

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

## **ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА**

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

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**  
08-36.МКР.018.00.000 ПЗ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-19м  
Спеціальність 172 – Телекомунікації та ра-  
діотехніка (освітня програма: Радіотехніка)  
\_\_\_\_\_ Тріска М.В.

Керівник: к.т.н., доц. каф. РТ  
\_\_\_\_\_ Осадчук Я.О.  
« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

Рецензент: к.т.н., доцент. каф. ТКСТБ  
\_\_\_\_\_  
« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 р.

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**

Трісці Максиму Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіовимірювальний сенсор тиску з частотним виходом»  
 керівник роботи Осадчук Ярослав Олександрович, к.т.н., доцент каф. РТ  
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)  
 затверджені наказом вищого навчального закладу від “25” 09 2020 року №214
2. Строк подання студентом роботи 10 грудня 2020 року
3. Вихідні дані до роботи: напруга живлення параметричний сенсора – ме-  
 режа електричного струму з частотою  $50\pm 2$  Гц і напругою  $220\pm 10$  В; струм  
 споживання  $0,5\dots 5$  мА; напруга живлення вузлів частотного параметрично-  
 го сенсора тиску  $+ 3,5\dots 5,5$  В; споживана потужність –  $0,15$  Вт; частота ге-  
 нерації –  $100\dots 3600$  кГц; діапазон вимірювання тиску –  $0\dots 150$  кПа;
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно  
 розробити): аналіз сучасного стану розвитку транзисторних сенсорів тиску;  
 основи теорії дії тиску на напівпровідниковий матеріал; математичні моделі  
 чутливих до тиску біполярних транзисторів; розробка радіовимірювальних ча-  
 стотних сенсорів тиску на основі реактивних властивостей біполярних транзи-  
 сторних структур; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки;  
 перелік посилань; додатки.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):  
спрощена схема пристрою; схема включення і топологія чутливого до тиску  
 біполярного транзистора; топологія чутливого до тиску біполярного транзис-  
 тора; елементи структури чутливого до тиску біполярного транзистора і поздо-  
 вжній розподіл електричних потенціалів у базі та емітері транзистора; схема  
 електрична принципова; нелінійна еквівалентна схема; схема електрична ра-  
 діовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярного  
 чутливого до тиску транзистора з двома колекторами; еквівалентна схема ра-  
 діовимірювального сенсора тиску.

## 6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	к.т.н., доцент Осадчук Я. О.		
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 )

Тріска М. В.

Керівник роботи

\_\_\_\_\_  
( підпис )

Осадчук Я. О.

## РЕФЕРАТ

УДК 621.38

Тріска М.В. Радіовимірювальний сенсор тиску з частотним виходом. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ 2020 р. –168 стор, рис.34, 22 табл., 91 бібл. – українською мовою.

У магістерській кваліфікаційній роботі було проведено аналіз сучасного рівня розробок радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом, що дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів та характеристик. Аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням деформаційних ефектів в MEMS структурах і конструкціям сенсорів тиску на їх основі показує, що розробка радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом є перспективним напрямком у розвитку апаратних засобів вимірювання тиску для сучасних мікропроцесорних систем контролю і управління. Резонансні MEMS сенсори тиску представляють високі метрологічні показники поряд з тенденцією до мінітюаризації, поліпшенням вартісних характеристик, можливістю їх інтелектуалізації на основі конструктивної та технологічної сумісності з цифровими пристроями обробки вимірюваної інформації. Отримано аналітичні вирази, які використовуються для визначення рівня чутливості та функції перетворення радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі біполярних чутливих до тиску транзисторних напівпровідникових структур з від'ємним диференціальним опором. Розроблені радіовимірювальні сенсори тиску з частотним виходом на основі чутливих до тиску біполярних транзисторних напівпровідникових структур з емнісним характером реактивної складової імпедансу структури. Експериментальні дослідження проведені в роботі показали, що чутливість розроблених радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі біполярних чутливих до тиску транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором складає 3,0 до 5,5 кГц/кПа в діапазоні тиску  $1 \cdot 10^5$  Па –  $12 \cdot 10^5$  Па. Проведено метрологічне оцінювання похибок вимірювання радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом. Повна похибка радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом дорівнює  $\pm 1,68\%$ .

В економічній частині при проектуванні виробу були проведені розрахунки витрат на науково-дослідну та дослідно-конструкторську роботу, які склали 129066,29 грн. та визначена виробнича собівартість одиниці нового технічного рішення, яка склала 2885,73 грн., визначений чистий прибуток (161390,34 грн.), який може отримати виробник протягом одного року від реалізації 500 шт. даної розробки.

В розділу охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях було розглянуто такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення товщини суцільного екрану для захисту від ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки.

Ключові слова: сенсор тиску, радіовимірювальний сенсор тиску з частотним виходом, MEMS структура, від'ємний диференціальний опір, імпеданс.

## ABSTRACT

Treeska M.V. Radio pressure measuring sensor with frequency output. Master's thesis. - Vinnytsia: VNTU 2020 -168 page, fig.34, 22 Table. bibl. 91- In ukrainian.

In the master's qualification work, an analysis of the current level of development of radio pressure sensors with frequency output was conducted, which allowed to identify possible ways to improve their parameters and characteristics.

Analysis of publications on theoretical and experimental studies of deformation effects in MEMS structures and designs of pressure sensors based on them shows that the development of radio pressure sensors with frequency output is a promising direction in the development of pressure measuring hardware for modern microprocessor control and management systems. Resonant MEMS pressure sensors represent high metrological indicators along with the tendency to miniaturization, improvement of cost characteristics, possibility of their intellectualization on the basis of constructive and technological compatibility with digital devices of processing of the measured information.

Analytical expressions are obtained, which are used to determine the sensitivity equation and the conversion function of radio pressure sensors with frequency output based on bipolar pressure-sensitive transistor semiconductor structures with negative differential resistance.

Radio-measured pressure sensors with frequency output based on pressure-sensitive bipolar transistor semiconductor structures with the capacitive nature of the reactive component of the structure impedance have been developed. Experimental studies conducted in the work showed that the sensitivity of the developed radio pressure sensors with frequency output based on bipolar pressure-sensitive transistor structures with negative differential resistance is 3.0 to 5.5 kHz/kPa in the pressure range  $1 \cdot 10^5$  Pa -  $12 \cdot 10^5$  Pa. Metrological estimation of measurement errors of radio measuring pressure sensors with frequency output is carried out. The total error of the radio pressure sensor with the frequency output signal is equal to  $\pm 1,68\%$ .

In the economic part of the product design were calculated costs for research and development work, which amounted to 129066,29 UAH. and determined the production cost of a unit of a new technical solution, which amounted to 2885.73 UAH., determined the net profit (161390.34 UAH.), which can be obtained by the manufacturer within one year from the sale of 500 pcs. of this development. The section on labor protection and safety in emergency situations addressed such issues as technical solutions for occupational health and industrial sanitation, determination of the thickness of the solid screen for protection against EMR, technical solutions for industrial and fire safety.

Keywords: pressure sensor, radio measuring pressure sensor with frequency output, MEMS structure, negative differential resistance, impedance.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	8
<b>1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РОЗВИТКУ ТРАНЗИСТОРНИХ СЕНСОРІВ ТИСКУ</b> .....	11
1.1 Тензорезистивні MEMS сенсори тиску.....	11
1.2 Резонансні MEMS сенсори тиску.....	20
1.3 П'єзорезистивні сенсори тиску.....	30
1.4 Висновки до розділу .....	38
<b>2 ОСНОВИ ТЕОРІЇ ДІЇ ТИСКУ НА НАПІВПРОВІДНИКОВИЙ МАТЕРІАЛ</b> .....	39
2.1 Дія тиску на напівпровідниковий матеріал і зміщення домішкових центрів.....	45
2.2 Визначення ефекту зміни електропровідності напівпровідникового матеріалу при дії тиску.....	48
2.3 Дослідження тензорезистивного ефекту у напівпровідниковому матеріалі.....	51
2.4 Висновки до розділу .....	53
<b>3 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ЧУТЛИВИХ ДО ТИСКУ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ</b> .....	54
3.1 Чутливий до тиску транзистор з двома колекторами.....	54
3.2 Чутливого до тиску біполярного транзистора з двома емітерами та прискорюючим електричним полем у базі.....	59
3.3 Вертикальний чутливий до тиску транзистор з двома колекторами та прискорюючим електричним полем у базі і емітері.....	65
3.4 Висновки до розділу.....	71
<b>4 РОЗРОБКА РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ЧАСТОТНИХ СЕНСОРІВ ТИСКУ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР</b> .....	72
4.1 Розробка радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної структури.....	72
4.2 Експериментальні дослідження властивостей радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярних транзисторних структур з від'ємним диференційним опором.....	83
4.3 Математична модель радіовимірювального сенсора тиску на основі чутливого до тиску біполярного транзистора з двома колекторами.....	85
4.4 Оцінювання метрологічних параметрів радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом.....	95
4.5 Висновки до розділу.....	101
<b>5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА</b> .....	102
5.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР.....	102
5.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	103
5.1.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості для нового рішення.....	107
5.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом.....	109
5.2.1 Розрахунок собівартості виготовлення розробленого пристрою.....	115

5.2.2 Розрахунок ціни реалізації 0.....	119
5.2.3 Розрахунок чистого прибутку для виробника від реалізації нового технічного рішення.....	121
5.2.4 Розрахунок терміну окупності витрат для виробника.....	121
<b>6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....</b>	<b>123</b>
6.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці.....	123
6.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат.....	123
6.1.2 Виробниче освітлення.....	124
6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	126
6.1.4 Виробничі випромінювання.....	126
6.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження.....	129
6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць.....	129
6.2.2 Електробезпека.....	130
6.2.3 Пожежна безпека.....	130
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях.....	132
6.3.1 Дослідження безпеки роботи радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом в умовах дії іонізуючих випромінювань .....	133
6.3.2 Дослідження безпеки роботи радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом в умовах дії електромагнітного імпульсу .....	134
<b>ВИСНОВКИ .....</b>	<b>136</b>
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....</b>	<b>138</b>
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання.....	145
Додаток Б (обов'язковий) Спрощена схема пристрою.....	151
Додаток В (обов'язковий) Перші шість форм режиму вібрації резонансного сенсора тиску, змодельовані за допомогою ANSYS .....	153
Додаток Д (обов'язковий) Резонансні зміни частоти перших шести режимів вібрації в порівнянні із прикладеним тиском.....	155
Додаток Е (обов'язковий) Схема включення і топологія чутливого до тиску біполярного транзистора.....	157
Додаток Ж (обов'язковий) Елементи структури чутливого до тиску біполярного транзистора і поздовжній розподіл електричних потенціалів у базі та емітері транзистора .....	159
Додаток К (обов'язковий) Схема електрична принципова.....	161
Додаток Л (обов'язковий) Нелінійна еквівалентна схема .....	163
Додаток М (обов'язковий) Схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярного чутливого до тиску транзистора з двома колекторами .....	165
Додаток Н (обов'язковий) Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску .....	167

## ВСТУП

**Актуальність.** Сучасний стан розвитку радіовимірювальної техніки визначається тенденцією до динамічного впровадження високоефективних мініатюрних резонансних MEMS сенсорів тиску в системах радіоконтролю та діагностики технічних і нетехнічних процесів у військовій, аерокосмічній, автомобільній та інших галузях сучасної економіки України [1-15].

На даний момент є нагальна необхідність розширення наукових досліджень в галузі вітчизняного виробництва радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом з огляду на концепцію їх можливого розвитку в напрямках: чутливості, точності, ефективності технічних показників, високої надійності, відтворюваності та інтеграції з мікропроцесорними пристроями обробки вимірювальної інформації [1-4].

Досягнення світових науковців так і промислових компаній в галузі розробок параметричних сенсорів тиску базуються на напівпровідниковій технології. Розробка та дослідження властивостей таких радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом – галузь широких можливостей, обумовлених сприянням більшості світових та національних програм в сфері створення засобів радіовимірювальної техніки, в тому числі української, які мають достатній вплив на розвиток розробок, вдосконалення та впровадження нових технологій створення радіовимірювальних сенсорів тиску.

### **Мета і завдання дослідження**

**Метою роботи** є покращення метрологічних показників радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом технологічно сумісних з мікроелектронною технологією за рахунок перетворення електричного сигналу в частотний вихідний сигнал.

**Об'єктом дослідження** є процес перетворення тиску у частотний вихідний сигнал у чутливих до тиску параметричних сенсорних структурах, що породжує задачу розбудови радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом з покращеними метрологічними характеристиками.

**Предмет дослідження** - характеристики радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі реактивних властивостей транзисторних напівпровідникових структур з від'ємним диференційним опором.

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

- проаналізувати існуючі резонансні MEMS сенсори тиску та обґрунтувати переваги радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі транзисторних напівпровідникових структур з від'ємним диференційним опором по відношенню до існуючих;



- розробити математичні моделі радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі біполярних транзисторних напівпровідникових структур з врахуванням впливу тиску на чутливі елементи нелінійних еквівалентних схем та експериментально довести їх адекватність;

- виконати експериментальну перевірку залежностей електричних характеристик та параметрів розроблених математичних моделей радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом від дії тиску та дослідити їх електричні параметри;

- провести метрологічне оцінювання похибок вимірювання радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

**Методи дослідження** ґрунтуються на використанні: диференціального та інтегрального числення для створення математичних моделей; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом; основних положень теорії функції комплексної змінної для отримання рівнянь чутливості та функцій перетворення; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл для визначення імпедансу радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

#### **Наукова новизна магістерської кваліфікаційної роботи:**

1. Розглянуто вплив тиску на напівпровідникові матеріали, а також на чутливі до тиску елементи в транзисторних структурах з від'ємним диференційним опором.
2. Розроблено математичні моделі радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі біполярних чутливих до тиску транзисторів. Проведено дослідження радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.
3. Отримані аналітичні вирази для функції перетворення радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом та рівнянь чутливості розроблених засобів вимірювання тиску на основі транзисторних напівпровідникових структур з від'ємним диференційним опором.
4. Проведено метрологічне оцінювання похибок вимірювання радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

#### **Практичне значення одержаних результатів магістерської кваліфікаційної роботи:**

1. У результаті математичного моделювання деформаційних ефектів в біполярних чутливих до тиску транзисторах отримані аналітичні вирази для визначення впливу тиску на їх електричні параметри та характеристики.
2. Розроблені радіовимірювальні сенсори тиску з частотним виходом на основі чутливих до тиску біполярних транзисторних напівпровідникових структур з ємнісним характером реактивної складової імпедансу структури.

3. Проведені в роботі експериментальні дослідження показали, що чутливість розроблених радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі біполярних транзисторних напівпровідникових структури з від'ємним опором складає від 3,0 до 5,5 кГц/кПа в діапазоні тиску  $1 \cdot 10^5$  Па –  $12 \cdot 10^5$  Па. Для радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, яка складається з біполярного чутливого до тиску транзистора з двома колекторами і двозатворного польового транзистора чутливість лежить в діапазоні від 1,12 кГц/кПа до 0,65 кГц/кПа.

4. Проведено метрологічне оцінювання похибок вимірювання радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом. Повна похибка радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом дорівнює  $\pm 1,68\%$ .

**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, 6 розділів, висновків, додатків та переліку посилань.

# 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ РОЗВИТКУ ТРАНЗИСТОРНИХ СЕНСОРІВ ТИСКУ

## 1.1 Тензорезистивні MEMS сенсори тиску

Інтегральні параметричні сенсори тиску на основі тонких кремнієвих мембран з дифузійними тензорезисторами [1] застосовуються у медичній апаратурі, у сенсорах загального призначення [2]. Технологія одержання тонких кремнієвих мембран сумісна з технологією інтегральних монолітних схем, такі параметричні сенсори мають високу надійність і низьку собівартість, обумовлені груповим способом виробництва інтегральних схем, малі габарити, масу, споживану потужність і високі метрологічні характеристики. Крім того, сумісність з технологією інтегральних схем (відкриває можливість дослідження різних компонентів інтегральних схем, у першу чергу транзисторів, у якості чутливих до тиску елементів, розташованих на мембрані параметричного сенсора тиску. Результати дослідження чутливих до тиску транзисторів, при прикладенні до емітерного переходу зосередженого тиску, дозволяють підвищити чутливість таких приладів [3].

У сучасній вимірювальній техніці застосовується в багатьох сенсорах тиску тензорезистивного принцип вимірювання підійшов до своїм функціональним межі. Стабільність і стійкість до перевантажень для чутливих елементів сенсорів обмежують такі фактори, як нестабільність підкладки і дрейф опору тензорезистивних шарів. Розвиток MEMS - технологій дозволяє застосовувати вимірювальні перетворювачі механічних величин, засновані на явищі механічного резонансу. Під дією вимірюваної фізичної величини змінюється амплітуда або фаза резонансних коливань, за якими кількісно оцінюють вхідну величину [1 – 5]. Застосування кремнієвої технології дозволяє створювати високочастотні коливальні системи [6 – 11]. При використанні кремнієвого резонатора геометричні розміри на 4 - 5 порядків менше схильні до впливу температури і статичного тиску, ніж електричні характеристики (ємність, опір) [11, 12]. Частотний вихідний сигнал сенсора легко оцифровується і збільшує функціональні можливості, що дозволяє спрощувати створення інтелектуальних сенсорів фізичних величин [13 – 17]. В кінці 80-х років японська компанія Yokogawa реалізувала принципово новий частотно-резонансний сенсор DRHarр [10, 11]. Збудження коливань і перетворення частоти механічних коливань в електричний сигнал відбувається шляхом переміщення двоконтурних резонаторів в постійне магнітне поле і пропусканням змінного електричного струму через тіло резонатора в контурі збудження (рисунки 1.1).

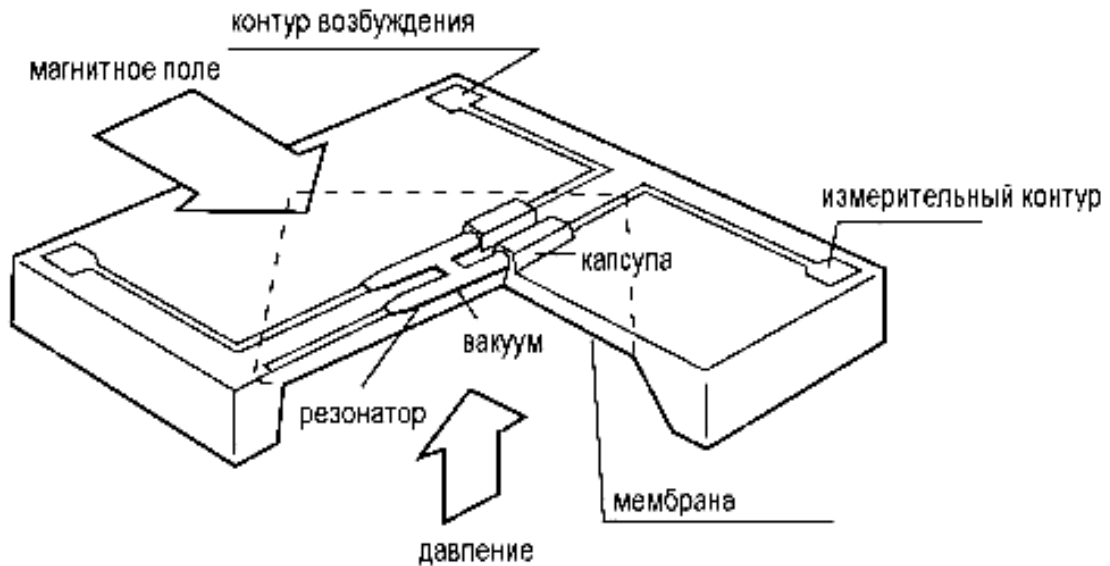


Рисунок 1.1 – Конструкція кристала чутливого елемента DPНагр

Резонатор розміщений на мембрані, витравленої в кремнієвій підкладці за допомогою рідинного анізотропного травлення кремнію. Для підвищення добротності коливань і збільшення рівня вихідного сигналу балка резонатора поміщена в вакуумовану порожнину. Залежно від знака прикладеного тиску мембрана деформується, резонатор розтягується або стискається, в результаті чого частота його власних механічних коливань відповідно зростає або зменшується. власна частота такого ненагруженого резонатора становить близько 90 кГц, при цьому на виході чутливого елемента виходить цифровий (частотний) сигнал, пропорційний величині вимірюваного тиску.

Недоліком резонансного сенсора фірми Yokogawa є низька чутливість, обумовлена тим, що сила Лоренца, що виникає тільки в одній з балок, забезпечує коливання не тільки балки, по якій протікає змінний струм, але і другої балки, з'єднаної з першою балкою перемичкою, що індукує під другою балкою змінний струм у вимірювальній схемі, що знижує чутливість перетворення при заданому значенні споживаної потужності.

Вдосконалений резонансний перетворювач тиску містить кремнієву мембрану з розташованим на ній кремнієвим резонатором, конструкція якого показана на рисунку 1.2 [15].

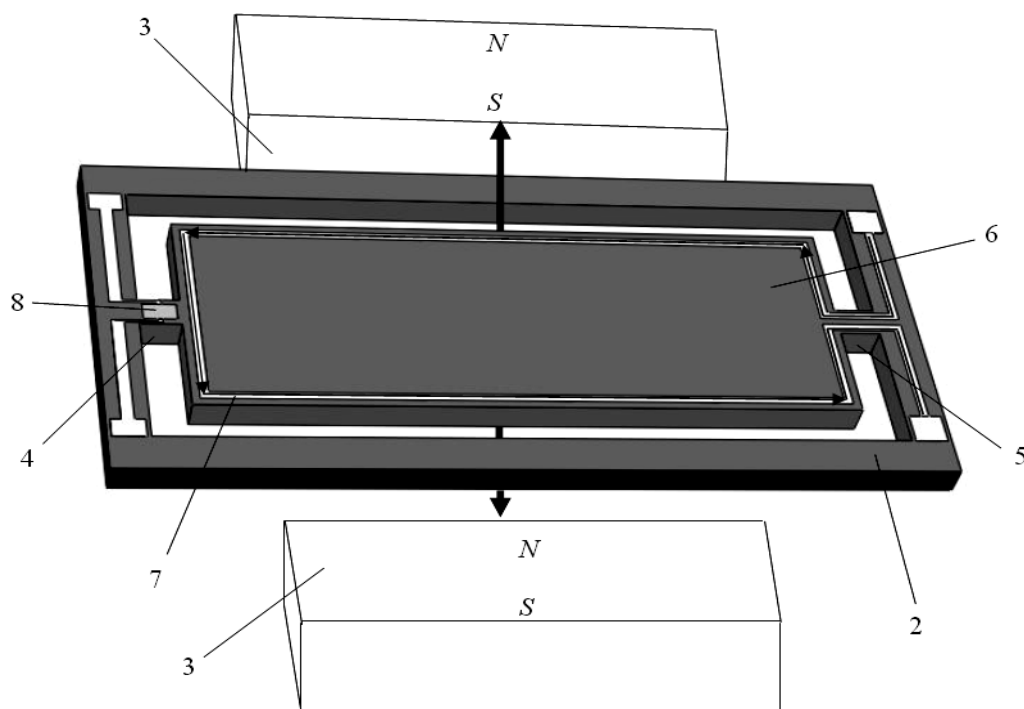


Рисунок 1.2 – Конструкція кремнієвого резонатора

Конструкція містить два постійних магніти (3), резонатор (2), виконаний в вигляді рамки, всередині якої на перемичках (4, 5) підвішена плоско-паралельна пластина (6) з напиленою на її поверхні по периметру провідною доріжкою (7), яка проходить через одну з перемичок, а на іншій перемичці розташований тензорезистор (8), що забезпечує сприйняття деформації перемичками при коливаннях пластини (6) [15].

Конструкція резонансного сенсора тиску, при якій провідна доріжка розташована по периметру плоско-паралельної пластини таким чином, що виникають дві протилежно спрямовані сили Лоренца створюють крутний момент, що забезпечує коливання плоско-паралельної пластини дозволяє вдвічі підвищити чутливість перетворення за рахунок збільшення амплітуди коливань плоско-паралельної пластини при однаковому заданому значенні споживаної потужності і збереженні високої часової стабільності характеристик [15].

У наш час сенсорам тиску з високою температурною стабільністю надається велике значення завдяки їх чудовій робочій здатності в умовах суворих температур, таких як автомобілі [16], турбіни аеромоторів [20], авіація [23], і це одна з важливих областей роботи сенсорів тиску. Високотемпературні сенсори тиску мають широкі перспективи застосування в галузі цивільної промисловості та національної оборони [25].

Завдяки швидкому розвитку в останні десятиліття технології мікрообробки, сенсори мікроелектромеханічної системи (MEMS) є основними пристроями, що використовуються для вимірювання тиску [26]. Більшість сенсорів ти-

ску виготовляються з кремнію. Однак кремнієві сенсори з рп-переходами мають недолік, тобто їх не можна використовувати при температурі вище 150 °С, оскільки струм витоку через переходи різко збільшується при 150 °С [17]. Крім того, при температурі вище 500 °С механічні властивості кремнію погіршуються, оскільки матеріал стає легко деформованим під тиском [18]. Використання матеріалу SOI може підвищити робочу температуру сенсора, але сенсор стає недійсним, оскільки кремній втрачає еластичність при 500 °С [9, 10]. Технологічний інститут штату Джорджія розробив бездротовий високотемпературний сенсор тиску з використанням керамічного матеріалу з низьким температурним режимом (LTCC). Однак сенсор тестується лише на 450 °С [11–14]. Ще одна команда в Нові-Саді (Сербія) продемонструвала в 2009 році кращу структуру, але гірші показники [15, 16]. Над металевим електродом додано два шари LTCC, що забезпечують ідеальний захист, але чутливість сенсора становить лише 25,6 кГц/бар. Xiong та ін. [17] показали вимірювання та виготовлення бездротового сенсора тиску, виготовленого за технологією HTCC MEMS, але сенсор не тестувався в середовищах з високою температурою. Нещодавно Jie Yang представив суворе середовище бездротового сенсора тиску, використовуючи високотемпературну електроніку; запропонований підхід був перевірений шляхом виготовлення зразків та випробувань на стендах при високій температурі від кімнатної температури до 450 °С [18].

Запропоновано сенсор тиску на основі технології HTCC. Технологія безконтактного вимірювання та матеріал HTCC задіяні для вирішення проблеми руйнування свинцю та погіршення еластичних властивостей матеріалів при надвисокій температурі відповідно [19]. Сенсор розглянутий в роботі [19] не має евакуаційного каналу та вихідного отвору в порядку щоб забезпечити повністю газонепроникність сенсора в суворих умовах. Бездротовий резонансний сенсор заснований на LC-схемі. Застосовуючи цей метод вилучення сигналу, сенсор має великий потенціал для збільшення діапазону робочих температур і велику перевагу в мініатюризації та своєму самоадаптивному пакеті [20].

Для вимірювання резонансної частоти сенсора при кімнатній температурі побудована точна система вимірювання частотно-тискових характеристик. Резонансна частота сенсора зчитується шляхом вилучення фазових залежностей імпедансу котушки антени. Крім того, частотно-температурну характеристику сенсора та відстань з'єднання вимірювали відповідно за допомогою системи вимірювання високих температур та платформи для випробування відстані зв'язку.

Сенсор, розроблений у роботі [21], може дорівнювати послідовному РК-резонансному ланцюгу, який складається із змінної ємності та незмінної інду-

ктивності та живиться від зчитувальної антени [21]. Резонансну частоту можна отримати з виразу:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

де  $L_s$  і  $C_s$  - індуктивність та ємність сенсора відповідно. При дії тиску на мембрани, порожнинний зазор стає вузьким і відповідно ємність збільшується [22].

Поперечний переріз моделі сенсора, що складається з чотирьох зелених стрічок, показаний на рисунку 1.3. Індуктор виконаний у вигляді квадратного спірального типу і розміщений на шарі 4. Відповідні геометричні параметри індуктивності наведені в таблиці 1.1. Конденсатор має паралельний пластинчастий тип з квадратними електродами. Нижній електрод конденсатора розміщений на верхній стороні шару 1, тоді як верхній електрод знаходиться далі верхньої сторони шару 4. Відповідні геометричні параметри конденсатора наведені в таблиці 1.2. Між двома електродами конденсатора присутній повітряний зазор. Електричне з'єднання між конденсатором пластини та індуктивністю реалізовані за допомогою металізації.

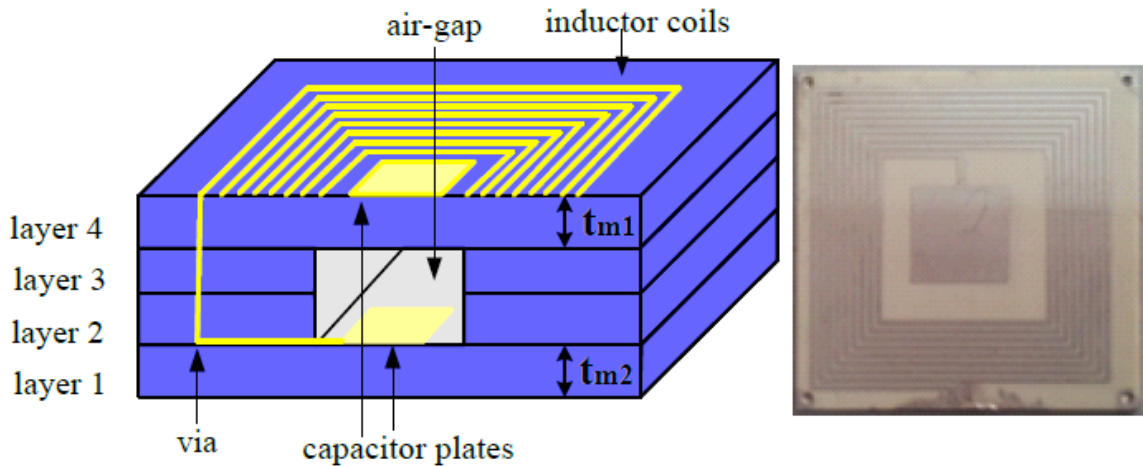


Рисунок 1.3 – Поперечний переріз сенсора і виготовлений сенсор

**Table 1.** Geometrical parameters of inductor design.

Symbol	Quantity	Value
din	inner diameter of the inductor coil	12 mm
lw	width of inductor coil	300 $\mu\text{m}$
ls	spacing between adjacent segments	300 $\mu\text{m}$
n	number of inductor coil	8

**Table 2.** Geometrical parameters of capacitor design.

Symbol	Quantity	Value
a	length of a side of cavity	7 mm
a <sub>e</sub>	length of a side of electrode	6.2 mm
t <sub>g</sub>	cavity thickness	200 $\mu\text{m}$

Стрічкові шари з електродами конденсатора виконують роль сенсорних мембран, які реагують на тиск. Вуглецева мембрана, яка запобігає руйнуванню порожнини під час ламінування стають вуглекислим газом під час спікання і поширюються в повітря через дрібні пори, які утворюються після випаровування органіки.

Зміни сигналу тиску виявляються за змінами ємності сенсорів, як показано на рисунку 1.4. Коли сенсор виготовлений, тиск у порожнині становить близько 0,166 атм, що є менше зовнішнього тиску в 1 атм. Це означає, що спочатку застосовується тиск 0,834 атм на мембрані, тому початкову квадратну паралельну ємність можна визначити як [23]:

$$C_0 = \frac{\frac{\varepsilon_0 a_e^2}{t_g + \frac{t_{m1}}{\varepsilon_r}}}{\sqrt{\frac{d_{01}(0.834 \text{ atm}) + d_{02}(0.834 \text{ atm})}{t_g + \frac{t_{m1}}{\varepsilon_r}}}} \tanh^{-1} \left( \sqrt{\frac{d_{01}(0.834 \text{ atm}) + d_{02}(0.834 \text{ atm})}{t_g + \frac{t_{m1}}{\varepsilon_r}}} \right)$$

де  $\varepsilon_r$  і  $\varepsilon_0$  - діелектрична проникність матеріалу стрічки та діелектрична проникність повітря відповідно;  $t_g$  позначає товщину порожнини,  $a_e$  - являє собою довжину однієї сторони електрода,  $t_{m1}$  - означає верхню діафрагму товщина,  $d_{01}$  (0,834 атм) і  $d_{02}$  (0,834 атм) є центральним прогином верхньої і нижньої мембран відповідно до 0,834 атм.



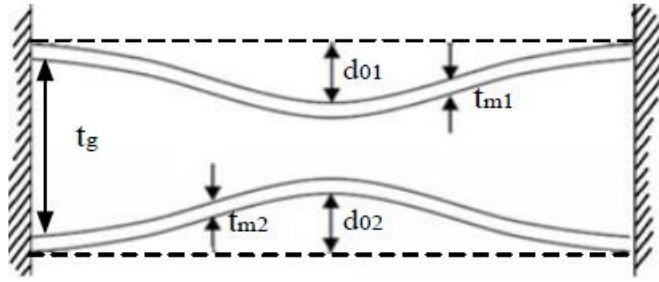


Рисунок 1.4 – Прогин мембран в результаті прикладеного тиску

Мембрана деформується під тиском, що схематично показано на рисунку 1.4. Коли тиск застосовується на мембрани, ємність сенсора можна отримати, використовуючи вираз:

$$C_{\text{plate}}(P) = \frac{C_0}{\sqrt{\frac{d_{01} + d_{02}}{t_g + \frac{t_{m1}}{\epsilon_r}}}} \tanh^{-1} \left( \sqrt{\frac{d_{01} + d_{02}}{t_g + \frac{t_{m1}}{\epsilon_r}}} \right)$$

де  $d_{01}$  і  $d_{02}$ , наведені в [24], позначають центральний прогин верхньої та нижньої мембран від прикладеного тиску відповідно.  $d_{01}$  та  $d_{02}$  при 0,1 МПа рівні для сенсора в цьому документі та розраховані значення  $d_{01}$  та  $d_{02}$  майже відповідають результату моделювання ANSYS, показаному на рисунку 1.5.

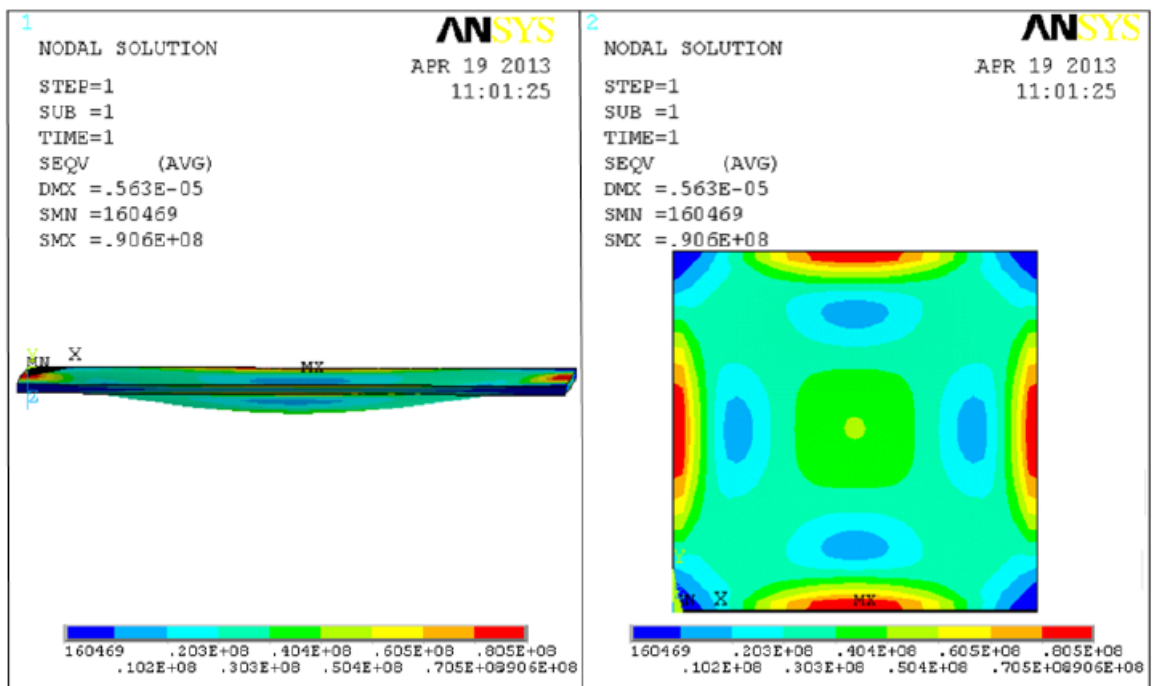


Рисунок 1.5 – Результати моделювання ANSYS

Для отримання даних передбачена бездротовий пристрій вимірювання [25]. Електрична модель системи сенсор-антена представлена на рисунку 1.6 [26].

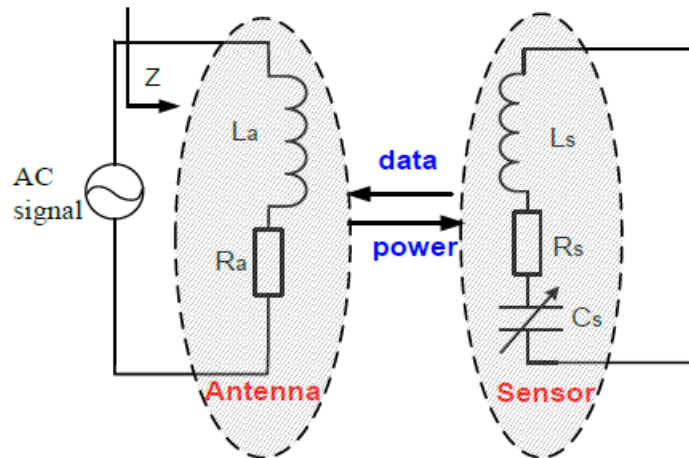


Рисунок 1.6 – Модель сенсорно-антенної системи.

Сенсорно-антенний пристрій посилає змінний сигнал, який надходить через частоту розгортки в кінці тесту сигналу на котушку індуктивності сенсора у вигляді електромагнітної енергії котушкою зчитувальної антени.

Коли частота сигналу дорівнює резонансній частоті сенсора, вхідний опір антени відповідно зміниться [27]. Резонансну частоту сенсора можна отримати за допомогою випробувальної антени, фазу імпедансу за допомогою Agilent - аналізатора імпедансу E4991A. Загальний імпеданс зчитувача антени можна описати виразом

$$Z = R_a + j2\pi f L_a \left[ 1 + \frac{k^2 \left( \frac{f}{f_0} \right)^2}{1 + j \frac{1}{Q} \frac{f}{f_0} - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2} \right]$$

де  $R_a$  - послідовний опір зчитувальної антени,  $L_a$  - індуктивність зчитувальної антени,  $Q$  – коефіцієнт добротності сенсора. З рівняння очевидно, що  $Z$  відноситься до резонансної частоти сенсора  $f_0$ . Частоту  $f_0$  можна отримати, вимірявши вхідний опір  $Z$ .

Вихідний сигнал сенсора вимірювався у формі позитивного маршруту та зворотного маршруту п'ять разів відповідно. Вимірjana характеристика сенсора показана на рисунку 1.7. Як видно, зміна резонансної залежності сенсора від тиску наближається до лінійних змін.

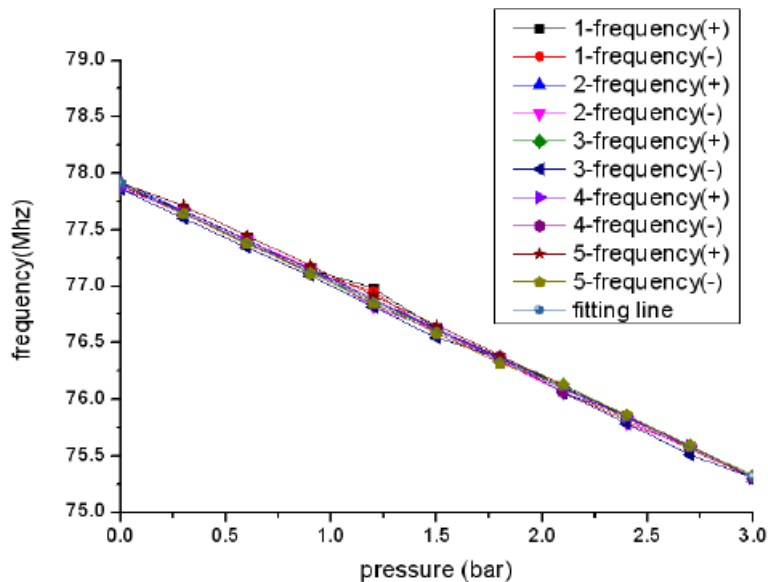


Рисунок 1.7 – Виміряна резонансна частота від зміни тиску

Резонансна частота сенсора при нульовому тиску становить 77,76 МГц, що більше, ніж при математичному моделюванні. За рахунок, що індуктивність стає малою, оскільки розміри індуктивності малі. Площа електродів конденсатора і відстань між електродами стають малими, однак зменшення площі електродів конденсатора робить більший внесок. Частота, обчислена з використанням розмірів, після виготовлення все ще менша, ніж виміряна значення та причину можна отримати з рівняння:

$$f = f_0 \left( 1 + \frac{k^2}{4} + \frac{1}{8Q^2} \right)$$

де  $f_0$  - теоретичне значення,  $f$  - виміряне значення,  $k$  позначає коефіцієнт зчеплення, а  $Q$  - фактор якості. Чутливість сенсора складає 860 кГц/бар, що нижче розрахункової чутливості, оскільки розміри керамічної стрічки та металеві фігури включають індуктивність і зміну конденсатора після виготовлення і мембрану спочатку деформована внаслідок процесу виготовлення та різниці тисків між внутрішньою та зовнішньою сторонами [20, 21].

З результатів вимірювань, показаних на рисунках 1.8 і 1.9, видно, що частота зменшується коли температура зростає і змінюється індуктивність і паразитна ємність котушки індуктивності змінюється в малих межах. Таким чином, індуктивність та паразитна ємність котушки індуктивності мало впливають на зменшення резонансної частоти сенсора при підвищенні температури. Для посилення ефекту передавача та приймача геометрію котушки індуктивності слід оптимізувати [21].

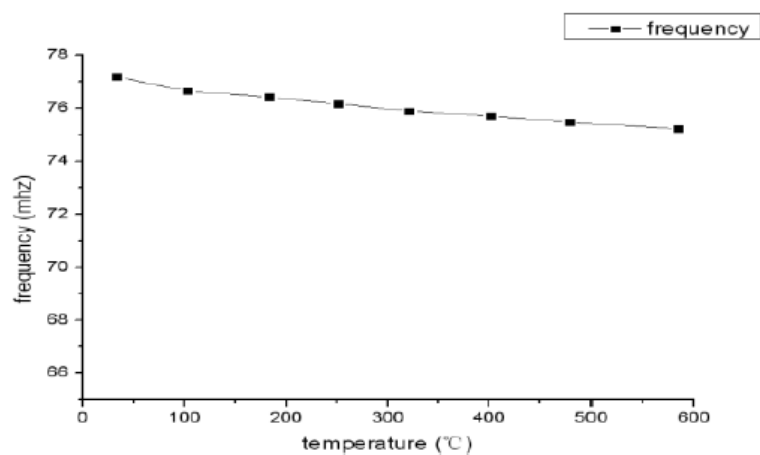


Рисунок 1.8 – Резонансна частота сенсора в залежності від температури

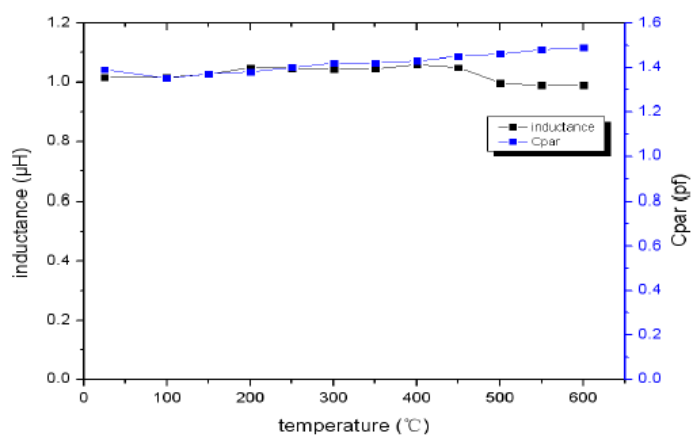


Рисунок 1.9 – Індуктивність та паразитна ємність котушки індуктивності в залежності від температури

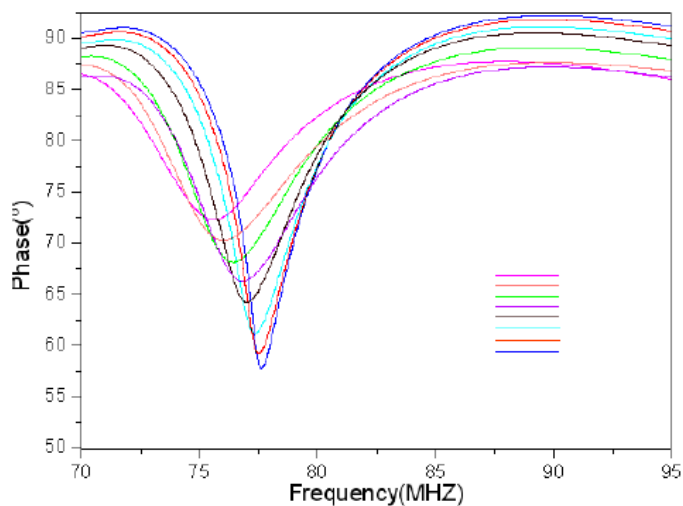


Рисунок 1.10 – Зсув фаз імпедансу від частоти сенсора від 25 °C до 600 °C

## 1.2 Резонансні MEMS сенсори тиску

Одним із методів віддаленого збудження та зчитування резонатора MEMS є оптично модульований сигнал та зчитування порожнини Фабрі Перо,

утвореної резонатором та вакуумною порожниною навколо сенсора. Резонатор коливається через тепло, поглинене сильно легованим кремнієм на довжині хвилі сигналу модуляції. Ця техніка була продемонстрована в контексті високоточних вимірювань тиску, необхідних для спостереження за геотермальною свердловиною [25, 26]. Оптимізований резонатор для цього застосування був упакований у складі волоконно-оптичного кабелю та розміщений у геотермальній свердловині на більш ніж 1200 м під землею при температурі понад 200 °C [27].

Одним з недоліків оптичного підходу є розмір та інтеграція сенсора в оптичний кабель, а також розмір та складність приймача. В якості альтернативи в роботі [28] представлено, що енергія збудження може передаватися бездротово до резонатора (в даному випадку гребінки) за допомогою індукції так, що вона коливається на своїй резонансній частоті. Потім цю частоту бездротовим способом індуктивно зчитували через окремий РК-резонатор, сформований з іншого набору гребінця на окремій частоті [29].

На противагу цьому, в роботі [30] запропоновано новий метод, коли гребінчастий пристрій приводиться в резонанс бездротовим шляхом за допомогою акустики і зчитується бездротовим шляхом через індуктивну муфту. Описаний метод демонструє більш ніж в 2 рази покращення дистанції передачі сигналу та систему зворотного зв'язку із замкнутим циклом, що дозволяє в резонаторі усунути вплив широкосмугового шуму.

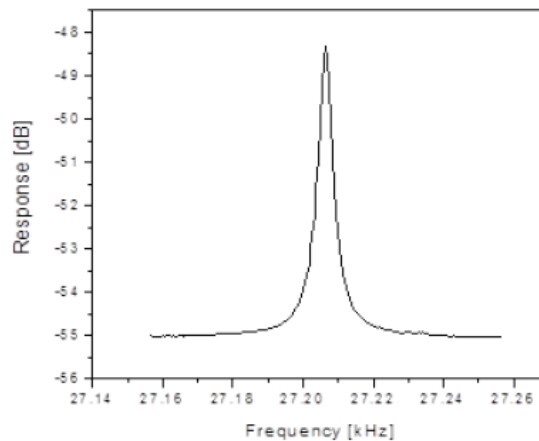


Рисунок 1.11 – Резонатори гребінчастого пристрою, центральна частота 27,2 кГц, ширина лінії 4 Гц, Q 6800

Кремнієві гребінчасті резонатори базувались на існуючих пристроях виробництва GE з подвійним набором гребінчастих зубців із розміром зазору 5 мкм та загальною довжиною 500 мкм. Послойне з'єднання використовується для ізоляції цих пристроїв у вакуумі таким чином, що вони мають характерну механічну резонансну частоту приблизно 30 кГц і Q вище 6500. Верхня плас-

тина конструкції має діафрагму, яка фізично підключена до виводу гребінця, таким чином, що відхилення діафрагми модулює резонансну частоту виходу гребінки. Вимірювання резонансної частоти та  $Q$  для цих гребінних пристроїв проводилося за допомогою мережевого аналізатора для вимірювання частоти та вимірювання вихідної потужності. На рисунку 1.11 показана АЧХ типового резонатора. Ця характеристика важлива для того, щоб визначити ефективність бездротових методів щодо необхідної потужності пристрою, виявлених рівнів сигналу, спотворення сигналу, резонансної частоти та підсилення контуру.

Першою розглянутою архітектурою в роботі [31] було акустичне введення силіконового пристрою гребінця в резонанс та вимірювання частотної характеристики за допомогою п'єзорезисторів, розташованих як частина проводу гребінця. У цьому випадку електричні аспекти пристрою MEMS не були важливими для реакції на стороні проводу. На рисунку 1.12 показані експериментальні установки та перетворювачі, що використовуються для вимірювання ефективності акустичного приводу. Декілька ультразвукових методів передачі були успішно випробувані, і недорогий квазірезонансний ультразвуковий перетворювач COTS (TR89/B, Massa Products Corporation, Хінгем, Массачусетс, США) дав найнадійніші результати [31]. Завдяки узгодженню імпедансу можна перетворити даний пристрій на дуже вузькосмуговий перетворювач. На рисунку 1.13 показано реакцію резонатора MEMS як функцію типу акустичного сенсора.

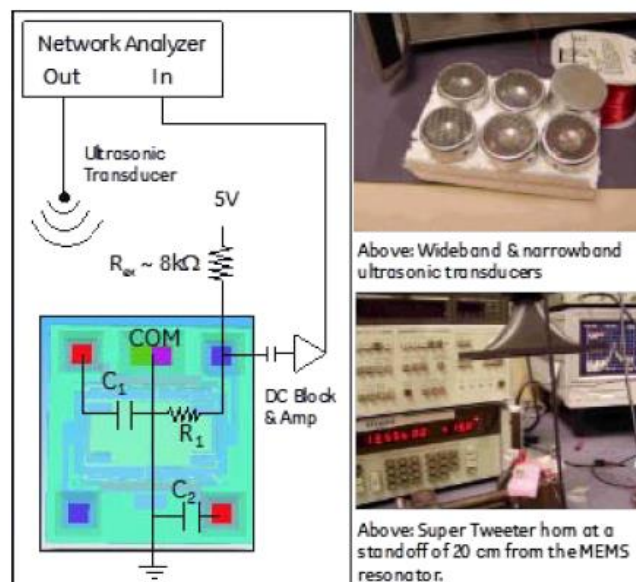


Рисунок 1.12 – Схема установки, що використовується для приводу гребінчастого пристрою при його резонансі 27,224 кГц. На рисунку зліва показано вид зверху матриці з електричним зображенням гребінчастого пристрою. На правому зображенні показані приклади акустичних сенсорів, що використовуються для резонатора

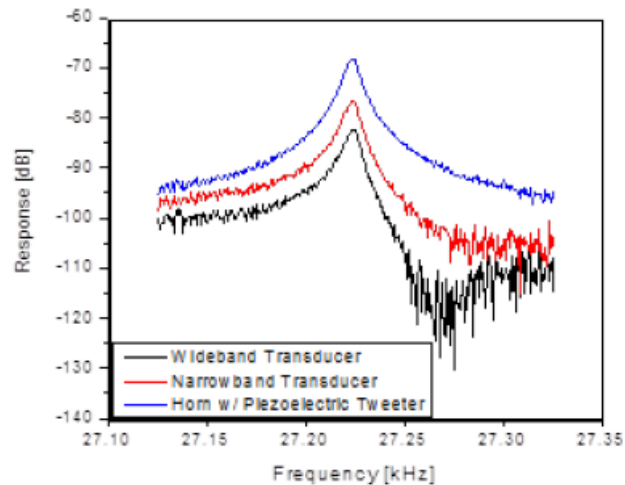


Рисунок 1.13 – Реакція резонатора MEMS

Конструкція приймальної котушки є також одним із важливих факторів ефективної подачі живлення в пристрій. Для зчитування сигналу виконується виявлення гомодину між відбитим сигналом і вихідним РЧ-сигналом. Спрощена схема цієї установки показана на рисунку 1.14 та наведена в додатку Б. На практиці фаза між локальним генератором і РЧ-відображенням визначає якість виявленого сигналу. Більшість вимірювань припускають, що в модуляції переважає FM, з невеликим залишком AM. Одним кроком за межі архітектури на рисунку 1.14 є більш загальна топологія міжфазного/квадратурного (I/Q) демодулятора, де враховується відносна фаза між локальним генератором та відбитим сигналом [25].

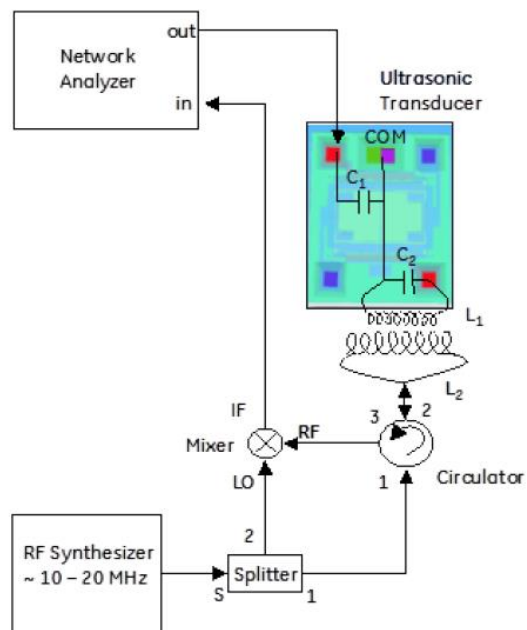


Рисунок 1.14 – Спрощена схема пристрою

Це дозволило б повністю відновити амплітуду та фазу для загальної форми модуляції. Ця архітектура приймача також дозволить змінювати зміщення в часі між Котушкою "зчитувача" та котушкою "сенсора". Обробка сигналів I та Q виводів дозволяє приймачу відстежувати максимальну амплітуду сигналу, припускаючи, що коливання відносної фази є "повільними" щодо пропускної здатності сигналу. Використовуючи цю конфігурацію, можна усунути залежність прийнятого сигналу від відносної фази між локальним генератором і зворотним відбиттям від антени.

Одне практична складність полягає в тому, що для вимірювання акустичної частоти для виявлення резонансу є використання дуже дорогого мережевого аналізатора. Для недорогих пристроїв бажано мати пристрій «автовизначення» власної резонансної частоти [26]. Це зазвичай досягається шляхом отримання вихідного сигналу детектора, а потім застосування підсилення та подачі його назад до сигналу приймача, як показано на рисунку 1.15.

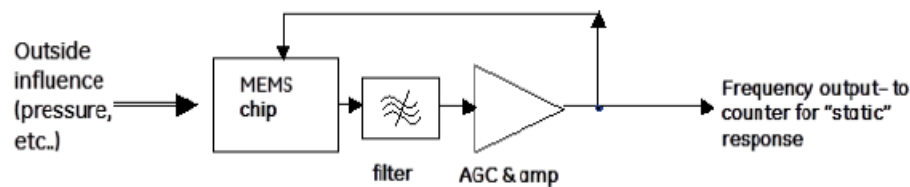


Рисунок 1.15 – Приклад циклу зворотного зв'язку, який може бути використаний для виявлення резонансу резонатора

Маючи достатній коефіцієнт підсилення та мінімальний фазовий зсув, система може змушувати самостійно коливатися від широкосмугового шуму через високий Q мікромеханічного резонатора.

Резонансні сенсори тиску в останні роки широко використовуються в галузі точного вимірювання тиску за їх переваги в точності та довготривалій стабільності. Крім того, резонансні сенсори тиску забезпечують прямий інтерфейс з цифровими схемами і придатні для віддаленої передачі через їх квазіцифрових вихідних сигналів. Резонансні сенсори тиску мають ряд суттєвих переваг перед іншими звичайними сенсорами тиску в мікроелектромеханічних системах (MEMS) [11, 12]. Точність і стабільність п'єзорезистивних сенсорів тиску та ємнісних сенсорів тиску, наприклад, обмежені електронікою сенсорів та схемами інтерфейсу. Ці сенсори дуже сприйнятливі до електричних шумів та електричного дрейфу, що призводить до неточності та погіршення довготривалої стабільності. Навпаки, тривалий дрейф резонансних сенсорів тиску насамперед виникає внаслідок зміни механічних властивостей резонаторів. Загальновизнано, що точність та стабільність добре спроектованих резонансних



сенсорів тиску на порядок кращі, ніж у п'єзорезистивних сенсорів тиску та ємнісних сенсорів тиску [23].

Як основа типового резонансного сенсора тиску, резонатор використовується як резонансний тензометр для виявлення відхилення чутливої до тиску діафрагми. Щоб отримати високий механічний коефіцієнт якості ( $Q$ -коефіцієнт) для високої продуктивності, резонатор зазвичай інкапсулюють у вакуумі, щоб зменшити ефект гасіння газу. Для вакуумної інкапсуляції резонансних сенсорів тиску були використані різноманітні технології. Технологія евакуації скляних труб була використана у виробках серії RPT, виготовлених GE Druck [24–26]. Технологія прямого злиття кремнію була використана в продуктах серії 8000, виготовлених GE Druck [23], і в сенсорах P90, виготовлених Thales Avionics [27]. Унікальний процес, спеціально розроблений Yokogawa Electric, використовував селективний ріст епітаксії, селективне анізотропне травлення та технологію евакуації водню [18, 19]. Також використовували анодне скріплення [10], традиційну зварену герметичну вакуумну металеву упаковку [11–15] та адгезивне вакуумне з'єднання [16]. Більше того, все ще існують інші резонансні сенсори тиску, упаковані у вакуум [17–20], включаючи конструкції, що використовують геттерні матеріали [21]. Незважаючи на те, що ці сенсори досягають високих показників, часто із загальною точністю вимірювання 0,01% у повній шкалі (FS) для високого коефіцієнта  $Q$  близько 104 [3,5,8], вакуумне пакування резонансних сенсорів тиску є дуже складним і досить дорогим.

Щоб зменшити складність та вартість упаковки, загальновизнано, що інші резонансні сенсори, такі як віброжироскопи Коріоліса та резонансні акселерометри, зазвичай упаковуються при атмосферному тиску. Класичними випадками є гіроскопи осі Z Bosch [22] з коефіцієнтами  $Q$  1200, гіроскопи серії iMEMS ADXRS від Analog Devices [23] з коефіцієнтами  $Q$  45 і резонансними акселерометрами SA30 SensoNor [24] з коефіцієнтами  $Q$  більше 1000. резонансних сенсорів, які успішно упаковуються при атмосферному тиску. Також повідомляється про резонансний сенсор тиску, який дозволяє резонатору підтримувати прямий контакт у вимірюваному діапазоні середовища тиску 0–120 кПа [25, 26]. При атмосферному тиску можна досягти лише низького коефіцієнта  $Q$  резонатора, але низький коефіцієнт  $Q$  не означає низької точності. На точність резонансного сенсора також впливає відношення сигнал/шум (SNR) мікросхема сенсора і схема управління зворотним зв'язком. Традиційні денсиметри вібраційного дроту з коефіцієнтами  $Q$  менше 100, але набагато більшими амплітудами сигналу можуть навіть досягти точності 0,05% [27, 28]. Крім того, резонансний сенсор тиску, упакований під атмосферним тиском, все одно матиме хорошу довготривалу стабільність, подібно до сенсора, упакованого у

вакуумі [29], завдяки властивій характеристиці того, що його механічні властивості домінують у довгостроковому дрейфі.

У роботі [32] пропонується електростатично приведений в дію гребінцевий сенсор резонансного тиску, який призначений для герметичного упакування мікромеханічного резонатора в сухому повітрі при атмосферному тиску. Сенсор призначений для здійснення недорогого вимірювання резонансного тиску із середньою точністю. Представлено конструкцію, процес виготовлення та результати початкової характеристики прототипу сенсора. Експериментальні результати демонструють доцільність нової конструкції резонансного сенсора тиску, і отримано високий коефіцієнт  $Q$ .

Розглянемо конструкція сенсора представлену у роботі [33]. Структура базується на комерційно доступній пластині "кремній на ізоляторі" (SOI) через її високий вихід і простий, але надійний процес виготовлення. Крім того, монокристалічний верхній шар кремнію забезпечує дуже високий власний  $Q$ -коефіцієнт матеріалу резонатора. Резонатор підвішений над центром діафрагми за допомогою двох тумб, закріплених на поверхні діафрагми. Діафрагма виконана з нижнього шару, а тумби сформовані з використанням шару заглибленого оксиду (ZO). Для мінімізації ефекту гасіння газу між резонатором і діафрагмою обраний шар ZO розміром 4 мкм, який є найбільш товстим шаром, доступним у стандартних комерційних пластинах SOI. Більше того, використовуються електростатичне збудження та ємнісна детекція. Коли тиск вимірюваного середовища збільшується, відхилення чутливої до тиску діафрагми змінює жорсткість резонатора, що призводить до збільшення його резонансної частоти. На рисунку 1.16 показано схематичне креслення резонансного сенсора тиску. Резонатор - це вдосконалена двостороння структура камертона (DETF) з двома інерційними рухомими пластинами, підкріпленими вісьмома чутливими до напруги балками та підвісною гнучкою пружиною [32].

Оскільки резонатор інкапсульований при атмосферному тиску,  $Q$ -коефіцієнт сенсора резонансного тиску обмежений. Для оптимізації роботи сенсора резонансного тиску було докладено дві основні зусилля. По-перше,  $Q$ -фактор повинен бути якомога більшим. Високий  $Q$ -фактор відіграє вирішальну роль не тільки тому, що він покращує чутливість і роздільну здатність резонансного сенсора тиску, але й тому, що спрощує схему управління зворотним зв'язком і зменшує вплив небажаних зовнішніх перешкод. Для усунення збурювального ефекту схеми управління зворотним зв'язком необхідний  $Q$ -коефіцієнт більше 1000 [32]. По-друге, SNR чіпа сенсора також повинен бути якомога більшим, що може ефективно підвищити точність і роздільну здатність резонансного сенсора тиску. Великий SNR означає незначне перешкоду

шуму та спрощену схему інтерфейсу. Відповідно, зменшується загальна похибка мікросхеми сенсора та схеми.

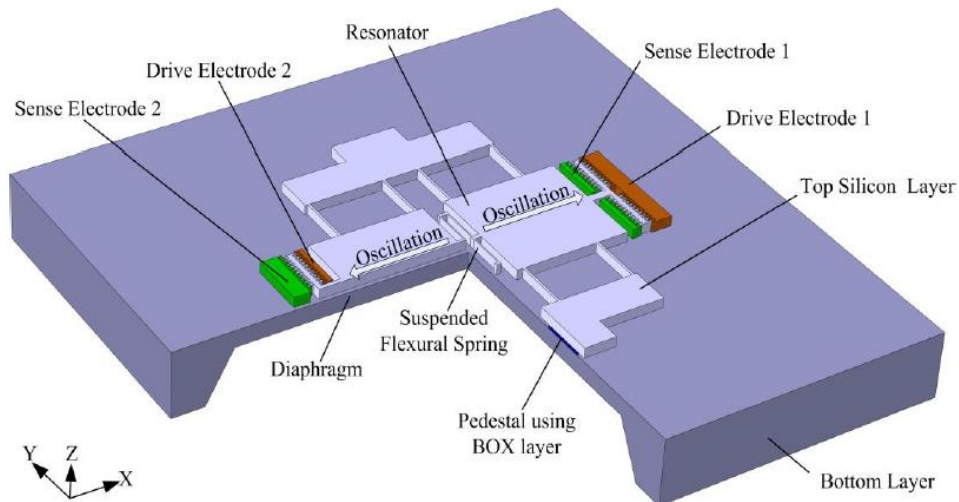


Рисунок 1.16 – Схематичне креслення резонансного сенсора тиску

Існує два основних методи отримання великого SNR: збільшення амплітуди сигналу та зменшення шуму. Для збільшення амплітуди сигналу мікросхеми сенсора в якості резонаторного шару вибирають товстий верхній шар кремнію 60 мкм, а електростатичні гребінці мікрофабрикують, використовуючи глибоке реактивне іонне травлення з високим співвідношенням сторін (DRIE). Щоб зменшити шумові порушення, диференціальні електростатичні гребінці використовуються в якості приводу і сенсорних елементів, а для ємнісної детекції використовується метод електромеханічної амплітудної модуляції (EAM).

Оскільки чутливі до напруги балки та підвішена гнучка пружина вібрують разом у бажаному динамічно збалансований позафазовий режим (режим 2), а нелінійна вібраційна поведінка ігнорується відносно невелика амплітуда вібрації, резонансна частота в робочому режимі резонатора може виражатись як [32]:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{8Ehw_b^3}{l_b^3} + \frac{4Ehw_s^3}{l_s^3} + \frac{48Nhw_b}{5l_b}} = f_0 \sqrt{1 + \frac{12Nw_b l_b^2 l_s^3}{5E(2l_s^3 w_b^3 + l_b^3 w_s^3)}}$$

де  $l_b$  і  $w_b$  позначають довжину і ширину чутливого до напруг променя,  $l_s$  і  $w_s$  представляють довжина і ширина підвішеної згинальної пружини, а  $N$  - на-

пруження в осьовому напрямку чутливий до напруг промінь, спричинений вигином діафрагми.

На рисунку 1.17 показано та наведено в додатку В перші шість форм режиму вібрації сенсора резонансного тиску, а варіації резонансної частоти перших шести режимів вібрації із прикладеним тиском зображені на рисунку 1.18 та наведені в додатку Д [32]; режими вібрації вищого порядку не викликають занепокоєння. Резонатор коливається в динамічно збалансованому позафазний режим і паралельний діафрагмі, що відповідає Q-фактору, розробленому вище. Крім того, робочий режим добре відокремлений від сусідніх режимів у повному діапазоні тиску 100...400 кПа.

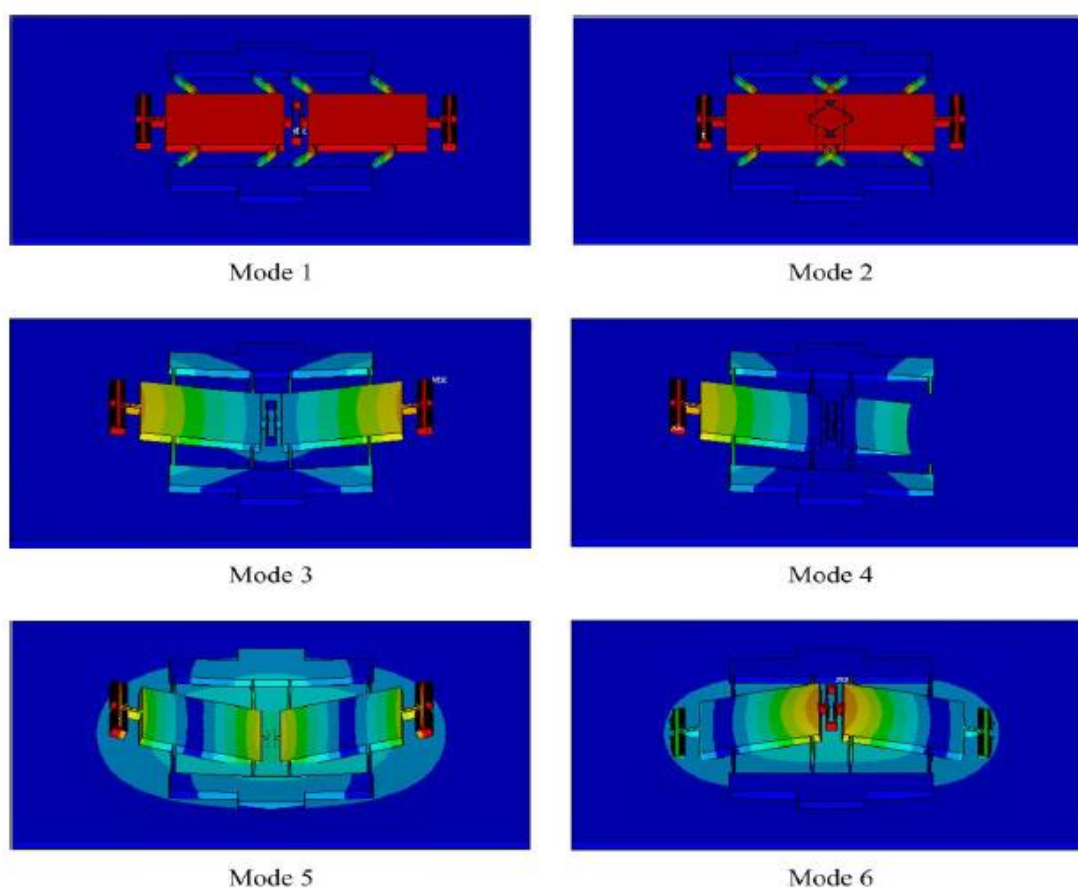


Рисунок 1.17 – Перші шість форм режиму вібрації резонансного сенсора тиску, змодельовані за допомогою ANSYS

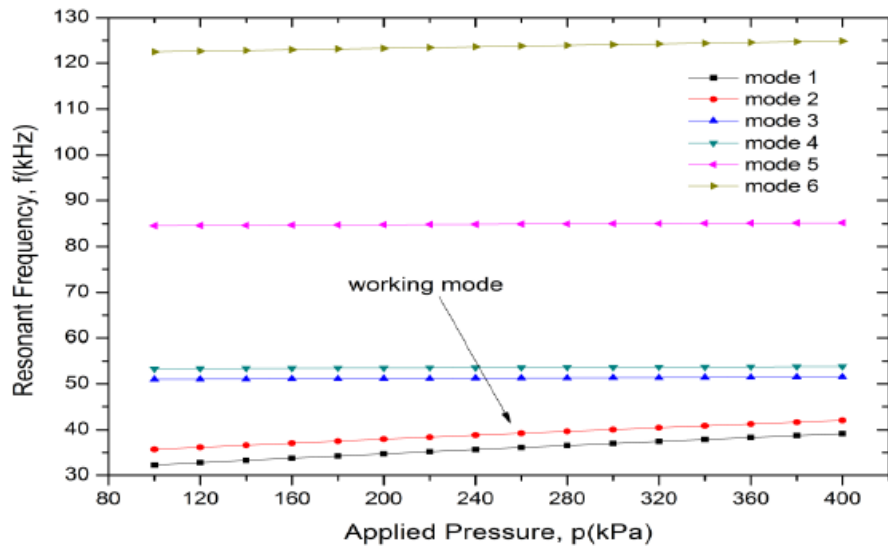


Рисунок 1.18 – Резонансні зміни частоти перших шести режимів вібрації в порівнянні із прикладеним тиском

На рисунку 1.19 представлена схема конструкції корпусу сенсорів резонансного тиску. Мікросхема сенсора встановлюється на спеціальну 16-контактну основу ковару з епоксидною смолою, яка дозволяє діафрагмі просто закривати отвір тиску під час дії вимірюваного середовища тиску (див. рисунок 1.19 б). Потім кришка з ковару герметично закривається на сухому повітрі при атмосферному тиску шляхом ультразвукового зварювання. В результаті резонатор ізолюється від вологи та забруднення частинками.

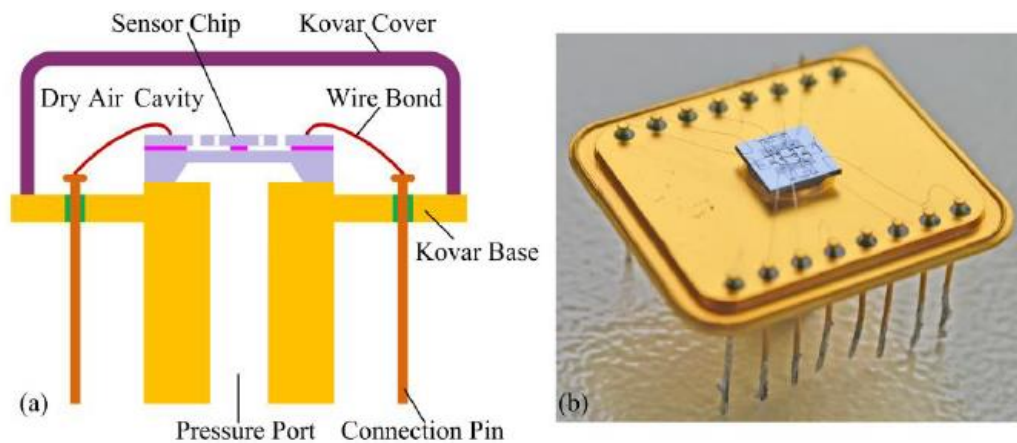


Рисунок 1.19 – Схематичне зображення резонансного сенсора тиску (а); резонансного типу; Корпус резонансного сенсора тиску перед герметичним ущільненням (б)

### 1.3 П'єзорезистивні сенсори тиску

Принцип роботи п'єзорезисторів полягає у зміні опору самого матеріалу внаслідок прикладеного напруження. Загалом п'єзорезистори виготовляються з кремнію або інших напівпровідників, таких як германій. Тут напруга модифікує ширину зазору  $i$ , отже, рухливість носіїв заряду (електронів і дірок). Отже, істотна зміна питомого опору індукується через залежність від рухливості та щільності носіїв заряду [33]. П'єзорезистори також можуть бути виготовлені з використанням металів. Зазвичай метали в основному використовуються для виготовлення тензорезисторів, що використовують зміну опору, викликану змінами геометрії сенсора, як це детально пояснюється в наступному розділі. Однак деякі метали, такі як нікелеві та платинові сплави, мають більші зміни питомого опору щодо зміни опору, викликані геометричними змінами. З цих причин багато тактильних сенсорів використовують металеві п'єзорезистори або з простою геометрією, або як тензосенсори, поєднуючи тим самим питомий опір і геометричні зміни.

Щоб мінімізувати розмір чутливого елемента, технологія MEMS може суттєво сприяти використанню високих п'єзорезистивних реакцій таких п'єзорезисторів. Таким чином можна досягти кількох переваг, таких як висока чутливість у поєднанні з малими розмірами та простотою інтеграції в пристроях MEMS та на друкованих платах (друкованих платах), які можуть бути використані в якості сенсорних електродів [33]. Загалом, резистивні тактильні сенсори, а також ємнісні, зазвичай потребують простого кондиціонування сигналу, і тому п'єзорезистори MEMS можуть забезпечувати велику кількість сенсорних елементів на одиницю площі.

Однак основними недоліками цих напівпровідникових та металевих п'єзорезисторів є їх крихкість та жорсткість, а також використання дорогих матеріалів та чутливість до температури. Ці недоліки можна частково подолати, вбудувавши п'єзорезистори в гнучкі полімери, такі як поліамід. З матеріальної точки зору ці розчини не є класичними композитами, де частинки однорідно дисперговані в полімерній матриці. Тут, на відміну від цього, більшість випадків жорсткі матеріали інтегровані або вбудовані в гнучку підкладку, щоб зменшити жорсткість сенсора, утворюючи таким чином композит у більш широкому визнанні цього визначення. Деякі приклади повідомляються в літературі [49,50], де показано використання поліаміду замість склопластику, який зазвичай виготовляють тверді ПХД. Завдяки розумному дизайну на таких гнучких підкладках були продемонстровані тактильні сенсори, що покривають двовимірні поверхні з малими радіусами, навіть отримуючи пристрої з можливістю 3D зондування [33].

Гнучкість п'єзорезисторів відбувається за рахунок чутливості і частково мініатюризації, оскільки п'єзорезистивні сенсори іноді стають громіздкими.

Сенсори сили MEMS, вбудовані в гнучкі поліамідні підкладки, були розроблені Ахмедом та співавторами [22], що демонструє здатність контролювати сили та тиск на неплоских поверхнях. Ніхромова (Ni-80% / Cr-20%) плівка товщиною близько 35 нм була нанесена кількома літографічними візерунковими шаблями на гнучку поліамідну підкладку і використана для побудови половинної геометрії містка Уїтстона в суспендованій оксиді алюмінію ( $Al_2O_3$ ) шар (рисунок 1.20).

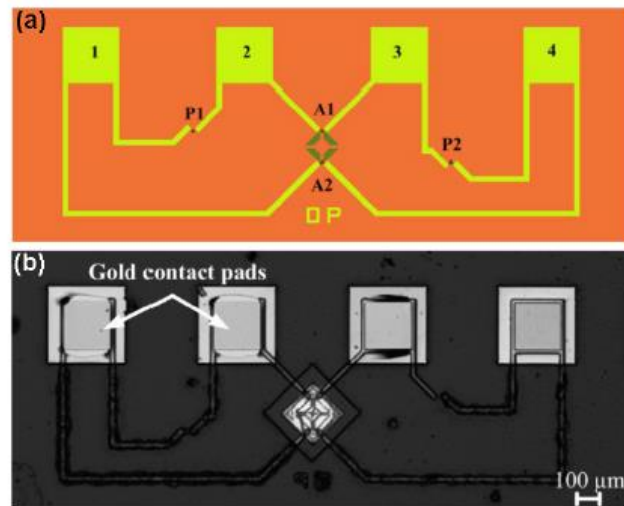


Рисунок 1.20 – Схема сенсора сили MEMS, що показує активний (A1 і A2) і пасивний (P1 і P2) п'єзорезистори, встановлені в половинній конфігурації моста Уїтстона (а); мікрофотографія оптичного мікроскопа сенсора сили, вбудованого в гнучкий шар поверх сенсора (б) [33]

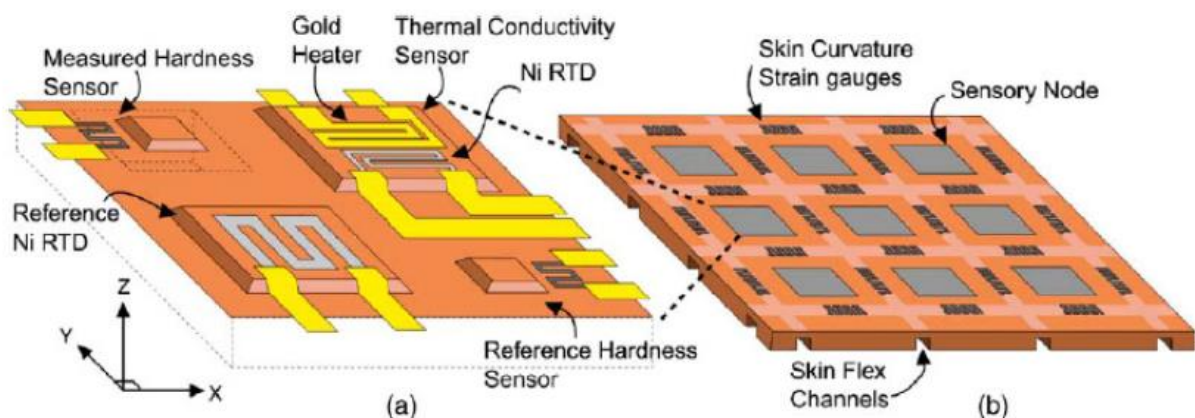


Рисунок 1.21 – Схема багатофункціонального зондування шкіри. (а) Один вузол сенсора, що показує чотири вбудовані сенсори: еталонний сенсор температури; сенсор теплопровідності; сенсори сили контакту та твердості; (б)

Кожен вузол сенсора розміщений у вигляді масиву, щоб сформувати зондуєчий шар з тензометричними сенсорами кривизни шкіри, щоб нанести на карту поверхневий шар.

Кераміка широко застосовується в мікросистемних додатках завдяки властивим їй особливостям, які включають герметичність, хімічну бездіяльність, стійкість до високих температур. Більшість мікросенсорів, таких як сенсори тиску, сенсори витрати тощо створюються з використанням кремнієвого матеріалу [21–26]. Однак в останні роки технологія низькотемпературної керамічної спіралі (LTCC) застосовується в різних галузях, зокрема електрохімічні прилади, біомедичні прилади, сенсори тиску, сенсори витрати тощо, [27–30]. Також зростає інтерес до створення високотемпературних сенсорів тиску з використанням технології LTCC. У 2002 р. English, Allen та ін. [21, 24] вперше створив бездротовий пасивний високотемпературний тиск сенсор на основі технології LTCC; чутливість сенсора може досягати 150 кГц/бар. Хоча технологія інтеграції LTCC оптимізувала процес виготовлення тиску ємності сенсор, чутлива до тиску мембрана, яка заснована на керамічному матеріалі, все ще демонструє наступні недоліки [34]:

(1) чутливість сенсора нижча, що спричинено відсутністю в'язкості керамічного матеріалу;

(2) жорсткість керамічного матеріалу занадто висока і впливає на термін служби та характеристики чутливої мембрани;

(3) процес виготовлення призводить до деяких деформації в чутливій до мембрани LTCC, і ці деформації викликають перешкоди в теоретичні розрахунки моделі та практичне застосування сенсора;

(4) товщину стрічки LTCC (тип: Dupont 951), яка використовується для виготовлення сенсора, обмежена, і не можна зменшити її товщину, оскільки тонша чутлива мембрана важко формується.

Для вирішення вищезазначених проблем та підвищення ефективності роботи сенсора ми пропонуємо новий метод підготовки керамічного сенсора тиску LTCC, який використовує залізо-нікель-кобальт 4J33 сплав для чутливих мембранних матеріалів. Сплав залізо-нікель-кобальт 4J33 (як чутлива мембрана), а керамічна підкладка (виготовлена з використанням технології LTCC) зварена між собою тісно технологія паралельного ущільнення шва. Нарешті, виготовлений сенсор перевіряється бездротовим способом при кімнатній температурі навколишнього середовища та набір досліджень тиску перевіряють чутливість сенсора [34].

Застосовується схема бездротової пасивної резонансної телеметрії, і сенсор може достовірно реєструватись зміни тиску з використанням відповідних змін електричних характеристик, які отримують з зовнішня зчитувальна антена



на через бездротову сполучну лінію. Система зондування показана на рисунку 1а, а еквівалентний імпеданс виглядає з випробувальної антени можна розробити за допомогою схемного аналізу [34]

$$Z_{eq} = j2\pi fL_R \left[ 1 + k^2 \frac{\left(\frac{f}{f_s}\right)^2}{1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2 + \frac{j}{Q_s} \left(\frac{f}{f_s}\right)} \right] = j2\pi fL_R (1 + jk^2 Q_s)$$

де  $f$ ,  $f_s$  - частота збудження та резонансна частота сенсора відповідно.  $k$  – це коефіцієнт зчеплення, а  $Q_s$  - коефіцієнт якості сенсора. Принцип роботи сенсора полягає в тому, що зміна тиску перетвориться на зміну резонансної частоти сенсора, і тиск буде точно виявлено шляхом моніторингу зміни резонансної частоти сенсора.

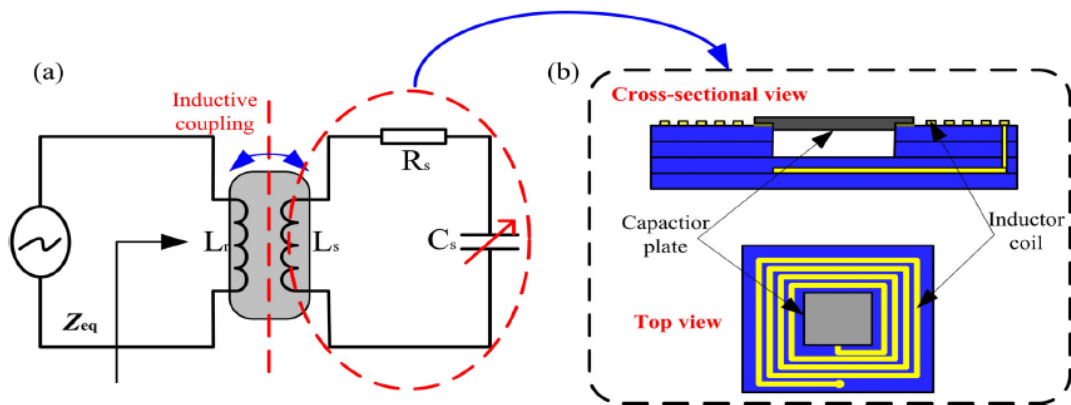


Рисунок 1.22 – Концепція бездротового пасивного зондування (а); схеми проектування сенсора тиску (б)

Принципова схема запропонованого сенсора тиску у роботі [34] показана на рисунку 1.22, і сенсор містить фіксовану індуктивність  $L$  та гнучку ємність  $C$ , інтегровані на керамічній підкладці, з'єднаній із формою послідовний резонансний контур. Коли зовнішній тиск повітря відрізняється від тиску в герметичній порожнині, відбувається деформація мембрани, чутлива до тиску, що приводить до змін вбудованої ємності і відповідно зміщення частоти резонансу  $C$  і  $LC$ .

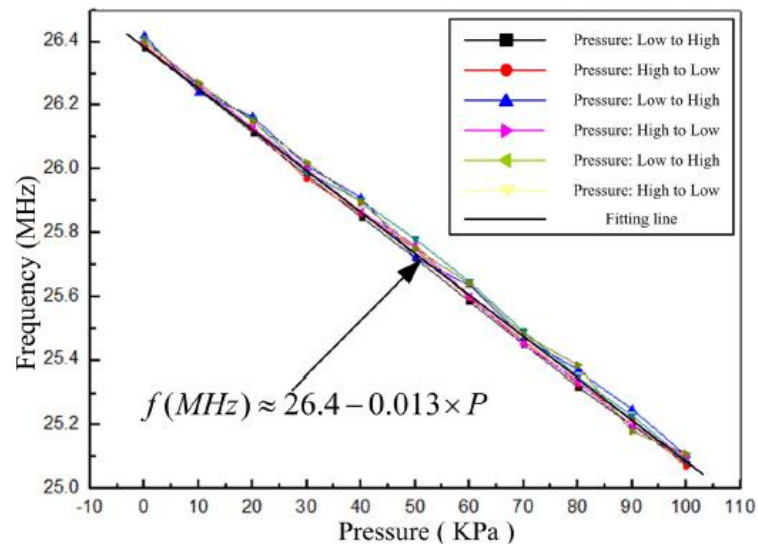


Рисунок 1.23 – Резонансна частота сенсора проти тиску

Чутливість сенсора становить приблизно 13 кГц/кПа. На підставі експериментальних досліджень зроблено авторами [34] висновок, що помилка повторюваності, похибка гістерезису та нелінійність сенсора складають приблизно 4,25%, 2,13% та 1,77% відповідно.

Завдяки високоточним мікросенсорам барометричного тиску були предметом великих досліджень їх застосування в галузях аерокосмічних досліджень, контролю за атмосферним тиском тощо [31]. Залежно від механізмів виявлення ці мікросенсори можна класифікувати за ємнісним тиском сенсори [22, 23], п'єзоелектричні сенсори тиску [24, 25], п'єзорезистивні сенсори тиску [26, 27] та резонансні сенсори тиску [28]. Порівняно з нерезонансними сенсорами тиску, є резонансні сенсори тиску перевага «квазіцифрового» виходу, що дозволяє легко підключати цифрову електроніку і, таким чином забезпечує високу роздільну здатність та надійність. Крім того, резонансні сенсори тиску мають чудові характеристики довготривала стабільність, оскільки резонансна частота не залежить від нестабільної або дрейфуючої електрики сигнали, а скоріше про механічні властивості конструкції [29, 30].

Для досягнення високої продуктивності використовуються резонатори зазвичай ізолюється від навколишнього середовища вакуумною упаковкою [23, 24]. Однак для MEMS сенсорів тиску, вакуумна упаковка відрізняється від звичайних пакувальних аналогів на основі керамічного або металевого герметичного ущільнення, що може призвести до компрометації пристроїв MEMS протягом виробничий процес завдяки їх рухомим та крихким конструкціям. Таким чином, з'єднання на рівні пластини яке може захистити пристрої MEMS від подальших процесів переважно для реалізації вакуумної упаковки [25].

Вакуумні упаковки на рівні шарів мають переваги невеликих розмірів, низької вартості та сумісності процеси мікроелектроніки. Основним процесом герметизації є склеювання пластини ковпачка з основою пристрою для пристроїв MEMS. Мікро-ковпачок може забезпечити надійний захист, захищаючи тендітні механічні деталі від можливого впливу та руйнування після виготовлення [26, 27].

Для вакуумної упаковки на рівні шарів було запропоновано різноманітні методи склеювання, такі як проміжний шар, кремнієво-кремнієвий термоядерний зв'язок та кремній-скляний анодний зв'язок [28]. Серед цих підходів є електричні взаємозв'язки між скріплюючим мікро-ковпачком і підкладка пристрою створює кілька проблем для вакуумної упаковки. Вони часто використовують цінні площі штампа джерело руйнування або витоків і ускладнюють герметизацію порожнини завдяки доданим етапам процесу [33].

У роботі [33] було використано нечутливий низькотемпературний клей на основі VCB техніка скріплення для реалізації вакуумної інкапсуляції. Цей клей на основі органічного клею має переваги порівняно низької температури склеювання, хорошої гнучкості конструкції та низької комерційної вартості. Крім того, такий підхід може полегшити електричні зв'язки із зовнішньою допомогою візерунків електродів через інтерфейс склеювання. Однак обмежена фізичними властивостями органічних матеріалів, погана довготривала вакуумна герметичність є його фатальним дефектом.

В даний час субстрат SOI широко використовується в MEMS пристроїв завдяки простим, але надійним етапам виготовлення, вищій врожайності та міцним конструкціям. Процедури виготовлення пропонуваного сенсора базувались на спрощеному виробництві SOI-MEMS процеси, що вимагають лише три фотолітографічні кроки.

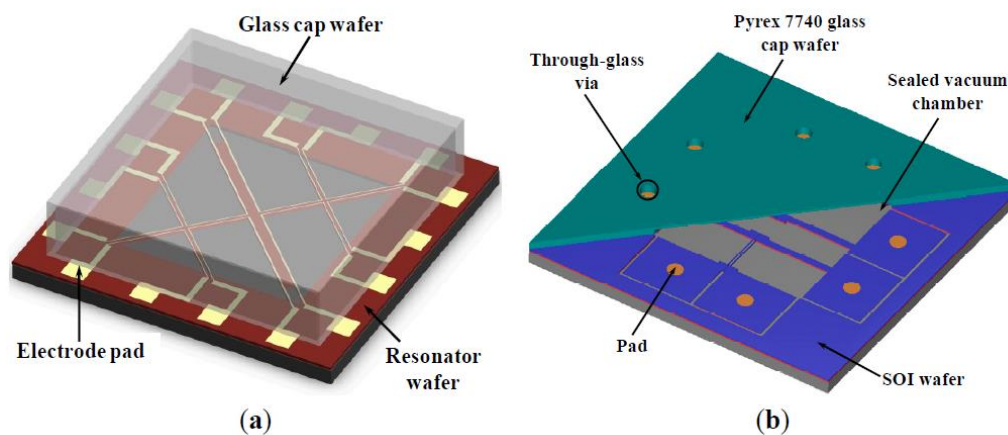


Рисунок 1.24 – Основні структурні схеми двох конструкцій вакуумної упаковки на рівні шарів

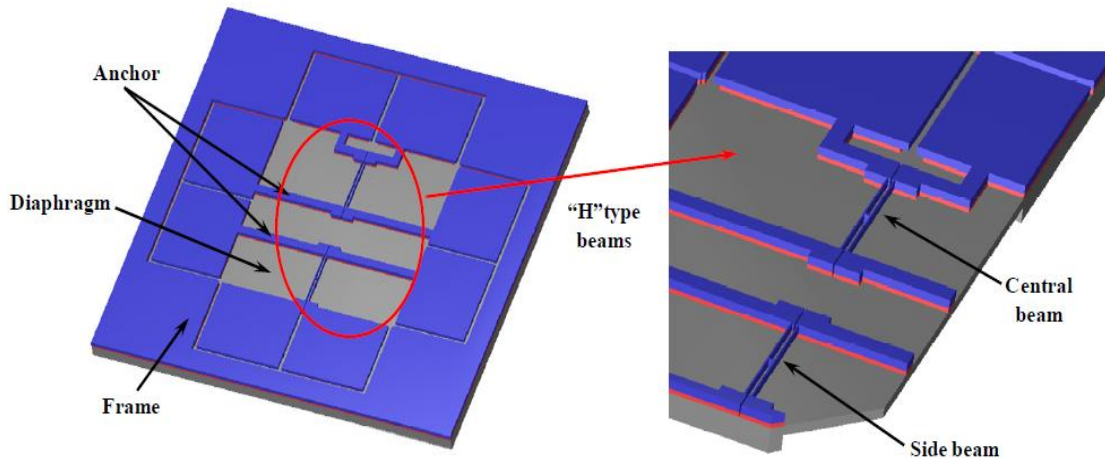


Рисунок 1.25 – Принципові схеми сенсора перепаду тиску, виготовлені на пластина SOI включає квадратну мембрану з кремнієвим чутливим до тиску і два типи «Н» подвійно затиснуті резонансні балки

Тиск при вимірюванні викликає прогин діафрагми, що переводиться на осьове напруження розтягування в центральній балці та осьове стискаюче напруження в бічному пучку, що призводить до зсуву резонансної частоти в бік протилежного вказівки, що забезпечують диференціальний вихід.

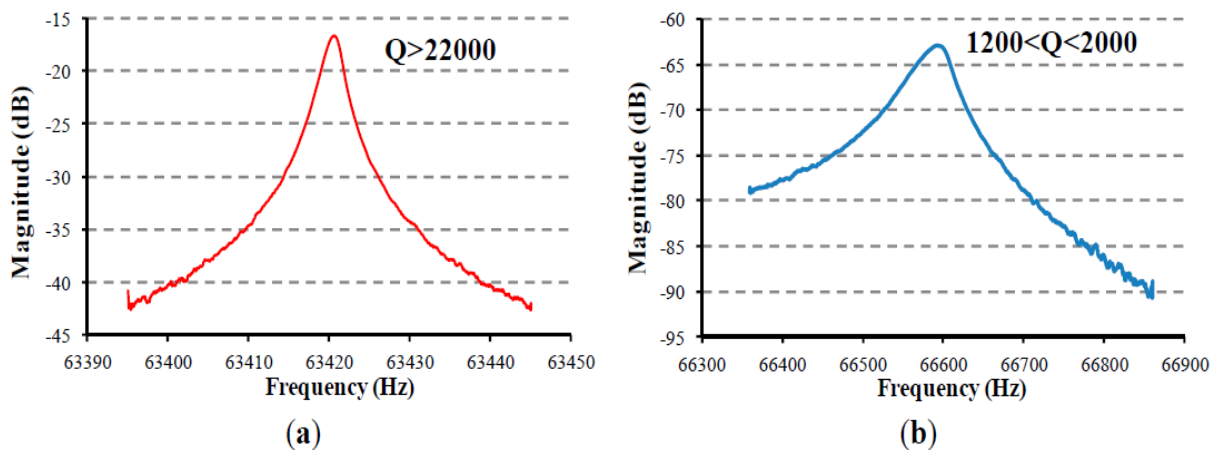


Рисунок 1.26 – Випробування на розімкнуту петлю для отримання Q-коефіцієнта резонансного пучка зв'язаного SOI-скляна пластинка з (а) і без (б) геттерної плівки, осідає всередині порожнини, яка можна легко продемонструвати, що геттерний матеріал є ефективним

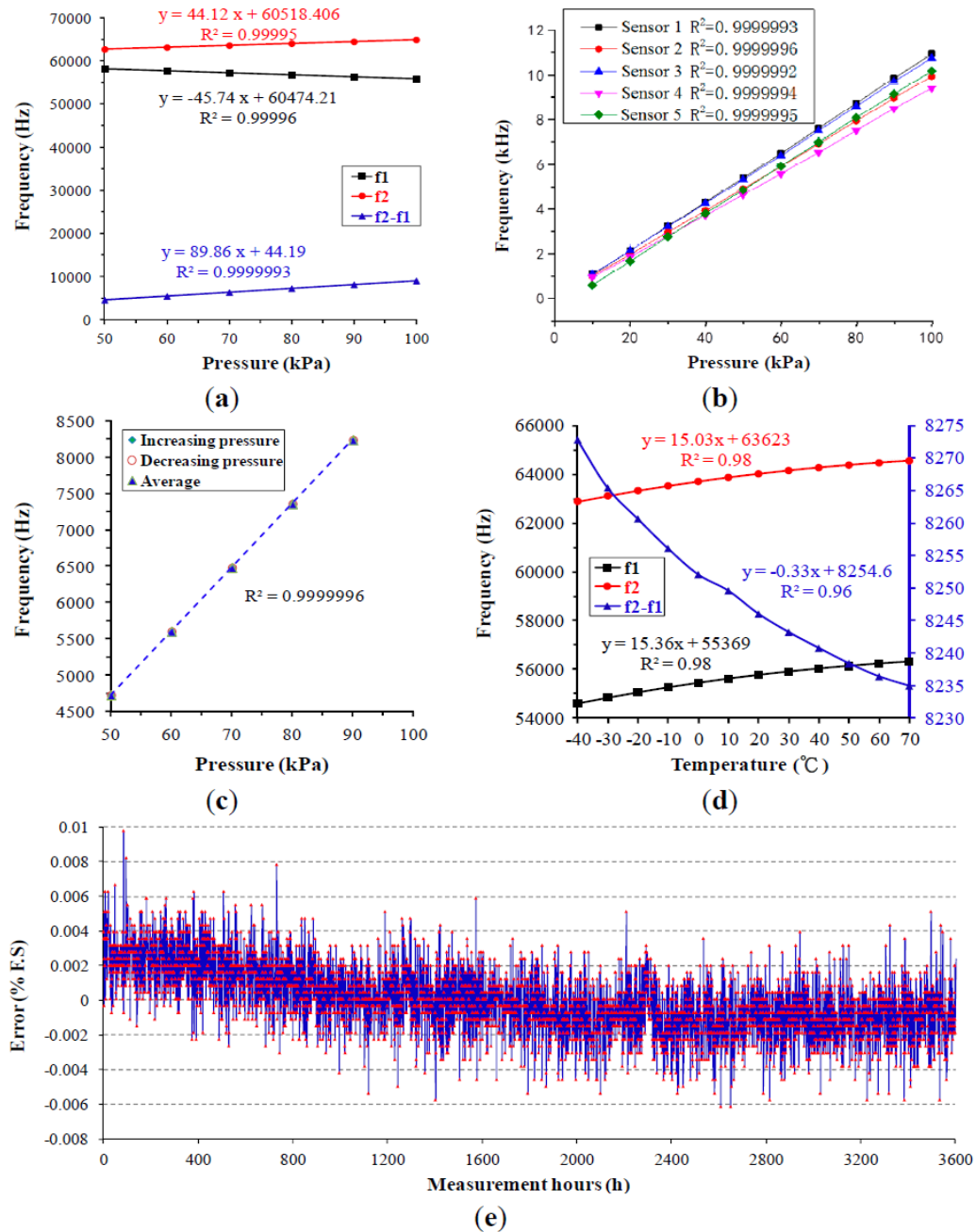


Рисунок 1.27 – (а) Резонансні частоти бічного променя ( $f_1$ ) та центрального променя ( $f_2$ ) та вихід диференціальної частоти ( $f_2 - f_1$ ) типового сенсора проти прикладеного тиску при 20 °С. Диференціальний вихід з майже збалансованою чутливістю двох пучків покращує нелінійність і чутливість сенсора; (б) Графік резонансної частоти 5 сенсорів тиску проти прикладеного тиску, що вказує на нелінійність 0,02% в межах діапазон тиску від 50 кПа до 100 кПа; (с) Кількісна максимальна похибка гістерезису 0,03% Ф.С. і (d) резонансний зсув частоти як функція температури при тиску 90 кПа в діапазоні від -40 °С до 70 °С; (е) Нульова довготривала стабільність мікросенсора резонансного тиску, похибка стабільності 0,01%

#### 1.4 Висновки до розділу

1. Аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням деформаційних ефектів в MEMS структурах і конструкціям сенсорів тиску на їх основі показує, що розробка радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом є перспективним напрямком у розвитку апаратних засобів вимірювання тиску для сучасних мікропроцесорних систем контролю і управління. Резонансні MEMS сенсори тиску представляють високі метрологічні показники поряд з тенденцією до мініатюризації, поліпшенням вартісних характеристик, можливістю їх інтелектуалізації на основі конструктивної та технологічної сумісності з цифровими пристроями обробки вимірюваної інформації.

2. Аналіз сучасного рівня розробок конструкцій резонансних MEMS сенсорів тиску дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, температурної стабільності, стабільності електричних характеристик сенсорів, надійності, собівартості тощо.

## 2 ОСНОВИ ТЕОРІЇ ДІЇ ТИСКУ НА НАПІВПРОВІДНИКОВИЙ МАТЕРІАЛ

Фізичними основами ефектів які виникають при дії тиску на напівпровідникові матеріали є зміщення енергетичних рівнів при дії тиску і зв'язана з цим зміна енергетичного спектру електронів і дірок в залежності від дії тиску, а це призводить до зміни електричних характеристик напівпровідникового матеріалу [4, 6]. В однорідних напівпровідникових матеріалах зміщення енергетичних рівнів призводить до залежності опору від дії тиску, тобто виникає тензорезистивний ефект [3, 9, 7, 8]. Під час дії тиску на р-n перехід або на інший напівпровідниковий матеріал електричні характеристики пристрою будуть функціями тиску [4, 6, 10].

При розгляді зонної структури напівпровідникового матеріалу відомо, що зона провідності має шість еквівалентних мінімумів, де  $\Delta_1$  - набір мінімумів, які розташовані у напрямку  $\langle 100 \rangle$ . Валентна зона має максимум при  $\vec{K} = 0$ , де  $\vec{K}$  є хвильовим вектором електрона. Причому біля вершини валентної зони існує двократне виродження по енергії. Якщо на напівпровідниковий матеріал діє тиск, то симетрія напівпровідникового матеріалу у загальному випадку зменшується і змінюється спектр електронів. В цьому випадку відбувається повне або часткове виродження спектру у напівпровідниковому матеріалі. У випадку визначення спектру електронів у деформованому напівпровідниковому матеріалі використовується теорія збудження [6]. Зміна енергії з малими деформаціями напівпровідникового матеріалу описується виразом [6]

$$\Delta E^{(n)}(\vec{K}, \varepsilon_{ik}) = E_n^{(n)}(\vec{K}, \varepsilon_{ik}) - E_0^n(\vec{K}) = \sum_{i,j} D_{ij}^{(n)} \varepsilon_{ij} \quad , \quad (2.1)$$

де  $\varepsilon_{ik}$  – тензор дії тиску на напівпровідниковий матеріал

$$\varepsilon_{ik} = 1/2 \left( \frac{\partial U_i}{\partial x_k} + \frac{\partial U_k}{\partial x_i} \right) \quad , \quad (2.2)$$

де  $U_i$  – складова вектора зміщення точки кристалічної ґратки напівпровідникового матеріалу при дії тиску,  $E_n^{(n)}(\vec{K}, \varepsilon_{ik})$  і  $E_0^n(\vec{K}, \varepsilon_{ik})$  – енергії електрона в  $n$ -ій зоні, відповідно в деформованому і без дії тиску напівпровідниковому матеріалі,  $D_{ij}^{(n)}$  – константи деформаційного потенціалу напівпровідникового матеріалу. Для системи координат, яка співпадає з головними осями тензора  $D_{ij}^{(n)}$ ,

зміщення кожного екстремуму зони провідності напівпровідникового матеріалу описується виразом [6]

$$\Delta E(\varepsilon) = D_{11}\varepsilon_{11} + D_{22}\varepsilon_{22} + D_{33}\varepsilon_{33} = \Xi_d(\varepsilon_{11} + \varepsilon_{22} + \varepsilon_{33}) + \Xi_u\varepsilon_{33} \quad , \quad (2.3)$$

де  $\Xi_d = D_{11} = D_{22}$  – стала, яка характеризує вплив всебічного стиснення, а  $\Xi_u = D_{33} - D_{11}$  – вплив одноосної дії тиску на напівпровідниковий матеріал. У напівпровідниковому матеріалі енергетичні мінімуми зони провідності розташовані у кристалографічних напрямках  $\langle 100 \rangle$ ,  $\langle 010 \rangle$ ,  $\langle 001 \rangle$  і зворотному рівні (типу  $\Delta_1$ ). В цьому випадку зміщення рівнів при дії тиску на напівпровідниковий матеріал для перших трьох мінімумів буде описуватись виразами [6]

$$\begin{aligned} \Delta E_{11}[100] &= \Xi_d\Delta + \Xi_u\varepsilon_{11} \ ; \\ \Delta E_{22}[010] &= \Xi_d\Delta + \Xi_u\varepsilon_{22} \ ; \\ \Delta E_{33}[001] &= \Xi_d\Delta + \Xi_u\varepsilon_{33} \ , \end{aligned} \quad (2.4)$$

де  $\Delta$  – зміна об'єму при дії тиску на напівпровідниковий матеріал, яка описується виразом

$$\Delta = \varepsilon_{11} + \varepsilon_{22} + \varepsilon_{33} \quad . \quad (2.5)$$

У загальному вигляді система рівнянь (2.4) описується співвідношенням [9]

$$\Delta E_{ii} = \Xi_d\Delta + \Xi_u\varepsilon_{ii} \quad , \quad (2.6)$$

де  $i$  – коефіцієнт, який набуває значень 1,2,3. При значних тисках зсуву в деяких випадках мінімуми зони провідності можуть зміститись до краю зони Брілюєна і тоді при дії тиску на напівпровідниковий матеріал зміна енергії екстремумів описується системою рівнянь [6]

$$\begin{aligned} \Delta E_1 &= \Xi_d\Delta + \Xi_u\varepsilon_{11} + \Delta E / 4 - 2|\Xi'_u\varepsilon_{23}| \ ; \\ \Delta E_2 &= \Xi_d\Delta + \Xi_u\varepsilon_{22} + \Delta E / 4 - 2|\Xi'_u\varepsilon_{13}| \ ; \\ \Delta E_3 &= \Xi_d\Delta + \Xi_u\varepsilon_{33} + \Delta E / 4 - 2|\Xi'_u\varepsilon_{12}| \ , \end{aligned} \quad (2.7)$$

де  $\Xi'_u$  – стала деформаційного потенціалу напівпровідникового матеріалу, яка характеризує вплив зсуву,  $\Delta E$  – різниця енергій між тими рівнями, які є нижніми, якщо тиск не діє на напівпровідниковий матеріал. Це означає, що дефо-



рмація зсуву  $\varepsilon_{23}$  викликає розщеплення екстремуму у напівпровідниковому матеріалі, який знаходиться у напрямку  $\langle 100 \rangle$ . Вершина валентної зони без дії тиску напівпровідникового матеріалу знаходиться у стані виродження у точці  $\vec{K} = 0$ , то при дії тиску на напівпровідниковий матеріал зміна валентної зони носить складний характер. Енергія дірок у напівпровідниковому матеріалі за відсутності дії тиску описується виразом [6]

$$E_{1,2}(\vec{K}) = AK^2 \pm \sqrt{\xi_K} \quad , \quad (2.8)$$

а у кристалі напівпровідникового матеріалу при дії тиску [6]

$$E_{1,2}(\vec{K}\varepsilon) = AK^2 + a\Delta \pm \sqrt{\xi_K + \xi_\varepsilon + \xi_{\varepsilon K}} \quad , \quad (2.9)$$

де

$$\xi_K = B^2K^4 + C^2(K_1^2K_2^2 + K_1^2K_3^2 + K_2^2K_3^2) \quad , \quad (2.10)$$

$$\xi_\varepsilon = b^2 \left( (\varepsilon_{11} - \varepsilon_{22})^2 + (\varepsilon_{22} - \varepsilon_{33})^2 + (\varepsilon_{33} - \varepsilon_{11})^2 \right) + d^2 (\varepsilon_{12}^2 + \varepsilon_{13}^2 + \varepsilon_{23}^2) \quad , \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \xi_{\varepsilon K} = & Bb \left( 3(K_1^2\varepsilon_{11} + K_2^2\varepsilon_{22} + K_3^2\varepsilon_{33}) - K^2\Delta \right) + \\ & + 2Dd(K_1K_2\varepsilon_{12} + K_1K_3\varepsilon_{13} + K_2K_3\varepsilon_{23}) \quad , \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$K^2 = K_1^2 + K_2^2 + K_3^2 \quad , \quad (2.13)$$

де  $a, b, d$  – сталі деформаційного потенціалу напівпровідникового матеріалу для валентної зони,  $A, B, C$  – параметри валентної зони напівпровідникового матеріалу, які характеризують ефективні маси дірок,  $D^2 = C^2 + 3B^2$ ,  $a\Delta$  – ізо- тропна деформація, яка призводить до зміщення зони напівпровідникового ма- теріалу. Анізотропна деформація дає розщеплення зон напівпровідникового матеріалу

$$E_{v^+} - E_{v^-} = 2\sqrt{\xi_\varepsilon} \quad , \quad (2.14)$$

де  $E_{v^+}$  – розташування вершини верхньої валентної зони напівпровіднико- вого матеріалу при дії тиску, а  $E_{v^-}$  – нижньої зони напівпровідникового мате- ріалу. Зміщення і розщеплення вершини валентної зони напівпровідникового матеріалу описується виразом [6]

$$\Delta E_v = a\Delta \pm \sqrt{\xi_\varepsilon} . \quad (2.15)$$

При досить високих тисках на напівпровідниковий матеріал, коли  $\Delta E \gg kT$  ( $T$  – абсолютна температура,  $k$  – стала Больцмана), нижні мінімуми зони провідності напівпровідникового матеріалу збагачені електронами, а стеля валентної зони напівпровідникового матеріалу збагачена дірками, у цьому випадку ширина забороненої зони у напівпровідниковому матеріалі при дії тиску визначається виразом [7]:

$$E_{g^{(ef)}}(\varepsilon) = E_{g0} + \Delta E_{g^{(ef)}} , \quad (2.16)$$

$$\Delta E_{g^{(ef)}} = \Delta E_{c\min} - \Delta E_{v\max} , \quad (2.17)$$

де  $\Delta E_{v\max} = \Delta E_v$  – зміщення верхнього рівня валентної зони напівпровідникового матеріалу при дії тиску,  $\Delta E_{c\min} = \Delta E_c$  – зміщення нижнього мінімуму зони провідності напівпровідникового матеріалу при дії тиску. Положення рівня Фермі напівпровідникового матеріалу під час дії тиску визначається формулою

$$E_F = \Delta E_F + E_{F0} , \quad (2.18)$$

де  $\Delta E_F$  – зміна положення рівня Фермі напівпровідникового матеріалу при дії тиску. При дії тиску зміна рівня Фермі  $\Delta E_F$  у напівпровідниковому матеріалі  $n$ -типу провідності у випадку невідродженого напівпровідникового матеріалу визначається формулою [6]

$$\Delta E_F = kT \ln \left[ 1 / n_0 \sum_{j=1}^N n_{0j} \exp(-\Delta E_j / kT) \right] , \quad (2.19)$$

де  $n_{0j}$  – концентрація електронів у  $j$  – мінімумі напівпровідникового матеріалу,  $n_0$  – повна концентрація електронів без дії тиску на напівпровідниковий матеріал,  $\Delta E_j$  – деформаційне зміщення  $j$  – мінімуму,  $N$  – кількість енергетичних мінімумів у напівпровідниковому матеріалі. При малих тисках які діють на напівпровідниковий матеріал і однотипних мінімумах  $\Delta E_j \ll kT$  можна записати вираз [6]:

$$\Delta E_F = 1 / N \sum_{j=1}^N \Delta E_j . \quad (2.20)$$

Для тих видів дії тиску на напівпровідниковий матеріал, які призводять до однакового зміщення усіх мінімумів зони провідності, рівень Фермі напівпровідникового матеріалу зміщується разом з краєм зони

$$\Delta E_F = \Delta E_c . \quad (2.21)$$

Для випадку сильного виродження електронів у напівпровідникового матеріалу, коли дія тиску мала, зміщення рівня Фермі описується формулою [6]

$$\Delta E_F = \frac{\sum_{j=1}^N m_{ej} n_{0j}^{1/3} \Delta E_j}{\sum_{j=1}^N m_{ej} n_{0j}^{1/3}} . \quad (2.22)$$

Для однотипних рівнів зміщення рівня Фермі напівпровідникового матеріалу визначається виразом (2.21). При дії тиску зміна рівня Фермі в матеріалі р-типу провідності відбувається при ізотропній дії тиску на напівпровідниковий матеріал. Деформаційне зміщення валентних зон у напівпровідниковому матеріалі як цілого і зміщення рівня Фермі співпадають

$$\Delta E_F = \Delta E_v = a\varepsilon . \quad (2.23)$$

Анізотропна дія тиску на напівпровідниковий матеріал р-типу провідності рівень Фермі не змінює.

У деформованому напівпровідниковому матеріалі перерозподіл електронів між рівнями призводить до зміни концентрації носіїв заряду у зоні провідності напівпровідникового матеріалу. Концентрація у власному напівпровідниковому матеріалі при дії тиску описується виразом [6]

$$n_i = n_{i0} \exp(-\Delta E_{g(ef)} / kT) . \quad (2.24)$$

Концентрації носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі n-типу провідності ( $N_d \gg n_i$ ) описуються формулами [6]

$$n_n = N_d + n_{i0}^2 / N_d \exp(-\Delta E_{g(ef)} / kT) , \quad (2.25)$$

$$n_p = n_{i0}^2 / N_d \exp(-\Delta E_{g(ef)} / kT) , \quad (2.26)$$

де  $N_d$  – концентрація донорних домішок у напівпровідниковому матеріалі. Аналогічні співвідношення отримані для напівпровідникового матеріалу з р-типом провідності ( $N_A \gg n_i$ ) з акцепторними домішками  $N_A$  [6]

$$p_p = N_A + n_{i0}^2 / N_A \exp(-\Delta E_{g(ef)} / kT) , \quad (2.27)$$

$$p_n = n_{i0}^2 / N_A \exp(-\Delta E_{g(ef)} / kT) , \quad (2.28)$$

Якщо тиски великі, умови ( $N_d \gg n_i$ ) і ( $N_A \gg n_i$ ) порушуються, тоді концентрація носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі потрібно розраховувати згідно з виразами [6]

$$n = 1 / 2N_d \left[ (1 + 4n_i^2 / N_d^2)^{1/2} + 1 \right] , \quad (2.29)$$

$$p = 1 / 2N_A \left[ (1 + 4n_i^2 / N_A^2)^{1/2} - 1 \right] . \quad (2.30)$$

Враховувати складну зонну структуру напівпровідникових матеріалів необхідно у тому випадку, коли при дії тиску зона розщеплюється і в процесі провідності бере участь тільки частина рівнів. У даному випадку концентрації носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі описується співвідношенням [6]

$$n = 2 / h^3 (kT / 2\pi)^{3/2} \sum_{i=1}^N m_{ei}^{3/2} \exp[-(E_{ci} - E_F / kT)] , \quad (2.31)$$

$$p = 2 / h^3 (kT / 2\pi)^{3/2} \sum_{j=1}^N m_{hj}^{3/2} \exp[-(E_F - E_{v0} - \Delta E_{vj} / kT)] , \quad (2.32)$$

У сильно виродженого напівпровідникового матеріалу, зміна концентрації носіїв заряду значно менша у порівнянні з невиродженим напівпровідниковим матеріалом, це пов'язано із зменшенням тензорезистивного ефекту зі збі-

льшенням концентрації легуючої домішки. Причиною появи домішкових рівнів у забороненій зоні напівпровідникового матеріалу може бути як атоми домішок, які проникли у напівпровідниковий матеріал, а також різні дефекти: порушення структури, дислокації, та інш. Зміна спектру електронів під час дії тиску на напівпровідниковий матеріал призводить до зміщення домішкових рівнів. У випадку багатодолінної зонної структури домішковий рівень напівпровідникового матеріалу вироджений у такій же мірі, як і край зони, а деформація у рівній мірі знімає виродження у обох зонах. При деформаційному розщепленні зони напівпровідникового матеріалу кожний з екстремумів супроводжується своїм малим домішковим рівнем. Швидкість зміщення такого рівня відносно відповідної зони на два порядки менша, ніж швидкість зміщення країв зони і зміщення ширини забороненої зони напівпровідникового матеріалу. Швидкість зміщення глибокого рівня напівпровідникового матеріалу при дії тиску більша, так кожний із глибоких рівнів характеризується своєю швидкістю зміщення. Якщо положення домішкового рівня напівпровідникового матеріалу у зоні змінюється з тиском

$$E_i = E_{i0} + \Delta E_i \quad , \quad (2.33)$$

де  $\Delta E_i$  – зміна енергії іонізації напівпровідникового матеріалу, то в середньому для оцінок глибоких рівнів описується виразом [6]

$$\Delta E_i \approx 1 / 2 \Delta E_{g(e_f)} \quad . \quad (2.34)$$

## 2.1 Дія тиску на напівпровідниковий матеріал і зміщення домішкових центрів

Перерозподіл носіїв заряду напівпровідникового матеріалу між зміщеними рівнями при дії тиску на напівпровідниковий матеріал і зміщення домішкових центрів, які є центрами рекомбінації, призводить до зміни рухливості неосновних носіїв заряду напівпровідникового матеріалу. При малих тисках, зміна рухливості зв'язана з тензорезистивним ефектом. Тензорезистивний ефект – це зміна електричного опору напівпровідниковий матеріал внаслідок дії тиску, який створює деформацію [9]. Тензорезистивний ефект описується з використанням деяких понять з теорії пружності. При великих тисках, залежність рухливості напівпровідникового матеріалу має складний характер. Рухливість носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі зв'язана з його масою  $m$  виразом

$$\mu = \tau q / m , \quad (2.35)$$

де  $\tau$  – середній час релаксації у напівпровідниковому матеріалі, який вважається незалежним від дії тиску. Поверхні постійної енергії електронів поблизу мінімумів у відповідних енергетичних зонах є еліпсоїди обертання з осями симетрії, які орієнтовані в кремнію по осі  $\langle 100 \rangle$ . Кожний еліпсоїд постійної енергії характеризується двома різними масами – уздовж осі еліпсоїда  $m_{\parallel}$  і перпендикулярно до неї  $m_{\perp}$ , яким відповідають різні рухливості -  $\mu_{\parallel}$  і  $\mu_{\perp}$ . Відношення рухливостей у напівпровідниковому матеріалі  $K$  має назву фактора анізотропії рухливості

$$K = \mu_{\perp} / \mu_{\parallel} . \quad (2.36)$$

Перерозподіл носіїв заряду напівпровідникового матеріалу між енергетичними рівнями при дії тиску приводить до зміни внеску цих двох компонентів у загальну рухливість носіїв заряду напівпровідникового матеріалу по відношенню до недеформованого напівпровідникового матеріалу. Ефективна рухливість електронів описується виразом [6]

$$\mu_n = \sum_{i=1}^N (n_{pi} / n_p) \mu_i , \quad (2.37)$$

де  $\mu_i$  – рухливість електрона напівпровідникового матеріалу в  $i$  – мінімумі уздовж напрямку струму. Величину  $\mu_i$  можна визначити через  $\mu_{\parallel}$  і  $\mu_{\perp}$ . Без дії тиску на напівпровідниковий матеріал р-типу провідності, рухливість електронів уздовж осі  $\langle 100 \rangle$  описується виразом [6]

$$\mu_{n0} = 1/3\mu_{\parallel} + 2/3\mu_{\perp} , \quad (2.38)$$

оскільки долини  $\langle 010 \rangle$  і  $\langle 001 \rangle$  мають в напрямку осі  $\langle 100 \rangle$  рухливість  $\mu_{\perp}$ . При дії тиску на напівпровідниковий матеріал внесок різних долин змінюється. При одноосному стисненні напівпровідниковий матеріала уздовж осі  $\langle 100 \rangle$  рухливість описується формулою [6]

$$\mu_{n0} = \frac{1/3\mu_n \exp(-\Delta E_1 / kT) + 2/3\mu_1 \exp(-\Delta E_2 / kT)}{\sum_{i=1}^N \exp(-\Delta E_{g(ef)} / kT)} . \quad (2.39)$$

Рухливість дірок без дії тиску на напівпровідниковий матеріал визначається формулою [6]

$$\mu_p = \tau q / m_M^{3/2} (m_L^{1/2} + m_T^{1/2}) , \quad (2.40)$$

де  $m_L$  і  $m_T$  – ефективні маси легких і важких дірок без дії тиску на напівпровідниковий матеріал. При дії тиску рухливість дірок визначається співвідношенням [6]

$$\mu_p = (p_1 \mu_1 + p_2 \mu_2) / (p_1 + p_2) = (\tau q m_L^{1/2} m_V^{3/2}) \frac{1 + (m_T / m_L)^{1/2} K^{3/2} \exp[(\Delta E_{v1} - \Delta E_{v2}) / kT]}{1 + K^{3/2} \exp[(\Delta E_{v1} - \Delta E_{v2}) / kT]} , \quad (2.41)$$

де  $\mu_1$  і  $\mu_2$  – відповідні рухливості,  $K = m_1 / m_2$ ,  $p_1$  і  $p_2$  – концентрація дірок у верхній і нижній зонах напівпровідникового матеріалу, які розщепилися,  $(\Delta E_{v1} - \Delta E_{v2})$  – розщеплення вершини валентної зони.

У напівпровідниковому матеріалі р-типу провідності практично відсутня анізотропія рухливості дірок. Дія анізотропного тиску порушує симетрію поля ґратки напівпровідникового матеріалу, що призводить до зникнення виродження, тому що стеля валентної зони легких і важких дірок зміщується на різну величину у протилежних напрямках, що викликає перерозподіл дірок між підзонами [9]. Перерозподіл концентрації легких і важких дірок внаслідок різниці їх рухливостей призводить до зміни провідності і опору напівпровідникового матеріалу. Зміна провідності описується формулою [6]

$$\Delta \sigma = q(\Delta p_1 \mu_1 + \Delta p_2 \mu_2) = q \Delta p (\mu_1 - \mu_2) , \quad (2.42)$$

де  $\Delta p_1 = \Delta p_2$  – при дії тиску на напівпровідниковий матеріал зміна концентрації дірок у верхній і нижній зонах, які розщепилися,  $\Delta p_1 + \Delta p_2 = \Delta p$ . Відносна зміна провідності має вигляд [6]

$$\Delta \sigma / \sigma_0 = \Delta p (\mu_1 - \mu_2) (p_1 \mu_1 + p_2 \mu_2) . \quad (2.43)$$

У випадку дії тиску на напівпровідниковий матеріал n-типу провідності у напрямку осі  $\langle 100 \rangle$  дно зони провідності у даному напрямку опуститься, а в напрямку осі  $\langle 010 \rangle$  підніметься, внаслідок чого відбудеться перерозподіл електронів між мінімумами і зміниться їх концентрація. Якщо позначити кіль-

кість електронів, які перейшли з одного мінімуму до другого через  $\Delta n$ , то формула для визначення провідності напівпровідникового матеріалу при дії тиску описується співвідношенням [11]

$$\sigma_g = q \left[ (n_0 + \Delta n) \mu_{\perp} + (n_0 + \Delta n) \mu_{\parallel} \right] / 2 = \sigma_0 + q \Delta n (\mu_{\perp} - \mu_{\parallel}) / 2 . \quad (2.44)$$

У випадку коли  $\mu_{\parallel} < \mu_{\perp}$ , електрична провідність деформованого напівпровідникового матеріалу зменшиться. Відносна зміна електропровідності у даному випадку має вигляд [11]

$$\Delta \sigma / \sigma_0 = (\Delta n / n_0) (\mu_{\perp} - \mu_{\parallel}) / (\mu_{\perp} + \mu_{\parallel}) = (\Delta n / n_0) (K - 1) / (K + 1) . \quad (2.45)$$

2.2 Визначення ефекту зміни електропровідності напівпровідникового матеріалу при дії тиску

Ефект зміни електропровідності при дії тиску на напівпровідниковий матеріал визначається зміною концентрації електронів і анізотропією ефективних мас. Якщо енергетичні рівні у паралельних долинах осі  $\langle 100 \rangle$  зросли під час дії розтягуючої напруженості  $\xi_{11}$  уздовж цього напрямку на величину  $\alpha_1 \xi_{11}$ , а в долинах, які розташовані уздовж кристалографічної осі  $\langle 010 \rangle$  зменшились на величину  $\alpha_2 \xi_{11}$ , то відношення кількості електронів у двох типах долин у відповідності до закону Больцмана для слабо легованих напівпровідникового матеріалів описується формулою [6]

$$\begin{aligned} n_{\{010\}} / n_{\{100\}} &= \exp[(E_0 + \alpha_1 \xi_{11}) / (RT)] / \exp[(E_0 - \alpha_2 \xi_{11}) / (RT)] = \\ &= \exp[(\alpha_1 + \alpha_2) \xi_{11} / (RT)] , \end{aligned} \quad (2.46)$$

де  $E_0$  – енергетичний рівень при  $\xi_{11} = 0$ ,  $R = 2$  – газова стала,  $T$  – абсолютна температура. Загальна кількість електронів у долині напівпровідникового матеріалу залишається постійною і описується формулою [6]

$$n_0 = 2n_{\{100\}} + 4n_{\{010\}} \quad (2.47)$$

і електропровідність має вигляд

$$\sigma = q(2n_{\{100\}} + 4n_{\{010\}}) . \quad (2.48)$$



Розв'язування виразів (2.46) – (2.48) дозволяє отримати значення [8]

$$\rho = 1/\sigma \left( 1 + 2 \exp[(\alpha_1 + \alpha_2)\xi_{11}/(RT)] \right) / n_0 q \left[ \mu_{\parallel} + 2\mu_{\perp} \exp[(\alpha_1 + \alpha_2)\xi_{11}/(RT)] \right], \quad (2.49)$$

Відносна зміна опору напівпровідникового матеріалу під дією тиску  $\xi_{11}$  описується формулою [6]

$$\Delta\rho / \rho_0 = \frac{2/3(\mu_{\perp} - \mu_{\parallel})(1 - \exp[(\alpha_1 + \alpha_2)\xi_{11}/(RT)])}{\left[ \mu_{\parallel} + 2\mu_{\perp} \exp[(\alpha_1 + \alpha_2)\xi_{11}/(RT)] \right]}. \quad (2.50)$$

При умові анізотропії електропровідності напівпровідникового матеріалу, яка виникає під дією тиску, зв'язок між напруженістю поля і густиною струму визначається системою рівнянь [11]

$$\begin{aligned} E_1 / \rho_0 &= j_1 \left[ 1 + \Pi_{11}\xi_{11} + \Pi_{12}(\xi_{22} + \xi_{33}) \right] + \Pi_{44}(j_2\xi_{12} + j_3\xi_{13}), \\ E_2 / \rho_0 &= j_2 \left[ 1 + \Pi_{11}\xi_{22} + \Pi_{12}(\xi_{11} + \xi_{33}) \right] + \Pi_{44}(j_1\xi_{12} + j_3\xi_{23}), \\ E_3 / \rho_0 &= j_3 \left[ 1 + \Pi_{11}\xi_{33} + \Pi_{12}(\xi_{11} + \xi_{22}) \right] + \Pi_{44}(j_1\xi_{12} + j_2\xi_{13}), \end{aligned} \quad (2.51)$$

де  $\rho_0$  – питомий опір напівпровідникового матеріалу при  $\xi = 0$ . У випадку, коли  $\xi_{11} = 0$ ,

$$\rho_0 = 3 / \left[ n_0 q (\mu_{\parallel} + 2\mu_{\perp}) \right], \quad (2.52)$$

$\xi_{11}, \xi_{22}, \xi_{33}$  – нормальні компоненти напруги,  $\xi_{12}, \xi_{23}, \xi_{13}$  – зсувові компоненти напруги,  $j_1, j_2, j_3$  – компоненти вектора густини струму,  $E_1, E_2, E_3$  – компоненти вектора напруженості електричного поля,  $\Pi_{11}, \Pi_{12}, \Pi_{44}$  – коефіцієнти чутливого до тиску опору напівпровідникового матеріалу, тобто коефіцієнти пропорційності між зміною питомого опору і деформацією, які залежать від властивостей напівпровідникового матеріалу.

У випадку коли електричне поле  $E$ , густина струму і механічна напруга  $\xi$  мають напрямок уздовж однієї осі напівпровідникового матеріалу, то [6]

$$E / \rho_0 = j(1 + \Pi_1\xi), \quad (2.53)$$

де  $\Pi_1$  – повздовжній коефіцієнт чутливого до тиску опору, який залежить від кристалографічного напрямку у напівпровідниковому матеріалі. Коефіцієнти

ент  $\Pi_1$  для кубічних кристалів напівпровідникового матеріалу має вигляд [6]

$$\Pi_1 = \Pi_{11} + 2(\Pi_{44} + \Pi_{12} - \Pi_{11})(l^2 m^2 + l^2 n^2 + m^2 n^2) , \quad (2.54)$$

де  $l, m, n$  – направляючі косинуси кутів між напрямком дії тиску і осями ОХ1, ОХ2, ОХ3, відповідно. Повздовжній опір з повздовжньою напругою  $\xi$

$$E / j = \rho_0 + \Delta\rho , \quad (2.55)$$

тоді зміна опору з напругою  $\xi$

$$\Delta\rho / \rho_0 = \Pi_1 \xi . \quad (2.56)$$

Визначивши у виразі (2.56) прикладену механічну напругу  $\xi$  через відносну деформацію  $\varepsilon$  і модуль Юнга  $E_1$ , отримаємо вираз [6]

$$\Delta\rho / \rho_0 = \Pi_1 E_1 \varepsilon = m_1 \varepsilon , \quad (2.57)$$

де  $m_1 = \Pi_1 E_1$  – коефіцієнт еластоопору, який залежить від кристалографічних напрямків напівпровідникового матеріалу, температури і дії тиску. Величина модуля Юнга  $E_1$  залежить від кристалографічного напрямку напівпровідникового матеріалу описується виразом [6]

$$1 / E_1 = S_{11} + (S_{44} + 2S_{12} - 2S_{11})(l^2 m^2 + l^2 n^2 + m^2 n^2) , \quad (2.58)$$

де  $S_{11}, S_{12}, S_{44}$  – модулі пружності, які зв'язані з пружними сталими кубічного кристалу напівпровідникового матеріалу формулами [6]

$$C_{11} = (S_{11} + S_{12}) / [(S_{11} - S_{12})(S_{11} + 2S_{12})] ,$$

$$C_{12} = -S_{12} / [(S_{11} - S_{12})(S_{11} + 2S_{12})] , \quad (2.59)$$

$$C_{44} = 1 / S_{44} .$$

### 2.3 Дослідження тензорезистивного ефекту у напівпровідниковому матеріалі

У напівпровідниковому матеріалі n-типу провідності найбільший тензорезистивний ефект має місце в напрямку осі  $\langle 100 \rangle$ , а у кремнії p-типу провідності – у напрямку осі  $\langle 111 \rangle$ .

Наведена вище математична модель є основою для розрахунку впливу тиску на конкретні напівпровідниковий матеріалові пристрої, оскільки основними факторами, які викликають зміну характеристик пристроїв під дією тиску, є зміщення енергетичних рівнів напівпровідниковий матеріал, зміна ефективних мас, часу життя і рухливості носіїв заряду. До характеристик параметричних чутливих до тиску сенсорів, можна віднести ВАХ p-n переходів, транзисторів, їх ємність, напругу пробою, коефіцієнт підсилення транзисторів тощо. Також необхідно відзначити, що існують два діапазони тисків, які визначають характер змін параметрів напівпровідникових пристроїв [12]. Це великі тиски, при яких  $\Delta E_{g(ef)} > kT$ , і малі тиски, коли  $\Delta E_{g(ef)} < kT$  ( $\Delta E_{g(ef)}$  – зміна ширини забороненої зони,  $kT$  – теплова енергія). При великих тисках відбувається розщеплення зон, перерозподіл між екстремумами носіїв заряду. В даному випадку головним фактором, який змінює параметри напівпровідникового матеріалу, є при дії тиску зміна ширини забороненої зони. Якщо дія тиску мала, значний внесок у зміну струму, який проходить через напівпровідниковий матеріал параметричного сенсора, вносить зміна ефективних мас, часу життя і рухливості носіїв заряду від тиску. Деколи вагомий вклад може давати зміщення домішкових рівнів під дією тиску, якщо рекомбінація і генерація носіїв заряду на цих рівнях або тунелювання через них суттєво впливають на струм.

Експериментальні дослідження тензорезистивного ефекту в напівпровідникових матеріалах, зокрема кремнії, достатньо численні і різноманітні [3, 6, 10 – 22]. Найбільш вивченими напівпровідниковими матеріалами з кубічними ґратами з максимальною чутливі до тиску є n- і p-Ge, n- і p-Si, p-PbTe, n-GaSb. Тензорезистивний коефіцієнт об'ємного стиску досить великий у напівпровідникових матеріалах, таких як n-GaSb, p-PbTe і потрійних з'єднаннях GaAs, AlGaAs. Значення п'єзо- і еласторезистивних коефіцієнтів залежать від ступеня легування напівпровідникового матеріалу, а також температури. У дифузійних або отриманих іонним легуванням тензорезистивних параметричних сенсорах, концентрація носіїв струму змінюється по глибині від значення  $N$  біля поверхні напівпровідникових чутливих до тиску елементах до значення  $N_0$  у p-n переході, рівного концентрації носіїв струму у підкладці. Тому середні значення п'єзо- і еласторезистивних коефіцієнтів дифузійних шарів відрізняються від значень для об'ємного кремнію, причому різниця залежить

від профілю розподілу домішок при дифузії [23]. Середні значення  $\bar{\pi}_{44}$  у дифузійних кремнієвих тензорезисторах параметричних сенсорів р-типу провідності з розподілом домішок за законом Гаусса відрізняються від значень  $\pi_{44}$  в об'ємному кремнію з концентрацією дірок  $p$ , рівній  $p_s$ , не більше ніж на 5 – 13%. Разом з тим середній питомий опір дифузійного шару в 2 – 7 разів більше питомого опору об'ємного кремнію з  $p = p_s$ .

Температурна залежність опору тензорезисторів має складний характер, так до значень  $n_s \approx 2 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$  у n-Si і  $p_s \approx 4 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$  р-Si ця залежність не-монотонна, що утруднює компенсацію температурних похибок параметричних чутливих до тиску сенсорів. Температурна залежність опору параметричних чутливих до тиску сенсорів характеризується величиною температурного коефіцієнта:

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \approx \frac{1}{\rho} \frac{\partial R}{\partial T} = \alpha_\rho. \quad (2.60)$$

Для практичних розрахунків температурних і концентраційних залежностей тензочутливості та опору параметричних чутливих до тиску сенсорів можна скористатись різними емпіричними формулами для тензорезистивних коефіцієнтів [23, 10, 11, 12] і рухливостей носіїв заряду  $\mu$  [37, 38] в об'ємному напівпровідниковий матеріалі, що достатньо добре описують експериментально отримані залежності величин  $\pi(N, T)$  і  $\mu(N, T)$ .

Зміна опору напівпровідникових матеріалів залежить від дії тиску нелінійно, так для дискретних кремнієвих чутливих до тиску резисторів така залежність з достатньою точністю може бути описана квадратичним виразом [23]:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = K\varepsilon + K_1\varepsilon^2, \quad (2.61)$$

де величина  $K$  називається коефіцієнтом тензочутливості і зв'язана з п'єзо- або еласторезистивними коефіцієнтами. Квадратичний коефіцієнт  $K_1$  може бути розрахований з відомої зонної структури і описується тензором 6-го рангу, і він так само, як і лінійний коефіцієнт, сильно анізотропний. У напівпровідниковому матеріалі n-типу провідності при деяких кристалографічних напрямках  $K_1$  прямує до нуля [9]. Залежність  $\frac{\Delta R}{R_0}(\varepsilon)$  для дифузійних кремнієвих тен-

зорезисторів р-типу складніша, ніж дає рівняння (2.61). Таким чином, у дифузійних чутливих до тиску резисторів, орієнтованих по напрямках кристалогра-

фічної осі  $\langle 110 \rangle$  у площині (001) напівпровідникового матеріалу, закони зміни опору подовжнього і поперечного чутливих до тиску резисторів істотно розрізняються [6], що завжди необхідно враховувати при конструюванні параметричних чутливих до тиску сенсорів.

## 2.4 Висновки до розділу

В розділі розглянуто фізичні основи деформаційних ефектів у напівпровідникових матеріалах. Основою деформаційних ефектів у напівпровідникових матеріалах є зміщення енергетичних рівнів при дії тиску і зв'язана з цим зміна енергетичного спектру електронів і дірок в залежності від дії тиску, а це призводить до зміни електричних характеристик напівпровідникового матеріалу.

Властивості напівпровідникових матеріалів чутливих до тиску сенсорів обумовили складність вибору матеріалу, оптимального для напівпровідникових чутливих елементів. В інтегральних сенсорах чутливих до тиску використовуються тензорезистори р-типу провідності з приблизно такою ж поверхневою концентрацією дірок. Дифузійні кремнієві тензорезистори n-типу провідності в сенсорах чутливих до тиску практично не використовуються через велику температурну залежність характеристик і нелінійність перетворення. У чутливих до тиску сенсорах об'ємного стиску малу температурну залежність чутливості в широкому інтервалі температур при досить високому її значенні можна забезпечити, підбираючи відповідний склад і ступінь легування матеріалу.

### 3 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ЧУТЛИВИХ ДО ТИСКУ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

#### 3.1 Чутливий до тиску транзистор з двома колекторами

Переважає більшість існуючих параметричних сенсорів механічних величин в електричний сигнал має номінальну вихідну напругу порядку декількох десятків мілівольт [1, 21], в той час як рівень вхідних сигналів серійних пристроїв сполучення з інформаційно-керуючими обчислювальними системами складає одиниці вольтів. У зв'язку з цим пошук принципів створення первинних параметричних сенсорів з підвищеним до декількох вольтів вихідним сигналом є ключовою проблемою, а також спрощення і підвищення надійності роботи відповідних систем контролю і вимірювання [34].

Успішне розв'язання зазначеної проблеми може бути досягнуте на основі сенсорів нового типу, принцип дії яких базується на специфічних особливостях біполярного переносу в анізотропних напівпровідникових матеріалах [35]. Один із таких приладів – чутливий до тиску транзистор з двома колекторами з прискорюючим електричним полем у базовій області [34].

Розглянутий параметричний сенсор містить кремнієву профільовану мембрану з двома твердими і симетричними щодо центра областями у вигляді прямокутних острівців. Чутливий до тиску транзистор розташовувався на зворотній стороні мембрани між зазначеними острівцями і був виготовлений методами стандартної інтегральної технології на епітаксiальному шарі n-типа, вирощеному на пластині кремнію з p-типом провідності.

Чутливий до тиску транзистор (рис.3.1, а, б) складається: а)  $p^+$ -емітеру, розташованого усередині базової n-області, сформованої розділовою дифузією на епітаксiальному шарі; б) два омiчних контакти у вигляді смужок  $n^+$ -типу, розташованих на краях базової області; в) два симетричних відносно емітера колекторного  $p^+$ -n-переходу. Кристалографічна орієнтація мембрани й елементів чутливого до тиску транзистора показана на рис.3.1 та наведена в додатку Е [34].

Схема включення чутливого до тиску транзистора показана на рис.3.1, а. Нерівноважні носії, рівень інжекції яких визначається величиною опору  $R_E$ , дрейфують в електричному полі, що задається величиною напруги живлення  $V_0$ , прикладеної до омiчних контактів бази. Під час відсутності механічної деформації колекторні струми, обумовлені поперечним дифузійним розтіканням нерівноважних носіїв, рівні між собою, і вихідний сигнал, що знімається з навантажувальних опорів  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$ , близький до нуля (за умови, що  $R_{K1} = R_{K2}$ ).

Під час подачі розподіленого механічного навантаження на мембрану між твердими острівцями в місці розташування чутливого до тиску транзистора виникає одноосьова деформація стискування (розтягання) у напрямку  $\langle 110 \rangle$ , завдяки чому рухливості електронів  $\hat{\mu}_n$  і дірок  $\hat{\mu}_p$  стають анізотропними з відмінними від нуля недіагональними компонентами  $\hat{\mu}_{nxy}$  і  $\hat{\mu}_{pxy}$  (рис.3.1). Останнє приводить до появи поперечного тягнучого поля  $E_x$  для потоку електронно-діркових пар, величина якого визначається силою  $\sim a_{xy} E_x$ , де [34]

$$a_{xy} = \frac{\mu_{nxy}}{\mu_{nyy}} - \frac{\mu_{pxy}}{\mu_{pyy}} \quad (3.1)$$

є параметр анізотропії, рівний різниці відносної анізотропії рухливостей електронів і дірок у площині  $xy$  [34]. Виникнення цього поперечного потоку пар в  $y$  - напрямку приводить до різкого розбалансу колекторних струмів і появі сигналу  $\hat{u}_{out}$  на виході чутливого до тиску транзистора.

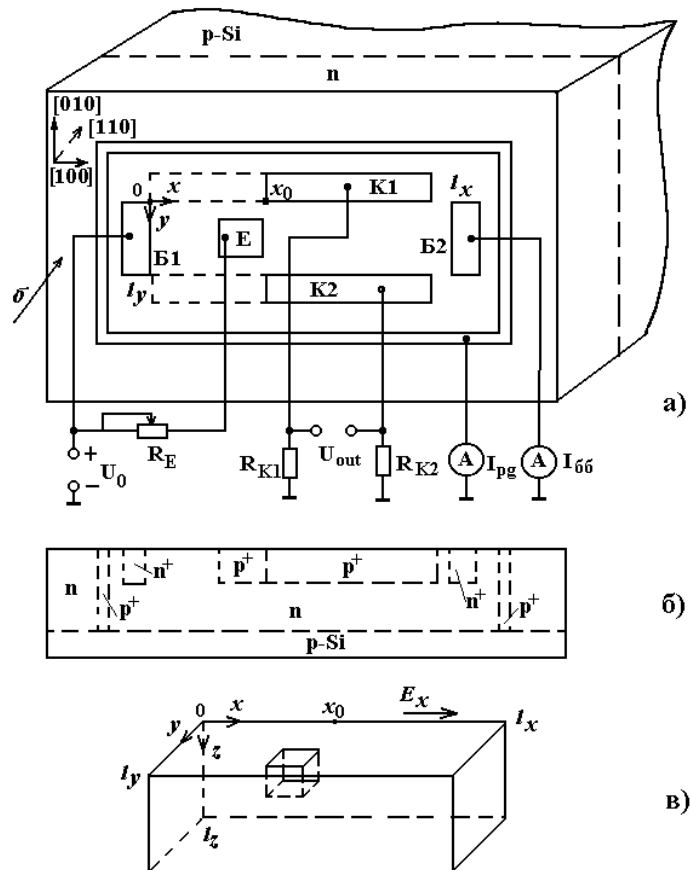


Рисунок 3.1 – Схема включення і топологія чутливого до тиску біполярного транзистора [34]

Неважко помітити, що принцип дії розглянутого чутливий до тиску параметричний сенсор формально еквівалентний принципу роботи аналогічного магнітотранзистора, чутливого до поперечного магнітного поля  $B_z$ , де параметр анізотропії дорівнює сумі холлівських кутів для електронів і дірок. Тому за аналогією з останнім основні характеристики чутливого до тиску транзистора з двома колекторами – абсолютну чутливість  $S_A$  і ефективність перетворення  $S_R$  – можна визначити в такий спосіб [34]

$$S_A = R_K \left| \frac{\partial(I_{K1} - I_{K2})}{\partial \sigma} \right|_{\sigma \rightarrow 0}, \quad S_R = (I_{K1} + I_{K2})^{-1} \left| \frac{\partial(I_{K1} - I_{K2})}{\partial \sigma} \right|_{\sigma \rightarrow 0}, \quad (3.2)$$

де  $R_K = R_{K1} = R_{K2}$ ,  $I_{K1}, I_{K2}$  – індивідуальні колекторні струми,  $\sigma$  – механічна напруга в базі транзистора; символ  $\sigma \rightarrow 0$  означає, що зазначені параметри визначаються при малих значеннях  $\sigma$ .

На рис.3.2 показані величини колекторних струмів  $I_{K1}^0 = I_{K2}^0 = I_K^0$  і їхніх відносних змін з деформацією  $|\Delta I_{K1,2} / I_K^0|$  у залежності від відстані  $l_y$  між колекторами. Видно, що зростання ефективності перетворення чутливого до тиску транзистора зі збільшенням  $l_y$  (криві 2 і 3) супроводжується негативним ефектом – сильним зменшенням струму  $I_K^0$  (крива 1), що – приводить до росту вихідного опору пристрою в цілому.

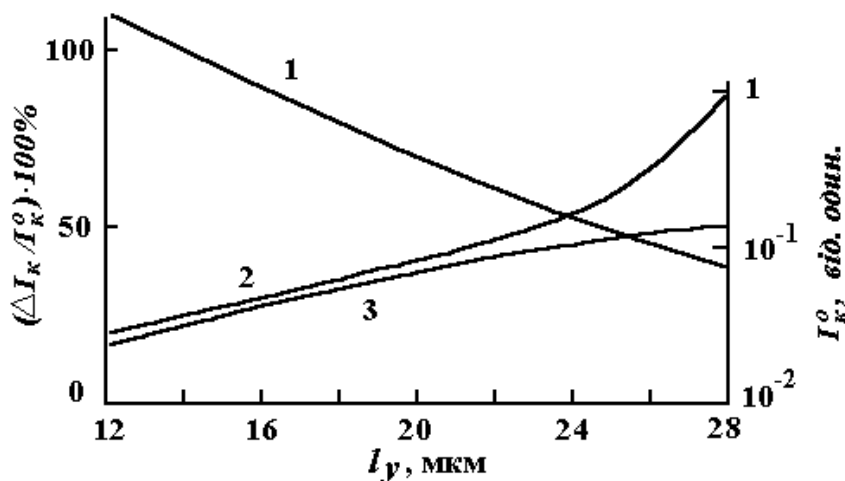


Рисунок 3.2 – Колекторні струми  $I_{K1,2}^0$  (1) і їх відносні зміни при деформації (2, 3) в залежності від відстані між колекторами [34]

Найефективніше поліпшення основних характеристик розглянутого чутливого до тиску транзистора може бути досягнуте при збільшенні прискорюю-



чого поля  $E_x$  у базі. Про це свідчить рис.3.3, на якому представлені величини  $I_K^0$  і  $|\Delta I_{K1,2} / I_K^0|$  у залежності від поля  $E_x$ . З рис.1.6 видно, що з ростом  $E_x$  збільшується не тільки ефективність перетворення (криві 2 і 3), але ростуть і колекторні струми (крива 1), які визначають вихідний опір тензорезистора [34].

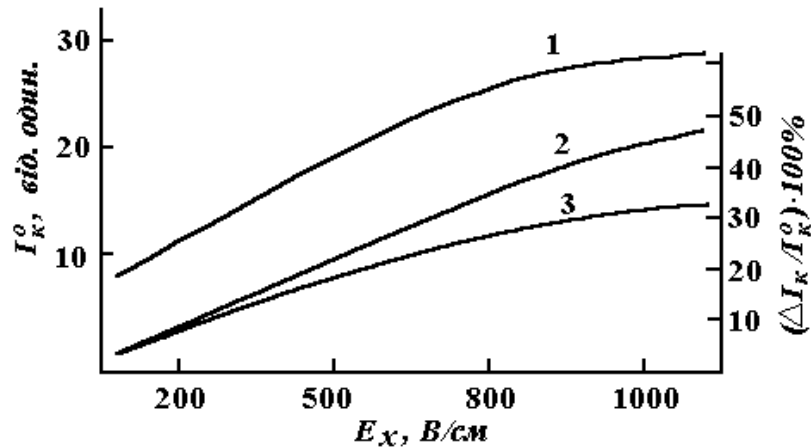


Рисунок 3.3 – Залежність величини струму колекторів за відсутності деформації (1) від величини тягнучого електричного поля для колекторів  $K_1$  (2) і  $K_2$  (3) [34]

Результати дослідження характеристик у залежності від довжини дифузійного зсуву носіїв  $L$  і швидкості їхньої рекомбінації  $S$  на планарній  $\mu$ -поверхні бази в основному зводяться до наступного. Ефективність перетворення біполярного чутливого до тиску транзистора  $S_K$  практично не залежить від змін  $L$  і  $S$  у широких межах (при розрахунках  $L$  і  $S$  варіювалися в діапазонах 1...50 і 0...15 мкм відповідно). Зі збільшенням  $L$  колекторні струми  $I_{K1,2}^0$  спочатку зростають, а потім при  $L \geq 10$  мкм прагнуть до насичення. Це є наслідком того, що ефективне значення  $L$  у даному випадку обмежено товщиною бази ( $l_z = 10$  мкм). З ростом  $S$  струми  $I_{K1,2}^0$  зменшуються, прагнучи до насичення; зокрема, для розглянутого варіанта чутливого до тиску транзистора зміна  $S$  від 0 до 15 призводить до зменшення величин  $I_{K1,2}^0$  більше, ніж у 3,5 рази [34].

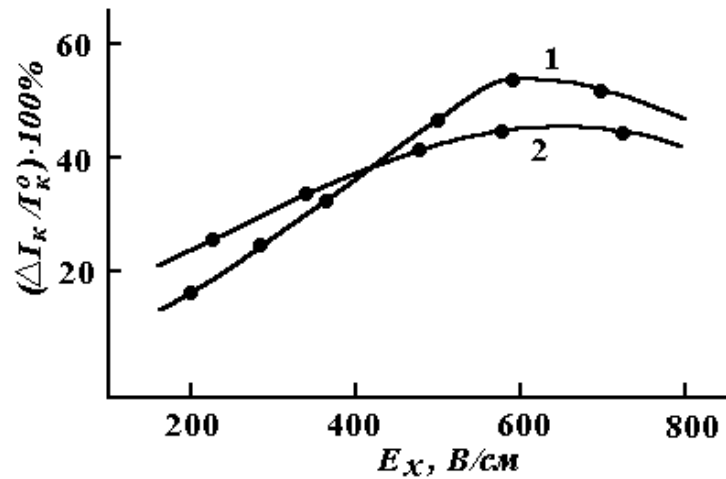


Рисунок 3.4 – Польові залежності відносної зміни струму колекторів  $K_1$  (1) і  $K_2$  (2) експериментального чутливого до тиску транзистора [34]

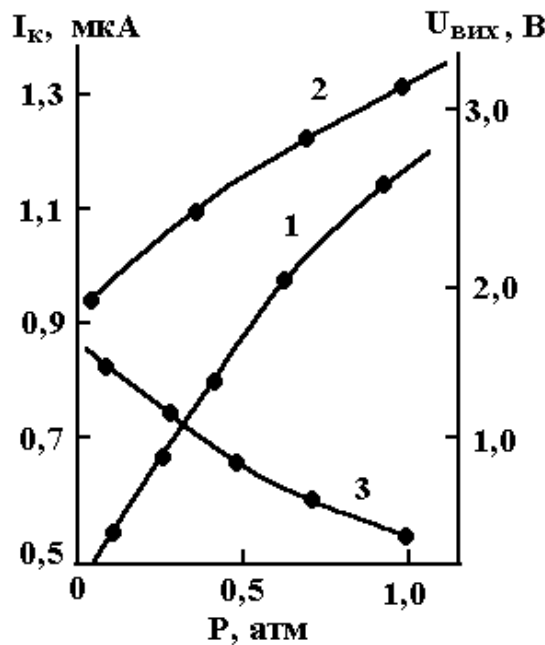


Рисунок 3.4 – Навантажувальна характеристика експериментального сенсора тиску (1) і залежності струму колекторів  $K_1$  (2) і  $K_2$  (3) від величини тиску на мембрану [34]

Основні експериментальні результати в загальному узгоджуються з розрахунковими даними. Так, зокрема, представлені на рис.3.4 польові залежності  $\Delta I_{K1,2} / I_{K1,2}^0$  добре узгоджуються з ходом відповідних теоретичних кривих (рис.3.3, криві 2, 3 і рис.3.4, криві 1, 2 відповідно) в області  $E_x < 600$  В/см. При  $E_x > 600$  В/см величини відносних змін колекторних струмів на практиці досягають насичення, що, очевидно, зв'язане з польовим розігрівом носіїв струму, що приводить у підсумку до падіння параметра анізотропії  $a_{xy}$ . Розходження характеристик в області слабких полів обумовлено, швидше за все, асиметрією

розташування емітера щодо колекторів, від якої практично важко позбутися в процесі виготовлення структури. Розходження в абсолютних величинах  $\Delta I_{K1,2} / I_{K1,2}^0$  (рис.3.3 і 3.4) варто віднести за рахунок неточності у визначенні деформуючого зусилля  $\sigma$ , а також розмірів емітерного переходу й усередненої відстані між колекторами. На рисунку 1.8 приведені навантажувальна характеристика (крива 1, баланс нульового сигналу здійснювався вибором величини  $R_{K1,2}$ ) і залежності величин  $I_{K1,2}$  (криві 2, 1) від величини тиску  $P$  на мембрані для сенсора тиску, розробленого на основі розглянутого чутливого до тиску транзистора. Вигляд характеристик  $I_{K1,2}(P)$  добре підтверджує наявність поперечного перерозподілу концентрації нерівноважних носіїв у базі чутливого до тиску біполярного транзистора при деформуванні мембрани [34].

3.2 Чутливого до тиску біполярного транзистора з двома емітерами та прискорюючим електричним полем у базі

Існуючі напівпровідниковий матеріалові сенсори з резистивним виходом можна розділити на дві групи, у яких вихідний сигнал формується при спрямованому русі відповідно основних і неосновних носіїв заряду. До першої групи відносяться п'єзорезистивні сенсори і сенсори на основі тензо-ЕРС, до другого – сенсори з чутливими елементами на основі біполярних напівпровідникових приладів: багатоколекторні чутливі до тиску транзистори, тензотиристри [33-35]. Одним з найважливіших параметрів сенсора тиску є величина відносної чутливості по струму [18]

$$S_R = \left[ I_0^{-1} \left( \frac{\partial(I)}{\partial\sigma} \right)_{\sigma=0} \right],$$

де  $I(\sigma) = I_0 + \Delta I(\sigma)$ ,  $I_0$ ,  $\Delta I(\sigma)$  – струм, що проходить через сенсор під час відсутності тиску, і його зміна, обумовлена тиском, відповідно;  $\sigma$  – механічна напруга в області розташування сенсора. Величина  $S_R$  сенсорів порівняно мала, оскільки відносна зміна струму при деформації, що у свою чергу пропорційно відносній зміні рухливості основних носіїв заряду, складає одиниці відсотків. Для біполярних напівпровідникових сенсорів навіть мала зміна рухливості може привести до великої зміни струму  $\Delta I(\sigma)$ . Це зв'язано з тим, що величина  $\Delta I(\sigma)$  у цьому випадку пропорційна як відносній зміні рухливості, так і відношенню величин тягнучого електричного  $E$  і дифузійного  $E_D$  полів [17]. Добуток зазначених параметрів може бути досить великим навіть при малій

зміні рухливості за рахунок фактора  $E/E_D$ . У силу цього величина відносної чутливості для біполярних сенсорів виявляється істотно вище, ніж для польових транзисторів. Так, для чутливих до тиску біполярних транзисторів з двома колекторами, величина  $S_R$ , обумовлена виразом [18]

$$S_R = \left[ (I_K)^{-1} \left( \frac{\partial(I_{K1} - I_{K2})}{\partial \sigma} \right)_{\sigma=0} \right],$$

( $I_K = I_{K1} + I_{K2}$ ,  $I_{K1}$ ,  $I_{K2}$  – індивідуальні струми колекторів), більш ніж на порядок перевершує аналогічне  $S_R$ , що також називають величиною ефективності перетворення [36], не враховує споживання по струму всього чутливого до тиску біполярного транзистора в цілому. За аналогією з біполярними магніточутливими транзисторами [36] введено поняття ефективності перетворення чутливого до тиску транзистора, визначивши його в такий спосіб [18]:

$$S_R^T = \left[ I_{tot}^{-1} \left( \frac{\partial(I_{K1} - I_{K2})}{\partial \sigma} \right)_{\sigma=0} \right],$$

де  $I_{tot}$  – сума всіх струмів, необхідних для зсуву чутливого до тиску транзистора.

Для досягнення максимальної чутливості був передбачений розділовий р-п перехід, що відокремлює базову область чутливого до тиску біполярного транзистора від підкладки. Оскільки товщина бази чутливого до тиску транзистора була значно менше довжини дифузійного зсуву носіїв струму, то велика частина інжектованих носіїв не досягала колекторних р-п переходів біполярного транзистора, а збиралася розділовим р-п переходом (колектором паразитного вертикального біполярного транзистора) і рекомбінувала поблизу найбільш віддаленого від емітера струмового електрода бази. Для цих чутливих до тиску транзисторів величина  $I_{tot}$  дорівнює сумі струмів, що протікають через базові електроди  $I_{bb}$ , емітер  $I_e$  і розділовий р-п перехід чутливого до тиску біполярного транзистора  $I_s$  [18]

$$I_{tot} = I_{bb} + I_e + I_K + I_s.$$

$$S_R^T = \frac{(\alpha_{K1} + \alpha_{K2})S_R}{1 + (\alpha_{K1} + \alpha_{K2})(1 + I_{bb}/I_K + I_s/I_K)}, \quad (3.3)$$

де  $\alpha_{K1(K2)}$  – коефіцієнти передачі струму колекторів  $K1(K2)$  біполярного транзистора, що зв'язані з ефективностями емітера  $\gamma_e$  і колекторів  $\gamma_{K1(K2)}$ , а також коефіцієнтом переносу  $\beta_{K1(K2)}$  співвідношенням

$$\alpha_{K1(K2)} = \gamma_e \beta_{K1(K2)} \gamma_{K1(K2)}, \quad (3.4)$$

де величина  $\beta_{K1(K2)}$  дорівнює відношенню діркової компоненти струмів емітера  $I_{pe}$  і колектора  $I_{K1(K2)}$  біполярного транзистора

$$\beta_{K1(K2)} = I_{pe} / I_{K1(K2)}. \quad (3.5)$$

При наявності розділового р-п переходу і рекомбінації в базовій області чутливого до тиску транзистора  $I_{pe} \gg I_{K1(K2)}$ , тому для розглянутих раніше чутливих до тиску транзисторів значення  $\beta_{K1(K2)}$  і зв'язані з ним  $\alpha_{K1(K2)}$  істотно менше одиниці.

В оптимальному випадку ( $I_{bb}, I_s \ll I_K, \alpha_{K1(K2)} \gg 1$ ) величини ефективності перетворення і відносної чутливості чутливого до тиску транзистора по струму практично збігаються. Однак на практиці  $\alpha_{K1(K2)} \ll 1$  і  $S_R \neq S_R^T$ . У даному випадку доцільно оптимізацію конструкції, топології і режиму роботи чутливий до тиску біполярних транзисторів проводити одночасно по двох параметрах  $S_R$  і  $S_R^T$ , досягаючи тим самим як максимального значення відносної чутливості, так і мінімального енергоспоживання приладу [18].

Розглянемо принцип роботи двоелементного диференціального чутливого до тиску біполярного транзистора з більш високими значеннями  $S_R$  і  $S_R^T$ , що досягається особливостями його конструкції, що виключають необхідність створення розділового р-п переходу ( $I_s = 0$ ), а також дозволяють досягти значно вищих значень коефіцієнтів передачі колекторних струмів.

Топологія і електрична схема ввімкнення чутливого до тиску транзистора представлені на рисунку 3.5 та наведені в додатку Ж. Нерівноважні носії заряду інжектуються в базову область чутливого до тиску транзистора двома емітерами, п-області яких знаходяться під рівним потенціалом. В електричному прискорюючому полі бази  $E_x$  (величина  $E_x$ , визначається різницею потенціалів  $U$  на р<sup>+</sup>-базових електродах) носії струму дрейфують уздовж базової області чутливого до тиску транзистора. Під час відсутності пружної деформації струми колекторів, обумовлені дифузійним розтіканням носіїв заряду в у- і z-

напрямок, рівні між собою. Внаслідок цього вихідний сигнал  $U$ , що знімається з навантажувальних опорів  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$ , дорівнює нулю.

При одноосьовій пружній деформації базової області чутливий до тиску біполярних транзисторів у напрямку  $\langle 110 \rangle$  рухливість основних носіїв заряду (дірок) стає анізотропною в  $xy$ -площині, у результаті чого з'являється поперечна різниця потенціалів, яка в залежності від знака деформації один із емітерних переходів зміщує в прямому напрямку, а інший – у зворотному. Модуляція інжекції емітерних  $p$ - $n$  переходів, що виникає в такий спосіб, приводить до розбалансу струмів у колекторних ланцюгах чутливого до тиску біполярного транзистора і появи вихідного сигналу [18].

Чутливий до тиску транзистор розташовано на мембрані, що трансформує рівномірно розподілену по її поверхні навантаження в одноосьову пружну деформацію розтягування (чи стискання) його базові області біполярного транзистора в напрямку  $\langle 110 \rangle$ . У цьому випадку параметр анізотропії [18]

$$a = \Pi_{44} \sigma / 2, \quad (1.6)$$

де  $\Pi_{44}$  – зсувовий п'єзорезистивний коефіцієнт для  $p$ -типу провідності кремнію.

З метою оптимізації топології і геометричних розмірів елементів чутливого до тиску біполярного транзистора проведемо розрахунок його основних характеристик. Розрахунок проведемо в наближеннях малого рівня інжекції і слабких деформацій, коли параметр анізотропії досить малий  $|a| \ll 1$ . У силу малості відношення  $2d/l_y \ll 1$  будемо також нехтувати впливом шару шириною  $2d$  (рисунок 3.5), що розділяє колекторні  $p$ - $n$ -переходи біполярного транзистора, на просторовий розподіл неосновних носіїв заряду в базі чутливого до тиску біполярного транзистора.

Обмежимо базу чутливого до тиску транзистора координатами  $0 < x < l_x$ ,  $0 < y < l_y$ ,  $0 < z < l_z$ . При прийнятих припущеннях рівняння, що описують розподіли електричного потенціалу в базовій області чутливого до тиску транзистора, збігаються з дослідженими раніше [36]. Тому отримані результати в роботі [34], що стосуються вибору геометричних розмірів бази чутливого до тиску транзистора і розташування емітерів, залишаються в силі  $l_x/l_y = 0.2$ ,  $x_c/l_x \geq 0.25$  де  $x_c$  – відстань від центра емітерів до найближчого до них базового електрода.

Подальший розгляд проведено для розмірів бази  $l_x \times l_y \times l_z = 200 \times 50 \times 3$  мкм, емітерів  $l'_x \times l'_y \times l'_z = 4 \times 5 \times 1.5$  мкм, відстань між центрами емітерів

$y_{e1} - y_{e2} = 25$  мкм,  $x_0 = 42$  мкм, довжина дифузії нерівноважних носіїв заряду  $L=30$ . Тягуче поле дорівнює  $E_x = 500$  В/см, швидкість поверхневої рекомбінації  $S=0$ .

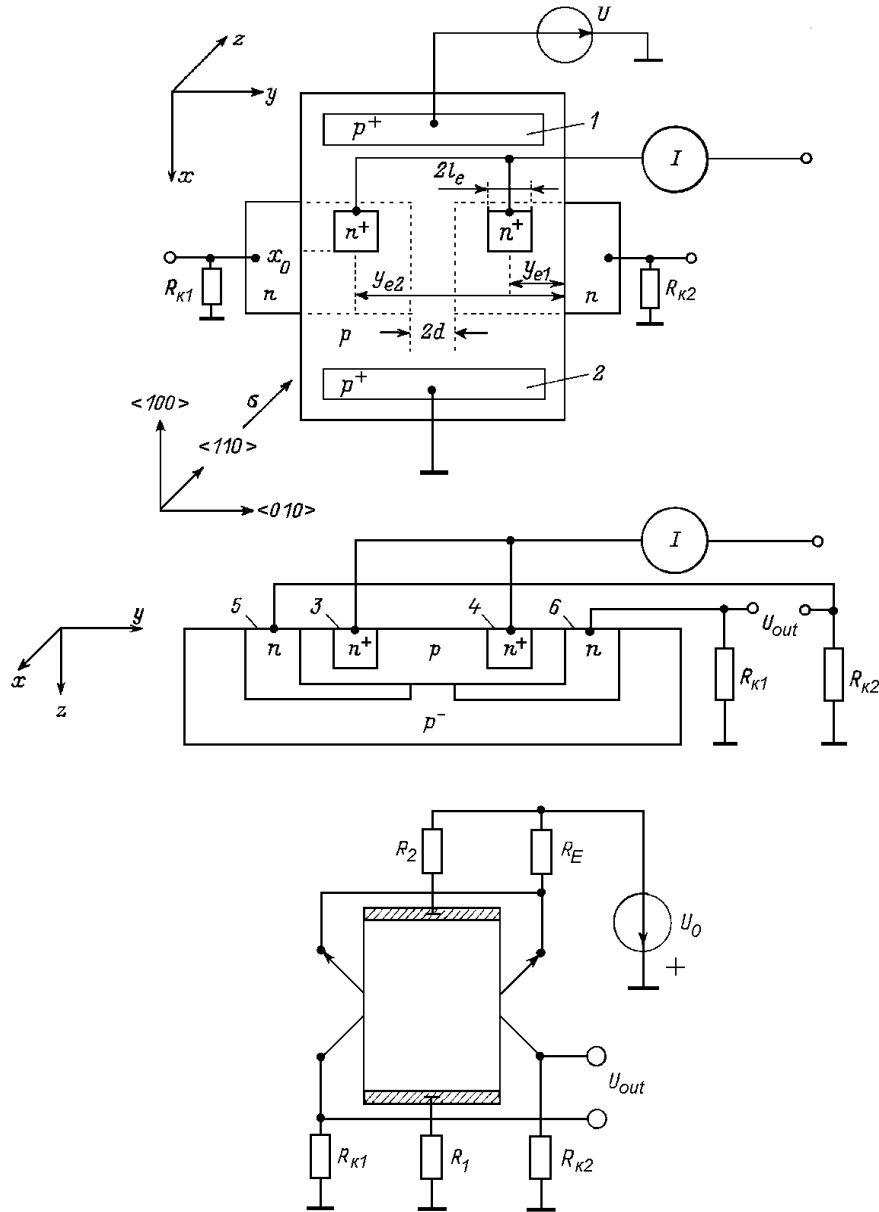


Рисунок 3.5 – Топологія чутливого до тиску біполярного транзистора: 1, 2 – базові електроди; 3, 4 – емітери; 5, 6 – колектори К1 і К2 відповідно;  $\sigma$  – напрямок одноосного стиснення [18]

У розрахунках обране значення для параметра анізотропії  $a=0.055$ , чому відповідає одноосьова пружна механічна напруга  $\sigma=800$  кг/см<sup>2</sup>. Умова малого рівня інжекції накладає обмеження на величину [18]

$$y_{e1} - y_{e2} + l'_y \leq \frac{2kT}{|a|E_x} \ln \left[ \frac{n_0}{p_0} + 1 \right], \quad (3.7)$$

де  $p_0$  – рівноважна концентрація основних носіїв (дірок) у базі чутливого до тиску біполярного транзистора. У зворотному випадку генеровані р-п переходом нерівноважні носії біполярного транзистора будуть закорочувати поперечне поле і модуляція інжекції зникає.

Величини струму колекторів біполярного транзистора знаходимо інтегруванням [18]

$$I_{K1(K2)} = -qD_n \int_{x_0}^1 dx \left[ \int_0^1 \frac{\partial n}{\partial y} \Big|_{y=0,(l_y)} dz + \int_{0, \left(\frac{l_y}{2}+d\right)}^{\frac{l_y}{2}-d,(l_y)} \frac{\partial n}{\partial z} \Big|_{z=l_z} dy \right]. \quad (3.8)$$

На рисунку 3.6 та рисунку 3.7 представлені відносні зміни струмів колекторів біполярного транзистора в залежності від величини параметра анізотропії і значення тягнучого електричного поля в базі чутливого до тиску біполярного транзистора. З рисунків видно, що при накладенні пружних деформуючих зусиль величина струму колектора може збільшуватися більш ніж у три рази, при цьому його залежність від параметра анізотропії (величини дії тиску) істотно нелінійна.

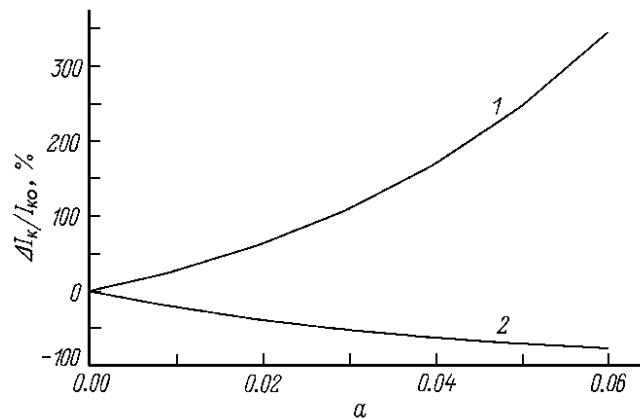


Рисунок 3.6 – Залежність зміни струму колекторів K1 (1) і K2 (2) біполярного транзистора від величини параметра анізотропії [18]



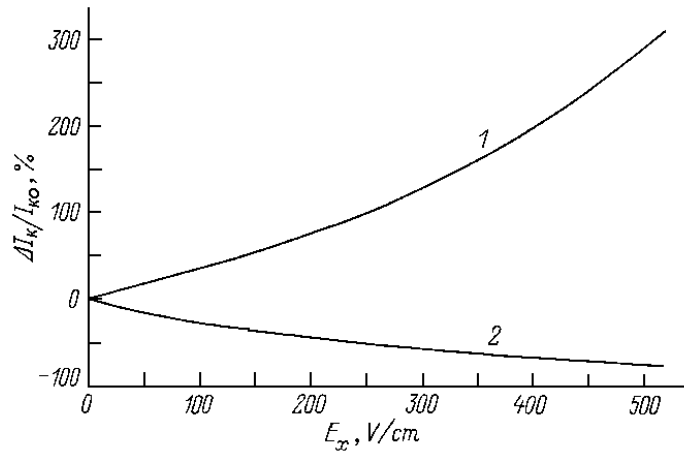


Рисунок 3.7 – Польова залежність відносної зміни струму колекторів К1 (1) і К2 (2) біполярного транзистора [18]

Оцінимо величини відносної  $S_R$  і абсолютної  $S_A$  чутливостей, а також коефіцієнт переносу чутливого до тиску транзистора. З кривих на рисунку 3.6 випливає, що величина  $S_R = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ см}^2/\text{kgf}$ . Вираз для розрахунку абсолютної чутливості можна одержати з формули (3.9) заміною величини  $(I_K)^{-1}$  на величину опору навантаження в ланцюгах колекторів  $R_K = R_{K1} = R_{K2}$ . Тоді при струмах колектора під час відсутності тиску  $I_{K1} = I_{K2} = 1 \text{ mA}$  і величині  $R_K = 5 \text{ kOhm}$  значення  $S_A = 18 \text{ мВ} \cdot \text{см}^2/\text{кг}$ . При величині тягнучого електричного поля в базі  $E_x = 500 \text{ V/cm}$  за виразом (3.8) одержуємо значення  $\beta_{K1(K2)} = 0.8$ , що приблизно на два порядки вище, ніж для конструкцій чутливий до тиску транзисторів, розглянутих раніше [35].

### 3.3 Вертикальний чутливий до тиску транзистор з двома колекторами та прискорюючим електричним полем у базі і емітері

Як представлено в роботі [37], в анізотропних по електропровідності напівпровідникових матеріалах напрямки струму й електричного поля в загальному випадку не збігаються. Це означає, що під час руху носіїв заряду між струмовими електродами біполярного транзистора на них діють сили, поперечні до напрямку струму. Причому величина цієї сили у випадку анізотропії, наведеної зовнішніми спрямованими збурюваннями (одноосьова пружна деформація, магнітне поле, світло), пропорційна величині цього збурювання (напруженості магнітного поля, механічної напруги, інтенсивності світла).

Таким чином, у випадку штучної анізотропії провідності з'являється можливість керування явищами переносу носіїв заряду в широких межах. Прак-

тичне використання цієї можливості лягло в основу розробки ряду напівпровідникових приладів: кремнієвих інтегральних чутливих до тиску транзисторів з двома колекторами [34] і магніточутливих транзисторів [36], чутливих до величин одноосьової механічної напруги і напруженості магнітного поля відповідно.

При досить великому прискорюючому електричному полі навіть мала анізотропія провідності може привести до великого концентраційного ефекту (поперечному перерозподілу носіїв заряду напівпровідникового матеріалу біполярного транзистора). Тому на практиці в області локалізації анізотропії провідності тягнуче електричне поле вибирають таким, щоб дрейфова (польова) компонента струму значно перевищувала дифузійну.

Раніше були досліджені біполярні n-p-n і p-n-p чутливі до тиску транзистори з двома колекторами горизонтальної структури з прискорюючим електричним полем у базі [33-35]. Мірою зовнішнього механічного впливу в чутливому до тиску біполярному транзисторі є величина розбалансу колекторних струмів, викликана ефектами відхилення інжекції. В обох випадках наведена одноосьовою пружною деформацією анізотропія провідності істотно змінює поперечний розподіл носіїв струму в базі чутливого до тиску біполярного транзистора. При цьому вплив наведеної анізотропії електропровідності на процеси переносу носіїв струму безпосередньо в емітері можна знехтувати, що зв'язано з малою величиною електричного поля в емітері біполярного транзистора – практично вся напруга емітер-база падає на емітерному p-n переході [38]. Нижче представлені дослідження кремнієвого інтегрального чутливого до тиску біполярного транзистора з двома колекторами вертикальної структури з прискорюючими електричними полями, як у базі, так і в емітері. У розглянутій конструкції розбаланс колекторних струмів обумовлений одночасним виникненням двох ефектів: ефектом модуляції інжекції p-n переходу емітер-база унаслідок виникнення поперечного поля в емітері й ефектом поперечного відхилення носіїв струму в базі [38].

Будемо вважати, що чутливий до тиску біполярний транзистор розташовується на кремнієвій мембрані, перетворюючи рівномірно розподілену по її поверхні навантаження в одноосьову пружну деформацію стиску (розтягання) бази й емітера чутливого до тиску біполярного транзистора. У результаті деформації рухливість дірок  $\mu_p$  – основних носіїв струму в емітері і неосновних носіїв у базі біполярного транзистора – стає анізотропною в площині  $xu$  з відмінними від нуля недіагональними компонентами  $\mu_{pxy}$  [38].

На рисунку 3.8 показана топологія чутливого до тиску біполярного транзистора. Чутливий до тиску біполярний транзистор містить у собі: p-емітер і n-

базу з двома парами омичних контактів у вигляді смужок  $p^+$ - $p$  і  $n^+$ - $n$  типу провідності, розташованих відповідно на краях емітера і бази, а також два колекторних  $p^+$ - $n$  переходи. Тут же показана орієнтація елементів чутливого до тиску біполярного транзистора відносно кристалографічних осей [38].

Схема включення чутливого до тиску біполярного транзистора і повздовжній розподіл електричних потенціалів у базі ( $\varphi_b(x)$ ) і емітері  $\varphi_e(x)$  показані на рисунку 3.9 та наведені в додатку Ж. Величини електричних полів у базі й емітері, а також різниця потенціалів на  $p$ - $n$  переході емітер-база біполярного транзистора описується виразом [38]

$$\varphi_{eb}(x, y) = \varphi_e(x, y) - \varphi_b(x), \quad (3.9)$$

задані зовнішніми джерелами  $V_{be}, V_{bb}, V_e$ . Згідно з виразом (3.9), область прямозмщеного  $p$ - $n$  переходу емітер-база біполярного транзистора визначається тими значеннями  $x$  ( $0 < x < x_0$ ), для яких величина  $\varphi_{eb}(x, y) > 0$ .

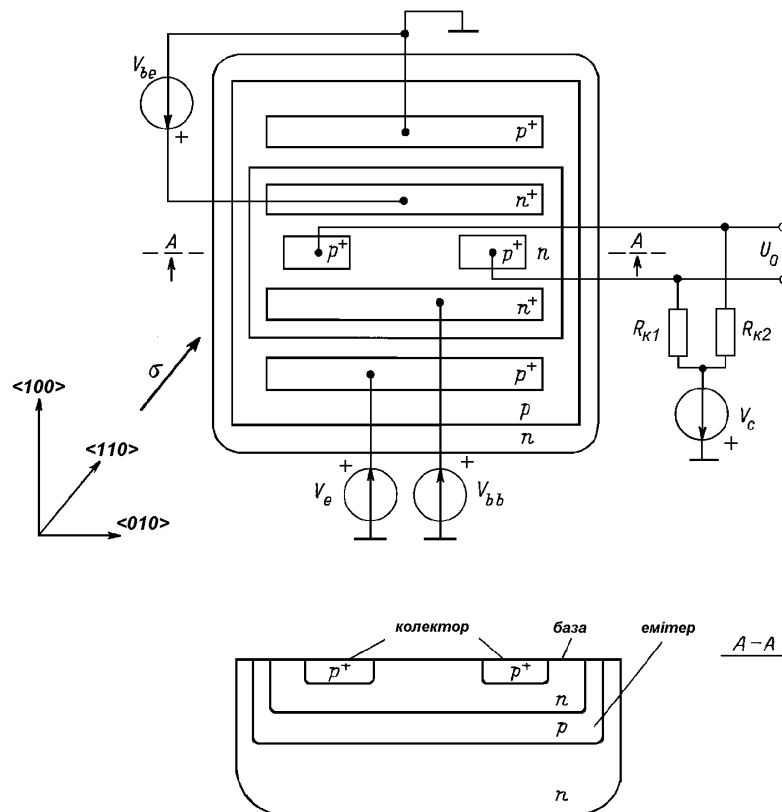


Рисунок 3.8 – Топологія, схема включення і кристалографічна орієнтація чутливого до тиску біполярного транзистора [38]

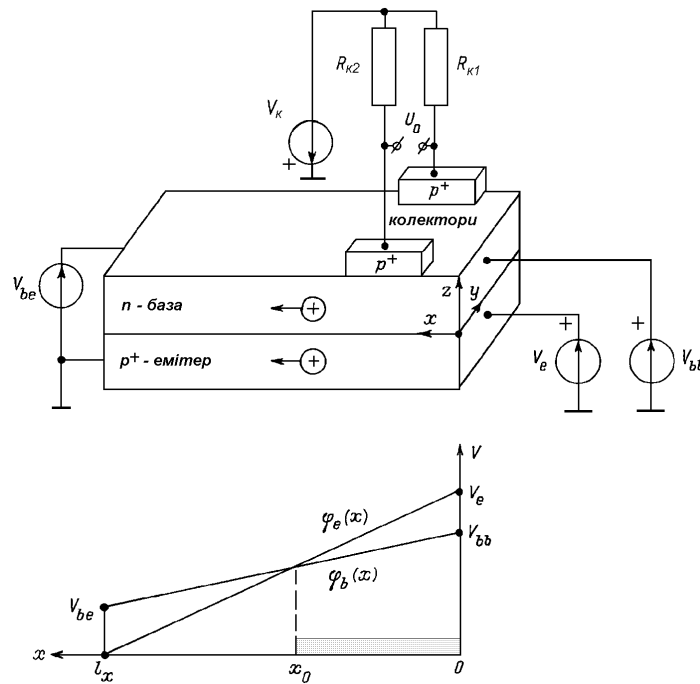


Рисунок 3.9 – Елементи структури чутливого до тиску біполярного транзистора і поздовжній розподіл електричних потенціалів у базі та емітері транзистора [38]

Інжектвані в базову область біполярного транзистора носії заряду дрейфують у поздовжньому тягнучому полі бази і дифундують у напрямку  $z$ , досягаючи колекторних переходів. Під час відсутності дії тиску колекторні струми біполярного транзистора, які обумовлені дифузійним розтіканням носіїв заряду в напрямку  $z$ , рівні між собою, і вихідний сигнал, що знімається з навантажувальних опорів  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$ , близький до нуля (за умови  $R_{K1} = R_{K2}$ ). Надалі будемо вважати, що  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ .

Під час подачі на мембрану розподіленого механічного навантаження в місці розташування чутливого до тиску біполярного транзистора виникає одноосьова деформація стиску (розтягнення) у напрямку  $\langle 110 \rangle$ , завдяки чому рухливість дірок як у базі, так і в емітері чутливого до тиску біполярного транзистора стає анізотропною. Анізотропія рухливості дірок у емітері біполярного транзистора, обумовлює виникнення поперечної різниці потенціалів. Різниця потенціалів модулює інжекцію  $p$ - $n$  переходу емітер-база біполярного транзистора, зміщуючи один із країв цього переходу (при  $y = 0$  або при  $y = l_x$ , у залежності від знака деформації) у прямому напрямку, а іншої – у зворотному. Інжектвані в такий спосіб у базову область чутливого до тиску біполярного транзистора дірки дрейфують у тягнучому полі бази (у напрямку  $x$ ), у силу наведеної анізотропії рухливості відхиляються в поперечному напрямку (у напрямку  $y$ ), дифундують у напрямку  $z$  і досягають колекторних переходів. Модуляція

інжекції р-п переходу база-емітер і виникнення в базі поперечного потоку пар, обумовлених анізотропією рухливості, приводить до різкого розбалансу колекторних струмів біполярного транзистора і появи вихідного сигналу [38].

Анізотропною в розглянутому випадку стає і рухливість електронів  $\mu_n$ , однак для приведених напрямків орієнтації елементів чутливого до тиску біполярного транзистора щодо кристалографічних осей, так і в напрямку одноосової пружної деформації анізотропію рухливості електронів можна не враховувати. Тоді параметр анізотропії  $a$  можна представити у вигляді [38]

$$a = \frac{\mu_{nxy}}{\mu_{nyy}} - \frac{\mu_{pxy}}{\mu_{pyy}} \approx -\frac{\mu_{pxy}}{\mu_{pyy}}, \quad (3.10)$$

де  $\mu_n \cong \mu_{nyy}$ ,  $\mu_p \cong \mu_{pyy}$ .

Принцип дії розглянутого чутливого до тиску біполярного транзистора формально еквівалентний принципу дії аналогічного за конструкцією магніточутливого транзистора [5], чутливого до поперечного магнітного поля, де параметр анізотропії дорівнює сумі холлівських кутів для електронів і дірок.

Подальший розгляд проведено для таких розмірів (усі розміри в мкм): бази  $l_x \times l_y \times l_z = 30 \times 120 \times 3$ , емітера  $l'_x \times l'_y \times l'_z = 30 \times 120 \times 2$ ,  $L = 30$  [38]. Колекторні р-п переходи біполярного транзистора залягають на глибині  $z = l_z$ . Значення напруг живлення рівні  $V_e = 1.4$  В,  $V_{be} = 0.1$  В,  $V_{bb} = 1.2$  В [38].

Значення параметра анізотропії зв'язано з величиною одноосового пружного напруження  $\sigma$ . У розрахунках обране значення параметра анізотропії  $a = 0.055$ , що відповідає одноосовому пружному напруженню  $\sigma = 800$  кг/см<sup>2</sup>.

На рисунку 3.10 показані залежності відносних змін колекторних струмів від величини параметра анізотропії. При малих значеннях параметра анізотропії ( $|a| \leq 0.03$ ) струм одного з колекторів біполярного транзистора збільшується, а іншого – зменшується (див. вставку на рисунку 3.10). В міру росту абсолютної величини параметра  $a$  (при  $|a| > 0.03$ ) спостерігається збільшення струму обох колекторів біполярного транзистора. Останнє можна пояснити тим, що при великих величинах  $|a|$  нерівноважні носії заряду біполярного транзистора, інжектвані зміщеною в прямому напрямку частиною р-п переходу емітер-база біполярного транзистора, досягають обох колекторів.

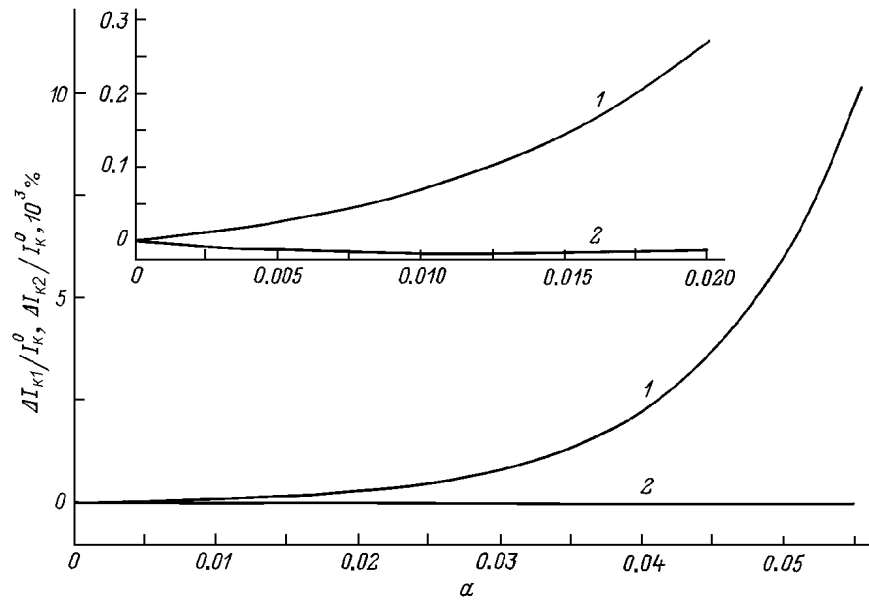


Рисунок 3.10 – Залежність зміни колекторних струмів біполярного транзистора від величини параметра анізотропії  $\alpha$

Ефект модуляції інжекції значно перевищує ефект відхилення. Останнє підтверджується представленими на рисунку 3.11 залежностями струмів колекторів від величини параметра анізотропії при наявності й у відсутності ефекту модуляції інжекції.

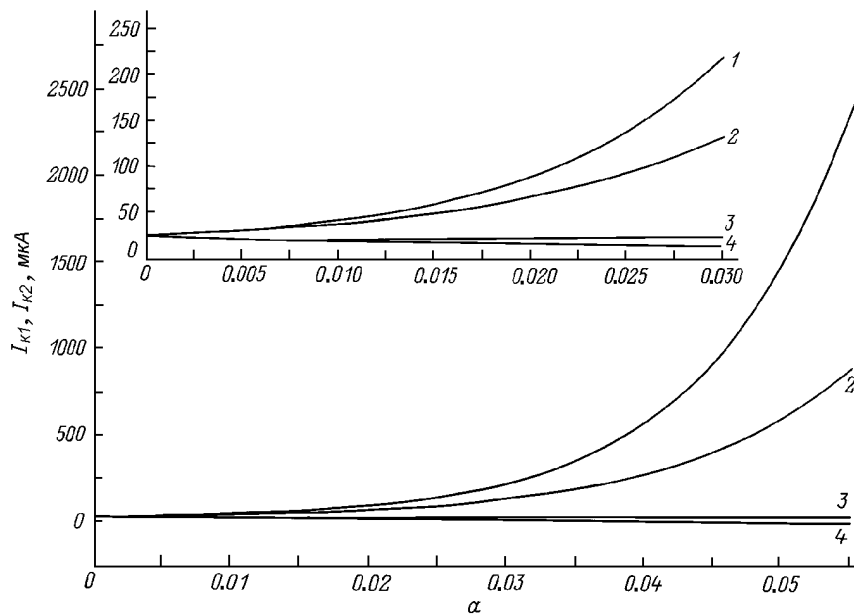


Рисунок 3.11 – Залежність колекторних струмів  $I_{K1}, I_{K2}$  від величини параметра анізотропії: 1,4 – вплив ефектів відхилення і модуляції інжекції; 2,3 – вплив ефекту відхилення

З характеристик  $I_{K1}(\alpha), I_{K2}(\alpha)$  на рисунку 3.11 випливає, що при малих значеннях параметра анізотропії зміни колекторних струмів біполярного тран-

зистора обумовлені в основному ефектом відхилення, а при великих значеннях  $|a|$  ( $|a| > 0.03$ ) ефект модуляції інжекції зумовлює ріст струму одного з колекторів біполярного транзистора більш ніж у 2 рази (рисунок 3.11, криві 1 і 3).

Для типових значень  $R_K=2$  кОм  $I_K^0=1$  мА отримано  $S_A=6$  мВ·см<sup>2</sup>/кгс і  $S_R=3.0 \cdot 10^{-3}$  см<sup>2</sup>/кгс, що приблизно в два рази перевищує відповідні значення для n-p-n чутливого до тиску транзистора [35, 36, 37] за інших рівних умов.

### 3.4 Висновки до розділу

Розглянуті математичні моделі чутливого до тиску транзистор з двома колекторами, чутливого до тиску транзистора з двома емітерами та прискорюючим електричним полем у базі, а також вертикального чутливого до тиску транзистор з двома колекторами та прискорюючим електричним полем у базі і емітері. Представлені розраховані за допомогою математичних моделей та експериментальні характеристики основних параметрів чутливих до тиску біполярних транзисторів.

## 4 РОЗРОБКА РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ЧАСТОТНИХ СЕНСОРІВ ТИСКУ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

Інтенсивний розвиток різноманітних за будовою та властивостями сенсорів тиску пов'язаний з автоматизацією систем радіокерування та радіоконтролем різноманітних технологічних процесів. При цьому дослідження в області створення таких сенсорів тиску спрямовані на покращення їх основних параметрів, таких як, чутливість, лінійність функції перетворення, стабільність, зменшення часу спрацювання, габаритних розмірів, ефективності інтеграції з мікропроцесорними засобами обробки інформації. Дані характеристики можна отримати на основі радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі транзисторних напівпровідникових структур з від'ємним диференціальним опором, в яких відбувається перетворення тиску у частотний вихідний сигнал. Але такий напрямок створення сенсорів тиску не достатньо досліджений на даний час, це стосується як самих схемо-технічних рішень, так і дослідження характеристик радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом з розщепленими електродами, якими є чутливі до тиску біполярні транзистори з двома колекторами. Розгляду цього питання присвячена даний розділ.

### 4.1 Розробка радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної структури

Біполярний транзистор - напівпровідниковий прилад, електричні параметри та характеристики якого залежать від механічних напруг, що виникають в напівпровіднику, на якому він розташований [39, 50]. Доцільність використання біполярних транзисторів в інтегральних сенсорах тиску обумовлена їх потенційними перевагами серед інших тензочутливих напівпровідникових приладів [37, 38]. Біполярні транзистори характеризуються універсальністю, технологічністю, кращою в порівнянні з МДН-транзисторами часовою стабільністю, більш розвинутою схемотехнікою.

Електрична схема радіовимірювального частотного сенсора тиску подана на рис. 4.1 та наведена в додатку К. Тензочутливими елементами є біполярні p-p транзистори, між колектором одного з яких та емітером іншого виникає імпеданс, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна складова володіє ємнісним характером. Такі радіовимірювальні сенсори тиску на основі транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором володіють кращою чутливістю, дозволяють розширити діапазон вимірюваних величин, підвищити рівень вихідного інформативного сигналу [44, 45].



Для спрощення розрахунку на рисунку 4.2. та рисунку 4.3. представлені відповідно еквівалентна схема та перетворена еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної напівпровідникової структури.

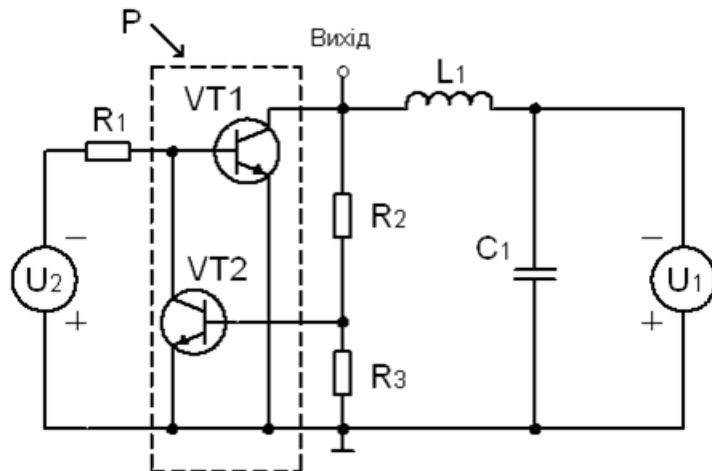


Рисунок 4.1 – Електрична схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

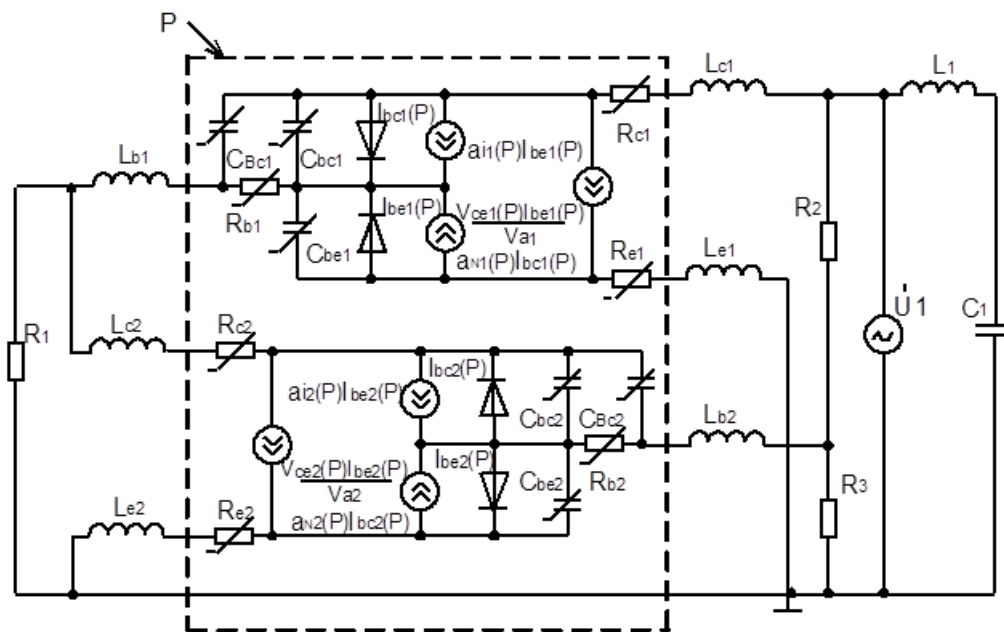


Рисунок 4.2 – Нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

Система рівнянь Кірхгофа, яка описує роботу радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом складена згідно з напрямками контурних струмів

$$\begin{cases}
\dot{U}_1 = (Z_{22} + Z_{23})i_1, \\
\dot{U}_1 = (Z_{20} + Z_{21})i_2 + Z_{20}(i_3 + i_5) + Z_{21}(i_3 + i_4), \\
0 = (Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_9 + Z_{10} + Z_{20} + Z_{21})i_3 + (Z_{20} + Z_{21})i_2 + Z_{21}i_4 + (Z_5 + Z_7 + \\
+ Z_8 + Z_{20})i_5 - (Z_6 + Z_9 + Z_{10})i_6 + Z_5i_7 + (Z_5 + Z_6)(I_{be1} - I_{bc1} + \alpha_{i1}I_{be1} - \\
- \alpha_{N1}I_{bc1} + V_{ce1}I_{be1}/V_{a1}), \\
0 = (Z_{13} + Z_{14} + Z_{16} + Z_{17} + Z_{19} + Z_{21})i_4 + Z_{21}(i_2 + i_3) - Z_{19}i_5 + \\
+ (Z_{13} + Z_{14} + Z_{16} + Z_{17})i_6 - Z_{17}i_8 + (Z_{13} + Z_{14} + Z_{16})i_9 + \\
+ (Z_{16} + Z_{17})(I_{be2} - I_{bc2} + \alpha_{i2}I_{be2} - \alpha_{N2}I_{bc2} + V_{ce2}I_{be2}/V_{a2}), \\
0 = (Z_2 + Z_4 + Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{18} + Z_{19} + Z_{20})i_5 + Z_{20}i_2 + \\
+ (Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{20})i_3 + (Z_2 + Z_4 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{18})i_6 - \\
- Z_{19}i_4 + (Z_4 + Z_5)i_7 - Z_{18}i_8 + (Z_{11} + Z_{12})i_9 + \\
+ (Z_5 - Z_4)(I_{be1} - I_{bc1} + \alpha_{i1}I_{be1} - \alpha_{N1}I_{bc1} + V_{ce1}I_{be1}/V_{a1}), \\
0 = (Z_2 + Z_4 + Z_6 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{16} + Z_{17} + Z_{18})i_6 - \\
- (Z_6 + Z_9 + Z_{10})i_3 + (Z_{13} + Z_{14} + Z_{16} + Z_{17})i_4 - (Z_{17} + Z_{18})i_8 + \\
+ Z_4i_7 + (Z_2 + Z_4 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{18})i_5 + (Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{16})i_9 - \\
- (Z_6 + Z_4)(I_{be1} - I_{bc1} + \alpha_{i1}I_{be1} - \alpha_{N1}I_{bc1} + V_{ce1}I_{be1}/V_{a1}) + \\
+ (Z_{16} + Z_{17})(I_{be2} - I_{bc2} + \alpha_{i2}I_{be2} - \alpha_{N2}I_{bc2} + V_{ce2}I_{be2}/V_{a2}), \\
0 = (Z_3 + Z_4 + Z_5)i_7 + (Z_5 - Z_4)(I_{be1} - I_{bc1} + \alpha_{i1}I_{be1} - \alpha_{N1}I_{bc1} + V_{ce1}I_{be1}/V_{a1}) + \\
+ Z_5i_3 + (Z_4 + Z_5)i_5 + Z_4i_6, \\
0 = (Z_{15} + Z_{17} + Z_{18})i_8 - Z_{17}i_4 - Z_{18}i_5 - (Z_{17} + Z_{18})i_6 + Z_{15}i_9 + \\
+ (Z_{15} - Z_{17})(I_{be2} - I_{bc2} + \alpha_{i2}I_{be2} - \alpha_{N2}I_{bc2} + V_{ce2}I_{be2}/V_{a2}), \\
0 = (Z_1 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{15} + Z_{16})i_9 + (Z_{13} + Z_{14} + Z_{16})i_4 + \\
+ (Z_{11} + Z_{12})i_5 + (Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{16})i_6 + Z_{15}i_8 + \\
+ (Z_{15} + Z_{16})(I_{be2} - I_{bc2} + \alpha_{i2}I_{be2} - \alpha_{N2}I_{bc2} + V_{ce2}I_{be2}/V_{a2}),
\end{cases} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned}
\text{де } Z_1 &= R_1, & Z_2 &= j\omega L_{b1}; & Z_3 &= -j/(\omega C_{bc1}); & Z_4 &= R_{b1}; & Z_5 &= -j/(\omega C_{bc1}); \\
Z_6 &= -j/(\omega C_{be1}); & Z_7 &= R_{c1}; & Z_8 &= j\omega L_{c1}; & Z_9 &= R_{e1}; & Z_{10} &= j\omega L_{e1}; \\
Z_{11} &= j\omega L_{c2}; & Z_{12} &= R_{c2}; & Z_{13} &= j\omega L_{e2}; & Z_{14} &= R_{e2}; & Z_{15} &= -j/(\omega C_{bc2}); \\
Z_{16} &= -j/(\omega C_{be2}); & Z_{17} &= R_{b2}; & Z_{18} &= -j/(\omega C_{bc2}); & Z_{19} &= j\omega L_{b2}; \\
Z_{20} &= R_2; & Z_{21} &= R_3; & Z_{22} &= j\omega L_1; & Z_{23} &= -j/(\omega C_1).
\end{aligned}$$

Чисельний розв'язок системи рівнянь (4.1) проведено в середовищі паке-ту "Matlab 9.2" [55]. Математичне моделювання дозволило отримати значення активної та реактивної складових повного опору  $Z$ , причому його активна

складова має від'ємне значення, а реактивна складова носить ємнісний характер.

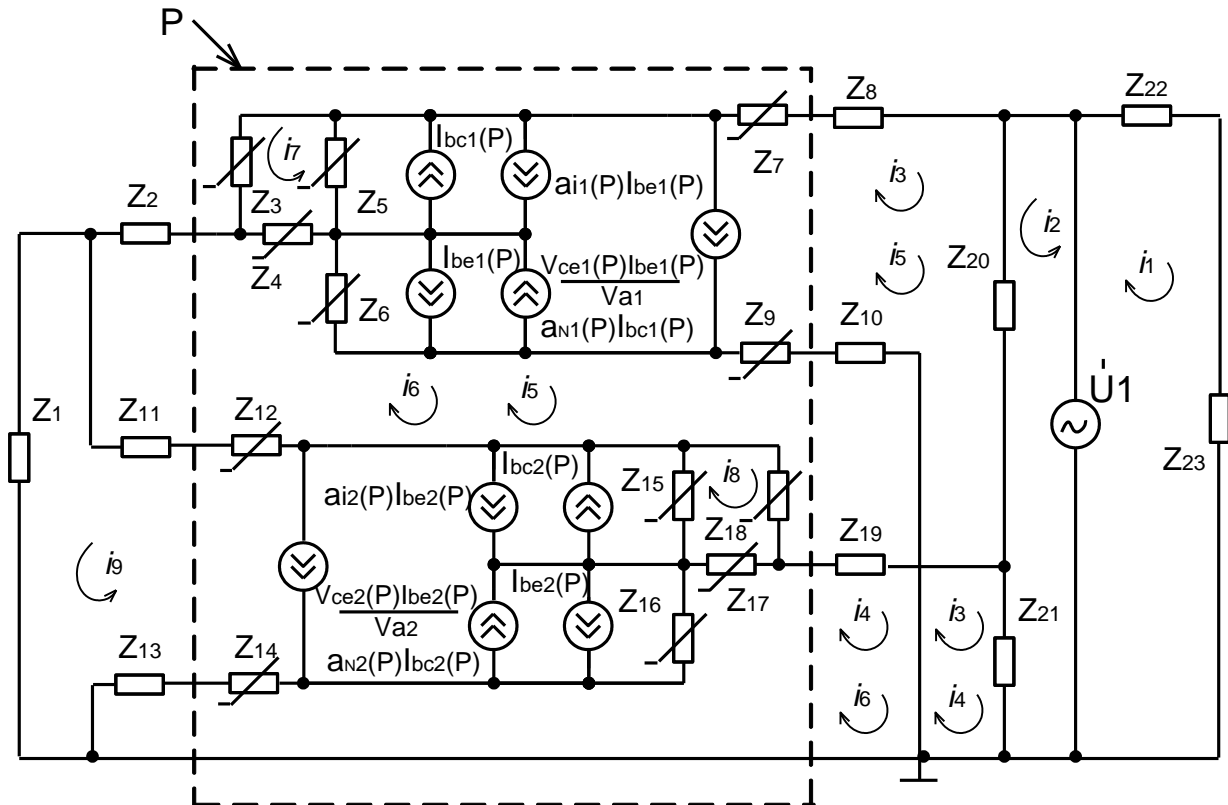


Рисунок 4.3 – Перетворена нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

Для опису фізичних процесів, що відбуваються в радіовимірювальному сенсорі тиску з частотним виходом при його роботі, необхідно отримати аналітичну залежність, яка пов'язує зміну резонансної частоти і тиск, що діє на нього. Аналітичний вираз функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом визначимо на основі системи рівнянь (4.1). Для розв'язання поставленої задачі та представлення її спрощеного запису введемо наступні позначення:

$$A_1 = Z_{22} + Z_{23};$$

$$A_3 = Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_9 + Z_{10} + Z_{20} + Z_{21},$$

$$A_5 = Z_6 + Z_9 + Z_{10},$$

$$A_7 = (Z_5 + Z_6)(1 + a_{N1}),$$

$$A_8 = Z_{13} + Z_{14} + Z_{16} + Z_{17} + Z_{19} + Z_{21},$$

$$A_9 = Z_{13} + Z_{14} + Z_{16} + Z_{17},$$

$$A_{11} = (Z_{16} + Z_{17})(1 + a_{i2} + V_{ce2}/V_{a2}),$$

$$A_{13} = Z_2 + Z_4 + Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{18} + Z_{19} + Z_{20},$$

$$A_2 = Z_{20} + Z_{21},$$

$$A_4 = Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{20},$$

$$A_6 = (Z_5 + Z_6)(1 + a_{i1} + V_{ce1}/V_{a1}),$$

$$A_{10} = Z_{13} + Z_{14} + Z_{16},$$

$$A_{12} = (Z_{16} + Z_{17})(1 + a_{N2}),$$

$$A_{14} = Z_2 + Z_4 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{18}$$

$$\begin{aligned}
A_{15} &= Z_4 + Z_5, & A_{16} &= Z_{11} + Z_{12}, \\
A_{17} &= (Z_5 - Z_4)(1 + a_{i1} + V_{ce1}/V_{a1}), & A_{18} &= (Z_5 - Z_4)(1 + a_{N1}), \\
A_{19} &= Z_2 + Z_4 + Z_6 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{16} + Z_{17} + Z_{18}, \\
A_{20} &= Z_{17} + Z_{18}, & A_{21} &= Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{16}, \\
A_{22} &= (Z_4 + Z_6)(1 + a_{i1} + V_{ce1}/V_{a1}), & A_{23} &= (Z_4 + Z_6)(1 + a_{N1}), \\
A_{24} &= Z_3 + Z_4 + Z_5, & A_{25} &= Z_{15} + Z_{17} + Z_{18}, \\
A_{26} &= (Z_{15} - Z_{17})(1 + a_{i2} + V_{ce2}/V_{a2}), & A_{27} &= (Z_{15} - Z_{17})(1 + a_{N2}), \\
A_{28} &= Z_1 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{15} + Z_{16}, & A_{29} &= (Z_{15} + Z_{16})(1 + a_{i2} + V_{ce2}/V_{a2}), \\
A_{30} &= (Z_{15} + Z_{16})(1 + a_{N2}).
\end{aligned} \tag{4.2}$$

При підстановці виразів (4.2) в систему рівнянь (4.1) отримаємо перетворену систему рівнянь

$$\left\{ \begin{aligned}
\dot{U}_1 &= A_1 i_1, \\
\dot{U}_1 &= A_2 i_2 + A_2 i_3 + Z_{21} i_4 + Z_{20} i_5, \\
0 &= A_3 i_3 + A_2 i_2 + Z_{21} i_4 + A_4 i_5 - A_5 i_6 + Z_5 i_7 + A_6 I_{be1} - A_7 I_{bc1}, \\
0 &= A_8 i_4 + Z_{21} i_2 + Z_{21} i_3 - Z_{19} i_5 + A_9 i_6 - Z_{17} i_8 + A_{10} i_9 + A_{11} I_{be2} - A_{12} I_{bc2}, \\
0 &= A_{13} i_5 + Z_{20} i_2 + A_4 i_3 + A_{14} i_6 - Z_{19} i_4 + A_{15} i_7 - Z_{18} i_8 + A_{16} i_9 + \\
&\quad + A_{17} I_{be1} - A_{18} I_{bc1}, \\
0 &= A_{19} i_6 - A_5 i_3 + A_9 i_4 - A_{20} i_8 + Z_4 i_7 + A_{14} i_5 + A_{21} i_9 - A_{22} I_{be1} + A_{23} I_{bc1} + \\
&\quad + A_{11} I_{be2} - A_{12}, \\
0 &= A_{24} i_7 + Z_5 i_3 + A_{15} i_5 + Z_4 i_6 + A_{17} I_{be1} - A_{18} I_{bc1}, \\
0 &= A_{25} i_8 - Z_{17} i_4 - Z_{18} i_5 - A_{20} i_6 + Z_{15} i_9 + A_{26} I_{be2} - A_{27} I_{bc2}, \\
0 &= A_{28} i_9 + A_{10} i_4 + A_{16} i_5 + A_{21} i_6 + Z_{15} i_8 + A_{29} I_{be2} - A_{30} I_{bc2},
\end{aligned} \right. \tag{4.3}$$

З останнього рівняння системи (4.3) знайдемо значення контурного струму  $i_9$

$$i_9 = \frac{A_{30}}{A_{28}} I_{bc2} - \frac{A_{10}}{A_{28}} i_4 - \frac{A_{16}}{A_{28}} i_5 - \frac{A_{21}}{A_{28}} i_6 - \frac{Z_{15}}{A_{28}} i_8 - \frac{A_{29}}{A_{28}} I_{be2}. \tag{4.4}$$

Значення струму  $i_8$  визначається при підстановці виразу (4.4) в восьме рівняння системи (4.3)

$$i_8 = B_1 i_4 + B_2 i_5 + B_3 i_6 + B_4 I_{be2} + B_5 I_{bc2}, \tag{4.5}$$

де

$$B_1 = \frac{Z_{17}A_{28} + Z_{15}A_{10}}{A_{25}A_{28} - Z_{15}^2}; \quad B_2 = \frac{Z_{18}A_{28} + Z_{15}A_{16}}{A_{25}A_{28} - Z_{15}^2}; \quad B_3 = \frac{A_{20}A_{28} + Z_{15}A_{21}}{A_{25}A_{28} - Z_{15}^2};$$

$$B_4 = \frac{Z_{15}A_{29} + A_{26}A_{28}}{A_{25}A_{28} - Z_{15}^2}; \quad B_5 = \frac{A_{27}A_{28} + Z_{15}A_{30}}{A_{25}A_{28} - Z_{15}^2}.$$

Струм  $i_7$  визначається за виразом, отриманим з сьомого рівняння системи (4.3), що має вигляд

$$i_7 = \frac{Z_5}{A_{24}}i_3 + \frac{A_{15}}{A_{24}}i_5 + \frac{Z_4}{A_{24}}i_6 + \frac{A_{17}}{A_{24}}I_{be1} - \frac{A_{18}}{A_{24}}I_{bc1}. \quad (4.6)$$

Рівняння для визначення величини струму  $i_6$  отримаємо підставивши вище виведені вирази для контурних струмів (4.4), (4.5) та (4.6) в шосте рівняння системи (4.3) та після проведення необхідних перетворень

$$i_6 = C_1i_3 + C_2i_4 + C_3i_5 + C_4I_{be1} + C_5I_{bc1} + C_6I_{be2} + C_7I_{bc2}, \quad (4.7)$$

де

$$C_1 = \frac{A_5A_{24} - Z_4Z_5}{Z_4^2 + A_{24}(A_{19} - A_{20}B_3 - A_{21}(A_{21} - Z_{15}B_3)/A_{28})};$$

$$C_2 = \frac{A_{28}(A_{20}B_1 - A_9) + A_{21}(A_{21} + Z_{15}B_1)}{A_{28}(A_{19} - A_{20}B_3 + Z_4^2/A_{24}) - A_{21}(A_{21} - Z_{15}B_3)};$$

$$C_3 = \frac{A_{24}A_{28}(A_{20}B_2 - A_{14}) - A_{28}Z_4A_{15} + A_{21}A_{24}(A_{16} + Z_{15}B_2)}{A_{24}A_{28}(A_{19} - A_{20}B_3) + Z_4^2A_{28} - A_{21}A_{24}(A_{21} - Z_{15}B_3)};$$

$$C_4 = \frac{(A_{24}A_{22} - Z_4A_{17})}{A_{24}(A_{19} - A_{20}B_3 - A_{21}(A_{21} - Z_{15}B_3)/A_{28}) + Z_4^2};$$

$$C_5 = \frac{(Z_4A_{18} - A_{23}A_{24})}{A_{24}(A_{19} - A_{20}B_3 - A_{21}(A_{21} - Z_{15}B_3)/A_{28}) + Z_4^2};$$

$$C_6 = \frac{A_{28}(A_{20}B_4 - A_{11}) + A_{21}(A_{29} + Z_{15}B_4)}{A_{28}(A_{19} - A_{20}B_3 + Z_4^2/A_{24}) - A_{21}(A_{21} - Z_{15}B_3)};$$

$$C_7 = \frac{A_{28}(A_{20}B_5 - A_{12}) + A_{21}(Z_{15}B_5 - A_{30})}{A_{28}(A_{19} - A_{20}B_3 + Z_4^2/A_{24}) - A_{21}(A_{21} - Z_{15}B_3)}.$$

Підставляючи вирази (4.4), (4.5), (4.6) та (4.7) в п'яте рівняння системи (4.3), шляхом проведення відповідних перетворень отримаємо вираз для визначення величини контурного струму  $i_5$

$$i_5 = D_1i_3 + D_2i_4 + D_3I_{be1} + D_4I_{bc1} + D_5I_{be2} + D_6I_{bc2} - D_7i_2, \quad (4.8)$$

де

$$\begin{aligned}
D_1 &= \frac{A_{28}(A_{24}(B_3C_1 - A_4) - A_{15}(Z_5 + Z_4C_2)) + A_{16}A_{24}C_1Y_2}{A_{28}(A_{24}(A_{13} - Z_{18}B_2 - Y_1) + A_{15}Y_3) - A_{16}A_{24}(A_{16} + A_{21} + Z_{15}Y_4)}; \\
D_2 &= \frac{A_{28}(A_{24}(Z_{19} + Z_{18}B_1 + C_2Y_1) - A_{15}Z_4C_2) + A_{16}A_{24}(A_{10} + C_2Y_2 + Z_{15}B_1)}{A_{28}(A_{24}(A_{13} - Z_{18}B_2 - Y_1) + A_{15}Y_3) - A_{16}A_{24}(A_{16} + A_{21} + Z_{15}Y_4)}; \\
D_3 &= \frac{A_{28}(A_{24}(C_4Y_1 - A_{17}) - A_{15}(Z_4C_4 + A_{27})) + A_{16}A_{24}C_4Y_2}{A_{28}(A_{24}(A_{13} - Z_{18}B_2 - Y_1) + A_{15}Y_3) - A_{16}A_{24}(A_{16} + A_{21} + Z_{15}Y_4)}; \\
D_4 &= \frac{A_{28}(A_{24}(Z_{18} + C_5Y_1) - A_{15}Z_4C_5) + A_{16}A_{24}C_5Y_2}{A_{28}(A_{24}(A_{13} - Z_{18}B_2 - Y_1) + A_{15}Y_3) - A_{16}A_{24}(A_{16} + A_{21} + Z_{15}Y_4)}; \\
D_5 &= \frac{A_{28}(A_{24}(Z_{18}B_4 + C_6Y_1) - A_{15}Z_4C_6) + A_{16}A_{24}(C_6Y_2 + A_{29} + Z_{15}B_4)}{A_{28}(A_{24}(A_{13} - Z_{18}B_2 - Y_1) + A_{15}Y_3) - A_{16}A_{24}(A_{16} + A_{21} + Z_{15}Y_4)}; \\
D_6 &= \frac{A_{28}(A_{24}(Z_{18}B_5 + C_7Y_1) - A_{15}Z_4C_7) + A_{16}A_{24}(C_7Y_2 - A_{30} + Z_{15}B_5)}{A_{28}(A_{24}(A_{13} - Z_{18}B_2 - Y_1) + A_{15}Y_3) - A_{16}A_{24}(A_{16} + A_{21} + Z_{15}Y_4)}; \\
D_7 &= \frac{Z_{20}A_{24}}{A_{28}(A_{24}(A_{13} - Z_{18}B_2 - Y_1) + A_{15}Y_3) - A_{16}A_{24}(A_{16} + A_{21} + Z_{15}Y_4)};
\end{aligned}$$

За наступних позначень

$$Y_1 = B_3 - A_{14}; \quad Y_2 = A_{21} + Z_{15}B_3; \quad Y_3 = A_{15} + Z_4C_3; \quad Y_4 = B_2 + B_3C_3.$$

Значення струму  $i_4$  знаходимо на основі виразів (4.4), (4.5), (4.7), (4.8) та четвертого рівняння системи рівнянь (4.3)

$$i_4 = K_1 i_2 + K_2 i_3 + K_3 I_{be1} + K_4 I_{bc1} + K_5 I_{be2} + K_6 I_{bc2}, \quad (4.9)$$

де

$$\begin{aligned}
K_1 &= \frac{A_{28}Z_{21} + D_7[A_{28}(Z_{19} - A_9C_3) + A_{10}(A_{16} + A_{21}C_3)] - Y_7(B_2 + B_3C_3)}{Y_8(A_{10}Y_6 - A_{28}Y_5) - Y_7Y_9 + A_{28}Y_{10} + A_{10}A_{16}D_2}; \\
K_2 &= \frac{A_{28}Z_{21} + (A_{28}Y_5 - A_{10}Y_6)(C_1 + C_3D_1) - D_1(A_{28}Y_{11} + A_{10}Y_{12})}{Y_8(A_{10}Y_6 - A_{28}Y_5) - Y_7Y_9 + A_{28}Y_{10} + A_{10}A_{16}D_2}; \\
K_3 &= \frac{(A_{28}Y_5 - A_{10}Y_6)(C_4 + C_3D_3) - D_3(A_{28}Y_{11} + A_{10}Y_{12})}{Y_8(A_{10}Y_6 - A_{28}Y_5) - Y_7Y_9 + A_{28}Y_{10} + A_{10}A_{16}D_2}; \\
K_4 &= \frac{(A_{28}Y_5 - A_{10}Y_6)(C_5 + C_3D_4) - D_4(A_{28}Y_{11} + A_{10}Y_{12})}{Y_8(A_{10}Y_6 - A_{28}Y_5) - Y_7Y_9 + A_{28}Y_{10} + A_{10}A_{16}D_2}; \\
K_5 &= \frac{(A_{28}Y_5 - A_{10}Y_6)(C_6 + C_3D_5) - Y_7(B_4 + B_2D_5) + A_{28}(A_{11} - Z_{19}D_5) - A_{10}(A_{29} + A_{16}D_5)}{Y_8(A_{10}Y_6 - A_{28}Y_5) - Y_7Y_9 + A_{28}Y_{10} + A_{10}A_{16}D_2}; \\
K_6 &= \frac{(A_{28}Y_5 - A_{10}Y_6)(C_7 + C_3D_6) - Y_7(B_5 + B_2D_6) + A_{28}(A_{12} - Z_{19}D_6) - A_{10}(A_{30} - A_{16}D_6)}{Y_8(A_{10}Y_6 - A_{28}Y_5) - Y_7Y_9 + A_{28}Y_{10} + A_{10}A_{16}D_2};
\end{aligned}$$

За наступних позначень

$$\begin{aligned}
Y_5 &= A_9 - A_{17}B_3; & Y_6 &= A_{21} - A_{15}B_3; & Y_7 &= A_{28}Z_{17} + A_{10}A_{15}; \\
Y_8 &= C_2 + C_3D_2; & Y_9 &= B_1 + B_2D_2; & Y_{10} &= Z_{19}D_2 - A_8; \\
Y_{11} &= Z_{19} + Z_{17}B_2; & Y_{12} &= A_{16} + A_{15}B_2; & Y_{13} &= A_5A_{24} - Z_4Z_5.
\end{aligned}$$

Величина контурного струму  $i_3$  визначається рівнянням, отриманим з третього рівняння системи рівнянь (4.3) з врахуванням виразів (4.6), (4.7), (4.8) та (4.9)

$$i_3 = M_1 i_2 + M_2 I_{be1} + M_3 I_{bc1} + M_4 I_{be2} + M_5 I_{bc2}, \quad (4.10)$$

де

$$M_1 = \frac{[A_{24}(A_4 + A_5 C_3) + Z_5(A_{15} - Z_4 C_3)](D_2 K_1 - Z_{20}) - C_2 K_1 (Z_{15} Z_4 - A_5 A_{24})}{[C_3 Y_{13} - Z_5 A_{15}](D_1 + D_2 K_2) + Y_{13}(C_1 + C_2 K_2) - K_2(Z_{21} + A_4 D_2) - A_3 A_{24} - Z_5^2};$$

$$M_2 = \frac{A_{24}(A_6 + Z_{21} K_3) + Y_{13}(K_3 Y_8 + C_4) + (A_4 A_{24} + Z_5 A_{15})(D_3 + D_2 K_3) + Z_5 A_{17}}{[C_3 Y_{13} - Z_5 A_{15}](D_1 + D_2 K_2) + Y_{13}(C_1 + C_2 K_2) - K_2(Z_{21} + A_4 D_2) - A_3 A_{24} - Z_5^2};$$

$$M_3 = \frac{A_{24}(Z_{21} K_4 - A_7) + Y_{13}(K_4 Y_8 + C_5) + (A_4 A_{24} + Z_5 A_{15})(D_4 + D_2 K_4) - Z_5 A_{18}}{[C_3 Y_{13} - Z_5 A_{15}](D_1 + D_2 K_2) + Y_{13}(C_1 + C_2 K_2) - K_2(Z_{21} + A_4 D_2) - A_3 A_{24} - Z_5^2};$$

$$M_4 = \frac{A_{24} Z_{21} K_5 + Y_{13}(K_5 Y_8 + C_6)(Z_4 Z_5 - A_5 A_{24}) + (A_4 A_{24} + Z_5 A_{15})(D_5 + D_2 K_5)}{[C_3 Y_{13} - Z_5 A_{15}](D_1 + D_2 K_2) + Y_{13}(C_1 + C_2 K_2) - K_2(Z_{21} + A_4 D_2) - A_3 A_{24} - Z_5^2};$$

$$M_5 = \frac{A_{24} Z_{21} K_6 + Y_{13}(K_6 Y_8 + C_7)(Z_4 Z_5 - A_5 A_{24}) + (A_4 A_{24} + Z_5 A_{15})(D_6 + D_2 K_6)}{[C_3 Y_{13} - Z_5 A_{15}](D_1 + D_2 K_2) + Y_{13}(C_1 + C_2 K_2) - K_2(Z_{21} + A_4 D_2) - A_3 A_{24} - Z_5^2}.$$

Значення контурного струму  $i_2$  знаходимо з виразу, отриманим перетворенням другого рівняння системи (4.3) з врахуванням вище виведених виразів для контурних струмів (4.8), (4.9) та (4.10)

$$i_2 = N_1 + N_2 I_{be1} + N_3 I_{bc1} + N_4 I_{be2} + N_5 I_{bc2}, \quad (4.11)$$

де

$$N_1 = -\frac{\dot{U}_1}{D_7^2 + (D_7 D_2 - Z_{21})(K_1 + K_2 M_1) - M_1(A_2 + D_7 D_1) - A_1};$$

$$N_2 = \frac{A_2 M_2 + D_7(D_3 + D_1 M_2) + (D_7 D_2 + Z_{21})(K_3 + K_2 M_1)}{D_7^2 + (D_7 D_2 - Z_{21})(K_1 + K_2 M_1) - M_1(A_2 + D_7 D_1) - A_1};$$

$$N_3 = \frac{A_2 M_3 + D_7(D_4 + D_1 M_2) + (D_7 D_2 + Z_{21})(K_4 + K_2 M_3)}{D_7^2 + (D_7 D_2 - Z_{21})(K_1 + K_2 M_1) - M_1(A_2 + D_7 D_1) - A_1};$$

$$N_4 = \frac{A_2 M_4 + D_7(D_5 + D_1 M_4) + (D_7 D_2 + Z_{21})(K_5 + K_2 M_4)}{D_7^2 + (D_7 D_2 - Z_{21})(K_1 + K_2 M_1) - M_1(A_2 + D_7 D_1) - A_1};$$

$$N_5 = \frac{A_2 M_5 + D_7(D_6 + D_1 M_5) + (D_7 D_2 + Z_{21})(K_6 + K_2 M_5)}{D_7^2 + (D_7 D_2 - Z_{21})(K_1 + K_2 M_1) - M_1(A_2 + D_7 D_1) - A_1}.$$

Величина контурного струму  $i_1$  знаходиться за виразом, визначеним перетворенням першого рівняння системи рівнянь (4.3)

$$i_1 = U_1 / (Z_{22} + Z_{23}). \quad (4.12)$$

Оскільки вирази для знаходження струмів  $i_1$  та  $i_2$  визначені, то отримаємо вираз для повного опору радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури

$$Z = \frac{U_1}{(i_2 + i_1)} = \frac{U_1}{(N_1 + N_2 I_{be1} + N_3 I_{bc1} + N_4 I_{be2} + N_5 I_{bc2} + U_1 / (Z_{22} + Z_{23}))}. \quad (4.13)$$

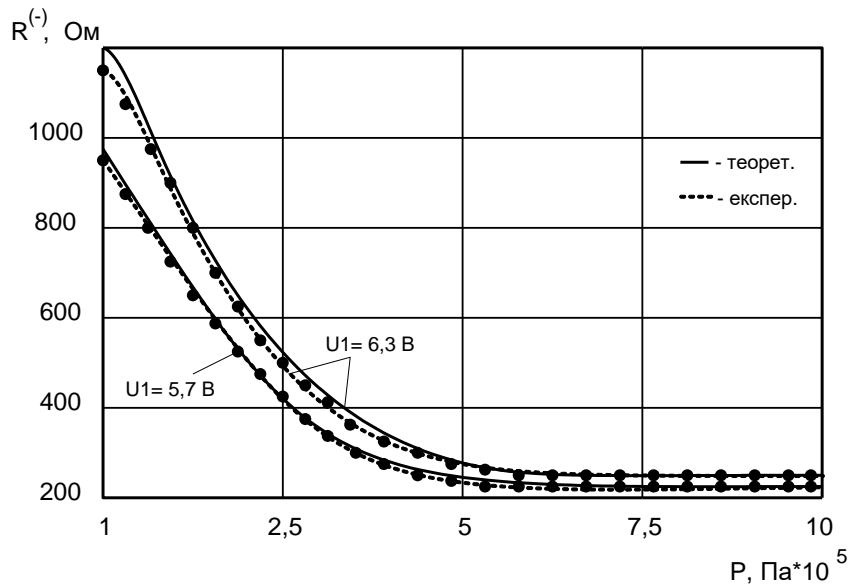


Рисунок 4.4 – Теоретичні та експериментальні залежності активної складової повного опору біполярної транзисторної структури від тиску

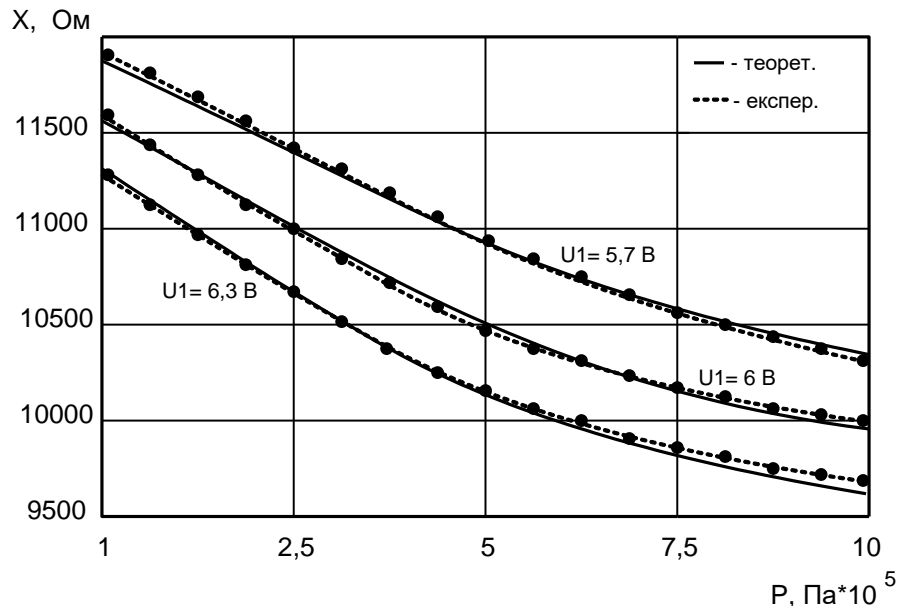


Рисунок 4.5 – Теоретичні та експериментальні залежності реактивної складової повного опору біполярної транзисторної структури від тиску

Активна складова повного опору  $Z$ , визначеного за виразом (4.13) в середовищі пакету MatLab 9.2 [55], має від'ємне значення, а реактивна складова



носить ємнісний характер. Відповідно теоретичні та експериментальні залежності складових повного опору радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури подані на рисунку 4.4. та рисунку 4.5.

Для опису фізичних процесів в радіовимірювальному сенсорі тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури під час його роботи доцільно визначити аналітичну залежність зміни частоти генерації при дії тиску. Залежність функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури від зміни тиску описується загальним виразом

$$f(P) = \frac{1}{2\pi} (L_1 C_{екв}(P))^{-1/2}, \quad (4.14)$$

де  $L_1$  – зовнішня індуктивність радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури;  $C_{екв}(P)$  – еквівалентна ємність коливального контуру радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури, яка залежить від тиску.

Чутливість перетворення визначається диференціюванням виразу (4.14) для визначення функції перетворення за тиском

$$S_f(P) = -\frac{1}{4\pi} L_1^{-1/2} (C_{екв}(P))^{-3/2} \frac{dC_{екв}}{dP}, \quad (4.15)$$

Визначимо аналітичний вираз для функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури. Кількісно коло зворотного зв'язку оцінюється комплексною функцією зворотної різниці  $\bar{F}$  та комплексною функцією зворотного відношення  $\bar{T}$

$$\bar{T} = 1 - \bar{F} = 1 - (Z_{22} + Z_8 + Z_7 + Z_3 + Z_2 + Z_{11} + Z_{12} + Z_{18} + Z_{19} + Z_{21}). \quad (4.16)$$

Оскільки умова балансу фаз контуру радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури виконується на частоті, на якій уявна складова функції  $\bar{T}$  дорівнюватиме нулю, виділимо з рівняння (4.16) та на основі еквівалентної (рисунок 4.2) та перетвореної еквівалентної схеми сенсора (рисунок 4.3) уявну складову та прирівняємо її до нуля для визначення частоти коливань. Таким чином

$$1 - \omega L_1 + \frac{1}{\omega C_{bc1}(P)} + \frac{1}{\omega C_{be1}(P)} + \frac{1}{\omega C_{bc2}(P)} + \frac{1}{\omega C_{be2}(P)} = 0, \quad (4.17)$$

перетворюючи рівняння (4.17) отримаємо

$$\begin{aligned} & -\omega^2 L_1 \cdot C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P) \cdot C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P) + \omega C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P) \cdot C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P) + \\ & + C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P) \cdot [C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)] + C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P) [C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)] = 0 \\ & D = b^2 - 4ac > 0, \quad \omega < 0, \end{aligned}$$

рішенням рівняння є

$$\omega = \frac{1}{2L_1} \cdot \left( 1 + \sqrt{1 + 4L_1 \cdot \frac{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P) \cdot \{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)\} + C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P) \cdot \{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)\}}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P) \cdot C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)}}} \right) \quad (4.18)$$

при  $\omega = 2\pi f$ , маємо

$$f(P) = \frac{1}{4\pi L_1} \cdot \left( 1 + \sqrt{1 + 4L_1 \cdot \left( \frac{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P)} + \frac{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)}{C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)} \right)} \right), \quad (4.19)$$

Таким чином, чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури є вираз:

$$S(P) = \frac{df}{dP} = \left[ \frac{1}{4\pi L_1} \cdot \left( 1 + \sqrt{1 + 4L_1 \cdot \left( \frac{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P)} + \frac{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)}{C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)} \right)} \right) \right]', \quad (4.20)$$

або

$$S(P) = \frac{df}{dP} = \frac{\partial f}{\partial C_{bc1}} \cdot \frac{\partial C_{bc1}}{\partial P} + \frac{\partial f}{\partial C_{be1}} \cdot \frac{\partial C_{be1}}{\partial P} + \frac{\partial f}{\partial C_{bc2}} \cdot \frac{\partial C_{bc2}}{\partial P} + \frac{\partial f}{\partial C_{be2}} \cdot \frac{\partial C_{be2}}{\partial P}, \quad (4.21)$$

де

$$\frac{\partial f}{\partial C_{bc1}} = -\frac{1}{2\pi C_{bc1}^2} \cdot \left( 1 + 4L_1 \cdot \left( \frac{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P)} + \frac{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)}{C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)} \right) \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (4.22)$$

$$\frac{\partial f}{\partial C_{be1}} = -\frac{1}{2\pi C_{be1}^2} \cdot \left( 1 + 4L_1 \cdot \left( \frac{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P)} + \frac{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)}{C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)} \right) \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (4.23)$$

$$\frac{\partial f}{\partial C_{bc2}} = -\frac{1}{2\pi C_{bc2}^2} \cdot \left( 1 + 4L_1 \cdot \left( \frac{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P)} + \frac{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)}{C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)} \right) \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (4.24)$$

$$\frac{\partial f}{\partial C_{be2}} = -\frac{1}{2\pi C_{be2}^2} \cdot \left( 1 + 4L_1 \cdot \left( \frac{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P)} + \frac{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)}{C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)} \right) \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (4.25)$$

то чутливість перетворення радіовимірювального сенсора тиску на основі біполярної транзисторної структури визначається за виразом

$$S(P) = \frac{df}{dP} = -\frac{1}{2\pi} \cdot \left( 1 + 4L_1 \cdot \left( \frac{C_{be1}(P) + C_{bc1}(P)}{C_{be1}(P) \cdot C_{bc1}(P)} + \frac{C_{be2}(P) + C_{bc2}(P)}{C_{be2}(P) \cdot C_{bc2}(P)} \right) \right)^{\frac{1}{2}} \times \left( \frac{1}{[C_{be1}(P)]^2} + \frac{1}{[C_{bc1}(P)]^2} + \frac{1}{[C_{be2}(P)]^2} + \frac{1}{[C_{bc2}(P)]^2} \right) \quad (4.26)$$

Параметри елементів еквівалентної схеми радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури, а саме, елементів еквівалентної схеми біполярного транзистору необхідні для теоретичних розрахунків, отримані з робіт [56–60].

4.2 Експериментальні дослідження властивостей радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярних транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором

Для підтвердження правильності проведених теоретичних розрахунків необхідно порівняти їх з експериментальними даними. Головними залежностями, що визначають поведінку та властивості контуру радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури, є залежності складових повного опору структури, вольт-амперної характеристики сенсора, резонансної частоти, чутливості перетворення від тиску.

Експериментальні дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури проводилися, що містив тензочутливу транзисторну структуру з біполярних транзисторів типу BC 847 (n-p-n) та BC 857 (p-n-p).

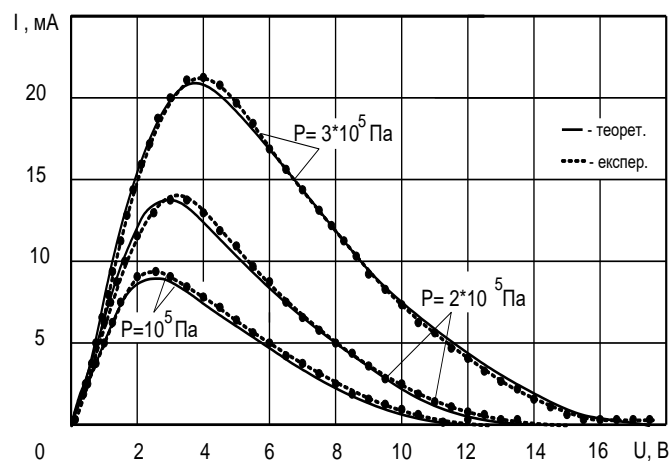


Рисунок 4.6 – Теоретичні та експериментальні залежності вольт-амперної характеристики радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури

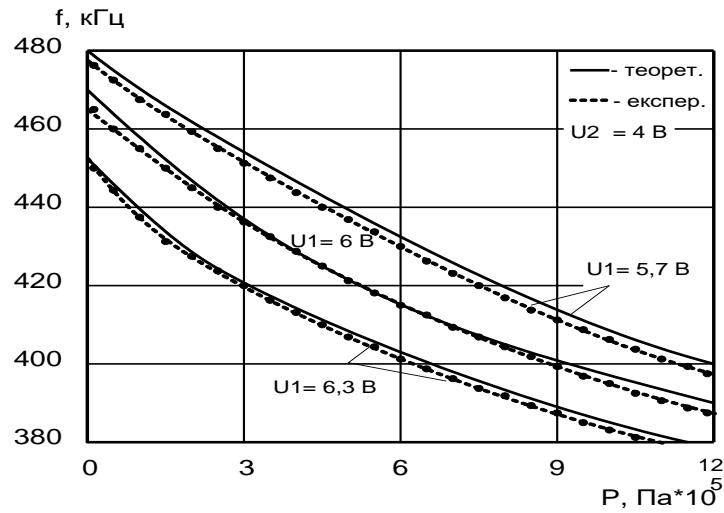


Рисунок 4.7 – Теоретичні та експериментальні залежності функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури від тиску

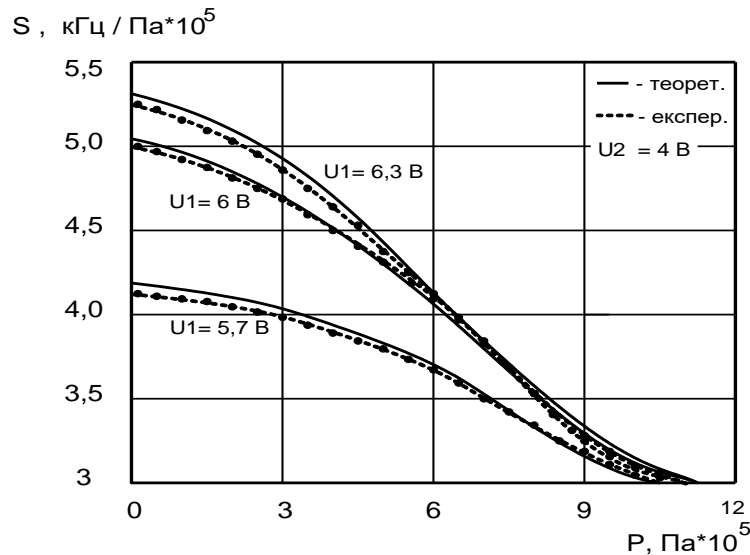


Рисунок 4.8 – Теоретичні та експериментальні залежності чутливості перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

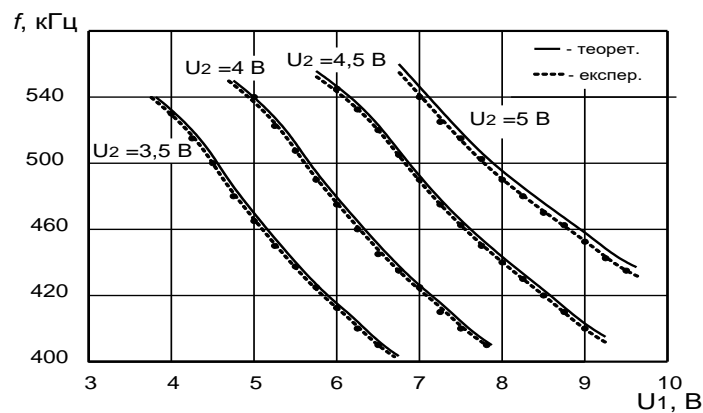


Рисунок 4.9 – Теоретичні та експериментальні залежності функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором від тиску

На рисунку 4.7 представлені теоретичні та експериментальні залежності резонансної частоти від тиску, який діє на біполярну транзисторну структуру. Зі збільшенням тиску частота падає, що пояснюється збільшенням ємності коливального контуру сенсора за рахунок збільшення еквівалентних ємностей р-n переходів біполярних транзисторів. З проведених експериментальних досліджень можна зробити висновок, що зміна резонансної частоти радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярних тензотранзисторів в більшому ступені залежить від величини тиску, аніж в перетворювачі на основі МДН-тензотранзисторів. Чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури складає від 3,0 – 5,5 кГц/кПа в діапазоні тиску  $1 \cdot 10^5$  Па –  $12 \cdot 10^5$  Па.

Порівняння теоретичних та експериментальних вольт-амперних характеристик, залежності резонансної частоти, складових повного опору від тиску, дозволяє зробити висновок, що розроблена математична модель радіовимірювального сенсора тиску на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором описує фізичні процеси, що відбуваються в напівпровідниковій структурі при дії тиску з похибкою  $\pm 1,5$  %.

#### 4.3 Математична модель радіовимірювального сенсора тиску на основі чутливого до тиску біполярного транзистора з двома колекторами

Розглянемо принцип роботи біполярного чутливого до тиску біполярного транзистора з двома колекторами. В анізотропних за провідністю напівпровідникових матеріалах напрямки струму і електричного поля в загальному випадку не співпадають. Це визначає, що при руху носіїв заряду біполярного транзистора між струмовими контактами на них діють сили, які є попереківими до напрямку струму [11]. Величина цієї сили у випадку анізотропії, яка наведена зовнішніми направленими впливами, такими, наприклад, як одновісна пружна деформація, магнітне поле, світло, пропорційна величині цих впливів. Таким чином при штучній анізотропній провідності з'являється можливість керування явищами перенесення носіїв заряду в широкому діапазоні. При інжекції носіїв заряду в базову область відбувається їх дрейф у продольному тянучому полі бази і їх дифузія в напрямку  $z$  до колекторних переходів. У відсутності механічної деформації колекторні струми біполярного транзистора, які визначаються дифузійним рухом у напрямку  $z$ , рівні між собою, тому вихідний сигнал, що змінюється з навантажувальних опорів колекторів біполярного транзистора дорівнює нулю при однакових значеннях опорів колекторів. При подачі тиску на тензорезистор виникає одновісна деформація стиску (розтягу) у напрямку  $\langle 110 \rangle$ , завдяки чому рухливість дірок в базі біполярного

транзистора стає анізотропною. Інжектвані дірки дрейфують у тянучому полі бази біполярного транзистора у напрямку  $x$ , за рахунок наведеної анізотропії їх рухливості відхиляються у поперековому напрямку  $y$ , в подальшому за рахунок дифузії в напрямку  $z$  досягають колекторних переходів. Виникнення в базовій області біполярного транзистора поперекового потоку дірок за рахунок анізотропії їх рухливості приводить до значного розбалану колекторних струмів біполярного транзистора і появи вихідного сигналу.

Розглянемо зміну рухливості дірок у напівпровідниковому матеріалі при дії тиску, тобто анізотропію рухливості. У недоформованому напівпровідниковому матеріалі рухливість дірок визначається виразом [6]

$$\mu_{p0} = \frac{q\tau}{m_v^{3/2}(m_L^{1/2} + m_M^{1/2})}, \quad (4.27)$$

де  $m_v$  – ефективна маса дірки на вершині валентної зони напівпровідникового матеріалу,  $q$  – заряд електрона,  $\tau$  – час релаксації, однаковий для обох типів дірок,  $m_L$  та  $m_M$  – ефективні маси легких та важких дірок у напівпровідниковому матеріалі. Під час дії тиску на напівпровідниковий матеріал рухливість дірок визначається виразом [7]:

$$\mu_p(p) = \frac{p_1\mu_1 + p_2\mu_2}{p_1 + p_2}, \quad (4.28)$$

де  $p_1$  і  $p_2$  – концентрації дірок у верхній та нижній зонах, що розщепилися;  $\mu_1$  і  $\mu_2$  – рухливості дірок у верхній та нижній зонах, що розщепилися. Тоді деформаційний приріст рухливості дірок у напівпровідниковому матеріалі описується виразом [7]:

$$\Delta\mu_p(p) = \frac{q\tau}{m_v^{3/2}} \left[ \frac{m_L^{1/2} \left( 1 + \left( \frac{m_M}{m_L} \right)^2 \exp\left( \frac{\Delta E_{v-}(p) - \Delta E_{v+}(p)}{kT} \right) \right)}{\left( 1 + \left( \frac{m_M}{m_L} \right)^{3/2} \exp\left( \frac{\Delta E_{v-}(p) - \Delta E_{v+}(p)}{kT} \right) \right)} - (m_L^{1/2} + m_M^{1/2}) \right], \quad (4.29)$$

де  $\Delta E_{v+}(p)$  – деформаційний приріст положення вершини валентної зони напівпровідникового матеріалу при деформації  $\Delta E_{v-}(p)$  – деформаційний приріст нижньої гілки валентної зони напівпровідникового матеріалу при деформації.

Залежність рухливості дірок і електронів у напівпровідниковому матеріалі від дії тиску наведено на рисунку 4.10.

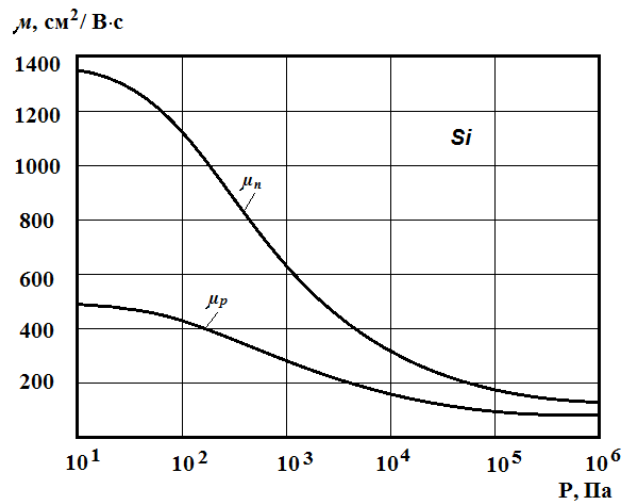


Рисунок 4.10 – Залежність рухливості носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі від дії тиску

Залежність розподілу інжекттованих носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі від дії тиску в базі чутливого до тиску транзистора з двома колекторами можна визначити на основі розв'язку рівняння перенесення, при цьому розглядається низький рівень інжекції носіїв заряду біполярного транзистора і слабкі деформаційні поля. Рівняння перенесення має вигляд [3]:

$$\left[ \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} + 2\sigma_x \frac{\partial p}{\partial x} + 2\sigma_y \frac{\partial p}{\partial y} \right] - \frac{p - p_0}{L^2} = -\rho(x', y') \delta(x - x') \delta(y - y') \delta(z - z') \quad (4.30)$$

З відповідними граничними умовами

$$p(0, y, z) = p(l_x, y, z) = p(x, 0, z) = p(x, L_y, z) = p(x, y, l_z) = p_0, \quad (4.31)$$

де  $p_0$  – рівноважна концентрації носіїв заряду в базовій області біполярного транзистора,  $L$  – дифузійна довжина інжекттованих в базовій області біполярного транзистора носіїв заряду,  $\delta(x - x')$  – функція Дірака. Функція  $\rho(x', y')$  описує густина джерел нерівноважних носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі. Коефіцієнти  $\sigma_x$  і  $\sigma_y$  зв'язані із значенням тянучого поля  $E_x$  у базовій області чутливого до тиску біполярного транзистора з двома колекторами виразами

$$\sigma_x = \frac{qE_x}{2kT}, \quad \sigma_y = a \cdot \sigma_x, \quad (4.32)$$

де  $a$  – параметр анізотропії рухливості носіїв заряду у напівпровідниковому матеріалі;  $T$  – температура;  $k$  – стала Больцмана.

Базові та емітерні області біполярного транзистора обмежені наступними координатами

$$\begin{aligned} 0 \leq x \leq L_x, & \quad 0 \leq y \leq L_y, & \quad 0 \leq z \leq L_z, \\ 0 \leq x' \leq L_x, & \quad 0 \leq y' \leq L_y, & \quad 0 \leq z' \leq L_z. \end{aligned}$$

Рівняння (4.30) розв'язується за допомогою функції Гріна, яка описується виразом [3]:

$$\begin{aligned} P(x, y, z, x', y', z') = & \frac{4l_x}{D_p l_y l_z} \exp[a_x(x - x')] \sum_{m,k=1}^{\infty} \frac{\text{sh} \left[ \frac{\beta_{mk} \left(1 - \frac{x}{l_x}\right)}{l_x} \right]}{\beta_{mk} \text{sh}(\beta_{mk})} \text{sh} \left( \frac{\beta_{mk} x'}{l_x} \right) \times \\ & \times \sin q_k z \sin q_m y \sin q_m y' \sin q_k z', \end{aligned} \quad (4.33)$$

де

$$q_m = \frac{\pi m}{l_y}; \quad q_k = \frac{\pi k}{l_z}; \quad \beta_{mk} = l_x^2 (q_m^2 + q_k^2 + a_x^2 + a_y^2 + L^2); \quad L^2 = D_p \tau;$$

$\tau$  – час життя дірок у напівпровідниковому матеріалі.  $D_p$  – коефіцієнт дифузії дірок у напівпровідниковому матеріалі.

Функція Гріна визначає концентрацію інжектованих дірок у точці бази біполярного транзистора з двома колекторами з координатами  $x, y, z$ , яка породжена джерелом одиничної інтенсивності емітера біполярного транзистора з координатами  $x', y', z'$ . Густина джерел, що емітують нерівноважні дірки у базу біполярного транзистора з двома колекторами визначаються виразом [3]:

$$\rho(x', y') = \frac{p_0}{\tau} \left[ \exp \frac{U_{eb}(x', y')}{kT} - 1 \right]. \quad (4.34)$$

Розподіл інжектованих носіїв заряду в базовій області чутливого до тиску біполярного транзистора з двома колекторами описується виразом [3]:



$$p(x, y, z) = \int_0^{l_x} dx' \int_0^{l_y} dy' \int_0^{l_z} \rho(x', y') p(x, y, z, x', y', z') dz'. \quad (4.35)$$

На основі виразу (4.35) визначаються дифузійні струми колекторів біполярного транзистора чутливого до тиску, які залежать від тиску який діє на біполярний транзистор.

Розглянувши принцип роботи чутливого до тиску транзистора з двома колекторами та його основні характеристики, перейдемо до розгляду роботи радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, схема якого подана на рисунку 4.11 та наведена в додатку М [8, 9]. Радіовимірювальний сенсор тиску з частотним виходом являє собою гібридну інтегральну схему, яка складається із чутливого до тиску транзистора з двома колекторами і польового двозатворного транзистора, що утворюють автогенератор, частота генерації якого залежить від дії тиску, прикладеного до біполярного чутливого до тиску транзистора з двома колекторами.

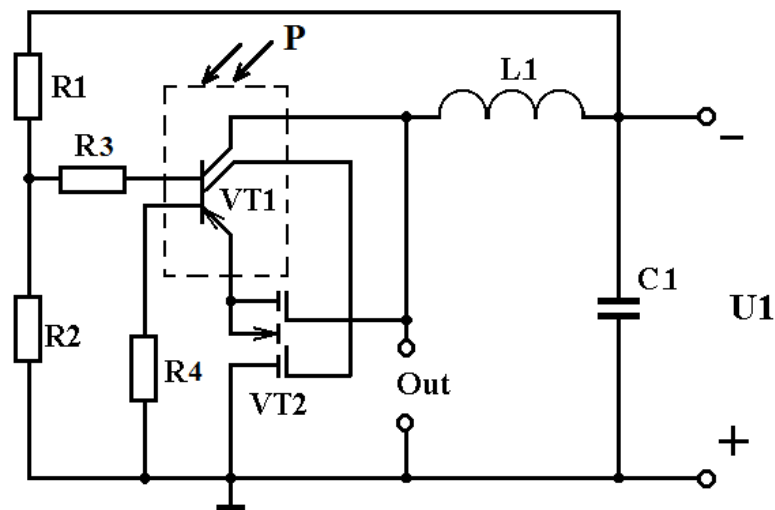


Рисунок 4.11 – Схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярного чутливого до тиску транзистора з двома колекторами

На електродах першого колектора чутливого до тиску біполярного транзистора VT1 з двома колекторами і стоку польового двозатворного транзистора VT2 існує імпеданс, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна носить ємнісний характер. Підключення пасивної індуктивності  $L_1$  до першого колектора біполярного транзистора VT1 з двома колекторами і загальної шини через блокувальну ємність  $C_1$  створює коливальний контур автогенератора. Втрати енергії в коливальному контурі автогенератора компенсуються від'ємним диференційним опором. Резистори  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  і  $R_4$  забезпечу-

ють режим живлення за постійним струмом радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом. При дії тиску на чутливий до тиску біполярний транзистор VT1 з двома колекторами відбувається зміна еквівалентної ємності коливального контуру автогенератора, що викликає зміну частоти генерації.

Для визначення функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, тобто залежності частоти генерації від зміни тиску, складаємо еквівалентну схему пристрою, яка подана на рисунку 4.12 та наведена в додатку Н.

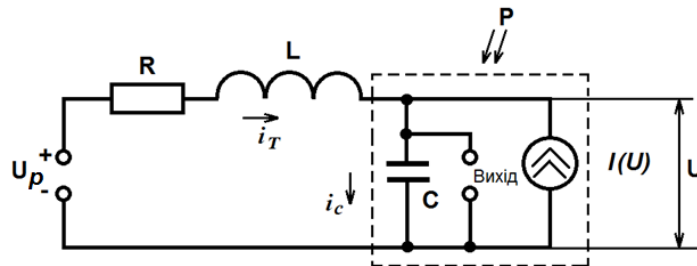


Рисунок 4.12 – Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску

На схемі (рисунок 4.12) сумарна індуктивність  $L$  містить в собі зовнішню індуктивність  $L_1$  коливального контуру та індуктивності виводів схеми, ємність  $C$  містить в собі зовнішню ємність  $C_1$ , а також внутрішні ємності біполярного та польового транзисторів VT1 і VT2 на електродах колектор – стік. Опір  $R$  містить в собі всі опори втрат схеми. Джерело струму  $I(U)$  моделює спадаючу ділянку вольт-амперної характеристики на виході радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом.

Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом описується рівняннями Кірхгофа

$$U_p = Ri_T + L \frac{di_T}{dt} + U, \quad (4.36)$$

$$i_T = C \frac{dU}{dt} + I(U). \quad (4.37)$$

З рівнянь (4.36) і (4.37) визначаються складові

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{U_p - i_T - U}{L}, \quad (4.38)$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{i_T - I(U)}{C}. \quad (4.39)$$

Для розгляду роботи схеми у динамічному режимі в рівняння (4.36) і (4.37) введемо змінні, які мають вигляд

$$u = U - U_0, \quad (4.40)$$

$$i = i_T - i_{T0}. \quad (4.41)$$

Нелінійну статичну вольт-амперну характеристику схеми автогенератора поблизу точки рівноваги замінимо лінійною функцією

$$I(U_0 + u) = I(U_0) + u / R_g, \quad (4.42)$$

де  $R_g$  – від’ємний диференційний опір автогенератора у точці рівноваги.

Нелінійну ємність на електродах перший колектор – стік чутливого до тиску біполярного транзистора VT1 і польового транзистора VT2 поблизу точки рівноваги вважаємо сталою величиною, яка не залежить від напруги. У відповідності з цією умовою рівняння (4.36) і (4.37) перетворюється у лінійні із сталими коефіцієнтами

$$\frac{di}{dt} = -\frac{Ri}{L} - \frac{u}{L}, \quad (4.43)$$

$$\frac{du}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{u}{R_g C}. \quad (4.44)$$

Об’єднання рівнянь (4.43) і (4.44) дозволяє отримати диференційне рівняння другого порядку, яке описує коливальний процес у радіовиміральному сенсорі тиску з частотним виходом

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \left( \frac{R}{L} - \frac{1}{R_g C} \right) \frac{du}{dt} + \frac{u}{LC} \left( 1 + \frac{R}{R_g} \right) = 0. \quad (4.45)$$

Розв’язок рівняння (4.45) описує амплітуду вихідного сигналу радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом

$$u(t) = A \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{1}{R_g C} + \frac{R}{L} \right)^2 - \frac{1}{LC} \left( 1 + \frac{R}{R_g} \right)} \right] t + \quad (4.46)$$

$$+ B \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R}{L} + \frac{1}{R_g C} \right) - \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{1}{R_g C} + \frac{R}{L} \right)^2 - \frac{1}{LC} \left( 1 + \frac{R}{R_g} \right)} \right] t,$$

де  $A$  і  $B$  коефіцієнти, що визначаються з початкових умов.

Дві складові рівняння (4.46) описують періодичний процес у радіовимірювальному сенсорі тиску з частотним вихідним сигналом, амплітуда якого наростає за експоненціальним законом. Умови виникнення синусоїдальних коливань в автогенераторі описуються нижче наведеними нерівностями

$$\left( \frac{1}{R_g C} + \frac{R}{L} \right) < 0, \quad \frac{1}{LC} \left( \frac{R}{R_g} + 1 \right) > 0. \quad (4.47)$$

Виникнення коливань на резонансній частоті в досліджуваному радіовимірювальному сенсорі тиску з частотним вихідним сигналом буде мати місце при виконанні умов (4.47). Резонансна частота визначається з реактивної складової імпедансу на виході, яка на резонансній частоті дорівнює нулю. Джерело струму  $I(U)$  у робочій точці радіовимірювальному сенсорі тиску з частотним вихідним сигналом змінюється на величину  $u / R_g$ .

Еквівалентна схема радіовимірювальному сенсорі тиску з частотним вихідним сигналом подана на рисунку 4.13. Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом побудована на основі малосигнальних лінійних еквівалентних схем біполярного і польового транзисторів.

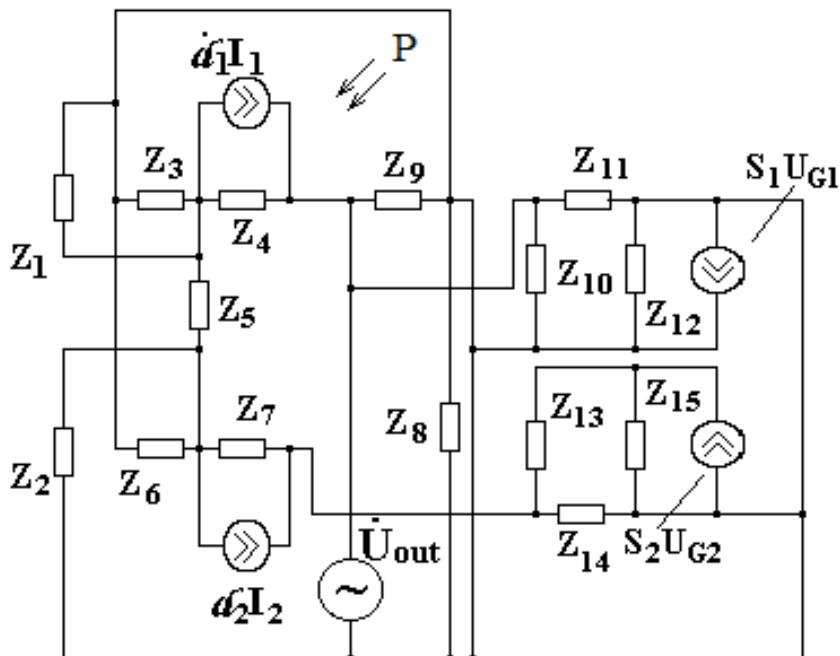


Рисунок 4.13 – Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом

На еквівалентній схемі введені позначення:

$$\begin{aligned}
Z_1 &= R_1, \quad Z_2 = R_2, \quad Z_3 = \frac{R_{E1}}{1 + \omega^2 R_{E1}^2 C_{E1}^2} - j \frac{R_{E1}^2 \omega C_{E1}}{1 + \omega R_{E1}^2 C_{E1}^2}, \\
Z_4 &= \frac{R_{K1}}{1 + \omega^2 R_{K1}^2 C_{K1}^2} - j \frac{R_{K1}^2 \omega C_{K1}}{1 + \omega R_{K1}^2 C_{K1}^2}, \quad Z_5 = R_B, \\
Z_6 &= \frac{R_{E2}}{1 + \omega^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2} - j \frac{R_{E2}^2 \omega C_{E2}}{1 + \omega R_{E2}^2 C_{E2}^2}, \quad Z_7 = \frac{R_{K2}}{1 + \omega^2 R_{K2}^2 C_{K2}^2} - j \frac{R_{K2}^2 \omega C_{K2}}{1 + \omega R_{K2}^2 C_{K2}^2}, \\
Z_8 &= -j / (\omega C), \quad Z_9 = j \omega L, \\
Z_{10} &= \frac{R_{GS1}}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2 C_{GS1}^2} - j \frac{R_{GS1}^2 \omega C_{GS1}}{1 + \omega R_{GS1}^2 C_{GS1}^2}, \quad Z_{11} = -j / (\omega C_{GD1}), \\
Z_{12} &= \frac{R_{DS1}}{1 + \omega^2 R_{DS1}^2 C_{DS1}^2} - j \frac{R_{DS1}^2 \omega C_{DS1}}{1 + \omega R_{DS1}^2 C_{DS1}^2}, \quad Z_{14} = -j / (\omega C_{GD2}), \\
Z_{13} &= \frac{R_{GS2}}{1 + \omega^2 R_{GS2}^2 C_{GS2}^2} - j \frac{R_{GS2}^2 \omega C_{GS2}}{1 + \omega R_{GS2}^2 C_{GS2}^2}, \quad Z_{15} = \frac{R_{DS2}}{1 + \omega^2 R_{DS2}^2 C_{DS2}^2} - j \frac{R_{DS2}^2 \omega C_{DS2}}{1 + \omega R_{DS2}^2 C_{DS2}^2}.
\end{aligned}$$

Деформаційні прирости параметрів  $G_i = f(E_g, n_n, n_p, p_n, n_i, m_n, r)$  еквівалентної схеми біполярного чутливого до тиску транзистора з двома колекторами, зображеної на рисунку 4.11, визначаються на основі загального виразу

$$\begin{aligned}
\Delta G_i(P) &= \frac{\partial G_i}{\partial E_g} \Delta E_g(P) + \frac{\partial G_i}{\partial n_n} \Delta n_n(P) + \frac{\partial G_i}{\partial n_p} \Delta n_p(P) + \frac{\partial G_i}{\partial p_n} \Delta p_n(P) + \\
&+ \frac{\partial G_i}{\partial n_i} \Delta n_i(P) + \frac{\partial G_i}{\partial \mu_n} \Delta \mu_n(P) + \frac{\partial G_i}{\partial \rho} \Delta \rho(P)
\end{aligned} \tag{4.48}$$

В якості параметрів  $G_i$  у виразі (4.48) виступають наступні елементи еквівалентної схеми:  $R_b$  – опір базової області біполярного транзистора,  $R_e$  – опір емітера біполярного транзистора,  $R_c$  – опір колектора біполярного транзистора,  $C_{bc}$  – ємність колекторного переходу біполярного транзистора,  $a_N$  та  $a_I$  – відповідно прямий та інверсний коефіцієнти підсилення струму в схемі з загальною базою,  $C_{be}$  – ємність емітерного переходу біполярного транзистора.

Вираз (4.48) дозволяє визначити деформаційний приріст параметру еквівалентної схеми біполярного транзистора з двома колекторами  $G_i$  шляхом визначення суми часткових похідних даного параметру від електрофізичних параметрів напівпровідникового матеріалу, що в свою чергу залежать від тиску.

Визначивши залежності елементів еквівалентної схеми радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом від дії тиску, перейдемо до визначення функції перетворення та рівняння чутливості. На основі еквіва-

лентної схеми (рисунок 4.13) розрахуємо імпеданс на електродах першого колектора чутливого до тиску біполярного транзистора VT1 і стоку польового транзистора VT2, на основі якого визначається еквівалентна ємність коливального контуру радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, що визначає функцію перетворення.

У відповідності із схемою (рисунок 4.13) на основі методу стійкості Ляпунова визначаємо функцію перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, яка являє собою залежність частоти генерації від дії тиску. Аналітична залежність функції перетворення радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом має вигляд

$$F(P) = \frac{1}{2\pi R_g C(P)} \sqrt{\frac{R_g^2 C(P)}{L} - 1}. \quad (4.49)$$

Чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом визначається на основі виразу (4.49) і описується рівнянням

$$S_P^{F_p} = -\frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{R_g^2 C(P)}{L} - 1} \left( \frac{dC(P)}{dP} \right)}{\pi R_g^2 C(P)} + \frac{1}{2} \frac{\frac{dC(P)}{dP}}{\pi L \sqrt{\frac{R_g^2 C(P)}{L} - 1}}. \quad (4.50)$$

На рисунку 4.14 подано залежність резонансної частоти від тиску радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом. Як видно з графіка, залежність резонансної частоти радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом від тиску є нелінійною, це пояснюється нелінійною залежністю еквівалентної ємності коливальної системи радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом.

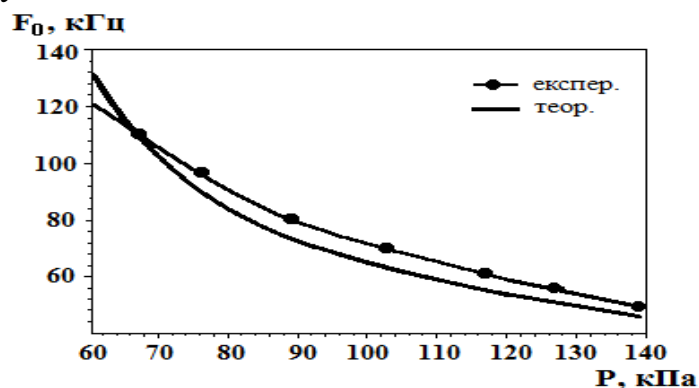


Рисунок 4.14 – Залежність резонансної частоти радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом

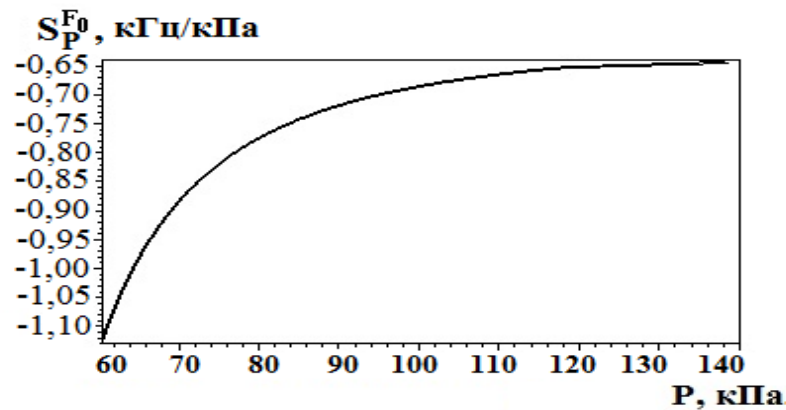


Рисунок 4.15 – Залежність чутливості радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом

На рисунку 4.15 представлено залежність чутливості радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом. Аналіз графіка показує, що чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом складає 1,12 кГц/кПа і змінюється від 1,12 кГц/кПа до 0,65 кГц/кПа.

#### 4.4 Оцінювання метрологічних параметрів радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом

Вірогідність інформації про властивості досліджуваного об'єкта визначаються як вибором величин, які характеризують об'єкт, так і похибкою, яка існує при вимірюванні цих величин.

Вибір величин, які необхідно виміряти, здійснюється на основі знань про досліджуваний об'єкт, які отримуються у результаті проведених раніш досліджень. Дійсно, при вимірюванні параметрів сигналів необхідно заздалегідь встановити чи є даний сигнал імпульсним або неперервним, детермінованим або випадковим. Результатом такого дослідження є віднесення сигналу до одного із класів, після чого стає відомою сукупність величин, які характеризують цей клас. Числові значення цих параметрів і підлягають вимірюванню.

Якщо сигнал детермінований, то за допомогою вольтметрів різного типу можна виміряти середнє, середньовипрямлене, ефективне або пікове значення цього сигналу, за допомогою частотоміра – частоту, за допомогою відповідних аналізаторів – амплітудно-частотний, фазочастотний спектр тощо.

Якщо сигнал є випадковим, то він описується за допомогою таких характеристик, як закони розподілу ймовірності його миттєвих значень, кореляційною функцією або енергетичним спектром. Вимірювання кожного із цих параметрів потребує застосування спеціальних приладів.

Наведені міркування свідчать про важливість знань про особливості до-

сліджуваного об'єкта у виборі методів і засобів вимірювання і про необхідність узгодження властивостей об'єкта із властивостями використаних при його дослідженні приладів. Недотримання цієї умови є причиною зниження вірогідності отриманої при вимірюванні інформації.

Другою важливою причиною, яка впливає на вірогідність цієї інформації є існування похибок вимірювання. Похибки існують при будь-якому вимірюванні. Виходячи з практичних потреб, вирішують яку точність необхідно отримати. З цього можна зробити висновок, що вимірювання характеризуються не тільки результатом, який є числовим значенням вимірюваної величини, а також похибкою, яка при цьому отримана. Похибки мають різноманітну природу [20]:

- 1) із самим вимірюваним об'єктом – недостатніми знаннями властивостей об'єкта, існуванням перешкоджаючих компонентів (шуми, завади) у складі досліджуваного сигналу тощо;
- 2) з недосконалістю методів і засобів вимірювання (так звані методичні і апаратні або інструментальні похибки) – відхиленням параметрів схем від номіналу за рахунок старіння, прогріву тощо, існуванням шумів, які виникають в самих приладах;
- 3) з впливом умов проведення вимірів і зміною невимірюваних параметрів об'єкта (температура, тиск, вологість в приміщенні, існування вібрації, зовнішніх електромагнітних і магнітних полів, нестабільність джерел живлення);
- 4) з суб'єктивними (особистими) якостями експериментатора, які виникають з послабленням уваги, які також залежать від його тренуваності, ступенем стомлення тощо. До цього відносяться причини, які приводять до появи грубих помилок (промахів);
- 5) з недосконалістю систем передачі розміру одиниці вимірювання від еталона до робочого приладу.

Перейдемо до визначення повної похибки в процесі вимірювання температури за допомогою радіовимірювального температурного сенсора. Методичні часткові похибки, які виникають при даному методі вимірювання, мають таку природу:

$\delta_1$  - похибка вимірювання, яка виникає у результаті нестабільності частоти генератора;

$\delta_2$  - похибка через установку режиму живлення транзисторної структури.

Часткові похибки приладів, які використовуються в процесі вимірювання:

$\delta_3$  - похибка у результаті нелінійності амплітудної характеристики електронного частотоміра;



$\delta_4$  - похибка через власні шуми і зовнішні наводки на вхідне коло електронного частотоміра;

$\delta_5$  - похибка, яка виникає у результаті неточного калібрування і неточного визначення результату вимірювання по шкалі електронного частотоміра.

Оцінка величини  $\delta_1$  визначається на основі формули

$$\delta_1 = \frac{\rho^2 V_0}{(R_g')^2} \left[ \frac{1}{3} Q d_1 d_2 + \frac{V_0}{192} (27 Q d_1 d_3 - 32 d_2^2) + \frac{V_0^2}{20} (8 Q d_1 d_4 + 5 d_2 d_3) + \frac{V_0^3}{24} (5 Q d_1 d_3 - 8 d_2 d_4) \right], \quad (4.51)$$

де  $Q$  – добротність коливального контуру,  $\rho$  – характеристичний опір контуру,  $V_0$  – напруга зміщення,  $d_1 - d_6$  – коефіцієнти полінома який апроксимує вольт-амперну характеристику

Оцінка похибки  $\delta_2$ , яка зв'язана з неточною установкою режиму живлення по постійному струму досліджуваного сенсора потребує знання типової залежності температури від напруги живлення. Ця залежність отримується експериментально. Точність установки постійного значення напруги визначається класом точності електровимірювальних пристроїв, які використовуються. Оскільки клас точності  $l$  виражає собою допустиме значення відносної похибки, яка приведена до номіналу шкали, то середньоквадратична похибка  $\sigma_U$  розраховується згідно умови рівновірогідного закону розподілу похибки в інтервалі допуску

$$\sigma_U = \frac{U_{НОМ}}{U_P} \cdot \frac{l_U}{\sqrt{3}}, \quad (4.52)$$

де  $U_P$  – напруга, яка подається на перетворювач,  $U_{НОМ}$  – номінальна напруга, яка відповідає відхиленню приладу на всю шкалу,  $l_U$  – величина допустимої, відносної похибки, яка відповідає класу точності вольтметра.

Значення середньоквадратичної похибки при вимірюванні частоти у результаті неточної установки режиму живлення розраховується за формулою

$$\delta_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\left( \frac{1}{T} \cdot \frac{\partial T}{\partial U} U_{НОМ} \cdot l_U \right)^2}, \quad (4.53)$$

де  $U$  – напруга живлення на виході радіовимірювального сенсора тиску з час-

тотним вихідним сигналом.

Похибка за рахунок нелінійності амплітудної характеристики електронного частотоміра  $\delta_3$  подана у вигляді приведеної похибки  $\pm l_3$  у тих випадках, коли використовують стандартний вимірювальний прилад. Якщо вважати розподіл похибки рівновірогідним, то середньоквадратичну похибку при визначенні температури визначають

$$\delta_3 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{l_3}{|T|} . \quad (4.54)$$

Похибку, яка виникає у результаті власних шумів і сторонніх наводок  $\delta_4$  оцінюють експериментальним шляхом. При використанні в електронному частотомірі середньовипрямленого значення задовільну точність для оцінки систематичної складової похибки  $\delta_4$  дає формула [70]:

$$M_4 = \left( \frac{M_{An}}{A_{KL}} \right)^2 , \quad (4.55)$$

де  $A_n$  – показник вихідного приладу за рахунок шумів і наводок,  $A_{KL}$  – показник вихідного приладу в процесі калібрування.

Розподіл випадкової величини  $A_n$  дозволяє визначити математичне сподівання  $M_{An}$  і середньоквадратичне відхилення  $\sigma_{An}$ , отже

$$\delta_4 = \frac{M_{An}}{A_{KL}^2} \cdot \sigma_{An} . \quad (4.56)$$

Похибка  $\delta_5$  визначається дискретним характером шкали відлікового приладу. Граничне значення похибки визначається половиною інтервалу між сусідніми поділами шкали. Відносну граничну похибку визначають таким чином:

$$\delta_{5ГРАН} = \pm \frac{1}{2A(\text{поділ})} , \quad (4.57)$$

де  $A(\text{поділ})$  – вимірне значення, яке визначається в поділах шкали.

Наприклад, якщо шкала розділена на 50 поділів і вимірне значення складає 0,7 від повної шкали, то  $A=35$  поділів. Якщо вважати закон розподілу в межах  $\pm\delta_{5ГРАН}$  рівновірогідним, то середньоквадратичне значення похибки має вигляд

$$\delta_5 = \frac{1}{2\sqrt{3}A(\text{поділ})} . \quad (4.58)$$

Математичне сподівання цієї складової похибки дорівнює нулю.

Визначимо похибку, яка виникає за рахунок нелінійності характеристики радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом. Незалежно від способу аналітичного виразу характеристики перетворення розрахунки нелінійності усіх радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним вихідним сигналом з малою девіацією частоти (20-30%) виконується шляхом розкладу характеристики у степеневий ряд. Таким чином, на робочій ділянці характеристика сенсора записується у вигляді [61]

$$f = f_0(1 + \alpha x + \beta x^2 + \gamma x^3) , \quad (4.59)$$

де

$$\alpha = \frac{1}{n} , \quad \beta = -\frac{n-1}{2n^2} , \quad \gamma = \frac{(n-1)(2n-1)}{6n^2} .$$

У випадку LC – генератора, в якому використовуються біполярні транзистори  $n=4$ , вихідна частота має вигляд:

$$f = f_0(1 + \frac{1}{4}x - \frac{3}{32}x^2 + \frac{21}{96}x^3) . \quad (4.60)$$

При апроксимації січної мінімальна похибка визначається:

$$\delta_6 = 026 \frac{\Delta f}{f_H} . \quad (4.61)$$

Виконаємо розрахунки повної похибки вимірювання тиску, при цьому числові значення параметрів такі:

$$T=20^\circ\text{C}, \quad f_0=1,2 \cdot 10^6 \text{ Гц}, \quad U=3\text{В}, \quad l_U=\pm 1\%, \quad l_4=\pm 2\%, \quad M_{An}=0,01,$$

$$l_{An}=\pm 3\%, \quad \frac{dP_0}{dU} = 0,125 \text{ кг/мм}^2/\text{В}, \quad \frac{\Delta F_0}{F_H} = 0,38\% .$$

Розрахунки дають такі значення часткових похибок:

$$\delta_1 = 0,4\% , \quad \delta_2 = 0,32\% , \quad \delta_3 = 0,1\% , \quad \delta_4 = 0,0081\% , \quad M_5 = 10^{-4}\% , \\ \delta_5 = 10^{-4}\% , \quad \delta_6 = 0,2\% ,$$

$$\delta = \sqrt{(0,4)^2 + (0,32)^2 + (0,1)^2 + (0,0081)^2 + (10^{-4})^2 + (0,2)^2} = \pm 0,56\%$$

Граничне значення випадкової похибки:  $\pm 3\delta = \pm 1,68\%$  .

Повна похибка радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом дорівнює

$$\delta_{\text{пов}} = 0,0001 \pm 1,68 \approx \pm 1,68\% .$$

Формули для розрахунків статичних метрологічних характеристик радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, які складаються з швидкості зміни чутливості  $\dot{S}$ , прискорення зміни чутливості  $\ddot{S}$ , коефіцієнта впливу впливових величин на вихідний параметр  $\dot{\beta}$ , коефіцієнта впливу впливової величини на номінальну чутливість  $\alpha$ , номінальної функції перетворення  $Y_H$ , похибки нелінійності  $\Delta_H$ , мультиплікативної  $\Delta_m$  та адитивної  $\Delta_a$  похибок подані у таблиці 4.1 [61].

Таблиця 4.1– Вихідні рівняння статичних метрологічних характеристик

Найменування метрологічних характеристик	Вихідні рівняння
1. Швидкість зміни чутливості	$\dot{S} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right]$
2. Прискорення зміни чутливості	$\ddot{S} = \frac{1}{6} \left[ \frac{\partial^3 y}{\partial x^3} \right]$
4. Коефіцієнти впливу впливових величин на вихідний параметр	$\dot{\beta} = \left[ \frac{\partial y}{\partial k} \right]$
	$\ddot{\beta} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial^2 y}{\partial k^2} \right]$
4. Коефіцієнт впливу впливової величини на номінальну чутливість	$\alpha = \left[ \frac{\partial^2 y}{\partial x \partial k} \right]$
5. Номінальна функція перетворення	$Y_H = Sx + \dot{S} x^2 + \ddot{S} x^3$
6. Похибка нелінійності	$\Delta_H = \dot{S} x^2 + \ddot{S} x^3$
7. Мультиплікативна похибка	$\Delta_m = \alpha x (k - k_n)$
8. Адитивна похибка	$\Delta_a = \beta (k - k_n) + \dot{\beta} (k - k_n)^2$

#### 4.5 Висновки до розділу

1. Запропонована конструкція радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, яка складається з біполярних транзисторів чутливих до тиску, що утворюють автогенераторний пристрій. На основі експериментальних досліджень встановлено, що чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури складає від 3,0 до 5,5 кГц/кПа в діапазоні тиску  $1 \cdot 10^5$  Па –  $12 \cdot 10^5$  Па.

2. Запропонована конструкція радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, яка складається з біполярного чутливого до тиску транзистора з двома колекторами і двозатворного польового транзистора, що утворюють автогенераторний пристрій. На основі розв'язку рівняння коливальної системи автогенераторного пристрою отримано функцію перетворення, що описує залежність резонансної частоти від дії тиску, та рівняння чутливості. Чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом лежить в діапазоні від 1,12 кГц/кПа до 0,65 кГц/кПа.

3. Проведено метрологічне оцінювання похибок вимірювання радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом. Повна похибка радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом дорівнює  $\pm 1,68\%$ .

## 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Таблиця 5.1 Основні техніко-економічні показники аналога і нової розробки

Показники	Одиниця виміру	Аналог	Засіб, що проектується	Відношення параметрів
Напруга живлення	В	12	5	2,4
Кількість виконуваних функцій	шт.	3	3	1
Маса	кг	0,5	0,05	10
Термін безвідмовної роботи	год.	10 000	15 000	1,5
Швидкість та легкість налаштування	бали	2	7	3,5

### 5.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР

Проаналізуємо рівень науково-дослідної роботи яка пов'язана з дослідженням радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом. 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 – 2 роки і менше (+3).

В таблиці 5.2 наведено критерії та бальна оцінка для визначення наукового та технічного рівня науково-дослідної роботи

Таблиця 5.2 – 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

Продовження таблиці 5.2 - Критерії та бальна оцінка для визначення наукового, технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи

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 5.3 наведено можливі результати оцінки теми НДДКР.

Таблиця 5.3 – 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 5.2 та 5.3, та підрахувавши загальну суму балів ( $+2-0+0+3=+5$ ), робимо висновок, що дана науково-дослідна робота з дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом є досить перспективною.

#### 5.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу результатів НДДКР. В результаті оцінювання можна зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого впровадження результатів з врахуванням встановленого рейтингу.

Рекомендується здійснювати оцінювання комерційного потенціалу розробки за 12-ма критеріями, наведеними в таблиці 5.4. [75].

Таблиця 5.4 - Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
<b>Технічна здійсненність концепції:</b>					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
<b>Ринкові переваги (недоліки):</b>					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
<b>Ринкові перспективи</b>					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкуренція 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	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 5.5.

Таблиця 5.5 - Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	експерт		
	1	2	3
	Бали, виставлені експертами:		
1. Технічна здійсненність концепції	4	3	4
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	3	3	4
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	4	4	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	3	2	2
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	4	4
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	2	3	2
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	3
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	3	3	2
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	3	3	3
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	2	2	2
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	3	3	2
12. Практична здійсненність (розробка документів)	1	1	1
Сума балів	33	33	32
Середньоарифметична сума балів <u>СБ</u>	<b><u>32,7</u></b>		

За даними таблиці 5.5 зробимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження. При цьому доцільно користуватися рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.6. [75].

Таблиця 5.6 - 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 32,7 бала, що, згідно таблиці 5.6, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

### 5.1.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості для нового рішення

В процесі дослідження необхідно розглянути основні технічні показники, пристрою, що може бути спроектований в результаті проведення дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості ( $B_n$ ) для нового технічного рішення розраховуємо за формулою [76]

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (5.1)$$

де  $k$  – кількість найбільш важливих технічних показників, які впливають на якість нового технічного рішення;

$\alpha_i$  – коефіцієнт, який враховує питому вагу  $i$ -го технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт  $\alpha_i$  визначається експертним шляхом і при цьому має виконуватись умова  $\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1$ ;

$\beta_i$  – відносне значення  $i$ -го технічного показника якості нової розробки.

Відносні значення  $\beta_i$  для різних випадків розраховують за такими формулами:

Відносні значення  $\beta_i$  для різних випадків розраховують за такими формулами:

- для показників, зростання яких вказує на підвищення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (5.2)$$

де  $I_{ni}$  та  $I_{на}$  – чисельні значення конкретного  $i$ -го технічного показника якості відповідно для нової розробки та аналога;

- для показників, зростання яких вказує на погіршення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}}; \quad (5.3)$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та майбутньої розробки на основі отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Порівняння основних параметрів пристрою що проектується та аналога

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Напруга живлення	В	12	5	2,4	0,2
Кількість виконуваних функцій	шт.	3	3	1	0,35
Маса	кг	0,5	0,05	10	0,1
Термін безвідмовної роботи	год.	10 000	15 000	1,5	0,25
Швидкість та легкість налаштування	бали	2	7	3,5	0,1

Узагальнений коефіцієнт якості ( $B_n$ ) для нового технічного рішення складе

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 2,4*0,2+1*0,35+10*0,1+1,5*0,25+3,5*0,1 = 2,56.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, проєктований компонент переважає існуючі аналоги приблизно в 2,56 рази.

## Висновки

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 32,7 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 2,56 рази. Отже можна зробити висновок про доцільність проведення НДДКР з дослідження та розробки радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом.

## 5.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

В техніко-економічному обґрунтуванні представленому в першому розділі даної магістерської кваліфікаційної роботи було приблизно обґрунтовано доцільність проведення НДДКР. Тому в даному розділі будуть проведені більш детальні розрахунки витрат на проведення НДДКР стосовно дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом.

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 [75]

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (5.4)$$

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

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

$t$  – число днів роботи розробника (дослідника).

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – 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	11050,00	526,19	24	12628,57
2. Науковий співробітник	10050,00	478,57	16	7657,14
3. Інженер-метролог	9550,00	454,76	6	2728,57
5. Інженер-конструктор РЕА	9500,00	452,38	18	8142,86
5. Лаборант	5340,00	254,29	21	5340,00
Разом				36497,14

Витрати на основну заробітну плату працівників ( $Z_p$ ), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, 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 [75]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (5.5)$$

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 [75]

$$C_i = \frac{M_n \cdot K_i}{T_p \cdot T_{зм}}, \quad (5.6)$$

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,  $T_p = 21$  дн;

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

Проведені розрахунки винесемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – 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. Монтаж	2,7	5	1,7	38,91	103,10
2. Наладка	2,1	6	2	45,77	97,03
3. Випробування	7,0	5	1,7	38,91	272,34
4. Виготовлення плати	1,2	6	2	45,77	54,93
5. Підгонка корпусу	0,5	5	1,7	38,91	19,45
6. Монтаж плати	0,4	6	2	45,77	18,31
Разом					565,16

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

$$З_д = З_о \cdot 11 / 100\% , \quad (5.7)$$

$$З_д = (36497,14 + 565,16) \cdot 11 / 100\% = 4076,85 \text{ (грн.)}$$

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

$$Н_з = (З_о + З_д) \cdot 22\% / 100\% , \quad (5.8)$$

$$Н_з = (36497,14 + 565,16 + 4076,85) \cdot 22\% / 100\% = 9050,61 \text{ (грн.)}$$

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 [75]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i , \quad (5.9)$$

де, -  $H_i$  - витрати матеріалу  $i$ -го найменування, кг;  
 $C_i$  - 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 5.10.

Таблиця 5.10 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість ви- траченого ма- теріалу, грн.
Папір канцелярський (А4)	уп.	140,00	4	560,00
Компакт-диски	шт.	9,80	5	49,00
Канцелярські товари	компл.	136,00	3	408,00
Тонер для принтера	кг	5760,00	0,3	1728,00
Флюс БС-2	кг	65,00	0,03	1,95
Припой ПОС-61	кг	275,00	0,05	13,75
Спирт етиловий	л	92,00	1	92,00
Хлорне залізо	кг	45,00	0,2	9,00
Вода дистильована	л	4,50	2	9,00
Кислота сірчана	л	35,00	0,7	24,50
Текстоліт	кг	146,00	0,01	1,46
Всього				2896,66

З врахуванням транспортних витрат вартість матеріалів складе

$$M = 2896,66 * 1,1 = 3186,33 \text{ (грн.)}$$

Витрати на комплектуючі (основне обладнання, емулятори, моделі, комплектуючі макетів), що були використані при дослідженні радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, розраховуються за формулою

$$H = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де:  $H_i$  - 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 5.11.

Таблиця 5.11 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Конденсатори			
SMD 0805	5	4,20	21,00
SMD AVX B,C, D	2	12,75	25,50
Резистори			
SMD 0805	6	1,25	7,50
Мікросхеми			
74НС00С	10	12,00	120,00
RMGS6901	3	15,00	45,00
Транзистори			
BC847	3	2,40	7,20
BC857	3	2,40	7,20
Всього			233,40

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 233,40 \cdot 1,10 = 256,74 \text{ (грн.)}$$

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_{об}}{T_{е}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.11)$$

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

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

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

Проведені розрахунки необхідно звести до таблиці 5.12.

Таблиця 5.12 - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Комп'ютеризована система проектування	26200,00	5	1	436,67
Вимірювальний комплекс	8750,00	5	1	145,83
Генератори сигналів	5264,00	7	1	62,67
Осцилограф	3845,00	7	1	45,77
Частотомір	6210,00	5	1	103,50
Вольтметр	5600,00	5	1	93,33
Всього				887,77

Витрати на силову електроенергію на проведення досліджень розраховують за формулою [75]

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n, \quad (5.12)$$

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

$P$  – встановлена потужність обладнання, кВт.;

$\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

$K_n$  – коефіцієнт використання потужності.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.13.

Таблиця 5.13 – Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Комп'ютеризована система проектування	160	0,72	0,95	318,47
Вимірювальний комплекс	100	0,72	0,95	199,04
Генератори сигналів	65	0,4	0,95	71,88
Осцилограф	65	0,32	0,95	57,50
Частотомір	54	0,4	0,95	59,71
Вольтметр	12,5	0,12	0,95	4,15
Всього				710,75

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

$$I = (36497,14 + 565,16) \cdot 200\% / 100\% = 74124,60 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи.

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

$$B = 36497,14 + 565,16 + 4076,85 + 9050,61 + 2896,66 + 256,74 + 887,77 + 710,75 + 74124,60 = 129066,29 \text{ (грн.)}$$

### 5.2.1 Розрахунок собівартості виготовлення розробленого пристрою

Витрати на матеріали, що були використані на розробку пристрою, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [76]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.13)$$

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

$C_i$  - 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 5.14.

Таблиця 5.14 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Флюс БС-2	кг	65,00	0,03	1,95
Припой ПОС-61	кг	275,00	0,05	13,75
Спирт етиловий	л	92,00	1	92,00
Хлорне залізо	кг	45,00	0,2	9,00
Вода дистильована	л	4,50	2	9,00
Кислота сірчана	л	35,00	0,7	24,50
Текстоліт	кг	146,00	0,01	1,46
Всього				151,66

Вартість основних матеріалів з урахуванням транспортних витрат складає

$$M = 151,66 \cdot 1,1 = 166,83 \text{ (грн.)}$$

Витрати на комплектуючі, що були використані на виготовлення пристрою, розраховуються за формулою

$$H = \sum_{i=1}^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.14)$$

де:  $H_i$  — кількість комплектуючих  $i$ -го виду, шт.;

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

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

$n$  - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.15.

Таблиця 5.15 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Конденсатори			
SMD 0805	5	4,20	21,00
SMD AVX B,C, D	2	12,75	25,50
Резистори			
SMD 0805	6	1,25	7,50
Мікросхеми			
74НС00С	10	12,00	120,00
RMGS6901	3	15,00	45,00
Транзистори			
BC847	3	2,40	7,20
BC857	3	2,40	7,20
Разом прибл.			233,40

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 233,40 \cdot 1,10 = 256,74 \text{ (грн.)}$$

Витрати на основну заробітну плату робітників ( $Z_p$ ), що здійснюють виготовлення пристрою, складання та попереднє налагодження, розраховуються

на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [76]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (5.15)$$

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

$$C_i = \frac{M_n \cdot K_i}{T_p \cdot T_{зм}}, \quad (5.16)$$

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

$K_i$  - тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

$T_p$  - число робочих днів в місяці,  $T_p = 21$  дн.;

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

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.16.

Таблиця 5.16 – Витрати на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Трудомісткість, нормо-годин	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати, грн.
1. Монтаж	2,65	5	1,7	38,91	103,10
2. Наладка	2,12	6	2	45,77	97,03
3. Випробування	7	5	1,7	38,91	272,34
4. Виготовлення плати	1,2	6	2	45,77	54,93
5. Підгонка корпусу	0,5	5	1,7	38,91	19,45
6. Монтаж плати	0,4	6	2	45,77	18,31

Продовження таблиці 5.16 – Витрати на основну заробітну плату робітників

7. Складання пристрою	0,8	6	2	45,77	36,62
8. Наладка пристрою	1	7	2,2	50,35	50,35
9. Регулювання компонентів	0,6	7	2,2	50,35	30,21
10. Випробування пристрою	0,6	6	2	45,77	27,46
11. Регулювання пристрою	0,1	7	2,2	50,35	5,03
Разом прибіл.					714,83

Додаткова заробітна плата робітників, які приймали участь в виготовленні пристрою.

Розраховується як 11% від основної заробітної плати розробників та робітників

$$Z_d = Z_o \cdot 11 / 100\% , \quad (5.17)$$

$$Z_d = 714,83 \cdot 11 / 100 \% = 78,63 \text{ (грн.)}$$

Нарахування на заробітну плату розробників та робітників.

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

$$H_z = (Z_o + Z_d) \cdot 22 / 100\% , \quad (5.18)$$

$$H_z = (714,83 + 78,63) \cdot 22 / 100\% = 174,56 \text{ (грн.)}$$

Витрати на силову електроенергію розраховуються за формулою

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n , \quad (5.19)$$

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

$P$  – встановлена потужність обладнання, кВт.;

$\Phi$  – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

$K_n$  – коефіцієнт використання потужності,  $K_n=0,95$ .

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.17.

Таблиця 5.17 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати, грн
Монтажний комплект	1,4	0,32	0,95	1,24
Вимірювальний комплекс	0,7	0,15	0,95	0,29
Генератори сигналів	0,6	0,15	0,95	0,25
Осцилограф	0,65	0,16	0,95	0,29
Частотомір	2,6	0,82	0,95	5,89
Вольтметр	0,1	0,1	0,95	0,03
Паяльна станція	1,4	0,05	0,95	0,19
Всього				8,18

Загальновиробничі витрати розраховуються згідно нормативів до основної заробітної плати основних робітників і складають

$$H_{зв} = Z_o \cdot 210 / 100\%, \quad (5.20)$$

$$H_{зв} = 714,83 \cdot 210 / 100\% = 1501,13 \text{ (грн.)}$$

Виробнича собівартість одиниці продукції

Виробнича собівартість одиниці продукції визначається як сума всіх попередніх витрат

$$S = 714,83 + 78,63 + 174,56 + 151,66 + 256,74 + 8,18 + 1501,13 = 2885,73 \text{ (грн.)}$$

Виробнича собівартість пристрою складає 2885,73 (грн.).

### 5.2.2 Розрахунок ціни реалізації 0

Визначення можливої ціни реалізації об'єкта розробки здійснюється на підставі аналізу нижньої та верхньої межі ціни.

*Нижня межа ціни*

Нижня межа ціни ( $C_{нмр}$ ) захищає інтереси виробника продукції і передбачає, що ціна повинна покрити витрати виробника, які пов'язані з виробництвом та реалізацією продукції, і має забезпечити рівень рентабельності не нижче того, що має підприємство при виробництві вже освоєної продукції.

Ціна реалізації пристрою в цьому випадку розраховується за формулою [77]

$$C_{нмр} = S_в \cdot \left(1 + \frac{P}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{w}{100}\right), \quad (5.21)$$

де  $C_{нмр}$  – нижня межа ціни реалізації виробу, грн.;

$S_в$  – виробнича собівартість виробу, грн.;

$P$  – нормативний рівень рентабельності, %, рекомендується приймати  $P=20\dots60\%$ ;

$w$  – ставка податку на додану вартість, %, за станом на 2020 рік,  $w=18\%$ .

Необхідність врахування податку на додану вартість виникає у зв'язку з тим, що коли буде встановлюватись верхня межа ціни, а потім договірна ціна, то ціна базового виробу зазвичай містить цей податок.

$$C_{нмр} = S_в \cdot \left(1 + \frac{P}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{w}{100}\right) = 2885,73 \cdot (1 + 20/100) \cdot (1 + 20/100) = 4155,45 \text{ (грн.)}.$$

#### *Верхня межа ціни*

Верхня межа ціни ( $C_{вмр}$ ) захищає інтереси споживача і визначається тією ціною, яку споживач готовий сплатити за продукцію з кращою споживчою якістю.

Параметри якості продукції змінюються у відповідності до показника якості і складає  $B_2 = 2,56$ , а ціна конкурентів на аналогічний продукт складає 7200,00 (грн.).

$$C_{вмр} = C_б \cdot B_n, \quad (5.22)$$

$$C_{вмр} = 7200,00 \cdot 2,56 = 18396,00 \text{ (грн.)}.$$

Договірна ціна ( $C_{дог}$ ) може бути встановлена за домовленістю між виробником і споживачем в інтервалі між нижньою та верхньою лімітними цінами згідно виразу

$$C_{нмр} < C_{дог} < C_{вмр}.$$

З метою забезпечення реалізації продукції договірну ціну приймемо у розмірі 4200,00 грн. Така ціна забезпечить підприємству виробнику покриття витрат і додаткові конкурентні переваги на ринку, зацікавивши споживачів



покращеними характеристиками та нижчою ціною в порівнянні з конкурентами.

### 5.2.3 Розрахунок чистого прибутку для виробника від реалізації нового технічного рішення

Розрахунок чистого прибутку для виробника проводиться за формулою

$$\Pi = \left\{ \left[ C_p - \frac{(C_p - MP) \cdot f}{100} - S_v - \frac{q \cdot S_v}{100} \right] \cdot \left[ 1 - \frac{h}{100} \right] \right\} \cdot N \text{ (грн.)},$$

де:  $C_p$  – ціна реалізації виробу, носія з програмним продуктом тощо, грн.;

$MP$  – вартість матеріальних та інших ресурсів, які були придбані виробником для виготовлення готової продукції; рекомендується приймати:  $MP = (0,4 \div 0,6)C_p$ ;

$S_v$  – виробнича собівартість вибору, носія з програмним продуктом тощо, грн.;

$f$  – зустрічна ставка податку на додану вартість, %. В 2020 р.  $f = 16,67\%$ ;

$h$  – ставка податку на прибуток, %. В 2020 р.  $h = 18\%$ ;

$q$  – норматив, який визначає величину адміністративних витрат, витрат на збут та інші операційні витрати, %; рекомендується приймати  $q = 5 \div 10\%$ .

$N$  – число виробів (носіїв), які планується реалізувати за рік, 500 шт.;

$$\Pi = 4200,00 - (4200,00 - 408,40) \cdot 16,67 / 100\% - 2885,73 - (0,1 \cdot 2885,73) \cdot (1 - 18 / 100) \cdot 500 = 161390,34 \text{ (грн.)}.$$

Чистий прибуток для виробника складе 161390,34 (грн.).

### 5.2.4 Розрахунок терміну окупності витрат для виробника

Розрахуємо термін окупності витрат  $T_o$  ( в роках) для виробника за формулою

$$T_o = \frac{B}{\Pi}, \quad (5.23)$$

де  $B$  – кошторис витрат на розробку та дослідження,  $B=129066,29$  грн.

$\Pi$  – чистий прибуток для виробника протягом одного року  $\Pi=161390,34$  (грн.).

$$T_o = 129066,29 / 161390,34 = 0,80 \text{ (року)}.$$

Термін окупності складає менше нормативного строку, отже розробку можна вважати економічно вигідною для виробника.

#### Висновки до розділу

При проектуванні виробу були проведені розрахунки витрат на науково-дослідну та дослідно-конструкторську роботу, які склали 129066,29 грн та визначена виробнича собівартість одиниці нового технічного рішення, яка склала 2885,73 грн, визначений чистий прибуток (161390,34 грн), який може отримати виробник протягом одного року від реалізації 500 шт. даної розробки. Також був визначений строк окупності витрат для виробника, який складає 0,80 року і є меншим за нормативний.

Отже, можна зробити висновок, що розробка нового виробу є економічно вигідною, розрахунки підтверджують економічну доцільність нової розробки.

## 6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Виробнича безпека, що її вивчає охорона праці, відіграє велику роль для працюючих, оскільки саме вона контролює фізичний стан трудівника, що не може не позначитись на його житті, здоров'ї, а також результативності праці зокрема і у галузі радіоелектроніки.

У даному розділі наводиться розгляд небезпечних, шкідливих [78] і уражаючих для людини та навколишнього середовища чинників, які виникають при проведенні дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом. Тут розглядаються, в тому числі, технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці, визначення товщини суцільного екрану для захисту від ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

### 6.1 Технічні рішення з виробничої санітарії та гігієни праці

#### 6.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

Згідно із [79] допустимі параметри мікроклімату в робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Нормовані допустимі параметри мікроклімату в приміщенні

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	≤0,2
Теплий		21-28	19-30	60 при 27°С	0,1-0,3

Для опромінення менше 25% поверхні тіла людини, допустима інтенсивність теплового опромінення складає 100 Вт/м<sup>2</sup>.

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) у повітрі робочої зони та підпадає під систематичний контроль для запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [81]

Назва шкідливої речовини	ГДК, мг/м <sup>3</sup>	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

При роботі з ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які знаходяться у повітрі. Рівні позитивних та негативних іонів повинні відповідати [81] та приведені у таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Число іонів в 1 см<sup>3</sup> повітря приміщення при роботі на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
позитивний	400	1500-3000	50000
негативний	600	3000-5000	50000

Для встановлення нормованих параметрів мікроклімату та складу повітря робочої зони передбачено:

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

### 6.1.2 Виробниче освітлення

З метою створення раціональних гігієнічних умов на робочих місцях великі вимоги висуваються до кількісних та якісних показників освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, відповідно до [80] знаходимо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – великий, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт 2.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості при штучному освітленні приведені в таблиці 6.4.

Таблиця 6.4 – Нормативні значення КПО і мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	г	великий	середній	300	150	150	1,5	0,9

Так як приміщення розташоване в місті Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а світлові проєми розташовані за азимутом  $0^\circ$ , то для таких умов КЕО визначатиметься за виразом [80,81]

$$e_N = e_n m_N [\%], \quad (6.1)$$

де  $e_n$  – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

$m_N$  – коефіцієнт світлового клімату;

$N$  – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

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

$$e_{N.б} = 1,5 \cdot 0,9 = 1,4 (\%);$$

$$e_{N.с} = 0,9 \cdot 0,9 = 0,8 (\%).$$

Для встановлення нормованих значень параметрів освітлення запропоновано такі заходи:

1) за недостатнього природного освітлення у світлу пору доби доповнення штучним за допомогою люмінесцентних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) використання загального штучного освітлення у темну пору доби.

### 6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при експлуатації пристроїв крім усього іншого обладнання використовується устаткування, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, потрібно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Встановлено, що приміщення, де проводиться робота з дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється рухомими елементами ЕОМ.

Для попередження травмування працюючих під дією шуму він підлягає нормуванню. Основним документом з питань промислового шуму, діючим в Україні, є [82], згідно з яким нормовані рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні шуму на робочих місцях у промислових приміщеннях не мають бути більшими ніж значення, що приведені в таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Допустимі рівні шуму та еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку та 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 6.6 для локальної вібрації.

Таблиця 6.6 – Допустимі рівні віброприскорення [83]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

Для покращення віброакустичного клімату у приміщенні передбачено такі заходи:

- 1) оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання;
- 2) передбачено використовувати в приміщенні штори із щільної тканини.

### 6.1.4 Виробничі випромінювання

Проведений аналіз умов праці показав, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження може містити електромагнітні випромінювання.

Гранично допустимі рівні електромагнітних полів наведені в таблиці 6.7.

Таблиця 6.7 – Гранично допустимі значення електромагнітних полів на робочих місцях згідно [91]

Параметри та одиниці вимі- рювання	Граничні значення в діапазонах частот					
	1-10 кГц	10-60 кГц	0,06-3 МГц	3-30 МГц	30-50 МГц	50-300 МГц
$E_{ГД}$ , В/м	1000	700	500	300	80	
$E_{H_{ГД}}$ , (В/м) <sup>2</sup> ·год	120000	40000	20000	7000	800	
$H_{ГД}$ , А/м	75	57	50	–	3,0	–
$E_{H_{H_{ГД}}}$ , (А/м) <sup>2</sup> ·год	675	390	200	–	0,72	–

Для забезпечення захисту та досягнення нормованих рівнів випромінювань потрібно використовувати екранування робочого місця.

Визначимо товщину суцільного алюмінієвого екрану для захисту від електромагнітного випромінювання, якщо частота поля  $f = 30000$  кГц, фактична напруженість електричного поля  $E_{\phi} = 450$  В/м, число витків котушки  $n = 3000$  шт., а її радіус  $r = 0,03$  м, сила струму в котушці  $I = 1,5$  А, відстань від джерела до робочого місця  $X = 0,4$  м.

Товщину суцільного екрану будемо визначати як найбільшу із товщин суцільного екрану для захисту від джерел електричної та магнітної складових ЕМВ, відповідно

$$\delta = \max\{\delta_E, \delta_H\} \text{ [мм]}, \quad (6.2)$$

де  $\delta_E$  – товщина суцільного екрану для захисту від джерела електричного поля, мм;

$\delta_H$  – товщин суцільного екрану для захисту від джерела магнітного поля, мм.

Товщина екрану  $\delta_E$  від електричної складової електромагнітного випромінювання у випадку використання суцільного екрану може бути визначена за формулою

$$\delta_E = \frac{65L_E}{\sqrt{f\mu\gamma}} \text{ [мм]}, \quad (6.3)$$

де  $L_E$  – ефективність екранування від електричної складової електромагнітного випромінювання, дБ;

$f$  – частота електромагнітного поля, Гц;

$\mu$  – магнітна проникність металу захисного екрану, Г/м;

$\gamma$  – електрична провідність металу екрану, (Ом·м)<sup>-1</sup>.

Ефективність екранування від електричної складової електромагнітного випромінювання розраховується за формулою

$$L_E = 20 \lg \frac{E_\phi}{E_{ГД}} \text{ [дБ]}, \quad (6.4)$$

де  $E_\phi$  – фактична напруженість електричного поля, В/м;

$E_{ГД}$  – гранично допустима напруженість електричного поля, В/м.

Товщина екрану  $\delta_H$  від магнітної складової електромагнітного випромінювання у випадку використання суцільного екрану може бути визначена за формулою

$$\delta_H = \frac{65 L_H}{\sqrt{f \mu \gamma}} \text{ [мм]}, \quad (6.5)$$

де  $L_H$  – ефективність екранування від магнітної складової електромагнітного випромінювання, дБ.

Ефективність екранування від магнітної складової електромагнітного випромінювання розраховується за формулою

$$L_H = 20 \lg \frac{H_\phi}{H_{ГД}} \text{ [дБ]}, \quad (6.6)$$

де  $H_\phi$  – фактична напруженість магнітного поля, А/м;

$H_{ГД}$  – гранично допустима напруженість магнітного поля, А/м.

Фактична напруженість магнітного поля визначається за допомогою виразу

$$H_\phi = \frac{n I r^2}{4 X^2} \beta_m \text{ [А/м]}, \quad (6.7)$$

де  $n$  – число витків котушки, шт.;

$I$  – сила струму в котушці, А;

$r$  – радіус котушки, м;

$X$  – відстань від джерела до робочого місця, м;



$\beta_m$  – коефіцієнт, що визначається співвідношенням  $X / r$ .

Для  $X / r = 0,4 / 0,03 = 13,333 > 10 \beta_m = 1$ .

Для діапазону частот 30...50 МГц  $E_{ГД} = 80$  В/м,  $H_{ГД} = 3$  А/м.

У випадку використання алюмінієвого екрану  $\mu = 4\pi 10^{-7}$  Г/м,  $\gamma = 3,54 \cdot 10^7$  (Ом·м)<sup>-1</sup>.

Після підстановки відомих значень у формули (6.4, 6.3, 6.7, 6.6, 6.5, 6.2), одержимо:

$$L_E = 20 \lg \frac{450}{80} = 14,0373 \text{ (дБ)};$$

$$\delta_E = \frac{65 \cdot 14,0373}{\sqrt{30000 \cdot 10^3 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^7}} = 0,02498 \text{ (мм)};$$

$$H_\Phi = \frac{3000 \cdot 1,5 \cdot 0,03^2}{4 \cdot 0,4^2} 1 = 6,328 \text{ (А/м)};$$

$$L_H = 20 \lg \frac{6,328}{3} = 6,0876 \text{ (дБ)};$$

$$\delta_H = \frac{65 \cdot 6,0876}{\sqrt{30000 \cdot 10^3 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 3,54 \cdot 10^7}} = 0,01083 \text{ (мм)};$$

$$? = \max\{0,02498; 0,01083\} = 0,02498 \text{ (мм)}.$$

Отже, товщина суцільного екрану для захисту від джерела ЕМВ складатиме 0,02498 мм.

## 6.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження

Сучасний етап розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень характеризується широким використанням на робочому місці ЕОМ. Велика кількість прикладних програм перетворює ЕОМ на основне знаряддя праці радіоінженера.

### 6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Робочі місця з відеодисплейним терміналом повинні розміщатися на відстані не менше як 1,5 м від стіни з віконними прорізами, від інших стін – на відстані 1 м, одне від одного на відстані не менше як 1,5 м. При розміщенні

робочих місць необхідно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце доцільно розміщати таким чином, щоб природне освітлення знаходилось збоку, переважно зліва [84].

Поверхня екрана повинна розташовуватись на відстані 400-700 мм від органів зору користувача. Висота робочої поверхні столу під час виконання роботи сидячи має регулюватися в межах 680-800 мм. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 600 мм, шириною не менше ніж 500 мм, глибиною на рівні колін не менше 450 мм та на рівні витягнутої ноги не менше як 650 мм [85].

### 6.2.2 Електробезпека

У середині приміщення, в якому проводиться робота з дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, особливу увагу слід приділити уникненню загрози ураження електричним струмом. Згідно [86] це приміщення належить до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом в наслідок наявності значної (понад 75 %) відносної вологості. Через це безпека експлуатації електрообладнання повинна забезпечуватись рядом заходів, які передбачають використання ізоляції струмовідних частин, захисних блокувань, захисного заземлення та ін [87].

### 6.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [88] приміщення, де проводиться робота з дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Дане приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 6.7.

Таблиця 6.7 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [88]

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
2	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M0	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M0	REI 15 M0	R 30 M0

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.

В таблиці 6.8 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 6.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [90]

Об'єм приміщення, тис. м <sup>3</sup>	Категорія пожежної безпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м <sup>2</sup>			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Протипожежні розриви, м, для ступеня їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м <sup>2</sup> , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	B	2	100	60	40	110	9	9	12	8	н.о.	н.о.	н.о.

Примітки: н.о. – не обмежується.

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути обладнане двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [89].

6.3 Безпека в надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Джерелами іонізуючих випромінювань є радіоактивні елементи і їх ізотопи, ядерні реактори, прискорювачі заряджених частинок та ін. Рентгенівські установки і високовольтні джерела постійного струму відносяться до джерел рентгенівського випромінювання.

Дія іонізуючих випромінювань на елементну базу радіоелектронних пристроїв та систем як правило викликає зміну практично всіх електричних і експлуатаційних характеристик їх елементів. Цей процес залежить від протікання процесів іонізації і порушення структури матеріалів зі зміною перехідних струмів в р-п переходах транзисторів, вольт-амперних характеристик напівпровідникових діодів, опорів транзисторів, ємностей конденсаторів, тощо.

Здатність виробів виконувати свої функції і зберігати характеристики і параметри в межах встановлених норм під час і після дії іонізуючих випромінювань називають радіаційною стійкістю.

Таким чином наслідком дії іонізуючих випромінювань на ці системи може бути миттєва втрата працездатності при критичних рівнях радіації або розвиток відновлюваних чи невідновлюваних змін через деякий час після радіоактивного зараження при рівнях радіації значно нижчих від критичних.

Дія електромагнітного імпульсу характеризується генерацією дуже короткого ( $10^{-7}$  с), але інтенсивного електромагнітного імпульсу, який розповсюджується від джерела з інтенсивністю, що зменшується, у відповідності з теорією електромагнетизму. Цей імпульс енергії створює потужне електромагнітне поле, особливо поблизу джерел виникнення. Поле може бути достатньо сильним, щоб викликати короткочасні перенапруження в тисячі вольт в електричних провідниках, таких як контактна проводка або провідні доріжки мікросхем.

Таким чином ЕМІ може привести до необоротного пошкодження широкого спектру електричного і електронного устаткування, особливо комп'ютерів і радіо або радарних приймачів. Залежно від електромагнітної стійкості електроніки, ступеня пружності устаткування до дії ЕМІ і інтенсивності поля, устаткування може бути необоротно пошкоджене або, іншими словами, електрично знищено. Заподіяне пошкодження мало чим відрізняється від того, що мо-

жна чекати від близького удару блискавки і може потребувати повної заміни устаткування, або, принаймні, істотної його частини.

Комп'ютери, використовувані в системах обробки даних, комунікаційних системах, системах відображення інформації, системах промислового контролю, включаючи системи сигналізації автомобільних і залізних доріг, і комп'ютери, вбудовані у військове устаткування, таке, як сигнальні процесори, системи контролю польотів, цифрові системи контролю двигунів та інші системи потенційно уразливі до дії ЕМІ.

### 6.3.1 Дослідження безпеки роботи радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом в умовах дії іонізуючих випромінювань

Критерієм, що визначає стійкість, а отже і безпеку роботи, радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом в умовах дії іонізуючих випромінювань є максимальне значення потужності дози під час експлуатації, яка може зумовити виникнення зміни параметрів елементів сенсора не порушуючи його працездатність в цілому.

Перелік елементів, що входять до елементної бази сенсора, та граничні значення експозиційних доз іонізуючого випромінювання для них наведені в табл.6.1.

Таблиця 6.9 - Визначення граничної дози іонізуючих випромінювань для елементів радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом

Елементи і матеріали сенсора	Гранична доза гамма-випромінювання для елементів, $D_{гр,i}$ , Р	Гранична доза для елементів сенсора тиску з частотним виходом в цілому, $D_{гр}$ , Р
Транзистори		
Конденсатори	$10^4$	
Резистори	$10^5$	
Діелектричні матеріали	$10^7$	$10^4$
Напівпровідники	$10^9$	
Індуктивні елементи	$10^5$	
	$10^8$	

Згідно наведених в табл. 6.9 даних граничне значення дози гамма-випромінювання для сенсора складає  $D_{гр}=10^4$  Р.

Граничне значення потужності дози іонізуючого випромінювання для сенсора тиску визначається за такою формулою

$$D_M = 0,95 \cdot \frac{2p_{1max}(\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{noc}},$$

де  $p_{1max}$  – максимальне значення рівня радіації через 1 год. після аварії на радіаційно-небезпечному об'єкті;

$t_n=1$ ,  $t_k=8651$  год – відповідно, час початку і кінця опромінення сенсора тиску, що визначається його експлуатаційним терміном;

$K_{noc} = 5$  – коефіцієнт послаблення радіації.

Отже, гранично допустимий рівень радіації

$$p_{гр.мин} = 0,95 \cdot \frac{D_{гр} \times K_{noc}}{2(\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})} = 0,95 \cdot \frac{10^4 \cdot 5}{2(\sqrt{8651} - \sqrt{1})} = 253,25 \text{ (Р/год)}.$$

6.3.2 Дослідження безпеки роботи радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом в умовах дії електромагнітного імпульсу

Критерієм, за яким можна оцінити безпеку роботи сенсора тиску в умовах дії електромагнітного імпульсу є коефіцієнт безпеки

$$K_B = 20 \lg \frac{U_D}{U_{B(\Gamma)}}$$

де  $U_D$  – допустиме коливання напруги живлення, В;

$U_{B(\Gamma)}$  – напруга наведена електромагнітними випромінюваннями, відповідно, у вертикальних чи горизонтальних струмопровідних частинах сенсора, В.

Оскільки стійкою, а отже безпечною, робота сенсора тиску в умовах дії електромагнітного імпульсу вважатиметься коли  $K_B \geq 40$  дБ, розрахунок гранично допустимого значення вертикальної складової напруженості електричного поля здійснимо при умові, що  $K_{Bmin} = 40$  дБ.

Допустиме коливання напруги живлення в пристрої

$$U_D = U_{ж} + \frac{U_{ж}}{100} \cdot N = 20 + \frac{20}{100} \cdot 5 = 21 \text{ (В)},$$

де  $U_{ж} = 12$  В – максимальна робоча напруга в пристрою;

$N = 5$  – допустиме відхилення напруги, %.

Максимальна довжина струмопровідних частин в пристрою в горизонтальній площині складає  $l_{г} = 0,055$  м.

Максимально допустиме значення наведеної електромагнітним полем напруги в горизонтальних струмопровідних частинах сенсора визначається з рівняння

$$K_{БГ} = 20 \lg \frac{U_{Д}}{U_{Г}}.$$

Тоді

$$40 = 20 \lg \frac{U_{Д}}{U_{Г}},$$

$$\frac{U_{Д}}{U_{Г}} = 10^{\frac{40}{20}},$$

$$U_{Г} = \frac{U_{Д}}{10^{\frac{40}{20}}} = \frac{21}{100} = 0,21 \text{ (В)}.$$

Таким чином максимально допустиме значення вертикальної складової напруженості електричного поля

$$E_{В} = \frac{U_{Г}}{l_{Г}} = \frac{0,21}{0,055} = 3,82 \text{ (В/м)}.$$

### Висновки до розділу

В результаті написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення товщини суцільного екрану для захисту від ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Проведені розрахунки з оцінки безпеки роботи радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом в умовах дії іонізуючих та електромагнітного імпульсу показали, що його безпечна робота у вищезгаданих умовах буде збережена за таких умов: інтенсивність іонізуючих випромінювань не перевищуватиме 253,25 Р/год, а вертикальна складова напруженості електричного поля не перевищуватиме 3,82 В/м.

## ВИСНОВКИ

1. Аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням деформаційних ефектів в MEMS структурах і конструкціям сенсорів тиску на їх основі показує, що розробка радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом є перспективним напрямком у розвитку апаратних засобів вимірювання тиску для сучасних мікропроцесорних систем контролю і управління. Резонансні MEMS сенсори тиску представляють високі метрологічні показники поряд з тенденцією до мінітюаризації, поліпшенням вартісних характеристик, можливістю їх інтелектуалізації на основі конструктивної та технологічної сумісності з цифровими пристроями обробки вимірюваної інформації.

2. Аналіз сучасного рівня розробок конструкцій резонансних MEMS сенсорів тиску дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, температурної стабільності, стабільності електричних характеристик сенсорів, надійності, собівартості тощо.

3. Використання генеруючого принципу реалізації електричної схеми частотного параметричного сенсора тиску на основі напівпровідниковий матеріалових структур з від'ємним диференціальним опором дозволяє одержувати в якості інформативного параметра частоту, що виключає застосування аналого-цифрових сенсорів з вхідними підсилювачами для суміщення цих напівпровідниковий матеріалових сенсорів з цифровими пристроями обробки інформації, підвищує чутливість сенсора, елементно спрощує електричну схему індикації деформаційних ефектів. Створення математичних моделей радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі транзисторних напівпровідникових структур з від'ємним диференціальним опором з врахуванням їх тензореактивних властивостей, яке обумовлене наступною розробкою і промисловою реалізацією таких сенсорів, базується на з'ясуванні характеру залежності електричних параметрів та характеристик напівпровідниковий матеріалових приладів, зокрема транзисторів, від тиску.

4. Розглянута фізико-математична модель деформаційних ефектів в напівпровідниковий матеріалу, а також математична модель деформаційних ефектів в МДН-чутливого до тиску транзисторах, яка містить аналітичні залежності електричних параметрів та характеристик від прикладеного тиску, яка відрізняється від існуючих тим, що аналітично визначає залежності основних електрофізичних параметрів кремнію (ширини забороненої зони, ефективних мас, рухливостей та концентрацій носіїв заряду) від прикладеного до кристалу тиску.



5. В результаті математичного моделювання отримані аналітичні вирази, які використовуються для визначення функції перетворення та чутливості радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним вихідним сигналом на основі біполярних транзисторних напівпровідникових структур та біполярного транзистора чутливого до тиску з двома колекторами і двозатворного польового транзистора.

6. Запропонована конструкція радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, яка складається з біполярних транзисторів чутливих до тиску, що утворюють автогенераторний пристрій. На основі експериментальних досліджень встановлено, що чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом на основі біполярної транзисторної структури складає від 3,0 до 5,5 кГц/кПа в діапазоні тиску  $1 \cdot 10^5$  Па –  $12 \cdot 10^5$  Па.

7. Запропонована конструкція радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом, яка складається з біполярного чутливого до тиску транзистора з двома колекторами і двозатворного польового транзистора, що утворюють автогенераторний пристрій. На основі розв'язку рівняння коливальної системи автогенераторного пристрою отримано функцію перетворення, що описує залежність резонансної частоти від дії тиску, та рівняння чутливості. Чутливість радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом лежить в діапазоні від 1,12 кГц/кПа до 0,65 кГц/кПа.

8. Проведено метрологічне оцінювання похибок вимірювання радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом. Повна похибка радіовимірювального сенсора тиску з частотним вихідним сигналом дорівнює  $\pm 1,68\%$ .

В економічній частині при проектуванні виробу були проведені розрахунки витрат на науково-дослідну та дослідно-конструкторську роботу, які склали 129066,29 грн. та визначена виробнича собівартість одиниці нового технічного рішення, яка склала 2885,73 грн., визначений чистий прибуток (161390,34 грн.), який може отримати виробник протягом одного року від реалізації 500 шт. даної розробки. Також був визначений строк окупності витрат для виробника, який складає 0,80 року і є меншим за нормативний. Отже, можна зробити висновок, що розробка нового виробу є економічно вигідною, розрахунки підтверджують економічну доцільність нової розробки.

В розділу охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях було розглянуто такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення товщини суцільного екрану для захисту від ЕМВ, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження радіовимірювального сенсора тиску з частотним виходом, безпека у надзвичайних ситуаціях.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Smith C.S. Piezoresistance effect in germanium and silicon // Phys. Rev. Vol.54, N1, 1994. –Р.42.
2. Датчики фирмы MOTOROLA. Обзор продукции фирмы MOTOROLA. –М.: ОДЭКА, 1998. – 75 с.
3. Викулин И.М., Стафеев В.И. Полупроводниковые датчики. –М.: Сов. радио, 1975. –104 с.
4. Ваганов В.И. Интегральные тензопреобразователи. –М.: Энергоатомиздат, 1983. –136с.
5. Полякова А.Л. Деформация полупроводников и полупроводниковых приборов. –М.: Энергия, 1979. –168 с.
6. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. –М.: Радио и связь, 1990. –264 с.
7. Poppinger M. Silicon diaphragm pressure sensors // Solid State Devices, 1985. – P.53-70.
8. Ж. Аш. Датчики измерительных систем. В 2-х книгах. –М.: Мир, 1992. – 424с.
9. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 1999. – 275с.
10. Schaumburg H. Sensoren. –B.G. –Stuttgart: Teubner , 1992. –Т.3.–583 р.
11. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних напівпровідникових структур з від’ємним опором. –Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 2000. – 303 с.
12. Багдасарян А.В., Шермегор Г.Д., Захаров Н.П., Сергеев В.С. Оценка влияния напряженно деформированного состояния кремниевых пластин на смещение экстремумов энергетических зон // Электронная техника. Сер.2. Полупроводниковые приборы. Вып.5 (184), 1986. С.21-30.
13. Полякова А.Л. Физические процессы работы полупроводниковых датчиков механических величин // Акустический журнал. Т.18, №1, 1972. С.1-22.
14. Мікроелектронні сенсори фізичних величин. За редакцією З.Ю.Готри. В 3 томах. – Львів: Ліга-Прес, 2003. Т.2. – 595 с.
15. Осадчук О.В. Елементи теорії тензореактивного ефекту в біполярних чутливих елементах для частотних сенсорів тиску // Вісник Технологічного університету Поділля. –2002. –Т.2, №3. – С.65-69.
16. 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.

17. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Крилик Л.В. Сенсори вологості –Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. –208с.
18. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. –Винница: Континент, 1998. – 130с.
19. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Вербицкий В.Г. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі –Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. –196с.
20. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. –К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
21. Qiulin Tan, Hao Kang, Jijun Xiong, Li Qin, Wendong Zhang, Chen Li, Liqiong Ding, Xiansheng Zhang and Mingliang Yang. A Wireless Passive Pressure Microsensor Fabricated in HTCC MEMS Technology for Harsh Environments // *Sensors* 2013, *13*, 9896-9908; doi:10.3390/s130809896
22. Gu, Y.; Teng, X.; Liu, C.; He, Y.; Tao, C. Microstructures and ultra-high cycle fatigue behaviors of directionally solidified superalloy DZ125 after Long-term aging. *Acta Aeronaut. Astronaut. Sin.* 2012, *33*, 2136–2142.
23. George, T.; Son, K.A.; Powers, R.A.; Del Castillo, L.Y.; Okojie, R. Harsh Environment Microtechnologies for NASA and Terrestrial Applications. In Proceedings of IEEE Sensors, Irvine, CA, USA, 30 October 2005; pp. 1253–1258.
24. Aaron J. Knobloch, Faisal R. Ahmad, Dan W. Sexton and David W. Vernoooy. Remote Driven and Read MEMS Sensors for Harsh Environments// *Sensors* 2013, *13*, 14175-14188; doi:10.3390/s131014175
25. Karthaus, U.; Fischer, M. Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7 um minimum RF input power. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2003, *38*, 1602–1608.
26. DeHennis, A.; Wise, K. A wireless microsystem for the remote sensing of pressure, temperature, and relative humidity. *J. Microelectromech. Syst.* 2005, *14*, 12–22.
27. Suster, M.; Ko, W.; Young, D. An optically powered wireless telemetry module for high temperature MEMS sensing and communication. *J. Microelectromech. Syst.* 2003, *13*, 536–541.
28. Tang, Z.; Fan, S.; Xing, W.; Guo, Z.; Zhang, Z. An electrothermally excited dual beams silicon resonant pressure sensor with temperature compensation. *Microsyst. Technol.* 2011, *17*, 1481–1490.
29. Li, Q.; Fan, S.; Tang, Z.; Xing, W. Non-linear dynamics of an electrothermally excited resonant pressure sensor. *Sens. Actuators A Phys.* 2012, *188*, 19–28.
30. Chen, D.; Cui, D.; Yu, Z.; Wang, L.; Cui, Z.; Xia, S. Thermally Excited SiN Beam Resonant Pressure Sensor. In Proceedings of Design, Test, Integration, and

Packaging of MEMS/MOEMS 2001, Cannes-Mandelieu, France, 5 April 2013; pp. 548–554.

31. Otmani, R.; Benmoussa, N.; Benyoucef, B. The thermal drift characteristics of piezoresistive pressure sensor. *Phys. Procedia* **2011**, *21*, 47–52.

32. Gould, D.; Sklorz, A.; Meiners, M.; Lang, W.; Benecke W. Passive Wireless Temperature Sensing Using RF Technology for an Automotive Application. In Proceedings of Sixth IASTED Conference on Wireless and Optical Communications, Banff, AB, Canada, 3–5 July 2006.

33. Sen Ren, Weizheng Yuan, Dayong Qiao, Jinjun Deng and Xiaodong Sun. A Micromachined Pressure Sensor with Integrated Resonator Operating at Atmospheric Pressure// *Sensors* 2013, *13*, 17006-17024; doi:10.3390/s131217006

34. Zhenyu Luo, Deyong Chen, Junbo Wang, Yinan Li and Jian Chen. A High-Q Resonant Pressure Microsensor with Through-Glass Electrical Interconnections Based on Wafer-Level MEMS Vacuum Packaging//*Sensors* 2014, *14*, 24244-24257; doi:10.3390/s141224244

35. Chen Li, Qiulin Tan, Wendong Zhang, Chenyang Xue, Yunzhi Li and Jijun Xiong. Microfabrication of a Novel Ceramic Pressure Sensor with High Sensitivity Based on Low-Temperature Co-Fired Ceramic (LTCC) Technology // *Micromachines* 2014, *5*, 396-407; doi:10.3390/mi5020396

36. Aleksandr V. Osadchuk, I. A. Osadchuk, Batyrbek Suleimenov, Tomasz Zyska, Abenov Arman, Akmaral Tleshova and Żaklin Grądz. "Frequency pressure transducer with a sensitivity of MEM capacitor on the basis of transistor structure with negative resistance", in Proc. SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments 2017, 1044559 (August 7, 2017).

37. Alexander Osadchuk, Iaroslav Osadchuk, Andrzej Smolarz and Nazym Kussambayeva "Pressure transducer of the on the basis of reactive properties of transistor structure with negative resistance", in Proc. SPIE 9816, Optical Fibers and their Applications 2015, 98161C (December 18, 2015).

38. Osadchuk A.V., V.S.Osadchuk and I.A.Osadchuk. "The Generator of Superhigh Frequencies on the Basis Silicon Germanium Heterojunction Bipolar Transistors", in XIIIth International Conference TCSET'2016, "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science". Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23–26, 2016. –P.336-338.

39. A.V. Osadchuk and I.A. Osadchuk "Frequency Transducer of the Pressure on the Basis of Reactive Properties of Transistor Structure with Negative Resistance", in 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Omsk, Russia, May 21–23, 2015.

40. A.V. Osadchuk, V.S. Osadchuk, I. A. Osadchuk, Piotr Kisała, Tomasz Zyska, Azamat Annabaev and Kanat Mussabekov. "Radiomeasuring pressure transducer with sensitive MEMS Capacitor" in PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, Poland, R. 93 NR 3/2017. –P.113-116.
41. Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. Деформаційні ефекти у напівпровідникових структурах. Вісник Хмельницького національного університету. – №2(211), 2014. –С. 146-150.
42. Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. Теоретичні основи деформаційного ефекту в МДН-транзисторних структурах. Науковий вісник КУЕІТУ. Нові технології. – № 3-4 (41-42), 2013. – С. 64-72.
43. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. Микроэлектронный радиоизмерительный сенсор давления с частотным выходом. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – №1, 2015. – С. 48–53.
44. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. Частотний перетворювач тиску з активним індуктивним елементом на основі двостокового МДН тензотранзистора. Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. –№6, 2014. – С. 144-147.
45. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. Мікроелектронний перетворювач тиску з частотним виходом на основі тунельно-резонансного діода. Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. –№1, 2015. – С. 97-101.
46. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. Радіовимірювальний сенсор тиску з частотним виходом на основі двоколекторного тензотранзистора. Вісник вінницького політехнічного інституту. – №3(120), 2015. – С. 135–141.
47. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. Радіовимірювальний перетворювач тиску з чутливим MEMS конденсатором. Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. –№2, 2016. –С.7-13.
48. Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. "Мікроелектронні перетворювачі тиску", in VIII Międzynarodowej naukowo-praktycznej konferencji «Nauka i inowacja - 2012» Volume 21. Techniczne nauki. Przemysł, Poland. – PP. 63-71.
49. Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. "Фізичний механізм дії тиску на напівпровідники", in VIII mezinárodní vědecko - praktická conference «Vznik moderní vědecké - 2012». - Díl 18. Technické vědy. Praha, Czech Republic. –PP. 70-79.
50. Osadchuk O.V. and Osadchuk Y.O. "Transducer of pressure with a frequency output" на III Міжнародній науково-практичній конференції "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки", 24–26 жовтня 2013. - м. Чернівці, 2013. – С. 122-123.
51. Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. "Частотний перетворювач тиску на основі двоколекторного тензотранзистора" на III Всеукраїнській НПК "Інтелектуальні тех-

- нології в системному програмуванні 2014", м. Хмельницький, 23-25 квітня 2014. – С. 176-182.
52. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. "Радіовимірювальний мікроелектронний перетворювач тиску на основі двостокового МДН тензотранзистора" на XIII міжнародній науково-технічній конференції "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах", ВОТТП-2014, 6-12 червня 2014. – С. 165-167.
53. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. "Радиоизмерительный сенсор давления с частотным выходом" на Міжнародній НТК "Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи" РТПСАС 2015. 16-22 березня 2015. м. Київ. НТУ України "КПІ". – С. 106-108.
54. Осадчук В.С., Осадчук О.В. та Осадчук Я.О. "Радіовимірювальний перетворювач тиску на основі двоколекторного тензотранзистора" на п'ятій міжнародній науково-практичній конференції "Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія", м. Івано-Франківськ, 27-29 травня 2015. – С. 8-9.
55. Бритвин С.О., Ваганов В.И. Физическая модель интегральных биполярных тензотранзисторов // Микроэлектроника. Том 17, вып.4, 1988. –С.359-364.
56. Кремниевый двухэмиттерный дифференциальный тензотранзистор с ускоряющим электрическим полем в базе / Бабичев Г.Г., Козловский С.И., Романов В.А., Шаран Н.Н. // Техническая физика. –1999. –Т. 69. –Вып.10. – С.63-68.
57. Оптимизация параметров чувствительного элемента кремниевого преобразователя давления на основе двухстоковых МДП тензотранзисторов / Бабичев Г.Г., Козловский С.И., Романов В.А., Шаран Н.Н. // Техническая физика. – 2000. –Т.71. –Вып.2. – С.125-128.
58. Стучебников В.М. Полупроводниковые интегральные тензорезистивные преобразователи механических величин // Измерения, контроль, автоматизация. –1983. –№1. – С.30-42.
59. Бабичев Г.Г., Гузь В.И., Жадько И.П., Козловский С.И., Романов В.А. Исследование биполярного двухколлекторного чувствительного до тиску транзистора с ускоряющим электрическим полем в базе// Физика и техника полупроводников. –1992. –Т.26. Вып.7. – С.1244-1250.
60. Бабичев Г.Г., Козловский С.И., Романов В.А. Вертикальный двухколлекторный тензотранзистор с ускоряющими электрическими полями в базе и эмиттере // Физика и техника полупроводников. –1999. –Т.33, №3. – С.370-379.
61. Пат. №33403 А України, МКИ G01L 7/00. Пристрій для виміру тиску / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Білоконь Н.Л. - №99020934; Заявлено 18.02.1999; Опубл. 15.02.2001. Бюл. №1. – 2 с.
62. Пат. №40237 А України, МКИ G01L 9/04, H04R 19/04. Мікроелектронний пристрій для виміру тиску / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2000106039; Зая-

- влено 26.10.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. – 2 с.
63. Патент №2104619 Российской Федерации, МКИ H04R 19/04. Электростатический микрофон / Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В. - №95114269; Заявлено 8.08.1995; Опубл. 10.02.1998. Бюл. №4. – 3 с.
64. Патент №33119 А України, МКИ H04R 19/04. Напівпровідниковий матеріаловий електростатичний мікрофон / Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Е.В. - №98126389; Заявлено 3.12.1998; Опубл. 15.02.2001. Бюл. №1. – 3 с.
65. 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.
66. 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.
67. Осадчук В.С, Осадчук О.В. Дослідження мембранних частотних сенсорів тиску //Вісник Вінницького політехнічного інституту. –2001. –№1. – С.75-80.
68. Осадчук В.С., Осадчук О.В, Білоконь Н.Л. Дослідження залежностей електрофізичних параметрів напівпровідниковий матеріалових структур від тиску//Теорія і практика перебудови економіки. Спеціальний випуск. Матеріали міжнародного симпозіуму “Наука і підприємництво – 2001”. –Мукачево. – 2001. – С.376-381.
69. Осадчук В.С., Осадчук О.В, Білоконь Н.Л. Математична модель частотного сенсора тиску // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. –2000. – №4. – С.24-27.
70. Потемкин В.Г. Система инженерных и научных расчетов Matlab 5.x. В двух томах. Том 1. –М.: Диалог-МИФИ, 1999. – 366 с.
71. Ферри Д., Эйкерс Л., Гринич Э. Электроника ультрабольших интегральных схем. –М.: Мир, 1991. –327 с.
72. PSPICE User’s guide. MicroSim Corporation. – Laguna Hills: La Cadena Drive, 1989. –450 p.
73. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ. –М.: Мир, 1990. – 535 с.
74. Кухарчук В.В.Елементи теорії контролю динамічних параметрів електричних машин. –Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 1998. – 125 с.
75. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.
76. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця :

ВДТУ, 2003. – 75с.

77. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепа – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.

78. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

79. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

80. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

81. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

82. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

83. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.

84. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.

85. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.

86. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.

87. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.

88. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.

89. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

90. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.

91. ДСанПіН 3.3.6-096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів.



Додаток А  
(обов'язковий)  
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Зав. кафедри РТ ВНТУ,  
докт.техн.наук, професор  
О.В. Осадчук  
” 26 ” 09 2020 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ  
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи  
**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**  
08-36.МКР.018.00.000 ТЗ

Керівник роботи  
к.т.н., доцент каф. РТ  
Осадчук Я.О.

Виконавець: ст. гр. РТ-19м  
Тріска М. В.

Вінниця-2020

## 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 метрологічних показників радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом технологічно сумісних з мікроелектронною технологією за рахунок перетворення електричного сигналу в частотний вихідний сигнал.

**Об’єктом дослідження** є процес перетворення тиску у частотний вихідний сигнал у чутливих до тиску параметричних сенсорних структурах, що породжує задачу розбудови радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом з покращеними метрологічними характеристиками.

**Предмет дослідження** - характеристики радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі реактивних властивостей транзисторних напівпровідникових структур з від’ємним диференціальним опором.

**Для досягнення поставленої мети у магістерській кваліфікаційній роботі розв’язуються наступні задачі:**

- проаналізувати існуючі резонансні MEMS сенсори тиску та обґрунтувати переваги радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі транзисторних напівпровідникових структур з від’ємним диференціальним опором по відношенню до існуючих;

- розробити математичні моделі радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом на основі біполярних транзисторних напівпровідникових структур з врахуванням впливу тиску на чутливі елементи нелінійних еквівалентних схем та експериментально довести їх адекватність;

- виконати експериментальну перевірку залежностей електричних характеристик та параметрів розроблених математичних моделей радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом від дії тиску та дослідити їх електричні параметри;

- провести метрологічне оцінювання похибок вимірювання радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

**Методи дослідження** ґрунтуються на використанні: диференціального

та інтегрального числення для створення математичних моделей; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом; основних положень теорії функції комплексної змінної для отримання рівнянь чутливості та функцій перетворення; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл для визначення імпедансу радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

### 3 Джерела розробки

1. Готра З.Ю. Технология микроэлектронных устройств. Справочник. –М.: Радио и связь, 1991. –528 с.
2. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних напівпровідникових структур з від’ємним опором. –Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 2000. – 303 с.
3. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 1999. – 275с.
4. Alexander Osadchuk, Iaroslav Osadchuk, Andrzej Smolarz and Nazym Kusambayeva "Pressure transducer of the on the basis of reactive properties of transistor structure with negative resistance", in Proc. *SPIE* 9816, Optical Fibers and their Applications 2015, 98161C (December 18, 2015).
5. Osadchuk A.V., V.S.Osadchuk and I.A.Osadchuk. "The Generator of Superhigh Frequencies on the Basis Silicon Germanium Heterojunction Bipolar Transistors", in XIIIth International Conference TCSET'2016, "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science". Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23–26, 2016. –P.336-338.
6. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 1. / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 196 с.
7. Козловський В. О. Основи підприємництва. Курс лекцій. Част. 2 / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 184 с.
8. Козловський В. О. Інноваційний менеджмент : Навчальний посібник / В. О. Козловський – Вінниця : ВНТУ, 2007. – 210 с.
9. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
10. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
11. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
12. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
13. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об’єктів будівництва.

#### 4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра радіотехніки,  
студент групи РТ-19м Тріска М. В.

#### 5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Основними вимогами є:

- удосконалення методу вимірювання тиску;
- розробка аналітичних виразів для розрахунку параметрів вимірювання тиску;
- удосконалення математичної моделі процесів, що перебігають в математичні моделі радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

##### *Технічні вимоги*

- Напруга живлення параметричний сенсора – мережа електричного струму з частотою  $50 \pm 2$  Гц і напругою  $220 \pm 10$  В;
- струм споживання  $0,5 \dots 5$  мА;
- Напруга живлення вузлів частотного параметричного сенсора тиску +  $3,5 \dots 5,5$  В;
- Споживана потужність –  $0,15$  Вт;
- Частота генерації –  $100 \dots 3600$  кГц;
- Діапазон вимірювання тиску –  $0 \dots 150$  кПа;

##### *Кліматичні умови*

- Забезпечити стабільну роботу параметричний сенсора за умов його експлуатації в температурному діапазоні  $20^\circ\text{C} \dots +80^\circ\text{C}$  і відносній вологості повітря до 100%.

##### *Конструктивні вимоги*

- Параметричний перетворювач виконується у вигляді окремого функціонального блоку, та з'єднується за допомогою роз'ємів з іншими пристроями.
- Маса частотного параметричного сенсора тиску не повинна перевищувати –  $0,1$  кг.
- Час напрацювання на відмову не менше 5000 год. Для збільшення середнього часу напрацювання на відмову необхідно використати комплектуючі з малою інтенсивністю відмови, а також зменшити загальну кількість окремих елементів
- Тип виробництва – багатосерійне.
- Варіант виконання – переносний.

## 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 економічної ефективності 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:

- принципіві схеми радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом;
- математичні моделі радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом;
- функції перетворення та рівняння чутливості радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом;
- експериментальні дослідження радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом;
- розділ безпеки життєдіяльності;
- економічний розділ;
- розрахунок метрологічних параметрів розроблених радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

## 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 ЇЇ 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:

- нові принципіві схеми радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом;
- математичні моделі радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом;
- метрологічні параметри розроблених радіовимірювальних сенсорів тиску з частотним виходом.

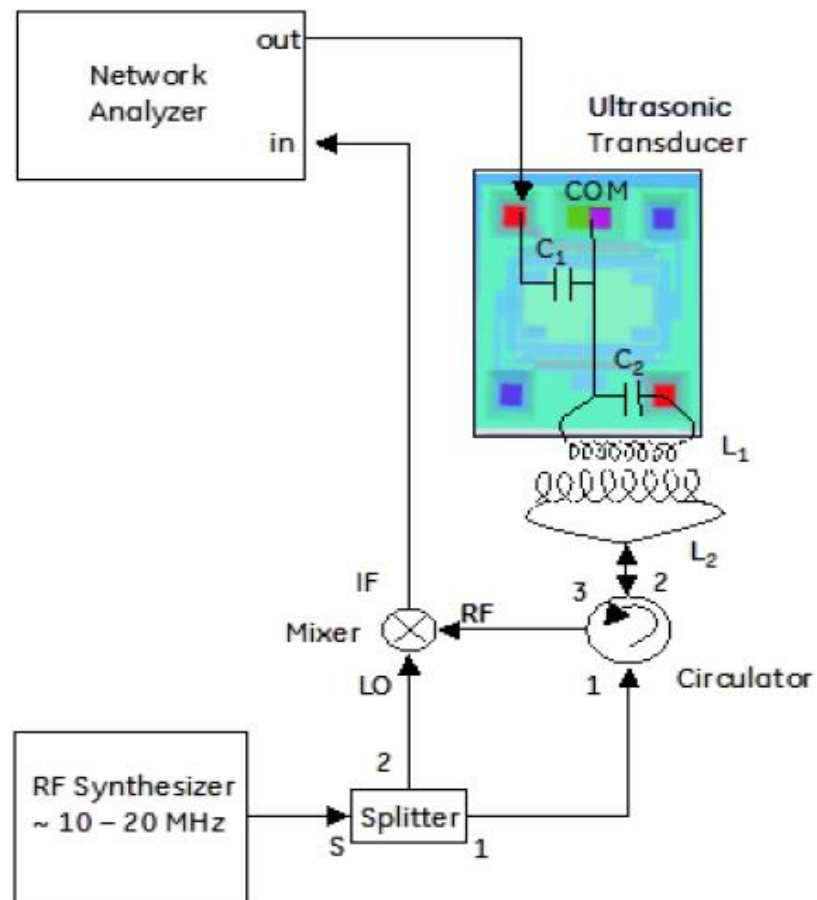
## 11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Спрощена схема пристрою

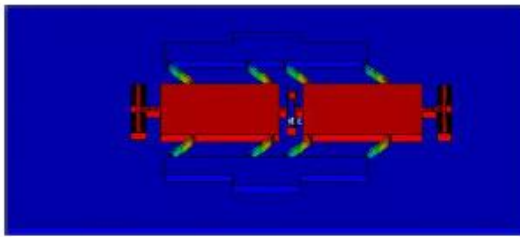




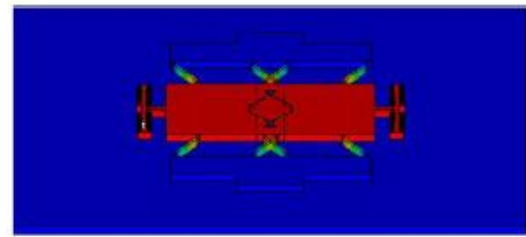
Додаток В  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

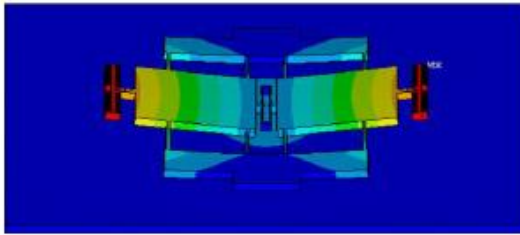
Перші шість форм режиму вібрації резонансного сенсора тиску, змодельовані  
за допомогою ANSYS



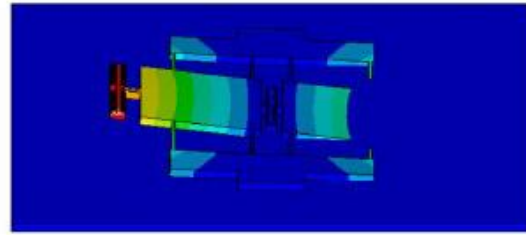
Mode 1



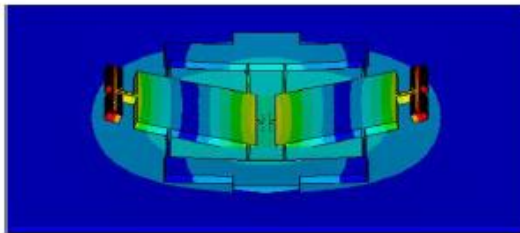
Mode 2



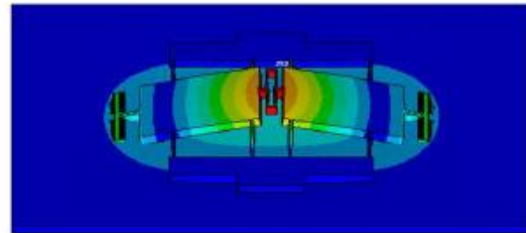
Mode 3



Mode 4



Mode 5

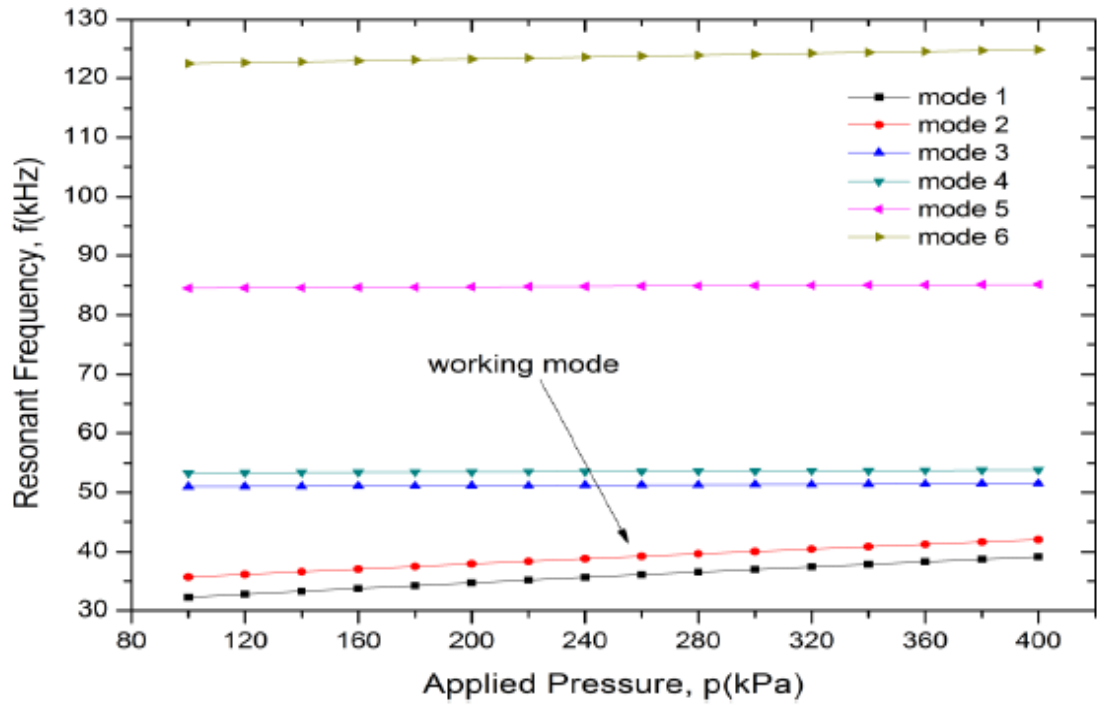


Mode 6

Додаток Д  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

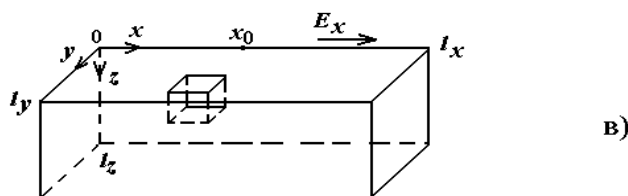
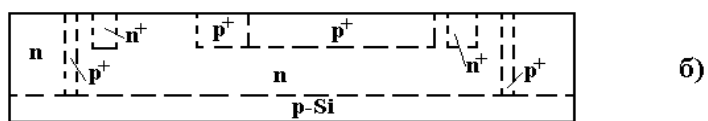
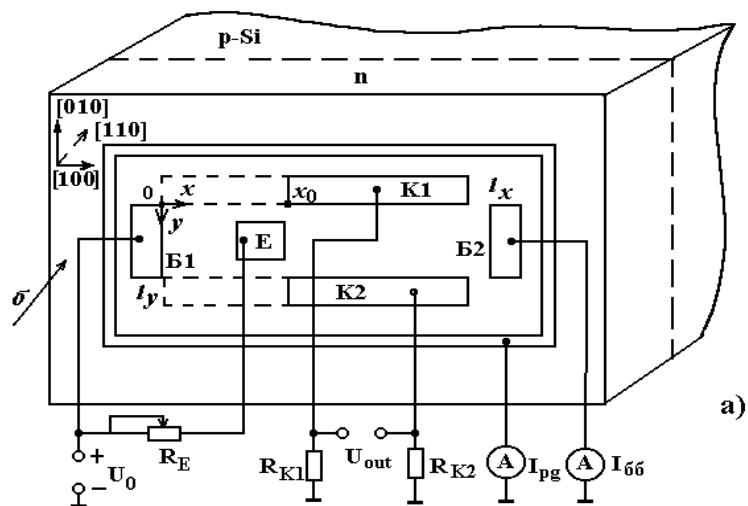
Резонансні зміни частоти перших шести режимів вібрації  
в порівнянні із прикладеним тиском



Додаток Е  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

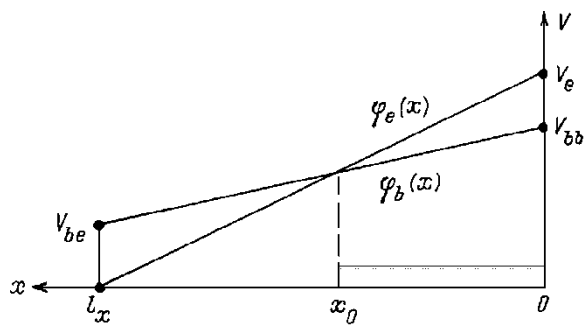
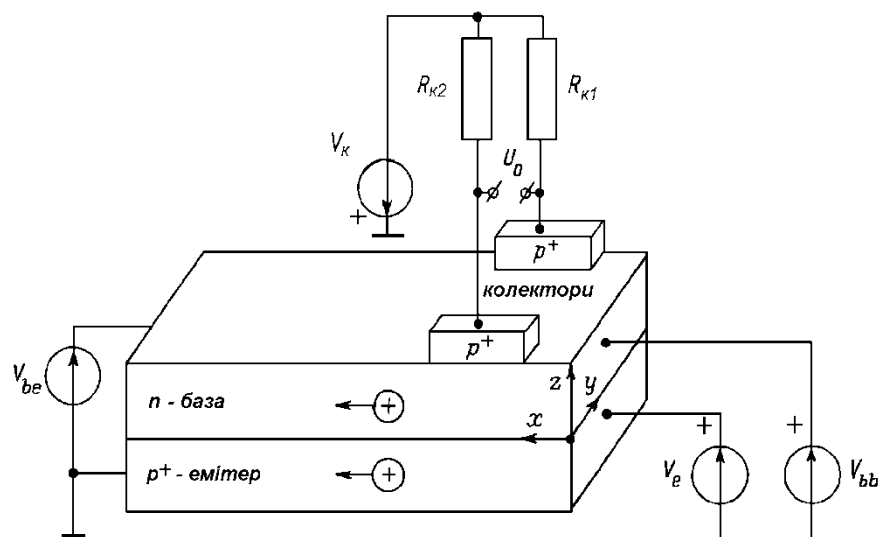
Схема включення (а) і топологія (б,в) чутливого  
до тиску біполярного транзистора



Додаток Ж  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Елементи структури чутливого до тиску  
біполярного транзистора і поздовжній розподіл електричних потенціалів  
у базі та емітері транзистора

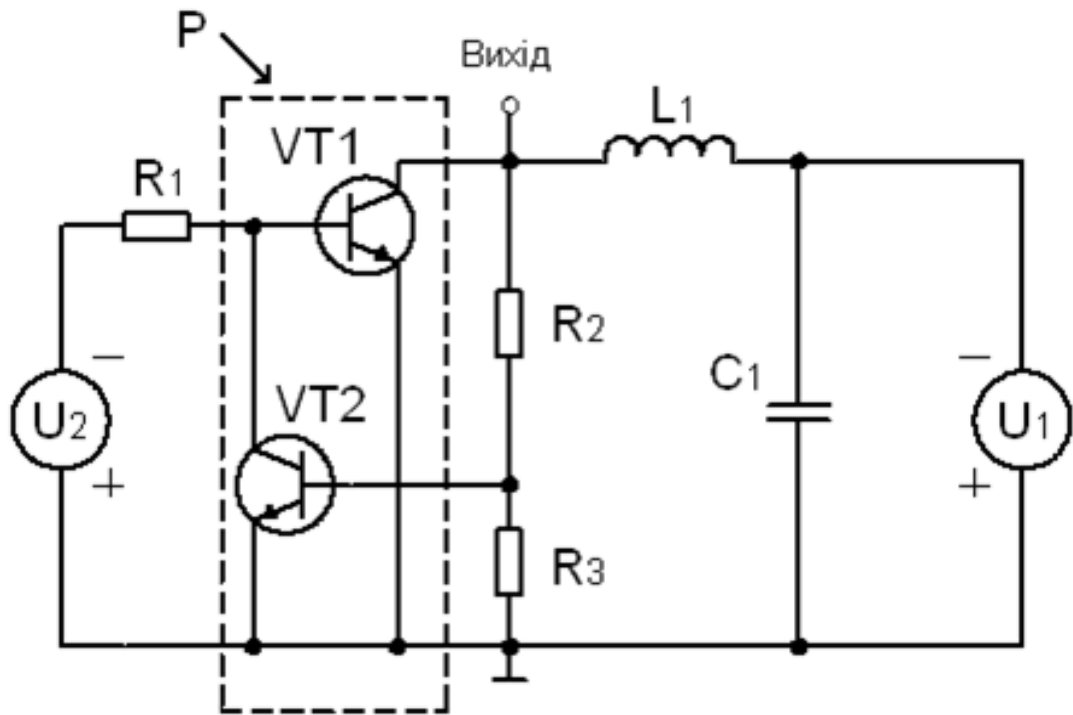




Додаток К  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

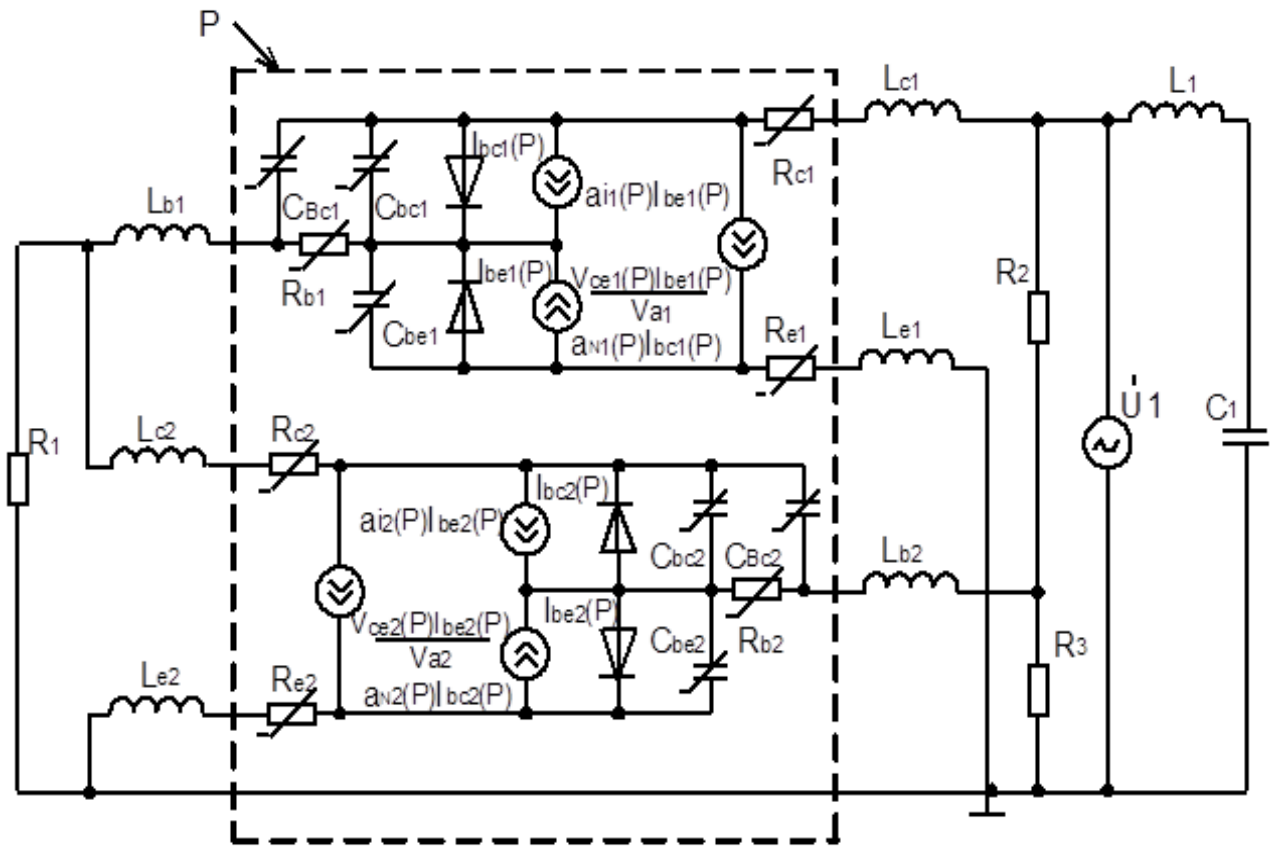
Схема електрична принципова



Додаток Л  
(обов'язковий)

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

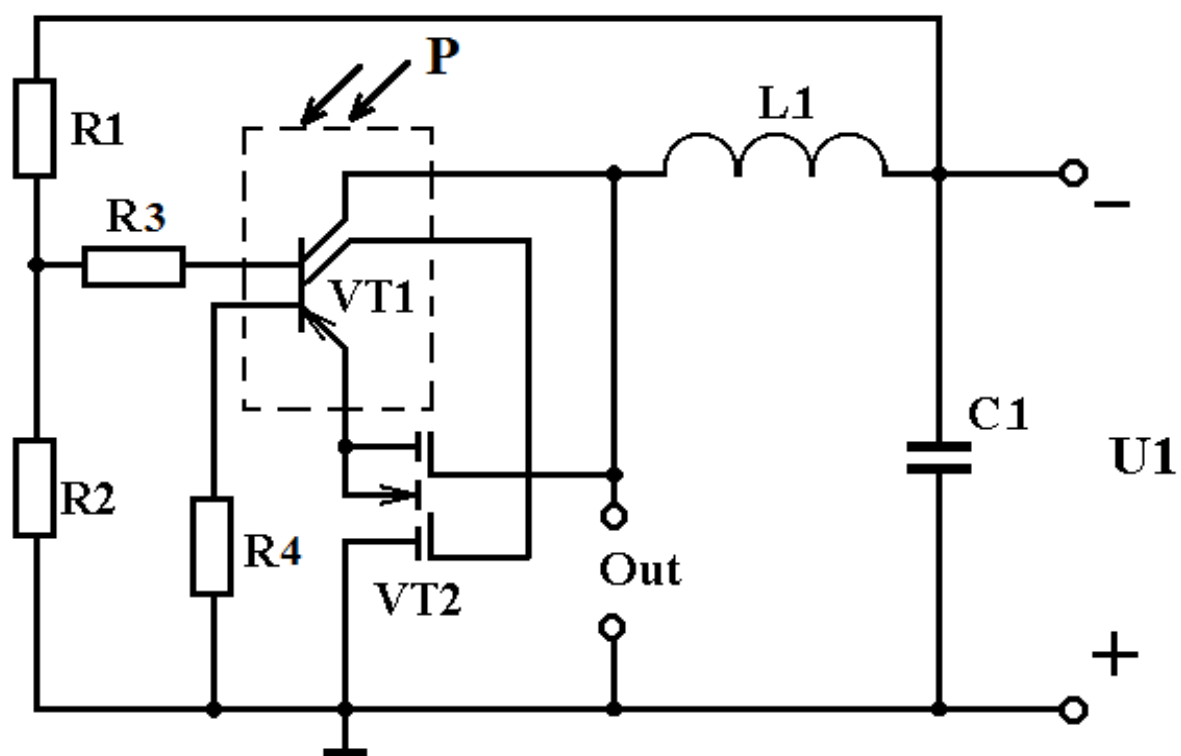
Нелінійна еквівалентна схема



Додаток М  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Схема електрична радіовимірювального сенсора тиску  
з частотним виходом на основі біполярного чутливого до тиску  
транзистора з двома колекторами



Додаток Н  
(обов'язковий)

**РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИЙ СЕНСОР ТИСКУ  
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Еквівалентна схема радіовимірювального  
сенсора тиску

