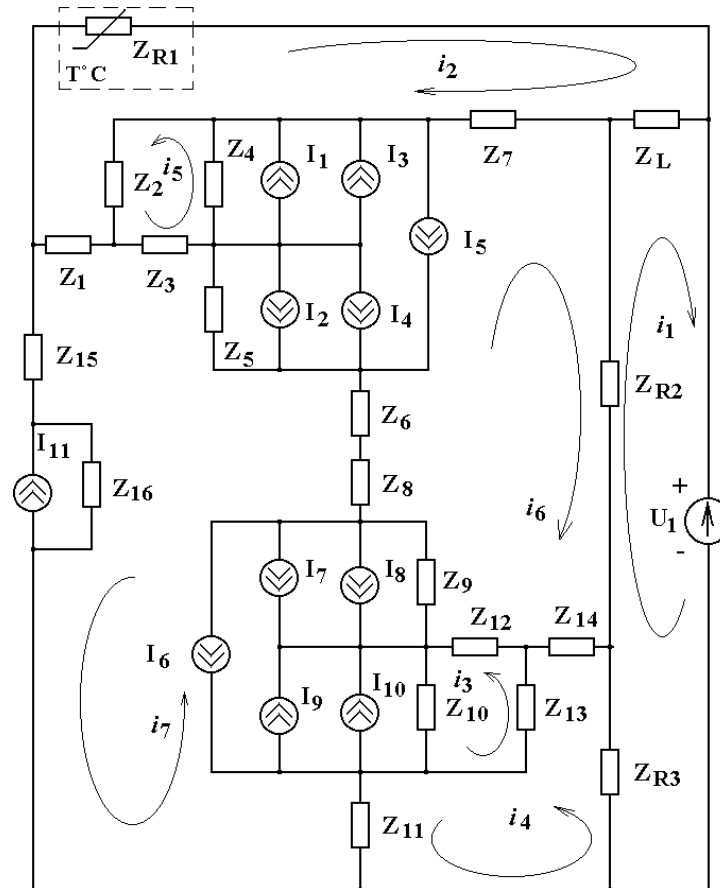


Рис. 3.2 Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора на основі біполярної транзисторної структури з термочутливим опором

3.2 Розрахунок функції перетворення радіовимірювального параметричного сенсора тиску з тензочутливим резистором

Електрична схема радіовимірювального параметричного сенсора тиску з тензочутливим резистором подана на рисунку 3.3. 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

диференційним опором, а це викликає зміну частоти генерації. Таким чином, частота генерації пов'язана з тиском.

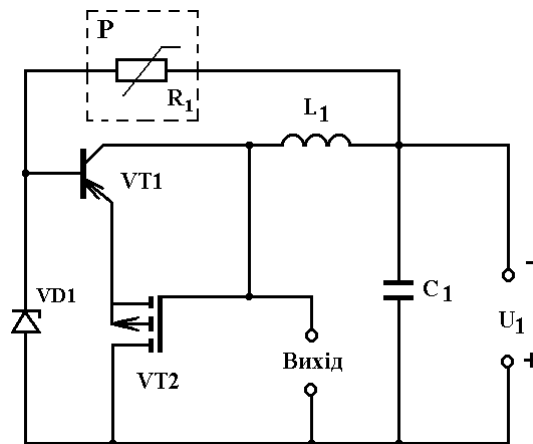


Рис. 3.3 Електрична схема радіовимірювального параметричного сенсора тиску з тензочутливим резистором

Експериментальні та теоретичні дослідження впливу тиску на різноманітні матеріали показали, що опір тіла змінюється за рахунок таких дій: 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[8].

При дослідженні зміни опору різноманітних матеріалів при високих тисках в роботі 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.

На рисунку 3.4 подана теоретична і експериментальна залежності вольтамперної 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.

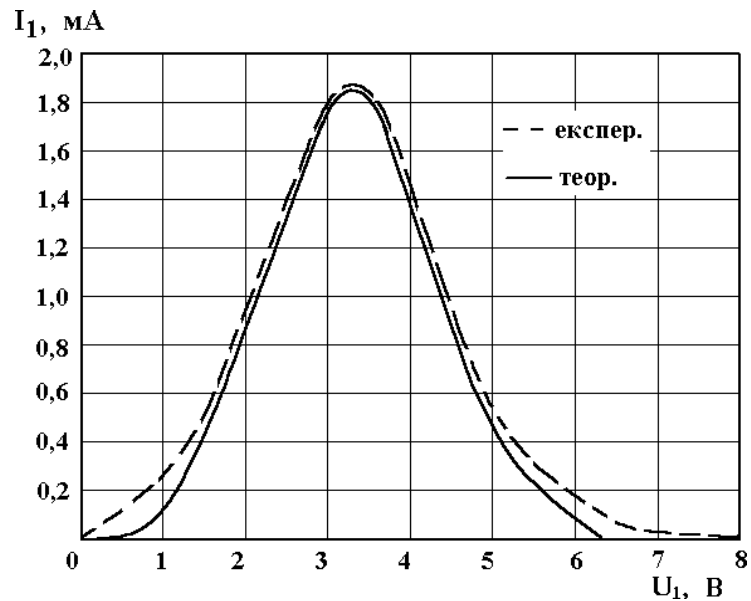


Рис. 3.4 Теоретична і експериментальна залежності вольтамперної характеристики радіовимірювального сенсора тиску

Функція перетворення, яка визначає залежність частоти генерації від дії тиску, розраховується на основі повного опору на електродах колектор–стік біполярного і польового транзисторів. Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску представлена на рисунку 3.5. Для спрощення математичних розрахунків подамо нелінійну еквівалентну схему у вигляді, зображеному на рисунку 3.6. Згідно з вибраними напрямками контурних струмів, складена система рівнянь Кірхгофа.

ВИСНОВКИ

У рамках випускної кваліфікаційної роботи було проаналізовано сучасний стан розвитку параметричних датчиків вологості, температури та тиску, що дозволило визначити можливі шляхи покращення їх властивостей. Аналізуючи останній рівень розробки датчиків параметрів температури, тиску та вологості, можна визначити можливі шляхи покращення таких параметрів, як чутливість, стабільність температури, стабільність електричних характеристик датчиків параметрів, надійність, вартість тощо.

Розроблено бездротовий вимірювальний датчик параметрів температури, тиску та вологості на основі транзисторної структури негативного диференціального опору. Даний датчик реалізує принцип перетворення «інформаційний параметр - частота». На основі нелінійної форми, еквівалентної бездротовому датчику параметрів, отримано аналітичні вирази функції перетворення та рівняння чутливості. Досліджено електричні параметри датчика від радіометричних параметрів вологості, температури та тиску та розраховано їх теоретичну залежність.

Експериментально перевірено залежність електричних параметрів і характеристик розроблених математичних моделей датчиків вологості, температури і тиску від параметрів випромінювання та досліджено їх електричні параметри.

Розроблено структурну схему та принципово-технологічну схему мікропроцесорної бездротової вимірювальної системи для контролю температури, тиску та вологості навколишнього середовища в автомобілях.

Таким чином, можна зробити висновки про придатність розробки бездротових вимірювальних систем для контролю навколишнього середовища автомобіля.

ДОДАТКИ