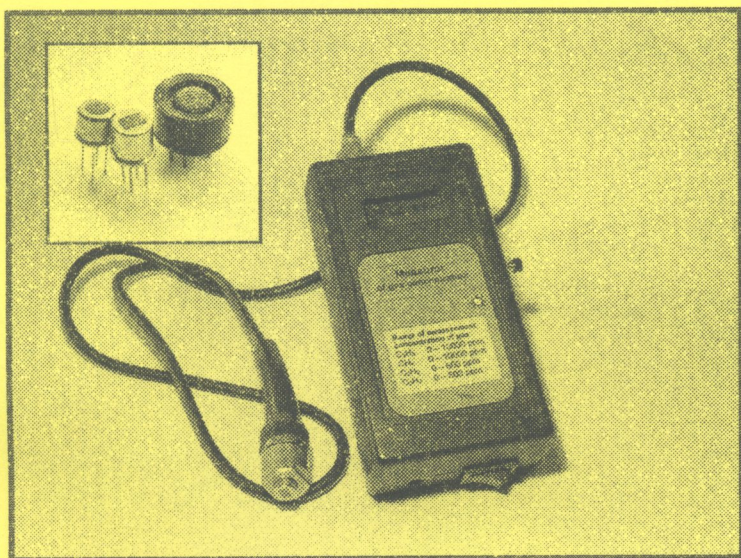


621.382

0-72

**В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, М. С. Проколова**

# СЕНСОРИ ГАЗУ



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

**В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова**

## **СЕНСОРИ ГАЗУ**

Монографія



**621.382      О-72      2008**

Осадчук В.С. Сенсори газу

УНІВЕРСУМ – Вінниця  
2008

УДК 621.382

О 72

*Рецензенти:*

**Р. Н. Квстний**, доктор технічних наук, професор

**В. М. Лисогор**, доктор технічних наук, професор

**В. О. Поджаренко**, доктор технічних наук, професор

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 11 від 02.07.2007 р.)

**В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, М. О. Прокопова**

О 72 Сенсори газу: Монографія. — Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. — 167 с.

ISBN 978-966-641-278-5

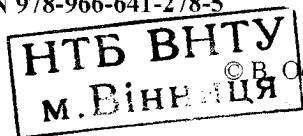
В монографії проаналізовано сучасний стан сенсорів газу, подано основи побудови мікроелектронних сенсорів газу з частотним виходом на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором. Розглянемо принципи побудови, електричні схеми і експериментальні дослідження основних параметрів мікроелектронних сенсорів газу.

Монографія розрахована на наукових та інженерно-технічних працівників, які займаються проектуванням і розробкою мікроелектронних сенсорів газу, а також на аспірантів та студентів вищих навчальних закладів.

УДК 621.382

465109

ISBN 978-966-641-278-5



© В. Осадчук, О. Осадчук, М. Прокопова, 2008

## ЗМІСТ

Вступ.....	5
<b>1. СУЧАСНИЙ СТАН СЕНСОРІВ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ.....</b>	<b>6</b>
1.1. Термокондуктометричні перетворювачі.....	7
1.2. Полуменево-іонізаційні перетворювачі.....	15
1.3. Оптичні сенсори.....	17
1.4. Електрохімічні перетворювачі.....	55
1.5. Напівпровідникові хімічні сенсори.....	62
1.6. Класифікація газових сенсорів.....	81
<b>2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СЕНСОРІВ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ОКИСІВ МЕТАЛУ .....</b>	<b>83</b>
2.1. Фізичний механізм утворення приповерхневого шару об'ємного заряду у напівпровідниках.....	84
2.2. Елементи теорії приповерхневого заряду у напівпровідниках... ..	87
2.3. Визначення поверхневих опорів напівпровідників.....	90
2.4. Експериментальні дослідження з визначення поверхневого опору напівпровідника.....	98
<b>3. ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ.....</b>	<b>101</b>
3.1. Визначення вольт-амперної характеристики перетворювача концентрацій газу на основі двох біполярних транзисторів.....	102
3.2. Розрахунок вольт-амперної характеристики перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів.....	108
3.3. Функція перетворення частотного перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів.....	114
3.4. Функція перетворення частотного перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів.....	122
<b>4. ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ З АКТИВНОЮ ІНДУКТИВНІСТЮ.....</b>	<b>130</b>
4.1. Вольт-амперна характеристика частотного перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом.....	130

4.2. Вольт-амперна характеристика частотного перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом.....	135
4.3. Функція перетворення частотного перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом.....	141
4.4. Функція перетворення частотного перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом.....	148

## **5. ВИКОРИСТАННЯ РОЗРОБЛЕНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ У ГІРНИЧІЙ ПРОМИСЛОВОСТІ.....**

156

5.1. Сучасні вимоги до вибухобезпеки та прилади попередження вибуху в гірничих виробках.....	156
5.2. Застосування мікропроцесорів у системах вимірювання концентрації газу у гірничій промисловості.....	159
5.3. Розрахунок похибок вимірювання пристрою вимірювання концентрації газу.....	162
Література.....	173

## ВСТУП

На даному етапі розвитку науково-технічного прогресу аналітичне приладобудування є однією з нових областей використання мікроелектроніки, яка за допомогою групових методів технології дозволяє розробляти та створювати сенсори для контролю параметрів навколишнього середовища. Загальна тенденція в розвитку вимірювальних перетворювачів, в тому числі і сенсорів газу, зумовлена збільшенням вимог точності до них при одночасному ускладненні експлуатаційних вимог. Все це спонукає до пошуку і розробки нових принципів побудови різноманітних сенсорів. На сучасному рівні розвитку функціональної мікроелектроніки її досягнення можна використати для створення нового класу сенсорів газу з частотним виходом.

Одним із таких наукових напрямків у розробці вимірювальних перетворювачів є використання залежності реактивних властивостей і від'ємного опору напівпровідникових приладів від впливу зовнішніх фізичних величин і створення на цій основі нового класу мікроелектронних сенсорів газу з частотним вихідним сигналом. У пристроях такого типу відбувається перетворення концентрації газу на частоту, що дозволяє виконувати сенсори за інтегральною технологією, і дає можливість підвищити швидкодію, точність і чутливість, розширити діапазон вимірювальних величин, поліпшити надійність, завадостійкість і довго часову стабільність параметрів. Крім того, поєднання на одному кристалі первинного вимірювального перетворювача із схемами обробки інформації уможливорює створення "інтелектуальних" сенсорів.

Дослідження і розробка мікроелектронних сенсорів газу з частотним виходом виконані на кафедрах електроніки та радіотехніки Вінницького національного технічного університету. Мета монографії полягає в тому, щоб надати допомогу в розробці аналітичних та експериментальних методів з реалізації мікроелектронних сенсорів газу з частотним виходом.

Автори вдячні рецензентам доктору технічних наук, професору Кветному Р.Н., доктору технічних наук, професору Лисогору В.М. і доктору технічних наук, професору Поджаренку В.О., корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту книги.

Відгуки про книгу, зауваження і побажання просимо надсилати за адресою видавництва: 21021, м. Вінниця, хмельницьке шосе, 95, "УНІВЕРСУМ-Вінниця".

## 1. СУЧАСНИЙ СТАН СЕНСОРІВ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ

Сенсори набувають все більшого значення в часи швидких технологічних змін. Зі збільшенням технологічної складності механічних, електричних та хімічних приладів з одного боку, та зі зростанням екологічної свідомості з питань індустріальних та технологічних відходів з іншого боку, буде зростати потреба у сенсорах. Крім того сенсори виявляють себе в якості ключової технології для просування вперед автоматизацій у багатьох галузях промисловості та у вдосконаленні багатьох приладів, і для збільшення їх конкурентної спроможності [1].

Характерна особливість поточного та майбутніх десятиріч полягає в тому, що при подальшій електронізації усіх галузей народного господарства зміняться вимоги до сенсорів: на зміну громіздким, ненадійним, іноді без електричного виходу приладам повинні прийти сенсори, сумісні з іншими виробами мікроелектроніки. Основні вимоги до таких сенсорів: висока точність, однозначність, швидкість вимірювання; інтеграція в одному пристрої чутливого елемента, схеми перетворення сигналів, що він виробляє, до стандартного виду та необхідних ліній зв'язку; вибірковість, тобто здатність виділення даного впливу на фоні інших зовнішніх факторів; багатофункціональність, тобто здатність до одночасного контролю декількох різних впливів; низька вартість; працездатність у жорстких експлуатаційних умовах; надійність; довговічність [2].

Серед сенсорів важливе місце посідають сенсори газу, які на сьогодні мають широкий спектр використання. Вони застосовуються для контролю навколишнього середовища, у технологічних лініях та в інших місцях, що характеризуються широким діапазоном зміни концентрацій аналізованого газу в атмосфері, для визначення та вимірювання різних компонентів газової суміші, для встановлення присутності в системі визначеного виду газу, для виявлення перевищення гранично допустимих концентрацій газу у повітрі виробничих приміщень, в сигнальних пристроях для індикації вибухонебезпечних концентрацій газів у повітрі, тощо [1].

За останні роки накопичено великий досвід розробки хімічних газоаналізаторів, що реалізують термохімічний, електрохімічний та адсорбційний методи вимірювання концентрацій газів. Явище адсорбції широко застосовується при створенні напівпровідникових сенсорів [3]. Серед фізичних методів газового аналізу поширені термокондуктометричний, полуменево-іонізаційний метод та методи, що базуються на оптичних ефектах. Новим напрямком в розробці

мікроелектронних перетворювачів концентрації газу є створення частотних перетворювачів на основі напівпровідникових структур з від'ємним опором.

Проблематика цих питань розглядається у цьому розділі.

### 1.1. Термокондуктометричні перетворювачі

Термокондуктометричний метод вимірювання концентрацій газів в контрольованому середовищі заснований на зміні теплопровідності середовища при зміні кількісного складу суміші, що контролюється. Цей метод дозволяє створити прилади високої стабільності з практично необмеженими ресурсом і терміном зберігання сенсора за умови, що буде висока якість термокондуктометричних чутливих елементів [4].

Прикладом використання цього методу слугує термокондуктометричний перетворювач, який може бути використаний при створенні метанометрів для систем дегазацій [5]. Перетворювач має робочу 4 і порівнювальну 5 камери, які зроблені з пористого матеріалу (рис.1.1). Камери встановлені в ємність з сумішшю, що аналізується і розташованими в них симетрично нагрівачами-термометрами опору 6, 7, що мають однакові геометричні параметри і ввімкнені в мостову вимірювальну схему 10,11,12. Порівнювальний нагрівач – термометр опору 7 зроблений з меншим, ніж у робочого опором і до нього послідовно під'єднаний термокомпенсуючий резистор 9.

Сенсор працює таким чином. Суміш, що аналізується, надходить в ємність і за рахунок конвекції омиває камери. Обидва нагрівачі – термометри опору мають однакові умови теплообміну з навколишнім середовищем. При цьому робочий термометр опору 6, розігрітий до більш високої температури при аналізі метаноповітряної суміші в дегазаційному трубопроводі і наявності метану охолоджується інтенсивніше ніж порівнювальний термометр опору, який розігрітий до меншої температури. Відповідно відбувається перерозподіл напруг на робочому і порівнювальному термометрах опору. Сигнал розбалансу моста, що виникає, є мірою об'ємної частки метану в аналізованій суміші.



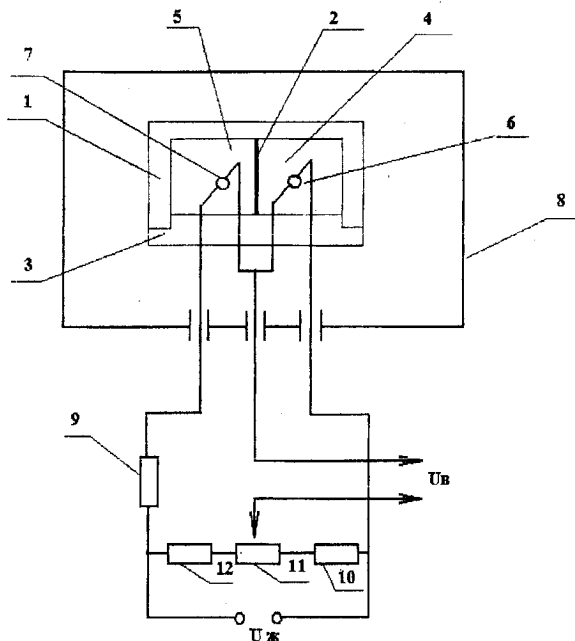


Рис. 1.1. Схема термокондуктометричного сенсора: 1 – ковпак; 2 – перемичка; 3 – основа; 4 – робоча камера; 5 – порівняльна камера; 6, 7 – нагрівачі – термометри опору; 8 – корпус; 9 – компенсуючий резистор; 10, 11, 12 – баластні резистори мостової схеми

Ще одним прикладом застосування термокондуктометричного методу може слугувати детектор концентрації компонентів газових сумішей [6].

Детектор (рис. 1.2) складається з металевого корпусу 1, в якому розміщений чутливий елемент, що містить діелектричну підкладку 2 з плоским терморезистором 3. В корпусі детектора з протилежних сторін виконані отвори, розміщені на осі, що проходить перпендикулярно площині терморезистора, через його центр. В отворах корпусу за допомогою з'єднань можливе пересування вздовж осі закріплених стержнів 4, що відводять тепло, за допомогою яких регулюється зазор 5. З'єднання частин корпусу, стержнів 4 та підкладки 2 з корпусом герметизовані герметиком 6. Корпус 1, закріплений на радіаторі 7, має газові виводи 8.

Пристрій працює таким чином. Терморезистор 3 підігривається вимірювальним струмом відносно вимірюваного середовища. Тепловий потік від терморезистора, послідовно проходячи через

підкладку 2, зазор 5 та корпус 1, створює на них перепади температури, пропорційні їх тепловому опору. Корисний сигнал пристрою, пов'язаний з концентрацією газової суміші, визначається лише перепадом температури в зазорі.

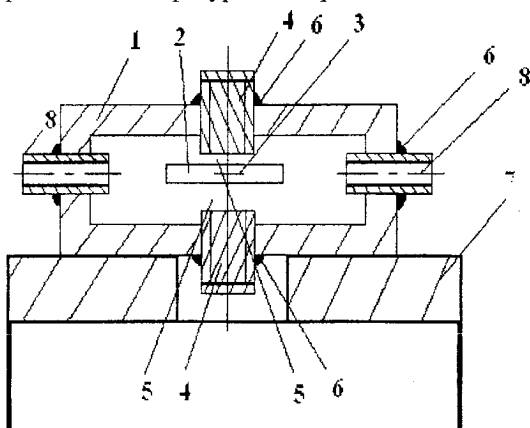


Рис. 1.2. Детектор концентрацій компонентів газової суміші: 1 – корпус; 2 – підкладка; 3 – терморезистор; 4 – стержні; 5 – зазор; 6 – герметик; 7 – радіатор; 8 – газові виводи

Використовується кондуктометричний метод вимірювання і в пристрої для вимірювання концентрації кисню в газах [7]. На рис. 1.3 показано функціональну схему цього пристрою.

Виводи діагоналі живлення неврівноваженого мосту змінного струму, ланки якого створені резисторами 8, 9, 10 та твердоелектролітним чутливим елементом 1 з електродами 2, з'єднані з вихідними виводами генератора робочої частоти 3, виводи діагоналі вихідного сигналу – з вхідними виводами підсилювача 4, вихід якого підключений до входу електронного ключа 15 та одного із компараторів підігріву твердоелектролітного чутливого елемента 12. Другий вхід компаратора 12 з'єднаний з одним з входів генератора трикутних імпульсів 5, а вихід – з входом, що керує електронним ключем 15. Вихід електронного ключа 15 підключений до одного з входів компаратора нагріву твердоелектролітного чутливого елемента 13, другий вхід якого безпосередньо з'єднаний з другим входом генератора трикутних імпульсів 5, а через компенсаційний елемент 14 підключений до виводу мережі живлення та до одного із виходів

комутатора 6. Вихід комутатора 13 з'єднаний з керуючим входом комутатора 6, другий вхід якого з'єднаний послідовно з нагрівачем 7 та мережею живлення, смуговий фільтр 16 включений в коло зв'язку вимірювального приладу 11 з металевими електродами 2.

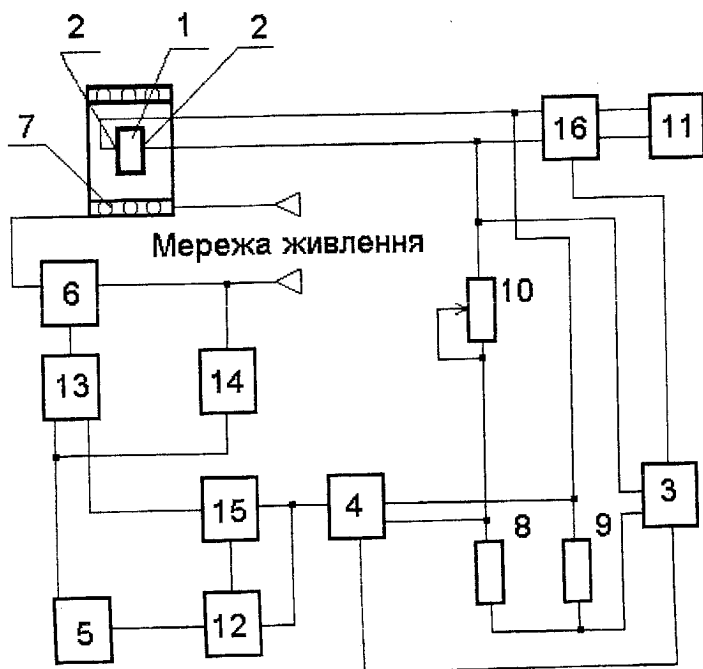


Рис. 1.3. Функціональна схема пристрою для вимірювання концентрацій кисню в газах: 1 – твердоелектролітний чутливий елемент; 2 – металеві електроди; 3 – генератор робочої частоти; 4 – підсилювач; 5 – генератор трикутних імпульсів; 6 – комутатор; 7 – нагрівач; 8, 9, 10 – резистори неврівноваженого мосту змінного струму; 11 – вимірювальний прилад; 12 – компаратор підігріву твердоелектролітного чутливого елемента; 14 – компенсаційний елемент; 15 – електронний ключ; 16 – смуговий фільтр

Пристрій для вимірювання концентрації кисню в газах працює таким чином. Вихідна напруга генератора робочої частоти 3 надходить на неврівноважений міст змінного струму, резистор 10 якого забезпечує встановлення робочої температури твердоелектролітного чутливого елемента 1. В початковий момент при включенні пристрою максимальна напруга розбалансу мосту (20–30) мВ, яка пропорційна електричному опору твердоелектролітного

чутливого елемента 1, з діагоналі неврівноваженого мосту змінного струму надходить на вхід підсилювача 4. Величина електричного опору твердоелектролітного чутливого елемента 1 обернено пропорційна температурі її нагріву. Підсилений сигнал з виходу підсилювача 4 надходить до входу електронного ключа 15 та на один із входів компараторів підігріву твердоелектролітного чутливого елемента 12, на другий вхід якого подається сигнал з виходу генератора трикутних імпульсів 5. Рівень цього сигналу вибраний таким, що на вході компаратора 12 підігріву твердоелектролітного чутливого елемента формується імпульсний сигнал зі шпаруватістю, рівною двом. Цей сигнал надходить на керуючий вхід електронного ключа 15.

Таким чином, вихідний постійний сигнал підсилювача 4 за допомогою електронного ключа 15 перетворюється в імпульсний сигнал і надходить на один із входів компаратора нагріву твердоелектролітного чутливого елемента 13. На другий вхід компаратора 13 подається вихідний сигнал генератора трикутних імпульсів 5 рівень якого вибраний таким, що компаратор нагріву твердоелектролітного чутливого елемента 13 працює як перетворювач. Тобто з виходу компаратора нагріву твердоелектролітного чутливого елемента 13 імпульсний сигнал зі шпаруватістю, рівною двом, надходить на керуючий вхід комутатора 6, який підключає нагрівач 7 до мережі живлення кожного півперіоду керуючого вхідного імпульсу компаратора нагріву твердоелектролітного чутливого елемента 13.

В початковий момент на нагрівач 7 надходить половина потужності джерела живлення, що забезпечує повільне підвищення температури твердоелектролітного чутливого елемента 1 та виключає можливість виникнення теплового удару твердоелектролітного чутливого елемента, який може привести до появи в ньому мікротріщин і цим самим суттєво знизити точність вимірювання.

Одночасно з підвищенням температури твердоелектролітного чутливого елемента 1 зменшується напруга розбалансу неврівноваженого моста змінного струму. Величина сигналу, який надходить з виходу підсилювача 4 на вхід компаратора підігріву твердоелектролітного чутливого елемента 12, зменшується до величини амплітуди трикутних імпульсів, які надходять на другий вхід компаратора підігріву твердоелектролітного чутливого елемента 12 від генератора трикутних імпульсів. При цьому з виходу компаратора підігріву твердоелектролітного чутливого елемента на керуючий вхід електронного ключа 15 надходить постійний сигнал.

Таким чином, в подальшому з виходу підсилювача 4 через електронний ключ 15 на вхід компаратора нагріву твердоелектролітного чутливого елемента сигнал надходить без перетворення, а з його виходу на керуючий вхід комутатора 6 — імпульсний сигнал, шпаруватість якого збільшується, що приводить до більш швидкого підвищення температури нагріву твердоелектролітного чутливого елемента 1. При досягненні заданої робочої температури настає баланс неврівноваженого моста змінного струму, шпаруватість імпульсного керуючого вхідного сигналу комутатора 6 має необхідну номінальну величину. У випадку зниження робочої температури твердоелектролітного чутливого елемента 1 з'являється напруга розбалансу неврівноваженого моста змінного струму, змінюється шпаруватість керуючих імпульсів комутатора 6, потужність, що подається до нагрівача 7, збільшується до отримання заданої температури. Таким чином, пристрій забезпечує автоматичне підтримання робочої температури твердоелектролітного чутливого елемента 1 постійно, що практично виключає похибку вимірювання від коливання температури.

Напруга мережі живлення через компенсаційний елемент 14 надходить на той самий вхід компаратора 13 нагріву твердоелектролітного чутливого елемента, що і вихідний сигнал генератора трикутних імпульсів 5. При зміні напруги мережі живлення змінюється рівень сумарного сигналу на вхід комутатора 13 нагріву твердоелектролітного чутливого елемента, що призводить до зміни шпаруватості імпульсного сигналу на його виході пропорційно напрузі мережі живлення. При цьому на нагрівач 7 за допомогою комутатора 6 підводиться незмінна потужність, робоча температура твердоелектролітного чутливого елемента залишається постійною.

На електродах 2 твердоелектролітного чутливого елемента 1 наводиться електрорушійна сила, яка вимірюється за допомогою вимірювального приладу 11. Величина електрорушійної сили визначає рівень концентрацій кисню в газах. При цьому фільтр 16, який працює на частоті роботи генератора 3 забезпечує фільтрацію вихідного сигналу твердоелектролітного чутливого елемента 1 і додатково підвищує точність вимірювання.

Ще один кондуктометричний сенсор запропонований у роботі [8]. Цей сенсор (рис. 1.4) має діелектричну штангу 1 з закріпленням до її нижнього кінця поліпропіленовим каркасом 2 з двома коаксіально розташованими один в одному електродами. Таке розташування електродів сприяє рівномірному розподілу струму в робочому об'ємі датчика через стабільну геометричну смість його робочого об'єму.

Зовнішній електрод датчика має заземлення 3. Заземлення зовнішнього електрода захищає робочий об'єм датчика від впливу можливих зовнішніх електричних полів. Поверхні кожного із електродів утворені із поверхонь паралельних циліндричних металевих стержнів 4 діаметром від 0,001 до 0,002м, рівномірно розташованих по умовному колу. Стержні 4 виконані із нержавіючої сталі.

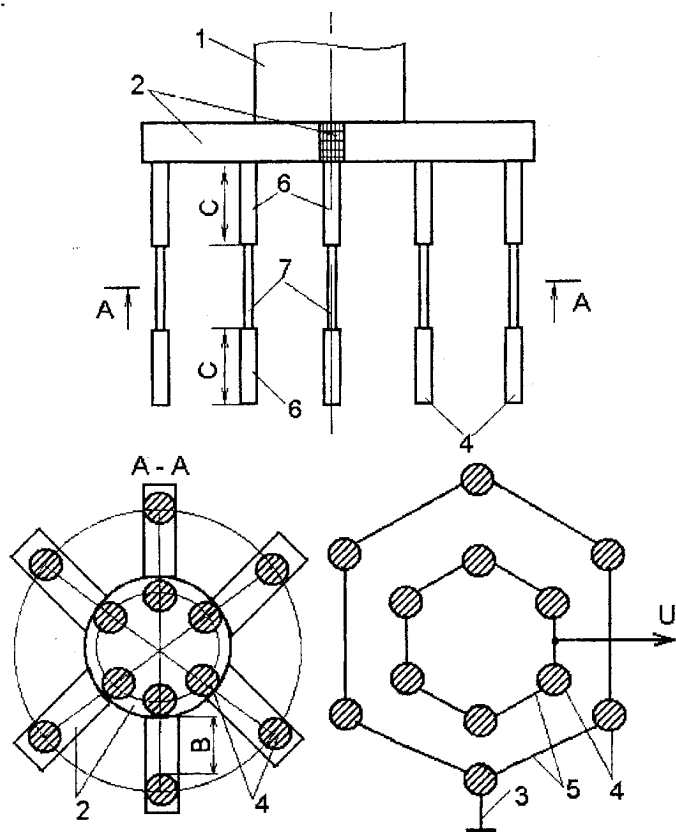


Рис. 1.4. Структура кандуктометричного сенсора: 1 – діелектрична штанга; 2 – електроди; 3 – заземлення; 4 – стержні; 5 – перемикачі; 6 – діелектричне покриття; 7 – активна зона

Верхні кінці стержнів 4 в межах електродів перемкнуті накоротко перемикачами 5 (рис. 1.4) та герметично вмонтовані в каркас 2. Стержні 4 електродів виступають знизу каркаса 2 і утворюють між електродами зазор В робочого об'єму датчика.

Величина зазору  $B$  між електродами від п'яти до десяти раз перевищує діаметр стержнів 4. При цьому вміст газу в робочому об'ємі датчика для цієї конструкції суттєво не відрізняється від вмісту газу газорідинного потоку. Менший зазор використовується при дрібних газових бульбашках діаметром 0,002м в газорідинному потоці, а більший – для великих газових бульбашок діаметром 0,005м. Зверху та знизу поверхні електродів мають діелектричне покриття 6, наприклад, фторопластове, на довжині  $C$  стержнів 4. Довжина  $C$  покриття 6 в півтора – два рази більша ширини зазору  $B$  між електродами.

Діелектричне покриття 6 верхньої частини поверхні кожного електрода викликано необхідністю віддалення активної зони електродів від елементів з великими розмірами (каркаса, діелектричної штанги), які спотворюють поле робочого об'єму датчика. Величина довжини покриття 6 в півтора зазори між електродами вибрана для лабораторного датчика, а в дві ширини зазору – для натурних вимірювань в аеротенках. Діелектричне покриття 6 нижньої частини кожного електрода є гідродинамічною ділянкою перед активною зоною 7 електродів, яка формує прикордонну рідинну завісу над поверхнею активної частини електродів та усуває налипання газових бульбашок на активну частину електродів. Діелектричне покриття 6 усуває залежність активної зони 7 поверхонь електродів від електричних полів розсіяння на кінцях стержнів 4 електродів.

Залежно від призначення датчика, внутрішній електрод має від трьох до шести стержнів 4, а зовнішній електрод – від трьох до дванадцяти стержнів 4.

Активна зона 7 поверхонь електродів датчика розташована на стержнях 4 між діелектричними покриттями 6. Довжина активної зони 7 стержнів 4 на порядок перевищує діаметр газових бульбашок. При цьому налипаючи бульбашки переміщуються вздовж стержнів і займають малу частину площі поверхні електродів, що значно знижує флуктуації провідності робочого об'єму в зазорі електродів.

Вищеописана конструкція призначена для вимірювального кондуктометричного датчика. В цьому виконанні конструкція проникна для газорозрядного потоку, дозволяє висхідному газорідинному потоку вільно обтікати стержні 4 електродів і вільно перетинати робочий об'єм датчика. Геометрія розташування стержнів електродів мінімально спотворює висхідний газорозрядний потік в активній зоні робочого об'єму датчика. Електричні поля розсіяння відмічаються тільки в зонах кінців стержнів 4 електродів, але

діелектричне покриття 6 віддаляє на відстань  $C$  активну зону 7 поверхонь електродів від кінців електродів.

Кондуктометричний сенсор працює таким чином. За допомогою штанги 1 датчик занурюють в газорідинний потік. При цьому охоплюють робочим об'ємом датчика дослідну ділянку газорідинного середовища. Подають від вторинного приладу напругу  $U$  до електродів датчика і вимірюють електричну провідність рідинного або газорідинного середовища в робочому об'ємі датчика вторинним вимірювальним приладом.

Конструкція вимірювального датчика дозволяє охоплювати робочим об'ємом датчика великі об'єми газорідинного середовища при невеликих площах активної зони електродів і необхідній чутливості датчика.

Роботи з вдосконалення термокондуктометричних сенсорів пов'язані з пошуком шляхів підвищення чутливості, зменшення температурних та часових дрейфів, розширення номенклатури вимірюваних газів [4].

## 1.2. Полуменево-іонізаційні перетворювачі

В основу роботи таких перетворювачів покладений полуменево-іонізаційний метод вимірювання, при якому вимірюється величина струму іонізацій, отриманого при введенні в полум'я водню органічних речовин [9].

Прикладом використання цього методу може слугувати газоаналізатор вуглеводнів, за винятком метану, розроблений фірмою MSA (США) [10]. На рис. 1.5. показана схема приладу.

Потік аналізованого газу розділяється на дві рівні частини. В одному з розгалужень є регулюючий клапан 1 для розділення потоку газу на дві рівні частини. На полуменево-іонізаційний детектор 2 газова суміш надходить без змін. Друга частина потоку проходить через колонку, де поглинаються всі реакційні вуглеводні і потік попадає в інший полуменево-іонізаційний детектор 4. Вихідні сигнали детектора надходять на підсумовуючий підсилювач 5.

Прилад, що показує результат, реєструє різницю між двома вихідними сигналами, які є мірою вмісту реакційних вуглеводнів в аналізованому повітрі.



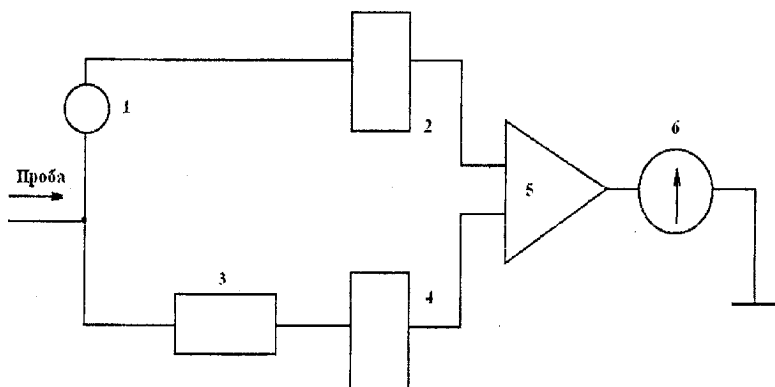


Рис. 1.5. Диференційна схема вимірювання реакційних вуглеводнів: 1 – регулюючий клапан; 2, 4 – полуменево-іонізаційний детектор; 3 – колонка; 5 – електрометричний дільник; 6 – прилад, що показує результати вимірювань

Ще один аналізатор, в якому використовується цей метод, розроблений фірмою Fracor Yns. [11]. Аналізатор 350F використовується для вимірювання концентрацій окису вуглеводню (CO), метану (CH<sub>4</sub>) та суми вуглеводнів в межах від 0,01 до 200 ppm. Газоаналізатор містить полуменево-іонізаційний детектор та газохроматографічну колонку.

Загальна сума вуглеводнів визначається при введенні проби навколишнього повітря безпосередньо у полуменево-іонізаційний детектор, минаючи колонку, на кожному циклі вимірювання. Визначення концентрацій CO, CH<sub>4</sub> здійснюється таким чином. Потік проходить через попередню і аналітичну колонки, в яких знищуються всі домішки і пропускаються тільки CO та CH<sub>4</sub>. В реакторі окис вуглеводню реагує з воднем в присутності нікелевого каталізатора зі створенням метану. Реактор має двопозиційний перемикач температури: 500 °C для попереднього кондиціонування та 350 °C для перетворення. Реактор має пропорційний регулятор температури, що забезпечує точність регулювання  $\pm 0,05$  °C. Полуменево-іонізаційний детектор поєднаний з реактором вимірює кількість реактивного метану.

Проба подається з високою швидкістю від насоса. Включення проби автоматично розподіляє попередню колонку на різні порції. Поворот клапана проби в положення завантаження викликає проходження потоку газу-носія через попередню колонку, ефективно промиваючи її об'єм. Полуменево-іонізаційний детектор може витримати потік газу-носія до 200 мл/хв. без гасіння полум'я і

погіршення його чутливості та лінійності. Принципова газова схема для визначення CO та CH<sub>4</sub> на рис. 1.6.

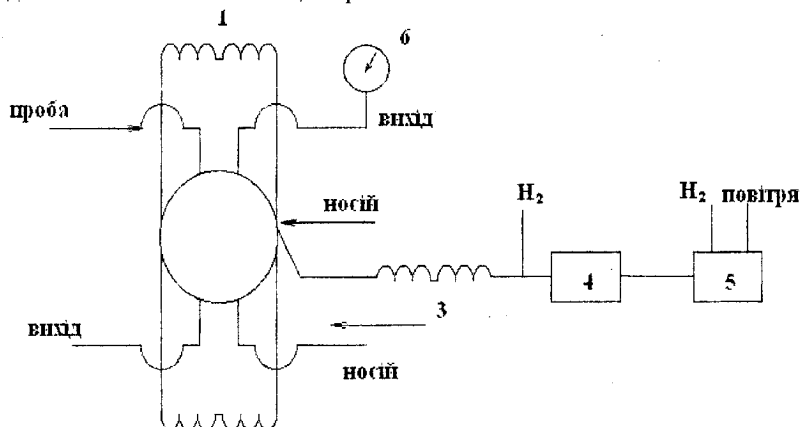


Рис. 1.6. Схема Fgasoc 350 F для вимірювання концентрацій CO та CH<sub>4</sub>: 1 – петля; 2 – попередня колонка; 3 – аналітична колонка; 4 – реактор; 5 – полумєново-іонізаційний детектор; 6 – насос

Передня панель приладу забезпечена пірометром з чотирипозиційним селекторним перемикачем, який дає можливість вимірювати температуру колонки, реактора, детектора і клапана. Температура вимірюється високочутливими термопарами.

Недоліком таких перетворювачів є вибухонебезпечність.

### 1.3. Оптичні сенсори

Метод вимірювання концентрацій газів, сформований на явищі селективного поглинання вимірюваними газами випромінювання в інфрачервоній області спектра, покладений в основу багатьох приладів [12 – 22]. Для детектування забруднення повітря оптичними методами використовується середня інфрачервона область спектра, де зосереджені основні коливальні смуги більшості молекул [21].

Оптичний спосіб вимірювання концентрації неелементарних газів та аерозолів представлений у винаході [12]. На рис. 1.7 зображений графік залежності електричних вихідних сигналів детекторів  $U_1$  та  $U_2$  від часу їх наростання; на рис. 1.8 – структурна схема пристрою, як один з можливих варіантів реалізацій запропонованого способу.

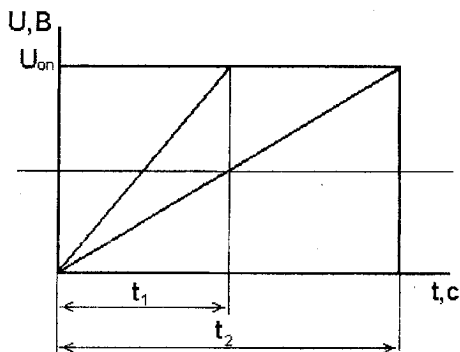


Рис. 1.7. Графік залежності електричних вихідних сигналів детекторів  $U_1$  та  $U_2$  від часу їх наростання

У результаті реалізації цього способу відбувається постійне порівняння сигналів  $U_1$  і  $U_2$  з заданим значенням  $U_{оп}$  і вимірювання часу наростання відповідних сигналів.

Для вимірювання концентрації неелементарних газів заявленим способом безупинний чи повільно мінливий потік випромінювання необхідно сформувати у вигляді прямокутних імпульсів, наприклад, за допомогою керованого оптичного переривача і пропускати сформовані імпульси через контрольний і вимірювальний канали.

Тривалість сформованих імпульсів, що опромінують детектор вимірювального каналу, змінюється в залежності від ступеня поглинання випромінювання неелементарним газом, а тривалість імпульсів, що опромінують детектор контрольного каналу, залишається практично постійною.

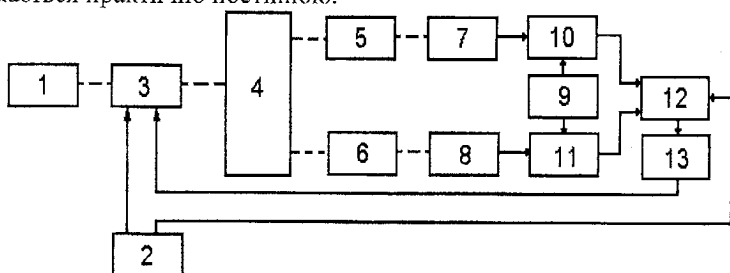


Рис. 1.8. Структурна схема пристрою: 1 – джерело ІК-випромінювання; 2 – блок запуску; 3 – оптичний переривач; 4 – оптична система; 5,6 – кювети відповідно контрольного і вимірювального каналів; 7 – детектор контрольного каналу; 8 – детектор вимірювального каналу; 9 – формувавач опорного сигналу; 10,11 – компаратори контрольного і вимірювального каналів; 12 – інтерфейс; 13 – ПЕОМ

При цьому тривалість імпульсу не повинна перевищувати постійної часу детектора. Вихідний електричний сигнал детектора по контрольному каналу складає

$$U_1 = S_j F_0 t_1,$$

а по вимірювальному каналу

$$U_2 = S_j F_0 \left( e^{-\alpha \rho C_x L} \right) t_2,$$

де  $U_1$  – електричний вихідний сигнал детектора контрольного каналу;  $U_2$  – електричний вихідний сигнал детектора вимірювального каналу;  $S_j$  – Вольт – Джоулева чутливість детекторів;  $F_0$  – початкова величина потоку ІК-випромінювання;  $\alpha$  – коефіцієнт масового поглинання;  $\rho$  – щільність поглинаючого компонента;  $C_x$  – шукана концентрація;  $t_1$  і  $t_2$  – час наростання електричного сигналу детекторів відповідно контрольного і вимірювального каналів.

В цьому випадку величина ІК-випромінювання, що пройшло через поглинаючий шар виражається законом Бугера – Ламберта – Бера

$$F = F_0 e^{-\alpha \rho C_x L}.$$

Величини  $U$  і  $t$  є взаємозалежними. Тому для обчислення за наведеними формулами досить вимірити одну змінну величину, залишаючи другу незмінною. У якості постійної обрано величину  $U$ , абсолютні вимірювання якої мають найбільшу похибку, особливо для малих значень  $U$ , порівняно з похибкою, зв'язаною з вимірюванням тимчасових інтервалів.

Для реалізації умови  $U = const$ , починаючи з моменту опромінення, постійно порівнюють поточне значення  $U_{on}$  з рівнем верхньої межі лінійного динамічного діапазону перетворення детекторів, чим досягається найбільша точність порівняння, а отже, і вимірювання  $U$ . Одночасно з початком опромінення детекторів починають вимірювати час наростання їхніх вихідних сигналів. У момент рівності  $U_1 = U_{on}$  закінчують вимірювання величини  $t_1$ , а при

досягненні рівності  $U_2 = U_{on}$  закінчують вимірювання часу  $t_2$  і переривають потік ІК-випромінювання.

$$t_1 = \frac{U_{on}}{S_j F_0}; t_2 = \frac{U_{on}}{S_j F_0 e^{-\alpha \rho C_x L}}.$$

Розділивши  $t_2$  на  $t_1$  визначають співвідношення

$$\frac{t_2}{t_1} = e^{-\alpha \rho C_x L},$$

логарифмують отриманий вираз

$$\alpha \rho C_x L = \ln \left( \frac{t_2}{t_1} \right),$$

і визначають

$$C_x = \frac{1}{\alpha \rho L} \ln \left( \frac{t_2}{t_1} \right).$$

Кювету контрольного каналу можна заповнити аналізованим газом відомої концентрації  $C_K$ . Тоді час зміни сигналів на виходах детекторів контрольного і вимірювального каналів відповідно буде дорівнювати

$$t_1 = \frac{U_{on}}{S_j F_0 e^{-\alpha \rho C_K L}}; t_2 = \frac{U_{on}}{S_j F_0 e^{-\alpha \rho C_x L}}.$$

При цьому відношення тимчасових інтервалів

$$\frac{t_2}{t_1} = e^{\alpha \rho C_x L - \alpha \rho C_K L}.$$

Логарифмуючи отриманий вираз

$$\alpha \rho L (C_x - C_K) = \ln \frac{t_2}{t_1},$$

отримують шукану концентрацію

$$C_x = \frac{1}{\alpha \rho L} \ln \frac{t_2}{t_1} + C_K.$$

Розв'язок відповідних рівнянь реалізується на обчислювальному пристрої (ПЕОМ) при надходженні безпосередньо вимірюваних значень  $t_1$  і  $t_2$ .

Можливий пристрій для реалізації пропонованого способу, структурна схема якого зображена на рис. 1.8, складається з джерела 1 ПК-випромінювання з довжиною хвилі поглинання обумовленого компонента, блока запуску 2, оптичного переривача 3, оптичної системи 4, кювет 5 і 6 відповідно контрольного і вимірювального каналів, детектора контрольного каналу 7, детектора вимірювального каналу 8, формувача опорного сигналу 9, компараторів контрольного 10 і вимірювального 11 каналів, інтерфейсу 12, ПЕОМ 13.

Невеликі газоаналізатори, які теж мають світлофільтри, розроблені у винаходах [13, 14]. Один з них містить (рис. 1.9) джерело випромінювання 1, кювету 2 у вигляді напівеліпсоїда, світлофільтр 3, приймач випромінювання 4.

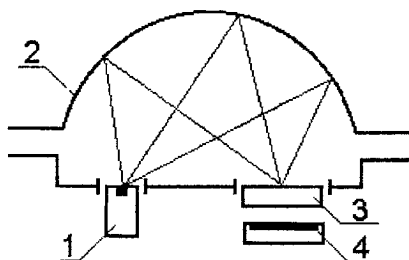


Рис. 1.9. Схема газоаналізатора: 1 – джерело випромінювання; 2 – кювета; 3 – світлофільтр; 4 – приймач випромінювання

Працює прилад таким чином. Випромінювання від джерела 1, що розташоване в одному з фокусів напівеліпсоїда 2, спрямовується у його порожнину де взаємодіє або з повітрям (при калібрувці приймача 4), або з аналізованим газом (при вимірюванні його концентрації). Після відбиття від стінок напівеліпсоїда випромінювання, проходячи

світлофільтр 4, що узгоджує смугу випромінювання приймача зі смугою поглинання газу, випромінювання збирається на чутливій площадці приймача 4, що розташований в другому фокусі напівелесоїда. Сигнал на виході приймача випромінювання пропорційний величині потоку випромінювання, що падає на нього. Мірою концентрації аналізованого газу є зміна інтенсивності випромінювання при проходженні через газ, що приводить до відповідної зміни сигналу на виході приймача. При цьому повітряне середовище без аналізованого газу в межах робочого спектрального діапазону є неселективним.

Як джерело випромінювання можуть використовуватись світловипромінюючі діоди, смуги випромінювання яких узгоджені з смугами поглинання газу, а також лазери із змінною частотою випромінювання.

Явище інтерференції застосовано для створення наступного багатоканального інтерференційного газоаналізатора [15]. Схема багатоканального інтерферометричного аналізатора показана на рис. 1.10.

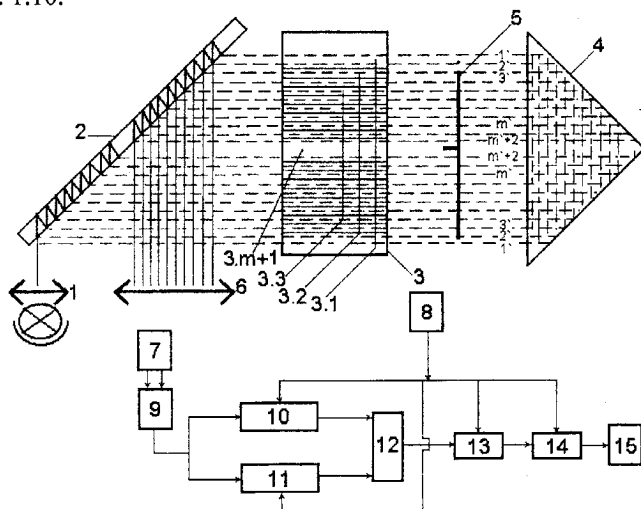


Рис. 1.10. Схема багатоканального інтерферометричного аналізатора: 1 – джерело випромінювання; 2 – плоскопаралельна світлорозподільча пластина; 3 –  $3m + 1$  оптичні кювети, 3.1 порівняльна; 4 – відбивач; 5 – комутатор; 6 – об'єктив; 7 – фотоприймач; 8 – датчик положення; 9 – диференціальний підсилювач; 10, 11 – пристрій для вибору та зберігання опорного каналу; 12 – диференціальний підсилювач; 13 – аналогово-цифровий перетворювач (АЦП); 14 – постійний запам'ятовувальний пристрій (ПЗП); 15 – цифровий індикатор

Багатоканальний інтерференційний газоаналізатор працює таким чином. Світловий потік від джерела випромінювання 1 потрапляє на плоскопаралельну світлоподільну пластинку 2, при багатократному відбитті від заданої та передньої граней поділяється на  $m + 2$  променів, паралельних один одному. Перші два промені ( $1', 2'$ ) проходять через порівняльну кювету 3.1 та потрапляють на плоскопаралельну світлоподільну пластинку 2, де вони змішуються та утворюють опорну інтерференційну картину.

Комутатор 5 працює таким чином, що забезпечує перекриття одного з променів ( $2'$ ), що проходить через порівняльну кювету 3.1, та почергове відкриття при цьому одного з наступних  $3', 4', \dots, m+2$  променів, які проходять через заповнені газами з показниками заломлення  $n_i$  відповідні 3.2, 3.3, ..., 3.m+1 робочі кювети, і, відбившись від відбивача 4, потрапляють на плоскопаралельну світлоподільну пластинку 2, де разом з променем  $1'$  змішуються і почергово утворюють робочі інтерференційні картини відповідних робочих каналів.

За допомогою об'єктива 6 опорна та робочі інтерференційні картини проектується на фотоприймач 7 таким чином, щоб головний інтерференційний максимум при відсутності газових проб у робочих кюветках 3.2, 3.3, ..., 3.m + 1 однаково потрапляли на фотоприймальні площадки. При проведенні аналізу газових проб у робочих кюветках виникають зміщення відповідних робочих інтерференційних картин, які пропорційні різниці ходу між променями  $\Delta_i = 2l(n_i - n_0)$ , де  $l$  – товщина робочих кювет. Тоді розбалансу освітленості фотоприймальних площадок 7 при проведенні аналізу пропорційний концентрації газової проби. При детектуванні опорної інтерференційної картини освітленість фотоприймальної площадки 7 є незмінною і залежить лише від деформацій та змінень оптичних елементів, обумовлених параметрами зовнішнього середовища. Сигнал розбалансу, який знімається з фотоприймача 7, підсилюється диференційними підсилювачами 9 і запам'ятовується в пристрої 10, який комутується керуючими імпульсами датчика 8. Аналогічно сигнал з фотоприймача 7, який відповідає опорній інтерференційній картині, запам'ятовується в пристрої 11 при надходженні відповідного керуючого сигналу з датчика 8. Таким чином, запам'ятовування сигналу в пристроях 10, 11 відбувається у встановленому режимі при відповідних положеннях комутатора 5, які відповідають почерговому відкриттю робочих та порівняльних каналів. Сигнали робочих та порівняльних каналів віднімаються за



допомогою ще одного диференційного підсилювача 12, і їх різниці перетворюються в цифрові значення за допомогою АЦП 13. В ПЗП 14 записано залежності концентрації аналізованих газів від величини сигналу, який надходить з АЦП 13, і на цифровому індикаторі висвічуються значення концентрацій аналізованих компонентів, які знаходяться у відповідних робочих кюветах. Наявність опорної інтерференційної картини, її врахування при обробці відповідних робочих сигналів ліквідує похибки, пов'язані зі змінами параметрів навколишнього середовища.

Таким чином, створено умови для проведення одночасного аналізу багатьох  $m(m \geq 1)$  газових проб завдяки тому, що на світлоподільну пластинку нанесене покриття з можливістю формування  $m + 2$  променів, які проходять через  $m + 1$  кількість кювет, формуючи  $m + 1$  інтерференційних картин, одна з яких є опорною і усуває додаткові похибки, обумовлені впливом зовнішніх факторів, а комутатор встановлено з можливістю почергового відкриття одного з променів, які пройшли через відповідні робочі кювети, та променя, який пройшов через порівняльну кювету.

Газоаналізатор, в якому застосований адсорбційний метод запропонований у роботі [16]. На рис. 1.11 показано схему газоаналізатора.

Газоаналізатор містить оптично сполучений оптичний блок 1, модулятор 2 із світлофільтрами вимірюваного 3 і опорного 4 випромінювання та приймач випромінювання 5 з попереднім підсилювачем.

Оптичний блок 1 має набір лінз, світловодів та дзеркал. Світлофільтр 3 вимірюваного випромінювання пропускає довжину хвилі, що збігається із смугою випромінювання/поглинання визначуваного газу. Як приймач випромінювання 5 може бути взятий будь який елемент, з виходу якого знімають електричні сигнали, пропорційні інтенсивності випромінювання. Вихід приймача 5 підключено до входів блока 6 та блока 7 вибірки зберігання, керовані входи яких підключені до виходу блока 8 формування імпульсів синхронізації, вхід якого з'єднаний з датчиком положення світофільтрів 3 та 4 відносно оптичної осі. Блок 6, призначений для обробки опорного сигналу, тоді блок 7 – вимірюваного (робочого) сигналу. Виходи блоків 6, 7 вибірки-зберігання підключені до сигнальних входів пристрою корекції похибки.

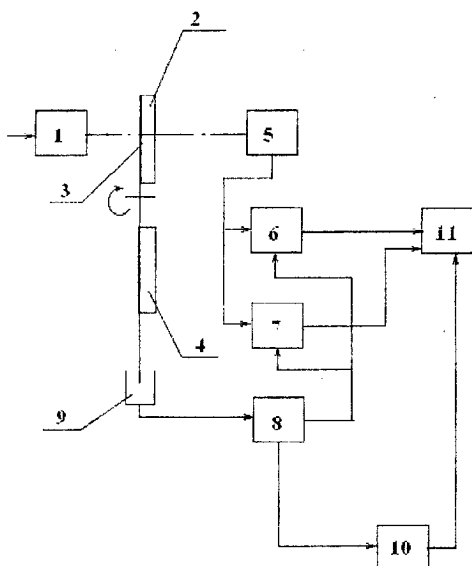


Рис. 1.11. Структурна схема газоаналізатора: 1 – оптичний блок; 2 – модулятор; 3, 4 – світлофільтри; 5 – приймач випромінювання; 6 – блок обробки сигналу; 7 – блок робочого сигналу; 8 – блок формування імпульсів синхронізації; 9 – сенсор; 10 – блок порівняння; 11 – блок обробки вихідного сигналу

Запропонований газоаналізатор працює таким чином. Потік випромінювання від аналізованого об'єкта проходить формування в оптичному блоці 1 і потім модулюється в модуляторі 2, наприклад шляхом послідовної установки на оптичну вісь світлофільтрів 3 та 4, внаслідок чого на приймач випромінювання 5 надходять потоки вимірюваного та опорного випромінювання. Електричні сигнали, що відповідають цим потокам, з приймача 5 надходять на входи блоків вибірки-зберігання: вимірюваного (робочого) сигналу 7 та опорного сигналу 6. Одночасно при повороті модулятора 2 відповідно з проходженням його мітками зони установки датчика 9 з останнього надходить послідовність імпульсів, які підсилюються і набирають заданий вигляд (амплітуду і тривалість) в блоці формування імпульсів синхронізації 8. Сформовані імпульси надходять на керовані входи блоків вибірки-зберігання 6, 7, згідно з чим в блоках записується інформація про амплітуду, відповідно, опорного та вимірюваного сигналів приймача 5 при усталених значеннях сигналів приймача. Напруга постійного струму на виході блоків пропорційна

інтенсивності світлових потоків і не залежить від похибки незбігів міток модулятора з фактичним положенням світлофільтрів. Тобто вихідна напруга

$$U_b = \frac{U_2}{U_1} \cdot U_0, \quad (1.1)$$

де  $U_1$  – напруга опорного сигналу;  $U_2$  – напруга робочого сигналу;  $U_0$  – напруга опорного джерела.

Якщо напруга опорного джерела  $U_0 = 1B$ , то  $U_b$  буде показувати відсоткове відношення  $U_2/U_1$ , тобто концентрацію визначеного газу в суміші.

Аналіз газів, що включає опромінення чутливого елемента, пропускання газу над чутливим елементом і вимірювання електричних параметрів чутливого елемента, виконується способом запропонованим у винаході [17].

На рис. 1.12 наведено блок-схему пристрою, з допомогою якого здійснюється аналіз газу запропонованим способом.

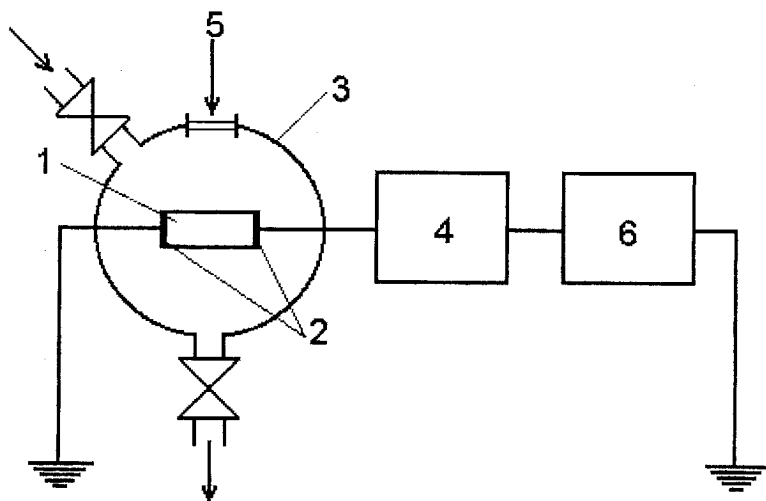


Рис. 1.12. Блок-схема пристрою: 1 – чутливий елемент; 2 – контакти; 3 – корпус з об'ємом аналізованого газу; 4 – вимірювальний прилад типу ВУК2-16, В7-30, ПН-4; 5 – джерело іонізуючого випромінювання; 6 – самописець типу ЛКД4-003

Аналіз здійснюється таким чином. На чутливий елемент, виконаний з шпаруватої кристалічної структури йодиду кремнію

наносять контакти з срібної пасти К13-6, один з них заземляють, а інший приєднують до реєструючого пристрою (типу ВУК2-16, В7-30) для вимірювання е.р.с., який з'єднується з самописцем. Чутливий елемент вміщують в герметичну камеру з нержавіючої сталі з берилієвим вікном. Чутливий елемент збуджують рентгенівськими випромінюваннями (апарат типу УРС-55) чи іншим іонізуючим випромінюванням. Через наповнювач в камеру подають досліджуваний газ і на самописці (ЛКД4-003) реєструють зміну е.р.с. чутливого елемента. Метод виконується при кімнатній температурі.

Оптичний газоаналізатор [18], який складається (рис. 1.13) з оптично зв'язаних джерела випромінювання – світлодіода 1, першого приймача 2 та другого приймача випромінювання 3 і чутливого елемента 4, який розміщений між світлодіодом 1 та першим приймачем випромінювання 2, поміщених у світлозахисний газопроникний екран 5, регульованого джерела живлення 6, блока комутації 7, таймера 8 з регулятором циклу вимірювань 9, першого пристрою вибірки-збереження 10 і другого пристрою вибірки-збереження 11, реєструючого пристрою обчислення 12, пристрою-індикатора 13. Речовина, введена в чутливий елемент 4, хімічно активна до газу, що реєструється. Світлозахисний газопроникний екран 5 виконаний з дрібнодисперсного металу. При цьому другий приймач 3 випромінювання розташований безпосередньо в торці світлодіода та з'єднаний через регульоване джерело живлення 6 зі світлодіодом, вихід першого приймача випромінювання 2 з'єднано з одним із входів блока комутації 7, вхід якого з'єднаний із входом таймера 8, а виходи блока комутації з'єднані з пристроями 10, 11 вибірки-збереження. Виходи пристрою 10, 11 вибірки-збереження з'єднані з входами обчислювального пристрою 12, вихід якого з'єднаний із входом реєструючого пристрою-індикатора 13.

Частина випромінювання світлодіода 1, що виходить з його торцевої області, подають на другий приймач випромінювання 3, встановлений безпосередньо в торці світлодіода. Електричний сигнал із другого приймача випромінювання 3 подають на реєструюче джерело живлення 6, що служить для живлення і стабілізації рівня випромінювання світлодіода. Основну частину випромінювання, що виходить зі світловипромінювальної області світлодіода, після проходження чутливого елемента 4, подають на перший приймач випромінювання 2. Електричний сигнал з першого приймача випромінювання 2 надходить на блок комутації 6, два виходи якого з'єднані з входами пристрою вибірки-збереження 10, 11. Блок комутації 7 керується таймером 8, що служить для переключення

(комутації) виходу першого приймача випромінювання 2 і входів пристроїв вибірки-збереження 10, 11 через визначений проміжок часу.

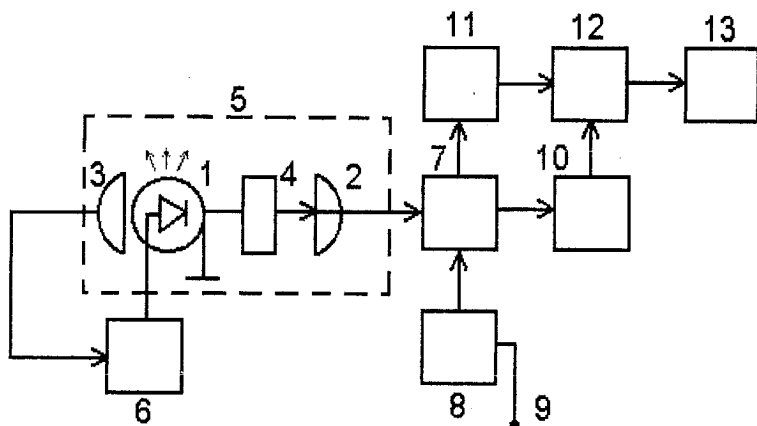


Рис. 1.13. Блок-схема газоаналізатора: 1 – світлодіод; 2 – перший приймач; 3 – другий приймач; 4 – чутливий елемент; 5 – газопроникний екран; 6 – джерело живлен; 7 – блок комутації; 8 – таймер; 9 – регулятор циклу вимірювання; 10, 11 – пристрої вибірки-збереження; 12 – обчислювальний пристрій; 13 – пристрій-індикатор

Обчислювальний пристрій 12 видає сигнал, пропорційний різниці сигналів у пристроях вибірки-збереження 10, 11, що індукуються індикатором 13 і за значенням якого судять про величину концентрації газу. Для виключення перешкод від зовнішніх джерел випромінювання оптичні елементи газоаналізатора поміщають у світлозахисний газопроникний екран 5, виконаний, наприклад, з дрібнодисперсного металу. Розмір пор  $D$  екрана менший довжини хвилі оптичного випромінювання і багато більший від розміру молекул, тобто  $10^{-8} \text{ см} < D < 10^{-4} \text{ см}$ .

Наприклад, для реєстрації аміаку був розроблений і випробуваний прилад, що реалізує представлене технічне рішення, у якому як джерело випромінювання застосовувалося світлодіод АЛ336В в прозорому корпусі, спектральна область випромінювання  $\lambda = 560 \text{ нм}$ . Приймачі випромінювання – фотодіоди типу ФД - 224, що працюють у струмовому режимі. Чутливий елемент виготовлений із пластинки пористого скла в яку вводились молекули  $\text{CuSO}_4 \times 5\text{H}_2\text{O}$ . В результаті взаємодії молекули аміаку з індикаторною речовиною змінюється пропускання чутливого елемента. Зміна пропускання

пропорційна концентрації аміаку в повітрі і часу спостереження (циклу вимірювання). Вимірювана чутливість пристрою 25  $\text{мг} \cdot \text{хв} / \text{м}^3 \cdot \text{мВ}$ . В такий спосіб рівню сигналу 1мВ за час вимірювання 80 с відповідає концентрація аміаку рівна ПДК робочої зони 20  $\text{мг} / \text{м}^3$ . Результат відтворюється на цифровому індикаторі.

В роботі [19] автори запропонували цікавий спосіб визначення концентрацій речовин в середовищах. Суть запропонованого способу полягає у тому, що оптичне випромінювання від джерела оптичного випромінювання розділяється на два промені, які розповсюджуються в кюветі з калібрувальним середовищем з показником заломлення  $n_0$  назустріч один одному. В результаті суміщення променів утворюється інтерференційна картина, інтенсивність смуг якої визначається різницею фаз і інтенсивністю інтерферуючих пучків випромінювання. Конструктивно приймач оптичного випромінювання з двома чутливими елементами одночасно налаштовують на мінімум і максимум інтерференційної смуги.

$$I_3 = I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Phi_1 - \Phi_2); \quad (1.2)$$

$$I_4 = I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Phi_1 - \Phi_2), \quad (1.3)$$

де  $I_1, I_2$  – інтенсивність променів, що інтерферують;  $I_3, I_4$  – інтенсивність відповідно мінімуму і максимуму інтерференційної смуги;  $\Phi_1$  – фаза випромінювання, зміщеного по частоті на значення  $\Omega_1$  до його входження в кювету;  $\Phi_2$  – фаза випромінювання, зміщеного по частоті на значення  $\Omega_1$  після проходження кювети.

При цьому фазу випромінювання  $\Phi_1$  можна представити у вигляді:

$$\Phi_1 = (\omega + \Omega_1) \tau_1, \quad (1.4)$$

де  $\omega$  – кутова частота оптичного випромінювання;  $\Omega_1$  – кутова частота зміщення кутової частоти  $\omega$  оптичного випромінювання;  $\tau = Ln_0/c$  – час затримки при розповсюдженні випромінювання крізь кювету з середовищем калібрування;  $L$  – довжина оптичного шляху;  $n_0$  – показник заломлення середовища калібрування в кюветі;  $c$  – швидкість світла у вакуумі.

Фаза випромінювання  $\Phi_2$  може бути представлена аналогічним чином:

$$\Phi_2 = \omega\tau_1, \quad (1.5)$$

після віднімання виразу (1.5) із виразу (1.4) отримують:

$$\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2 = (\omega + \Omega_1)\tau - \omega\tau = \Omega_1\tau. \quad (1.6)$$

Виходять на робочий режим шляхом встановлення початкової різниці фаз  $\Omega_1\tau = \pi/2$  між двома променями, які розповсюджуються назустріч один одному, що максимально збільшує чутливість пристрою. Виходячи із конструкції оптичної схеми пристрою, має місце  $I_1 = I_2 = I_{\text{вих}}$ .

Тоді вирази (1.2) і (1.3) матимуть вигляд:

$$I_3 = 2I_{\text{вих}}(1 - \cos\Delta\Phi_1) = 2I_{\text{вих}}; \quad (1.7)$$

$$I_4 = 2I_{\text{вих}}(1 - \cos\Delta\Phi_1) = 2I_{\text{вих}}. \quad (1.8)$$

Електричні напруги на виході оптичного приймача:

$$u_1 = 2I_{\text{вих}}S; \quad (1.9)$$

$$u_2 = 2I_{\text{вих}}S, \quad (1.10)$$

де  $S$  – чутливість оптичного приймача.

З урахуванням позначення  $2I_{\text{вих}}S = u_0$  рівняння (1.9) і (1.10) матимуть вигляд:

$$u_1 = u_0; \quad (1.11)$$

$$u_2 = u_0. \quad (1.12)$$

Віднімаючи із рівняння (1.11) рівняння (1.12), отримують:

$$u_3 = u_1 - u_2 = 0. \quad (1.13)$$

Калібрувальне середовище замінюють на досліджуване з показником заломлення  $n_x$ . Рівняння (1.2), (1.3) матимуть вигляд:

$$I_5 = I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Phi_3 - \Phi_4); \quad (1.14)$$

$$I_6 = I_1 + I_2 - 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Phi_3 - \Phi_4), \quad (1.15)$$

де  $I_5$ ,  $I_6$  – інтенсивність відповідно мінімуму і максимуму інтерференційної смуги;  $\Phi_3$  – фаза випромінювання, зміщеного по

частоті на значення  $\Omega_1$  до його входження в кювету;  $\Phi_4$  – фаза випромінювання, зміщеного по частоті на значення  $\Omega_1$  після проходження кювети.

При цьому фазу випромінювання  $\Phi_3$  можна представити у вигляді

$$\Phi_3 = (\omega + \Omega_1 + \Omega_2)\tau_X, \quad (1.16)$$

де  $\tau_X = Ln_X/c$  – час затримки при розповсюдженні випромінювання через досліджуване середовище з показником заломлення  $n_X$ .

Фаза випромінювання  $\Phi_4$  може бути представлена аналогічним чином:

$$\Phi_4 = \omega\tau_X. \quad (1.17)$$

Після віднімання виразу (1.17) із виразу (1.16) отримують:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_3 &= \Phi_4 - \Phi_3 = (\omega + \Omega_1 + \Omega_2)\tau_X - \omega\tau_X; \\ \Delta\Phi_3 &= \Omega_1\tau_X + \Delta\Phi_3 = \Omega_1\tau_X + \Omega_2\tau_X. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Додаткове значення зміщення частоти випромінювання  $\Omega_2$  встановлюють таким, щоб різниця фаз була рівною  $\Delta\Phi = \pi/2$ .

Тоді вирази (1.14), (1.15) матимуть вигляд:

$$I_5 = 2I_{\text{вих}}(1 - \cos\Delta\Phi_3) = 2I_{\text{вих}}; \quad (1.19)$$

$$I_6 = 2I_{\text{вих}}(1 - \cos\Delta\Phi_3) = 2I_{\text{вих}}. \quad (1.20)$$

Електричні напруги на виході оптичного приймача:

$$u_4 = 2I_{\text{вих}}S;$$

$$u_5 = 2I_{\text{вих}}S;$$

$$u_4 = u_0, u_5 = u_0;$$

$$u_6 = u_4 - u_5 = 0.$$

Із виразу (1.18) обраховують показник заломлення досліджуваного середовища  $n_X$ :

$$\begin{aligned} \Omega_1\tau_X + \Omega_2\tau_X &= \Omega_1\tau; \\ n_X &= n_0\Omega_1 / (\Omega_1 + \Omega_2). \end{aligned} \quad (1.21)$$



Концентрацію речовини в досліджуваному середовищі обчислюють за формулою:

$$C = n_0 \Omega_1 / k(\Omega_1 + \Omega_2). \quad (1.22)$$

де  $k$  – інкремент показника заломлення.

Пристрій (рис. 1.14) для реалізації заявленого способу працює таким чином.

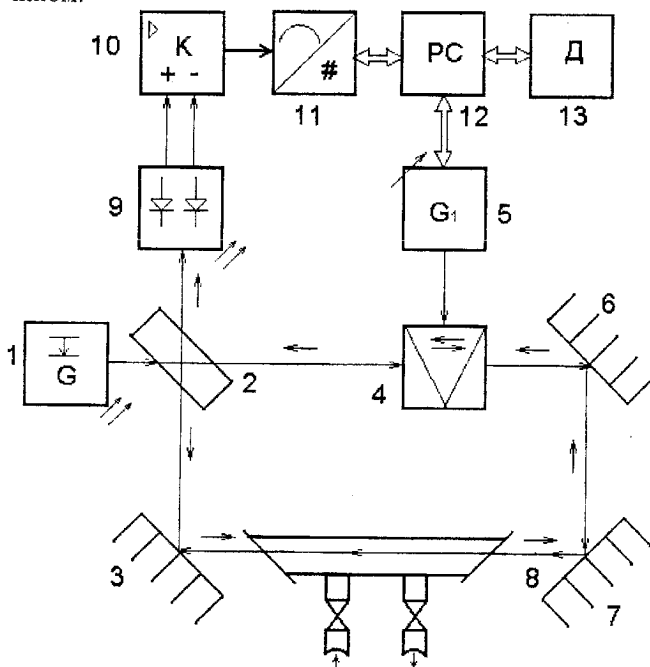


Рис. 1.14. Схема пристрою для визначення концентрацій речовин в середовищах: 1 – джерело; 2 – розподільник; 3 – перше дзеркало; 4 – частотний модулятор; 5 – радіочастотний генератор; 6 – друге дзеркало; 7 – третє дзеркало; 8 – кювета; 9 – оптичний приймач; 10 – диференційний підсилювач; 11 – аналого-цифровий перетворювач; 12 – персональний комп'ютер; 13 – дисплей

Оптичне випромінювання від джерела 1 надходить крізь розподільник оптичного випромінювання 2 першою його оптичною віссю на перший вхід/вихід дзеркала 3, а другою його оптичною віссю – на вхід оптичного частотного модулятора 4 з радіочастотним генератором 5. При цьому електричний вхід оптичного частотного модулятора з'єднаний з виходом радіочастотного генератора. Після оптичного частотного модулятора випромінювання надходить на

перший вхід/вихід другого дзеркала 6, після якого випромінювання надходить на перший вхід/вихід третього дзеркала 7. Через кювету 8 з середовищем калібрування з відомим показником заломлення  $n_0$  випромінювання після першого дзеркала 3 і третього дзеркала 7 проходять у зустрічних напрямках. На оптичному приймачі 9 отримують мінімум і максимум інтерференційної смуги. З оптичного приймача електрична напруга подається на диференційний підсилювач 10. Після диференційного підсилювача 10 електрична напруга через аналого-цифровий перетворювач 11 подається на персональний комп'ютер 12, який згідно з програмою видає команду на радіочастотний генератор 5 і встановлює значення зміщення частоти випромінювання  $\Omega_1$ , при якому електрична напруга компенсується до нуля, тобто  $u_3 = 0$ . Значення зміщення частоти  $\Omega_1$  запам'ятовується. Після цього в кювету 8 подають досліджуване середовище з показником заломлення  $n_x$ . На оптичному приймачі 9 отримують мінімум і максимум інтерференційної смуги. Персональний комп'ютер встановлює значення зміщення частоти  $\Omega_1$  випромінювання, при якому електрична напруга компенсується до нуля,  $u_6 = 0$ . Значення зміщення частоти  $\Omega_2$  запам'ятовується. Причому випромінювання зміщується на частоти  $\Omega_1$  і  $\Omega_2$  до його входження в кювету 8 по оптичному шляху 1-2-4-6-7-8-3-2-9, а по оптичному шляху 1-2-3-8-7-6-4-2-9 - після проходження кювети 8. Концентрація речовини  $C$  в досліджуваному середовищі при відомих і занесених в пам'ять комп'ютера значеннях показника заломлення  $n_0$  середовища калібрування і інкремента показника заломлення  $k$  обчислюється за формулою (1.22) в комп'ютері 12. А значення концентрації виводиться на дисплей 13.

Схожий спосіб безперервного контролю концентрації аерозольних частинок представлено в роботі [20].

На рис. 1.15 зображено схему одного з фотометрів, за допомогою яких здійснюється запропонований спосіб. В якості випромінювача 1 використовуються напівпровідникові світлодіоди, в якості фотоприймачів 2 - фотодіоди. Шар аерозольного середовища товщиною  $L_1$  для першого фотометра і шар аерозольного середовища  $L_2$  (причому  $L_2$  більше  $L_1$ ) для ідентичного другого фотометра розміщений між напівпрозорим вікном 3 та дзеркалом 4.

Спосіб здійснюють таким чином. На першому фотометрі проводять вимірювання інтенсивності відбитого оптичного сигналу від вікна 3, яка буде дорівнювати

$$I_{1,1} = I_{0,1}R_1,$$

де  $I_{0,1}$  – інтенсивність світла, яке дає випромінювач першого фотометра;  $R_1$  – коефіцієнт відбиття вікна 3.

Також рееструють інтенсивність світла, відбитого від дзеркала 4, яке пройшло крізь шар аерозольного середовища товщиною  $L_1$

$$I_{1,2} = I_{0,1}R_2T^2e^{-2kL_1},$$

де  $R_2$  – коефіцієнт відбиття дзеркала 4;  $T$  – пропускання вікна 3;  $k$  – коефіцієнт поглинання аерозольного середовища;  $L_1$  – товщина шару аерозольного середовища для першого фотометра.

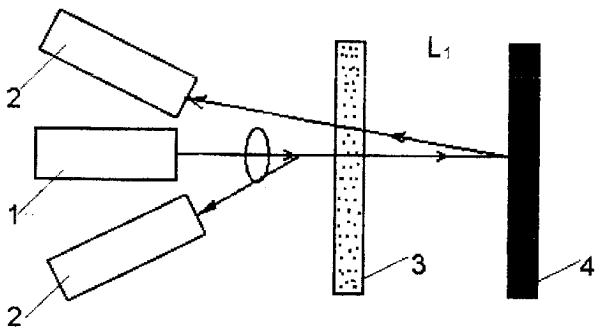


Рис. 1.15. Схема фотометра: 1 – напівпровідниковий світлодіод; 2 – фотодіоди; 3 – непрозоре вікно; 4 – дзеркало

На другому фотометрі одночасно з першим проводять аналогічні вимірювання інтенсивності оптичних сигналів відбитих від вікна 3 та дзеркала 4 при товщині шару аерозольного середовища  $L_2$ :

$$I_{2,1} = I_{0,2}R_1,$$

де  $I_{0,2}$  – інтенсивність світла, яку дає випромінювач першого фотометра;

$$I_{2,2} = I_{0,2}R_2T^2e^{-2kL_2}.$$

Отримані величини нормують, вводячи значення:

$$A = I_{1,2}/I_{1,1}, \text{ та } B = I_{2,2}/I_{2,1}.$$

Поділивши ці дві величини, отримують

$$A/B = e^{-2k(L_1 - L_2)},$$

звідки визначають  $k$  – коефіцієнт поглинання аерозольного середовища.

Величину концентрації аерозолів, яка зв'язана з коефіцієнтом поглинання аерозольного середовища  $k$  визначають з наперед вимірюваних калібрувальних залежностей, причому калібрувальні вимірювання для різного типу аерозольних середовищ проводять відповідними відомими методами.

Фотоелектричний спосіб визначення концентрацій газоподібного середовища запропонований авторами винаходу [21]. На рис. 1.16 подано функціональну схему пристрою.

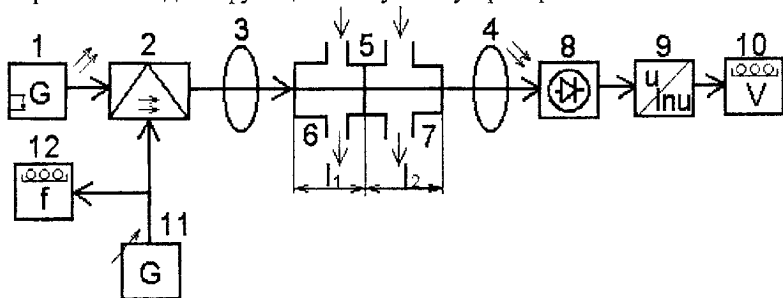


Рис. 1.16. Функціональна схема пристрою для визначення концентрації газоподібних середовищ фотоелектричним способом: 1 – джерело оптичного монохроматичного випромінювання; 2 – електрооптичний модулятор; 3, 4 – формувачі оптичного променя; 5 – складена кювета; 6 – проточна робоча камера; 7 – проточна камера порівняння; 8 – приймач оптичного випромінювання; 9 – логарифматор; 10 – вольтметр; 11 – радіочастотний генератор переналаджуваної частоти; 12 – частотомір

Складена кювета 5 встановлюється по ходу оптичного променя, що формується з монохроматичного джерела випромінювання 1, частоту коливань якого регулюють електрооптичним частотним модулятором 2. Випромінювання, що пройшло через кювету попадає на приймач 8, до виходу якого через логарифматор 9 приєднаний вольтметр 10. Електричний вхід модулятора з'єднаний з виходом радіочастотного генератора 11 з переналаджуваною частотою, значення якої вимірює частотомір 12.

Запропонований спосіб визначення концентрації газоподібного середовища здійснюється так.

Монохроматичне випромінювання з довжиною хвилі  $\lambda$ , яку визначають на виході модулятора 2 оптичного джерела 1, зондує складену кювету 5, через робочу камеру 6 якої протікає досліджувана рідина або газова суміш. Камеру порівняння 7 спочатку заповнюють вихідною речовиною порівняння: повітрям, у якому немає розшукуваної компоненти. Довжину хвилі джерела 1 монохроматичного випромінювання вибирають в спектральній області поглинання розшукуваної компоненти досліджуваного середовища. Зміною частоти радіочастотного генератора 11 початкову довжину хвилі  $\lambda_1$  встановлюють на максимум поглинання в кюветі 5, що реєструє вольтметр 10. Відповідне значення частоти генератора 11 фіксує частотомір 12.

Інтенсивність ослабленого зондуючого випромінювання  $I_1$  на виході робочої камери 6 кювети 5 визначається за формулою

$$I_1(\lambda) = I_0(\lambda_1) \exp\{-[K_1(\lambda_1)C_x - K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]l_1\}, \quad (1.23)$$

де  $I_0(\lambda_1)$  – інтенсивність оптичного випромінювання на виході кювети 5;  $C_x$  – концентрація розшукуваної компоненти в досліджуваному середовищі;  $K_1(\lambda_1)$  і  $K_2(\lambda_1)$  – коефіцієнти поглинання розшукуваної компоненти і розчинника (повітря) на довжині хвилі  $\lambda_1$ ;  $l_1$  – товщина робочої камери.

Інтенсивність зондуючого випромінювання  $I_1$  на виході камери порівняння 7 кювети 5 має вигляд

$$I_1(\lambda_1) = I_1(\lambda_1) \exp[-K_2(\lambda_1)l_2], \quad (1.24)$$

де  $l_2$  – товщина камери порівняння 7 кювети 5.

Враховуючи значення  $I_1$  виразу (1.23), послаблення випромінювання стінками кювети  $\Phi$  і забруднення скла робочої камери досліджуванним середовищем  $B$  результуючу інтенсивність на виході складеної кювети 5 можна визначити як

$$I_1(\lambda_1) = I_0(\lambda_1) \exp\{-K_1(\lambda_1)C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)l_1 - K_2(\lambda_1)l_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1)\}. \quad (1.25)$$

Прийняте випромінювання перетворюється в електричний сигнал приймачем 8 і підлягає функціональному перетворенню в логарифматорі 9. Електрична напруга на вході вольтметра 10

$$U_1 = S_1 \ln [S_2(\lambda_1)(1 - \gamma_1)I_1(\lambda_1)] + \delta_1, \quad (1.26)$$

де  $S_1$  – крутизна логарифмічного перетворення;  $S_2(\lambda_1)$  – спектральна чутливість приймача 8 до довжини хвилі  $\lambda_1$ ;  $\gamma_1 = \Delta S(\lambda_1)/S(\lambda_1)$  – відносна похибка чутливості приймача випромінювання від нестабільності його параметрів;  $\delta_1 = \Delta U_1$  – абсолютна похибка нуля приймача випромінювання через дрейф темного струму і шуми фотоелектричного приймача.

Заповнюють камеру порівняння 7 кювети 5 речовиною порівняння у вигляді газової суміші з відомою концентрацією  $C_0$ . Концентрація розшукуваної компоненти  $C_x$  повинна бути такою, щоб покази вольтметра 10  $U_2$  зменшилися відносно  $U_1$  на значення, що перевищує поріг чутливості приймача випромінювання в задану кількість разів

$$U_1 - U_2 \geq \alpha \Delta U_0, \quad (1.27)$$

де  $\Delta U_0$  – поріг чутливості приймача оптичного випромінювання;  $\alpha$  – кратність перевищення різницевою напругою порогу чутливості приймача.

Якщо за поріг чутливості приймача випромінювання прийняти середньоквадратичне відхилення (СКВ) вимірної напруги, то максимальна випадкова похибка вимірювання вихідної напруги приймача не перевищить  $3\Delta U_0$  при вірогідності  $p = 0,997$ . Щоб отримати стабільне реєстроване відхилення  $U_2$  від  $U_1$  кратність  $\alpha$  вибирають в межах від 5 до 10 ( $\alpha = 5 \dots 10$ ).

За цих умов інтенсивність послабленого випромінювання на виході складеної кювети зменшиться і буде мати вигляд

$$I_2(\lambda_1) = I_0(\lambda_1) \exp \{ - [K_1(\lambda_1)C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]l_1 - [K_1(\lambda_1)C_0 + K_2(\lambda_1)(1 - C_0)]l_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1) \} \quad (1.28)$$

у слабоконцентрованій суміші  $C_0 \ll 1$ . Тому вираз (1.28) можна подати у спрощеному вигляді

$$I_2(\lambda_1) = I_0(\lambda_1) \exp\{-[K_1(\lambda_1)C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]l_1 - [K_1(\lambda_1)C_0 + K_2(\lambda_1)]l_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1)\}. \quad (1.29)$$

Електрична напруга  $U_2$  на вході вольтметра 10 буде

$$U_2 = S_1 \ln[S_2(\lambda_1)(1 + \gamma_1)I_2(\lambda_1)] + \delta_2 \quad (1.30)$$

де  $\gamma_2$  і  $\delta_2$  – похибки вимірювання оптичного випромінювання, що має інтенсивність  $I_2(\lambda_1)$ .

Змінюють довжину хвилі монохроматичного випромінювання шляхом перебудови частоти радіочастотного генератора 11. При цьому коефіцієнт поглинання досліджуванім середовищем зменшується, а інтенсивність випромінювання на виході кювети 5 і електрична напруга на вході вольтметра 10 – збільшуються. Довжину хвилі  $\lambda_1$  змінюють до нового значення  $\lambda_2 = \lambda_1 \pm \Delta\lambda$ , при якому нова напруга  $U_3$  змінюється згідно з виразом

$$|U_3 - U_2| \geq \lambda \Delta U_0. \quad (1.31)$$

Нові значення частоти генератора 11 фіксують частотоміром 12.

При зміні довжини хвилі на  $\Delta\lambda$  інтенсивність випромінювання на виході складеної кювети 5 визначається виразом

$$I_3(\lambda_2) = I_0(\lambda_2) \exp\{-[K_1(\lambda_2)C_x + K_2(\lambda_2)(1 - C_x)]l_1 - [K_1(\lambda_2)C_0 - K_2(\lambda_2)]l_2 - A(\lambda_2) - B(\lambda_2)\}, \quad (1.32)$$

де  $I_0(\lambda_2)$ ;  $K_1(\lambda_2)$  і  $K_2(\lambda_2)$  – інтенсивність і коефіцієнт поглинання розшукуваної компоненти і розчинника (повітря) на довжині хвилі  $\lambda_2$ ;  $A(\lambda_2)$  і  $B(\lambda_2)$  – ослаблення від скла кювети при його забрудненні на довжині хвилі  $\lambda_2$ .

Коефіцієнт поглинання  $K_1(\lambda_2)$  розшукуваної речовини у смузі поглинання суттєво залежить від довжини хвилі випромінювання. Тому його значення на довжині хвилі  $\lambda_2$  можна подати у вигляді

$$K_1(\lambda_2) = K_1(\lambda_1 \pm \Delta\lambda) = K_1(\lambda_1) \pm \Delta K(\Delta\lambda) = K_1(\lambda_1)[1 + \varepsilon(\Delta\lambda)], \quad (1.33)$$

де  $\varepsilon(\Delta\lambda) = \Delta K(\Delta\lambda)/K_1(\lambda_1)$  – відносна частотна дисперсія коефіцієнта поглинання.

Коефіцієнт поглинання  $K_2(\lambda_2)$  визначає спектральні властивості розчинника (повітря) за межами смуги пропускання і слабо залежить від довжини хвилі оптичного випромінювання. Також слабо залежать від довжини хвилі показники ослаблення скла його забруднення.

Тому практично при  $\Delta\lambda < \lambda_1$  можна вважати, що

$$K_2(\lambda_2) \approx K_2(\lambda_1); A(\lambda_2) \approx A(\lambda_1); B(\lambda_2) \approx B(\lambda_1). \quad (1.34)$$

Враховуючи вирази (1.33) і (1.34), інтенсивність (1.32) можна записати у спрощеному вигляді

$$I_3(\lambda_2) = I_0(\lambda_2) \exp\{-[K_1(\lambda_1)(1 - \varepsilon(\Delta\lambda))C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]l_1 - [K_1(\lambda_1)(1 - \varepsilon(\Delta\lambda))C_0 + K_2(\lambda_1)]l_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1)\}. \quad (1.35)$$

Напруга на виході вольтметра 10 при цьому буде

$$U_3 = S_1 \ln[S_2(\lambda_2)(1 + \gamma_3)I_3(\lambda_2)] + \delta_3 \quad (1.36)$$

де  $S_2(\lambda_2)$  – спектральна чутливість приймача 8 на довжині хвилі  $\lambda_2$ ;  $\gamma_3$  і  $\delta_3$  – похибки вимірювання оптичного випромінювання, що має інтенсивність  $I_3$ .

Знову заповнюють камеру порівняння 7 кювети 5 початковою речовиною порівняння. Інтенсивність випромінювання на виході кювети при цьому визначається з виразу

$$I_4(\lambda_2) = I_0(\lambda_2) \exp\{-[K_1(\lambda_1)(1 - \varepsilon(\Delta\lambda))C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]l_1 - K_2(\lambda_1)l_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1)\}, \quad (1.37)$$

а напруга на вході вольтметра 10

$$U_4 = S_1 \ln[S_2(\lambda_2)(1 + \gamma_4)I_4(\lambda_2)] + \delta_4 \quad (1.38)$$



де  $\gamma_4$  і  $\delta_4$  – похибки вимірювання оптичного випромінювання, що має інтенсивність  $I_4$ .

Оскільки приймач 8 оптичного випромінювання працює близько до робочої точки, яка задається інтенсивністю  $I_1$ , на порогових відхиленнях  $[I_1 - I_2 < I_1; I_3 - I_1 < I_1; I_4 - I_1 < I_1]$  можна вважати, що похибки всіх чотирьох вимірювань однакові

$$\gamma_1 \approx \gamma_2 \approx \gamma_3 \approx \gamma_4 \text{ і } \delta_1 \approx \delta_2 \approx \delta_3 \approx \delta_4. \quad (1.39)$$

Зміна довжини хвилі монохроматичного випромінювання в невеликих межах згідно з умовою (1.31), практично не змінює інтенсивності цього випромінювання на вході кювети 5. Тому можна вважати, що

$$I_0(\lambda_1) \approx I_0(\lambda_2) = I_0(\lambda_1 \pm \Delta\lambda). \quad (1.40)$$

Аналогічно, можна вважати, що спектральна чутливість приймача випромінювання 8 при зміні довжини хвилі не буде змінюватися, тобто

$$S_2(\lambda_1) \approx S_2(\lambda_2). \quad (1.41)$$

Враховуючи припущення (1.39), (1.40), і (1.41) результати чотирьох вимірювань можна подати у вигляді:

$$U_1 = S_1 \{ \ln [S_2(\lambda_1)(1 + \gamma_1)I_0(\lambda_1)] - [K_1(\lambda_1)C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]I_1 - K_2(\lambda_1)I_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1) \} + \delta_1; \quad (1.42)$$

$$U_2 = S_1 \{ \ln [S_2(\lambda_1)(1 + \gamma_1)I_0(\lambda_1)] - [K_1(\lambda_1)C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]I_1 - [K_1(\lambda_1)C_0 + K_2(\lambda_1)]I_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1) \} + \delta_1; \quad (1.43)$$

$$U_3 = S_1 \{ \ln [S_2(\lambda_1)(1 + \gamma_1)I_0(\lambda_1)] - [K_1(\lambda_1)(1 - \varepsilon(\Delta\lambda))C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x)]I_1 - [K_1(\lambda_1)(1 - \varepsilon(\Delta\lambda))C_0 + K_2(\lambda_1)]I_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1) \} + \delta_1; \quad (1.44)$$

$$U_4 = S_1 \{ \ln [ S_2(\lambda_1)(1 + \gamma_1) I_0(\lambda_1) ] - [ K_1(\lambda_1)(1 - \varepsilon(\Delta\lambda)) C_x + K_2(\lambda_1)(1 - C_x) ] l_1 - K_2(\lambda_1) l_2 - A(\lambda_1) - B(\lambda_1) \} + \delta_1; \quad (1.45)$$

Визначимо різницю напруг

$$U_1 - U_2 = S_1 K_1(\lambda_1) C_0 l_2; \quad (1.46)$$

$$U_4 - U_1 = -S_1 K_1(\lambda_1) \varepsilon(\Delta\lambda) C_x l_1; \quad (1.47)$$

$$U_4 - U_3 = S_1 K_1(\lambda_1)(1 - \varepsilon(\Delta\lambda)) C_0 l_2; \quad (1.48)$$

І відношення різницевих напруг

$$\frac{U_4 - U_1}{(U_4 - U_3) - (U_1 - U_2)} = \frac{C_x l_1}{C_0 l_2}, \quad (1.49)$$

звідки можна визначити концентрацію розшукуваної компоненти

$$C_x = \frac{(U_4 - U_1) l_2}{(U_4 - U_3 - U_1 + U_2) l_1} \cdot C_0 \quad (1.50)$$

А у винаході [22] представлений фотоколориметричний газоаналізатор, принцип роботи якого пояснюється на рис. 1.17.

Фотоколориметричний газоаналізатор містить блок фотометрування 1, у якому розміщені джерело випромінювання 2, приймач випромінювання 3 і індикаторна трубка (ІТ) 4, що приєднується до пристрою подачі газів 5. Приймач випромінювання 3 через нормуючий підсилювач 6 і аналого-цифровий пристрій 7 приєднаний до реєструючого пристрою 8, другий вихід якого через підсилювач потужності 9 приєднаний до джерела випромінювання 2. Між джерелом випромінювання 2 і приймачем випромінювання 3 розміщена перемичка 10 з подовженою щілиною 11. У перемичці 10 вздовж її довжини зроблено поглиблення у вигляді канавки 12 чи напівциліндра, на дні якої вироблена щілина 11, яка по довжині менша за довжину індикаторного складу (ІС) 13 і по ширині  $B$  не більша за  $0,4$  діаметра  $O$  індикаторної трубки.

Блок фотометрування оздоблений штуцером 14 для приєднання до нього пристрою подачі газів 5 і штуцером 15 для приєднання забираючого шланга. В отворі блоку 1 вставлене кільце 16 з пружного матеріалу. Штуцер 14 розміщують в обіймі 17 з кільцевою

проточкою 18 на зовнішній стороні для її фіксації в блоці 1 і з виступом на внутрішній стороні для встановлення такого ж кільця 16, як і в отворі блока 1, для приєднання штуцера 15.

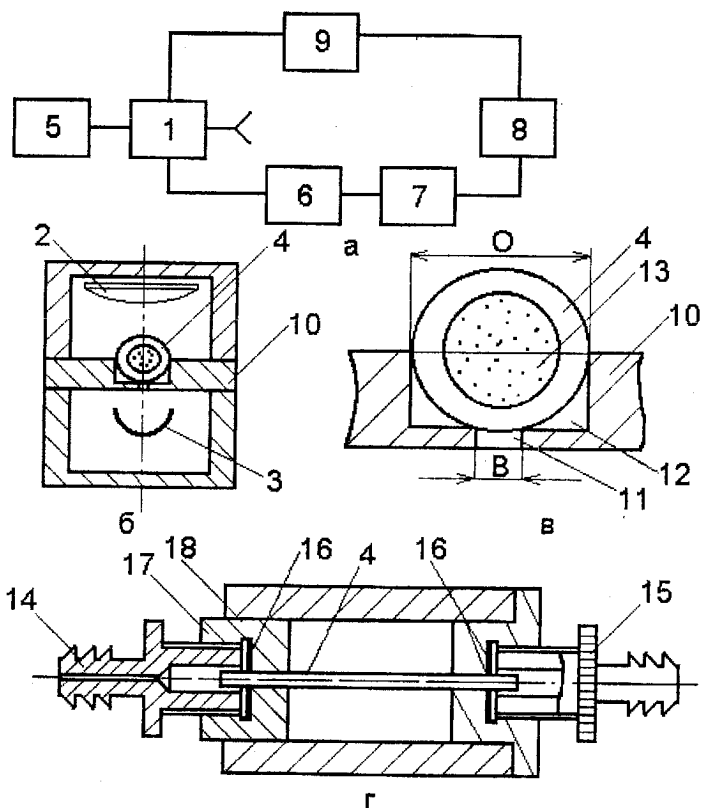


Рис. 1.17. Фотоколориметричний газоаналізатор: а – схема газоаналізатора; б – блок фотометрування (поперечний розріз); в – схема проходження світлових променів крізь ІГ та щілину; г – блок фотометрирування (повздовжній розріз)

Боки канавки 12 (напівциліндра) у перегородці 10 виконані затемненими, що забезпечує поглинання світлових променів, які проходять по стінках ІГ і відбитих від них (рис. 1.17). Обмежена по ширині щілина 11 не пропускає до приймача випромінювання світлових променів, які не пройшли крізь ІС 13.

Газоаналізатор працює в такий спосіб. Спочатку газоаналізатор готують до роботи: штуцер 14 разом з обоймою 17 витягають із блока 1. ІТ 4 з відрізними кінцями вставляють у штуцер 14 і, повертаючи його до обойми 17, деформують еластичне кільце 16, унаслідок чого ІТ 4 зажимається в штуцері 14. Після чого штуцер 14 із затиснутою ІТ 4 вставляється в блок 1, де він фіксується завдяки розміщеній на обоймі 17 кільцевої поточки 18. При цьому другий кінець ІТ 4 заходить у штуцер 15 і повертаючи його деформують еластичне кільце та затискають ІТ 4 в штуцері 15. Після цього аналізований газ просмокують за допомогою пристрою 5 через індикаторну трубку 4 і фотометрують за допомогою блока 1.

Фотометрування здійснюється в такий спосіб. Реєструючий пристрій 8 через підсилювач потужності 9 включає джерело випромінювання 1, світлові промені якого проходять через ІТ 4. Оскільки щілина 11 у перемичці 10 виконана по ширині  $B$  не більше за  $0,4$  діаметра  $O$  ІТ 4, ті світлові промені, що проникають крізь бічні сторони ІТ 4, а не проникають крізь ІС, не будуть проходити через щілину 11 на приймач випромінювання 3 та будуть багаторазово відбиваючись від зовнішніх і внутрішніх стінок ІТ 4 і проходячи крізь них поглинуті затемненими стінками канавки 12. Експериментальним шляхом встановлено, що якщо щілина 11 по ширині буде більшою за  $0,4$  діаметра ІТ 4, то частина світлових променів по стінках ІТ, як по світловоду потрапить на приймач випромінювання і знизить чутливість. У випадку, якщо щілина буде менша за  $0,4$  діаметра ІТ 4, через зменшення світлового потоку, що проходить крізь щілину, чутливість ІТ 4 буде теж знижена. Тому, для підвищення чутливості ІТ 4, необхідно збільшити світловий потік, що може бути досягнуто за рахунок встановлення більш потужного джерела випромінювання. Тому мінімальна ширина щілини залежить від потужності джерела випромінювання. На виході приймача випромінювання 3 формується електричний сигнал, пропорційний падаючому на приймач світловому потоку. Через аналого-цифровий пристрій 7 сигнал надходить на реєструючий пристрій 8.

Реєструючий пристрій 8 запам'ятовує величину вихідної оптичної щільності зони ІТ з ІС, а також робить розрахунок граничних величин щодо зміни оптичної щільності, наприклад на  $5\%$  і  $85\%$ .

До штуцера блоку фотометрування підключається пристрій подачі газу 5. По мірі проходження потоку газу крізь ІТ ІС змінює свої оптичні характеристики завдяки хімічній взаємодії аналізованої компоненти газового середовища з речовиною ІС. У результаті чого світловий потік послаблюється.

Приймач випромінювання 3 реагує на ослаблення світлового потоку пропорційним зменшенням сигналу на світловому вході. Лічильно-реєструючий пристрій безупинно аналізує величину сигналу на своєму вході.

Коли зміни оптичних характеристик зони ІТ будуть дорівнювати 5% граничної величини, реєструючий пристрій 8 починає відлік інтервалу часу. Та припиняє його коли зміни досягнуть 85% граничної величини.

Шукана величина концентрації аналізованої компоненти буде обернено пропорційна величині інтервалу часу з урахуванням коефіцієнтів перетворення.

Таке явище, як люмінесценція можна широко застосовувати в газоаналізаторах [23-25]. У статті [23] представлений оптоелектронний люмінесцентний газоаналізатор. Люмінесцентний метод є одним з перспективних методів аналізу вмісту кисню та сполук, що містять кисень, оскільки дозволяє створити малогабаритні прилади та волоконно-оптичні системи газового контролю.

Відомо, що кінетика гасіння киснем електронно-збуджених станів молекул органічних барвників і металоорганічних комплексів групи платини описується законом Штерна – Фольмера

$$I_0 / I = 1 + K_q t [O_2],$$

де  $I_0$  та  $I$  – відповідно інтенсивність люмінесценції за відсутності та при наявності кисню;  $K_q$  – константа швидкості гасіння;  $t$  – час життя збуджених молекул за відсутності кисню;  $[O_2]$  – концентрація кисню.

Основним вузлом розробленого приладу, що визначає його метрологічні характеристики є сенсор. В сенсорі знаходяться дві оптопари, що містять сині діоди, які випромінюють світло та фотодіоди, між якими розміщені світлофільтри збудження та емісії і чутливі елементи. Одна оптопара утворює робочий канал, а друга – опорний (еталонний). В робочому каналі чутливий елемент вільно омивається повітряною аналізованою сумішшю, а в опорному він покритий герметичною прозорою оболонкою. При цьому для усунення температурних похибок чутливий елемент опорного каналу також омивається аналізованим газом.

На рис. 1.18 показано принципову схему вузла збудження реєстрації люмінесценції. Модуляцію струму світлодіодів здійснюють генератором стабільних імпульсів струму, побудованих за схемою струмового дзеркала. Використання світлодіодів, що працюють в імпульсному режимі, дозволяє отримати досить велику потужність ( $\sim 0,4$  Вт) імпульсів світлового випромінювання, яке збуджує люмінесценцію. Що в поєднанні з синхронізацією імпульсів збудження спрощує конструкцію сенсора, оскільки постійне засвічування не буде реєструватися.

Застосування мікропроцесорного блока обробки інформації дає можливість автоматизувати процеси градування та вимірювання.

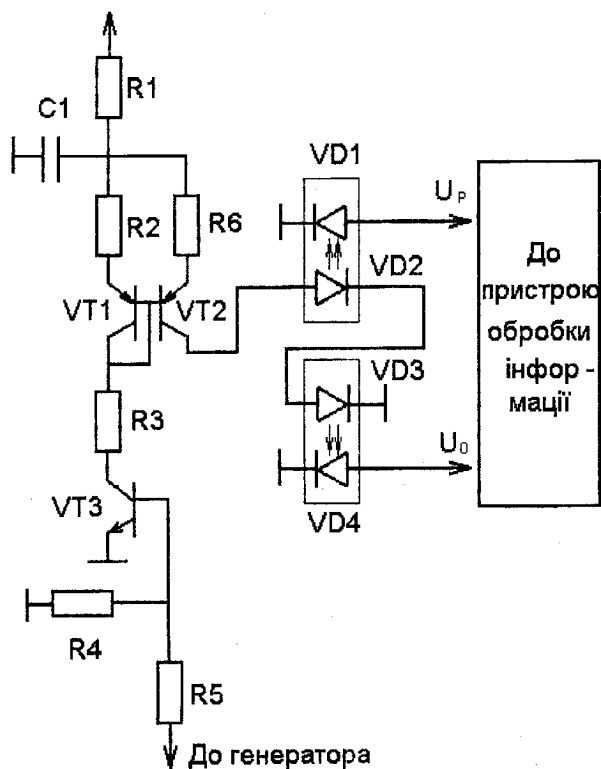


Рис. 1.18. Принципова схема вузла збудження реєстрації люмінесценції

Ще один люмінесцентний газоаналізатор запропонований авторами [24] (рис.1.19).

Газоаналізатор містить джерело збудження випромінювання (джерело світла) 1, яке оптично зв'язане зі світлофільтром 2, що за допомогою оптоволокон 3 і 4 поєднаний з вимірювальною й еталонною камерами 5 і 8, в яких встановлені впускні клапани 6 і 9, чутливі елементи 7 і 10 та впускні клапани 12 і 14. Волоконні кабелі 3 і 4 оптично зв'язані з чутливими елементами 7 і 10. Які у свою чергу, через оптоволоконно 11 і 13 і світлофільтри емісії 15 і 16 поєднані з фотоприймачами 17 і 18. Виходи приймачів приєднані до першого і другого входів блока обробки 19, перший вихід якого приєднаний до входу генератора змінної напруги 20. Перший і другий виходи генератора 20 зв'язані з чутливими елементами 7 і 10, відповідно. Другий вихід блока обробки інформації 19 з'єднаний із пристроями індикації.

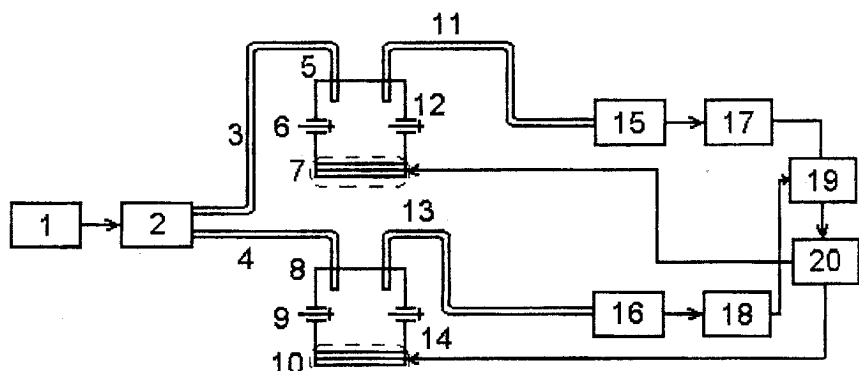


Рис. 1.19. Схема люмінесцентного газоаналізатора: 1 – джерело світла; 2 – світлофільтр; 3, 4, 11, 13 – оптичні волокна; 5 – вимірювальна камера; 6, 9, 12, 14 – впускні клапани; 7, 10 – чутливі елементи; 8 – еталонна камера; 15, 16 – світлофільтри емісії; 17, 18 – фотоприймачі; 19 – блок обробки; 20 – генератор змінної напруги

Працює газоаналізатор у такий спосіб. Газова суміш надходить у вимірювальну 5 і еталонну 8 камери. Випромінювання від джерела світла 1 через світлофільтр 2 і оптоволоконно 3 і 4 збуджує люмінесценцію чутливих елементів 7 і 10 у вимірювальній 5 і еталонній 8 камерах, відповідно.

Сигнали люмінесценції з чутливих елементів 7 і 10 крізь оптоволоконні провідники 11 і 13 та через світлофільтри емісії 15 і 16 надходять на фотоприймачі 17 і 18, відповідно, і потім ці сигнали

порівнюються за величиною. Одночасно, за сигналом від блока обробки інформації 19 запускається генератор змінної напруги 20, вихідні сигнали якого надходять на чутливі елементи 7 і 10, що згинаються під їх впливом і через впускні 6, 9 та випускні 12, 14 клапани викликають примусове протікання газової суміші крізь камери, тим самим підвищуючи швидкість приладу. Перед проведенням аналізу газоаналізатор градується за стандартними зразками газу (повірочними газовими сумішами). Пристрій може бути реалізований з використанням виробів, що серійно випускаються.

Авторами [25] запропонований хемілюмінесцентний газоаналізатор окислів азоту (рис.1.20).

Вхідний газопровід 1 через блок фільтрації і регулювання з'єднаний з реакційною камерою 3. До камери 3 приєднаний озонатор 5. Газовий вхід реакційної камери 3 з'єднаний з компресором 4. У середині камери 3 умонтований фотоелектроний помножувач 6 (ФЕП). Вихід помножувача 6 з'єднаний через підсилювач 7 з першим входом підсумовуючого підсилювача 12. На ФЕП 6 встановлений терморезистор 9, що є плечем вимірювального моста опорів 8. Діагональ живлення вимірювального моста опорів 8, через підсилювач узгодження 13 з'єднана з виходом підсумовуючого підсилювача 12. Вимірювальна діагональ моста опорів 8, через комутатор полярності 10, підсилювач розбалансу 11, з'єднана з другим входом підсумовуючого підсилювача 12. Вихід останнього з'єднаний із реєструючим приладом 14.

Газоаналізатор працює в такий спосіб: аналізована проба, що утримує окис азоту, надходить (засмоктується) у реакційну камеру 3 за допомогою компресора 4. У цю же камеру 3 компресор 4 доставляє озон від озонатора 5. Хемілюмінесцентне світіння, що утвориться при впливі окису азоту й озону (інтенсивність світіння пропорційна окису азоту) сприймається ФЕП 6. Електричний сигнал з ФЕП 6 через підсилювач 7 і підсумовуючий підсилювач 12 фіксується на реєструючому приладі 14.

Для усунення похибки, що виникає під впливом “темного струму” ФЕП 6, тобто струму на виході ФЕП 6, обумовленого наявністю хемілюмінесцентного світіння, а температурними коливаннями навколишнього середовища, фактично похибки вимірювань, що має різне значення в різних точках градувальної характеристики, у газоаналізаторі застосована схема компенсації впливу “темного струму” у будь-якій точці градувальної характеристики.



Живлення моста опорів 8 здійснюється електричним сигналом з виходу підсумовуючого підсилювача 12, через підсилювач узгодження 13 (останній потрібний для узгодження вихідного опору підсумовуючого підсилювача 12 і вхідного опору моста опорів 8).

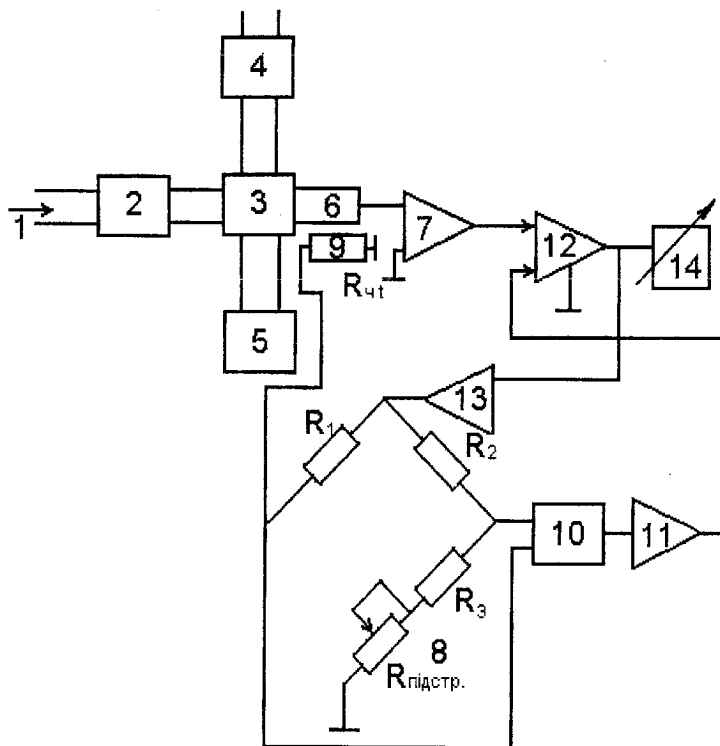


Рис. 1.20. Структурна схема хемілюмінесцентного газоаналізатора: 1 – газопровід; 2 – блок фільтрації; 3 – реакційна камера; 4 – компресор; 5 – озонатор; 6 – фотоелектронний помножувач; 7 – підсилювач; 8 – вимірювальний міст опорів; 9 – терморезистор; 10 – комутатор полярності; 11 – підсилювач розбалансу; 12 – підсумовуючий підсилювач; 13 – підсилювач узгодження; 14 – прилад реєстрації

Вихідний сигнал підсумовуючого підсилювача 12 пропорційний як вимірюваному сигналу концентрації газу так і зміні “темнового струму” на виході ФЕП 6, обумовленого зміною температури навколишнього середовища. Зміна температури навколишнього середовища призводить до зміни опору терморезистора 9,

встановленого на ФЕП 6, що викликає розбаланс моста опорів 8, величина якого також пропорційна напрузі живлення моста опорів 8, тобто вихідному сигналу підсумовуючого підсилювача 12, сигналу який змінився (збільшився чи зменшився) під впливом температури навколишнього середовища. Напряга розбалансу моста 8 надходить через комутатор полярності 10 і підсилювач розбалансу 11 на вхід підсумовуючого підсилювача 12. Комутатор полярності 10 представляє собою комутаційний перемикач, що дозволяє змінити полярність вихідного сигналу моста 8 при підключенні до підсилювача розбалансу 11. У підсумовуючому підсилювачі 12 здійснюється корекція (додавання чи віднімання) основного вимірювального сигналу до величини, що відповідає зміні навколишньої температури.

Газоаналізатор автоматично компенсує похибку вимірювального сигналу в будь-якій точці шкали, обумовлену впливом температури навколишнього середовища на "темнової струм", і тим самим підвищується точність вимірювань. Запропонована схема розміщена на платі розміром 120×140 мм (немає необхідності в конструюванні габаритного термостабілізованого блока установки ФЕП).

Крім того останнім часом інтенсивно розвиваються методи контролю навколишнього середовища, які використовують лазерне випромінювання [26–29].

Прикладом використання лазера в якості джерела випромінювання може слугувати газоаналізатор, що запропонований у роботі [26]. Сутність винаходу пояснює рис. 1.21, на якому зображена функціональна схема газоаналізатора.

Пристрій містить HCN-лазер з кюветою 1, що прокачується газом та яка має вхідний патрубок 2 для подачі робочої суміші газів ( $N_2 + CH_4$ ), патрубок 3 для подачі суміші газів, що досліджується ( $CH_4 +$  повітря) та вихідний патрубок 4. Вихідне вікно 5 слугує для виведення лазерного випромінювання. Вимірювальна частина пристрою складається з модулятора 6, приймача 7 та індикатора потужності 8.

Пристрій працює таким чином. В кюветі 1 збуджується газовий розряд в суміші газів  $N_2$  та  $CH_4$ , які надходять через патрубок 2. В цьому розряді, як відомо, синтезується робоча молекула HCN. Причому для виникнення лазерної генерації необхідно забезпечити строго певний парціальний та загальний тиск в кюветі газів  $N_2$  та  $CH_4$ , що надходять через патрубок 2.

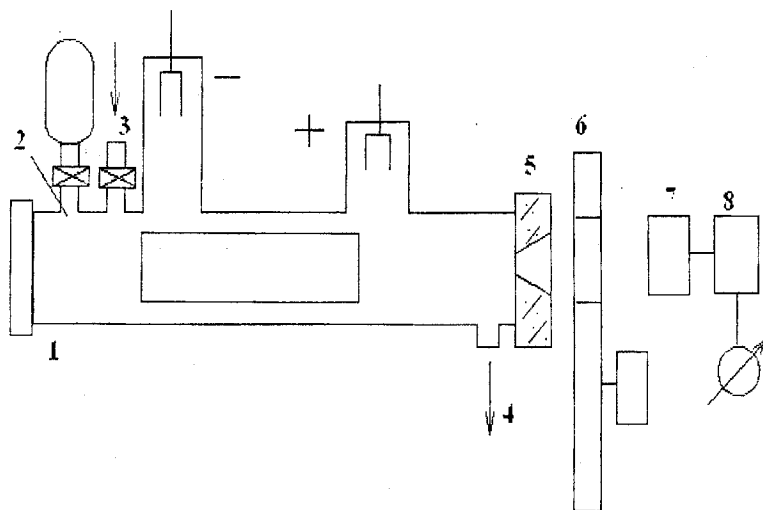


Рис. 1.21. Функціональна схема газоаналізатора: 1 – лазер з кюветою; 2 – вхідний патрубок; 3 – патрубок для подачі суміші газів; 4 – вихідний патрубок; 5 – вихідне вікно; 6 – модулятор; 7 – приймач; 8 – індикатор потужності

Для роботи пристрою в якості газоаналізатора при закритому патрубку 3 парціальний та загальний тиск метану, що надходить через патрубок 2, підбирається настільки низьким, що лазер починає працювати у пороговому режимі (лазер працює на межі виникнення генерацій). Далі, відкриваючи патрубок 3 суміш газів з навколишнього середовища попадає в кювету 1. При наявності у цій суміші метану випромінювання проходить крізь вихідне вікно 5, модулятор 6 попадає на приймач випромінювання 7 та реєструється індикатором 8. Процентний склад метану в суміші, що досліджується визначається по відносній зміні величини лазерного випромінювання чи по крутизні наростання цього сигналу.

Високочутливий лазерний газоаналізатор, який призначений для аналізу вмісту домішкових газів у повітряних пробах представлений у статті [27]. В якості джерела випромінювання використовується хвилевідний  $CO_2$ -лазер, а чутливим елементом є резонансна оптично-акустична комірка (р.о.а.к.) В основі оптико-акустичного методу лежить реєстрація звукової хвилі, що збуджується в газі при поглинанні модульованого за амплітудою лазерного випромінювання

в р.о.а.к. Тиск звукової хвилі, що пропорційний питомій поглинутій потужності, ресструється мікрофоном.

Структурна схема газоаналізатора показана на рис. 1.22. Модульоване випромінювання  $CO_2$ -лазера попадає на вузол перебудови довжини хвилі. Цей вузол представляє собою дифракційну решітку, що дозволяє перебудувувати довжину хвилі випромінювання у діапазоні 9,22–10,76 мкм та одержувати 84 лазерні лінії. Далі випромінювання крізь систему дзеркал направляється у чутливий об'єм р.о.а.к., де ресструються ті гази, котрі поглинають випромінювання, яке надходить в неї. Енергія поглиненого випромінювання збільшує температуру газу. Тепло, що виділилося на осі комірки головним чином через конвекцію, передається її стінкам. Модульоване випромінювання викликає відповідну зміну температури та тиску газу. Зміна тиску сприймається мембраною емнісного мікрофона, що приводить до появи періодичного електричного сигналу, частота якого дорівнює частоті модуляцій випромінювання.

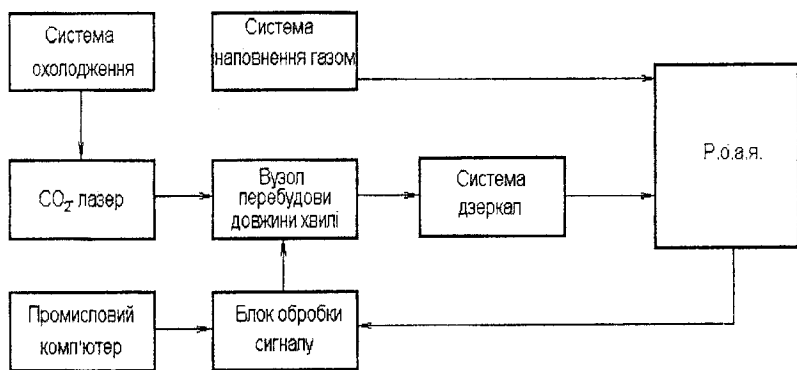


Рис. 1.22. Структурна схема газоаналізатора

На рис. 1.23 представлений ескіз внутрішньої порожнини р.о.а.к. Вона утворена трьома циліндричними активними об'ємами 1 та 2 діаметром 20 мм та внутрішнім об'ємом 3 діаметром 10 мм. Вхідне 4 та вихідне 5 вікна виготовлені з матеріалу  $BaF_2$ . Мікрофон встановлений у нижній частині комірки та з'єднаний з активним об'ємом отвором 6 діаметром 24 мм. Оптичний резонанс, що обумовлений поглинанням лазерного випромінювання газом, при нормальних умовах виникає при частоті модуляції випромінювання 3,4 кГц, а фоновий сигнал, що обумовлений поглинанням

випромінення вікнами р.о.а.к., максимальний при частоті 3,0 кГц. Добротність в обох випадках становить більше 20. Така конструкція р.о.а.к. забезпечує високу чутливість газоаналізатора та дозволяє придушити вклад фонового сигналу за допомогою частотно- та фазо-селективного підсилювача. В той же час р.о.а.к. не чутлива до зовнішніх акустичних шумів.

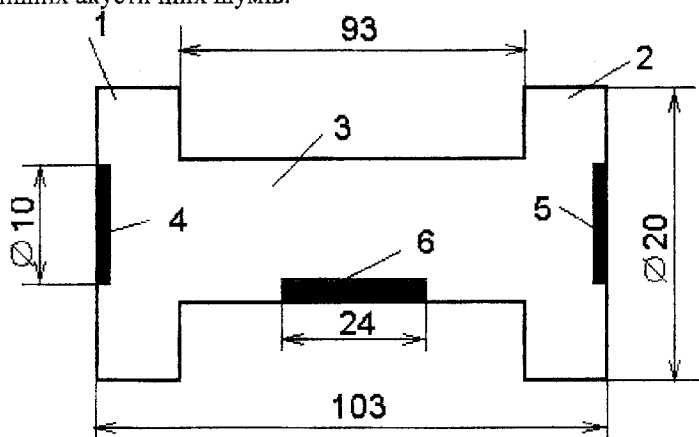


Рис. 1.23. Внутрішня порожнина резонансної оптико-акустичної комірки: 1, 2 – зовнішні об’єми; 3 – внутрішній об’єм; 4, 5 – вхідне та вихідне вікна; 6 – отвір мікрофона

Амплітуда електричного сигналу при вимірюванні концентрацій визначається з формули

$$A = KI_0\alpha C,$$

де  $K$  – постійна комірки;  $I_0$  – потужність випромінювання лазера;  $\alpha$  – коефіцієнт поглинання випромінювання газом;  $C$  – концентрація газу.

Вимірювання амплітуди здійснюється за допомогою плати АЦП, яка входить до складу комп’ютера фірми Advantech. Цей же комп’ютер використовується для керування вузлом перебудови довжини хвилі та розрахунку концентрацій вимірюваних газів.

У роботі [29] представлені хвилевідні датчики концентрації речовин, принцип дії яких заснований на зміні інтенсивності поглинання при проходженні випромінювання крізь досліджувану речовину на визначених довжинах хвиль, специфічних для кожної вимірюваної речовини. Оптичні схеми хвилевідних датчиків показані

на рис. 1.24. Випромінювання 1 вводиться у хвилевід через пристрій зв'язку 4, в якості якого застосовують або призму, або планарну бреггівську решітку. Поширюючись далі по хвилеводу, введене в хвилевід випромінювання послаблюється через поглинання в досліджуваній речовині 5, що є одночасно верхнім охоплюючим середовищем хвилеводу. Потім випромінювання виводиться з хвилеводу за допомогою вихідного пристрою зв'язку 4 і реєструється фотоприймальним пристроєм. При цьому необхідно, щоб довжина хвилі джерела випромінювання попадала в смугу поглинання досліджуваної речовини, а хвилевід мав малі втрати на робочій довжині хвилі.

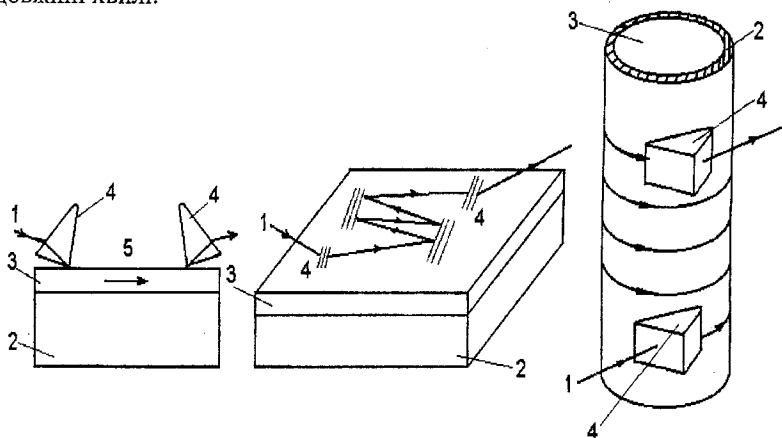


Рис. 1.24. Схеми хвилевідних поглинаючих комірок: 1 – випромінювання; 2 – підкладка; 3 – хвилевідний шар; 4 – пристрої зв'язку; 5 – досліджувана речовина

Оскільки світлова потужність розподіляється по всіх трьох середовищах, що складає хвилевід, чутливість такого датчика залежить від частини потужності, що поширюється тільки у верхньому (досліджуваному) середовищі. Розрахунок розподілу потужності в залежності від параметрів хвилеводу проводився за формулою

$$\frac{P_1}{P_\Sigma} = \left[ k_{y1} \left( 1 + \frac{k_{y1}^2}{k_{y2}^2} \right) h_{ef} \right]^{-1},$$

де  $P_1, P_\Sigma$  – парціальна потужність, що розповсюджується по верхньому середовищу, та загальна потужність у хвилеводі відповідно;

$k_{y1} = (2\pi/\lambda)\sqrt{\gamma^2 - n_1^2}$ ,  $k_{y2} = (2\pi/\lambda)\sqrt{n_2^2 - \gamma^2}$  – постійні  
 розповсюдження у верхньому середовищі та у хвилевідному шарі  
 відповідно;  $h_{\text{ef}} = h + \left[ (2\pi/\lambda) \left( \sqrt{\gamma^2 - n_1^2} + \sqrt{\gamma^2 - n_3^2} \right) \right]^{-1}$  – ефективна  
 товщина хвилеводу, що представляє собою суму геометричної  
 товщини хвилевідного шару  $h$  та ефективних довжин проникнення  
 поля світлової хвилі в верхню та нижню частину середовища, що його  
 охоплює;  $n_1, n_2, n_3$  – показники заломлень верхнього середовища,  
 хвилевідного шару та підкладки відповідно;  $\gamma$  – коефіцієнт  
 уповільнення хвилеводу чи ефективний показник заломлення;  $\lambda$  –  
 довжина хвилі.

Авторами був виготовлений хвилевідний датчик аміаку. Поглинаюча комірка мала в основі хвилевід, що складається з плівки  $Ta_2O_5$ , папесеної за допомогою катодного розпилення на скляну підкладку – пластину зі скла марки К8 з чистотою обробки поверхні по 14 -му класу. Довжина комірки дорівнювала 2 см (відстань між введенням і виведенням випромінювання через пристрій зв'язку). Вимірюване загасання в хвилеводі складо 1,5 дБ. Призми введення і виведення випромінювання були виготовлені зі скла ТФ-5 з показником заломлення 1,7497 на довжині хвилі 632,8 нм.

Схема вимірювальної установки показана на рис. 1.25. Джерело випромінювання – He-Ne-лазер 1 з довжиною хвилі 632,8 нм, що збігається з однією з ліній поглинання аміаку. Далі розташовувався модулятор 2 (частота 1 кГц), а потім напівпрозоре дзеркало 3, що розділяє промінь лазера на два промені, один із яких є опорним, а інший вводився в хвилевід 4 під кутом, що відповідає резонансному куту збудження для цієї хвилевідної системи. Випромінювання, що пройшло по хвилеводу, виводилося через призму зв'язку і реєструвалося фотоприймачем 5, сигнал з якого надходив далі на резонансний підсилювач 6, а потім на синхронізуючий детектор 7. Туди ж надходив і синхронізуючий сигнал, отриманий від опорного променя, що фіксувався фотоприймачем 8 і підсилювався резонансним підсилювачем 9. Сигнал із синхронізуючого детектора надходив на записуючий пристрій 10. Постійна часу синхронізуючого детектора складала 0,2 с.

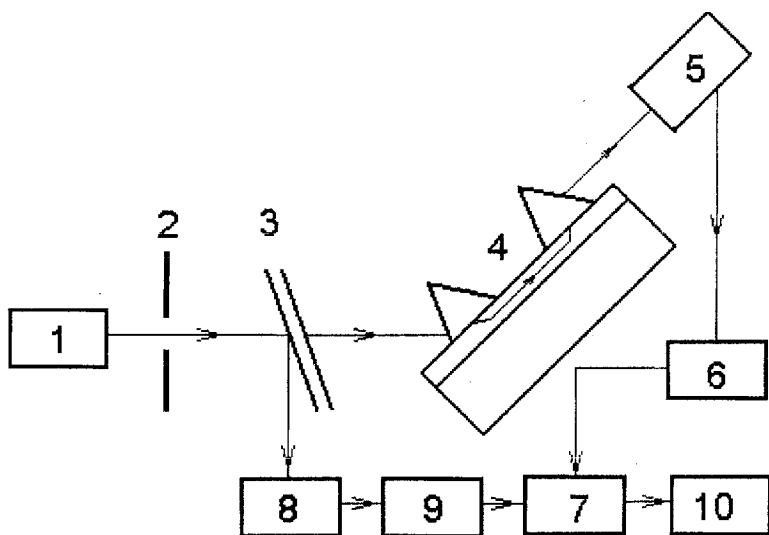


Рис. 1.25. Схема вимірювальної установки: 1 – гелій-неоновий лазер; 2 – модулятор; 3 – напівпрозоре дзеркало; 4 – хвилевідна поглинаюча комірка; 5, 8 – фотоприймач; 6, 9 – резонансні підсилювачі; 7 – синхронний детектор; 10 – записуючий пристрій

Сенсори, що реалізують оптичні методи мають досить великі габаритні розміри, оскільки їх чутливість залежить від розмірів кювети.

#### 1.4. Електрохімічні перетворювачі

В основу роботи електрохімічних первинних перетворювачів покладений принцип перетворення масової концентрації газу в електричний струм на основі електрохімічного ефекту за методом електролізу постійним струмом при збереженні певного потенціалу на поверхні електрода. Струм, що виникає у результаті електрохімічного ефекту при дії газу прямо пропорційний концентрації цього газу. Такі перетворювачі містять робочий і допоміжний електроди, та електрод порівняння, які контактують з електролітом [30].

Прикладом використання електрохімічного методу для створення первинних перетворювачів може слугувати чутливий елемент газоаналізатора хлору [31], що складається з твердого



електроліту з уніполярною провідністю чужорідних до хлору іонів і каталітично активних електродів (рис. 1.26) В якості твердого електроліту використовують електроліт на основі гідратованого оксиду сурми з добавкою полімерної зв'язки в кількості полімерна зв'язка 20-40%,  $Sb_2O_5(3,0-3,5)H_2O$  60-80 %.

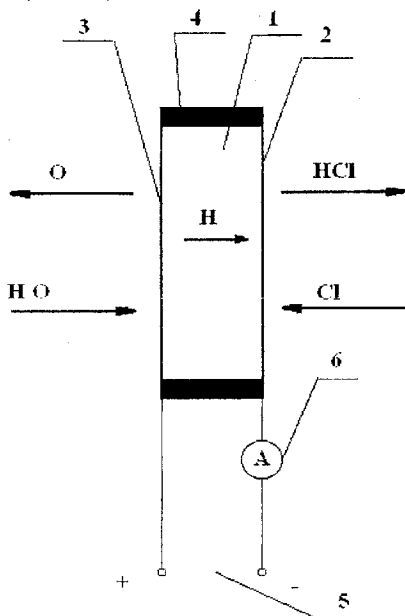


Рис.1.26. Схема чутливого елемента для визначення концентрацій хлору у повітрі: 1 – електроліт; 2 – каталітично активний індикаторний електрод; 3 – допоміжний електрод; 4 – корпус; 5 – джерело постійного струму; 6 – амперметр

При відсутності хлору у повітрі при напрузі 1В між електродами 2 і 3 протікає фоновий струм, обумовлений побічними реакціями. При появі хлору у повітрі він адсорбується на поверхні каталітично активного індикаторного електрода та відновлюється в присутності іонів по реакції



а хлороводень, що утворився, зникає в атмосфері. На допоміжному електроді відбувається розпад пари води, що поглинається з атмосфери за формулою



з видаленням в атмосферу кисню і міграцією до катода іонів водню. Сила струму, що вимірюється з відрахуванням фону в широкому діапазоні прямо пропорційна концентрації хлору у повітрі.

Подібні за принципом дії сенсори розроблені у роботах [32–34]. В них запропоновано чутливі елементи, що визначають концентрацію водню, сірководню та аміаку.

В перетворювачах, запропонованих у роботах [35, 36], розроблених для вимірювання вмісту кисню в газах, концентрація кисню пов'язана з парціальним тиском. Конструкція одного з таких сенсорів показана на рис. 1.27. Електрохімічний сенсор кисню [36] складається з двох твердоелектролітних дисків 1 і 2, що розділені між собою твердоелектролітним кільцем 3 та з'єднані за допомогою високотемпературного клею 4, який є ізолятором.

Диски 1, 2 та кільце 3 створюють опорний газовий проміжок 5. На диск 1 нанесені вимірювальний електрод 6 та струмоввід 7. Крім того струмоввід 7 контактує з опорним газовим простором 5, а електрод 6 з досліджуванним середовищем. Аналогічно на диску 2 виконані електрод 8 та струмоввід 9, що створюють з диском 2 кулонометричну електрохімічну активну зону. А електрод 6 та струмоввід 7 з диском 1, опорним газовим простором 5 та вимірюваним середовищем створюють потенціометричну електрохімічну активну зону.

Для того, щоб задати робочу температуру сенсора на сторонах твердоелектролітного кільця, що вільні від твердоелектролітних дисків, нанесений плівковий нагрівач 10, ізольований з обох боків шаром 11. До електродів 6 та 7 підключений вольтметр 12. Напруга, що визначається вольтметром 12, є функцією парціального тиску кисню, який в опорному газовому просторі 5 задається кулонометричною електрохімічною активною зоною, що підключена до джерела живлення 13. Втрати кисню контролюються амперметром 14. Регулювання робочої температури проводиться термостабілізатором 15 за рахунок зміни нагрівача струму 10. Диск 1, кільце 3 та диск 2, поєднані між собою за допомогою клею 4, створюють твердоелектролітну комірку з замкненим опорним простором 5.

Принцип роботи сенсора полягає у тому, що е.р.с. Нерста, яка виникає між електродами, вимірюється за допомогою вольтметра 12. Метод вимірювання полягає у створенні високо стабільного газового електрода порівняння в опорній газовій області 5.

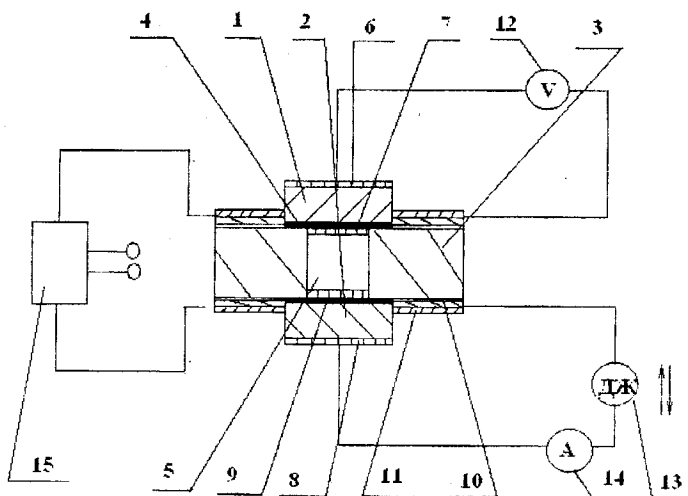


Рис. 1.27. Конструкція електрохімічного сенсора кисню: 1, 2 – твердоелектролітні диски; 3 – твердоелектролітне кільце; 4 – клей; 5 – газовий простір; 6 – вимірювальний електрод; 7 – струмоввід; 8 – електрод; 9 – струмоввід; 10 – плівковий нагрівач; 11 – ізолюючий шар; 12 – вольтметр; 13 – джерело живлення; 14 – амперметр

Концентрація кисню пов'язана з парціальним тиском співвідношенням  $C_u = \frac{PV}{RT}$ . Згідно з об'єднаним законом Фарадея, струм дозування пов'язаний з робочою концентрацією кисню  $C_u$  та витратами газу  $Q$  залежністю  $i = C_u Q n F / \mu$ , де  $n$  – кількість електронів, що необхідна для іонізації молекул кисню;  $F$  – постійна Фарадея;  $\mu$  – молярна вага кисню. Парціальний тиск, що створюється кулонометричною зоною, визначається як  $\Delta P_{O_2} = \frac{RT}{4FV} = (q - g) = \frac{RT}{4FV} it$ , де  $g$  – заряд подвійного електричного шару;  $q$  – загальний заряд від джерела живлення 13;  $V$  – об'єм опорної газової області;  $t$  – час дозування. Парціальний тиск кисню в газовому електроді порівняння  $P_{O_2}^{cp} = P_{O_2}^0 + \Delta P$ , де  $P_{O_2}^{cp}$  – початковий тиск кисню в опорній газовій області 5. Тоді вимірюваний тиск  $P'_{O_2}$

визначається як  $P_{O_2}^i = P_{O_2}^{cp} \exp\left(\frac{4FE}{RTt}\right)$ , де  $t$  - іонна кількість переносу

ТЕ. Оскільки  $P_{O_2}^{cp}$  можливо легко контролювати зі струму, то з величин  $E$  та  $P_{O_2}^{cp}$  визначається  $P_{O_2}^i$ .

Електрохімічний газоаналізатор розробили автори винаходу [37]. На рис. 1.28 показано блок-схему електрохімічного аналізатора газів; на рис. 1.29 - приклад виконання фазозсувного ланцюга. Пристрій містить генератор 1 синусоїдальної напруги, потенціостат 2 для підтримки постійного потенціалу на вимірювальному електроді, електрохімічну комірку 3, суматор 4, фазовий детектор 5, фазозсувний ланцюг 6, виконаний у вигляді диференціюючого ланцюжка, підсилювач 7 і резистор 8. Вихід генератора 1 синусоїдальної напруги підключений до входу потенціостата 2 і до другого входу фазового детектора 5. Вихід потенціометра 2 з'єднаний з одним з струмових електродів електрохімічної комірки 3.

Другий токовий електрод електрохімічної комірки 3 з'єднаний з першим входом суматора 4. Вихід суматора 4 з'єднаний із входом ресстратора 8 і першим входом фазового детектора 5. Вихід фазового детектора 5 з'єднаний з керуючим входом RC диференціюючого ланцюжка.

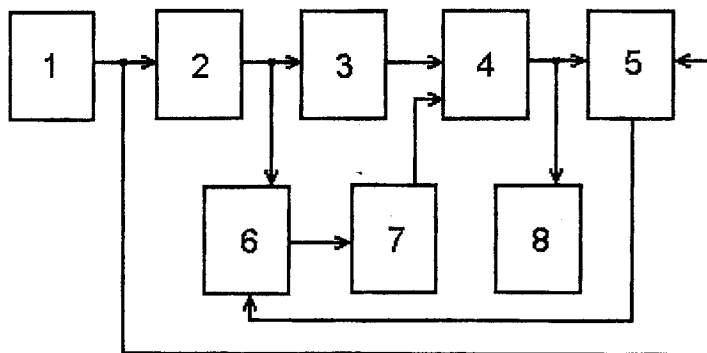


Рис. 1.28. Блок-схема електрохімічного аналізатора газів: 1 - генератор синусоїдальної напруги; 2 - потенціостат; 3 - електрохімічна комірка; 4 - суматор; 5 - фазовий детектор; 6 - фазозсувний ланцюг; 7 - підсилювач; 8 - резистор

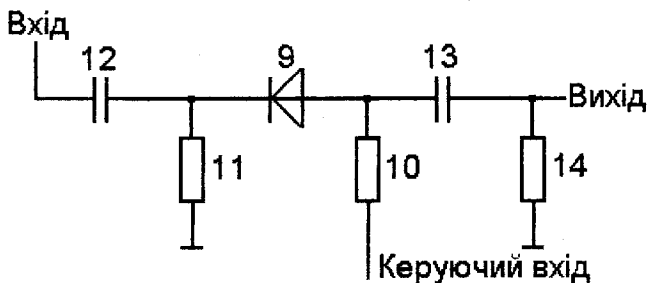


Рис. 1.29. Приклад виконання фазозсувного ланцюга: 9 – варикап; 10, 11, 14 – резистори; 12, 13 – конденсатори

RC ланцюжок виконаний адаптивним, містить варикап 9, резистори 10 і 11 для підтримання режиму варикапа, конденсатори 12 і 13, що виключають впливи на режим роботи варикапа 9 зовнішніх ланцюгів, і резистор 14, що утворює разом з ємністю варикапа 9 диференціюючий ланцюжок.

Електрохімічний аналізатор газів працює в такий спосіб. Поляризуюча напруга від потенціостату 2 і генератора синусоїдальної напруги через вхідний опір першого входу суматора 4 подається на електроди електрохімічної комірки 3. По електрохімічній комірці 3 протікає струм, обумовлений суперпозицією постійної і синусоїдальної напруги. Амплітуда синусоїдальної напруги обрана в 30–100 разів меншою від величини постійної напруги на електрохімічній комірці. Сигнал, пропорційний величині струму, підсилюється суматором 4 і постійна складова цього сигналу подається на резистор 8 для вимірювання концентрації аналізованого газу, а змінна складова – на перший вхід фазового детектора 5. Напруга на першому вході суматора 4 –  $U_1$ . Синусоїдальна напруга  $U$  подається на вхід RC ланцюжка і після підсилення підсилувачем 7, стає рівною  $U_2$ . Після чого подається на другий вхід суматора 4. Суматор 4 працює в режимі віднімання, тому напруга на його виході дорівнює

$$U\Sigma = U_1 - U_2.$$

Різницева напруга  $U\Sigma$  подається на перший вхід фазового детектора 5, на виході якого виробляється постійна напруга, що керує постійною часу диференціюючого ланцюжка.

Фазовий детектор 5 працює таким чином, що при збігу фаз синусоїдальних напруг на обох його виходах незалежно від амплітуди

на його виході зберігається визначена постійна напруга. При зрушенні фаз в одну сторону ця напруга зменшується, а в іншу сторону збільшується.

Електрохімічний газовий сенсор представлений в [38], складається з циліндричного корпусу, пористих вологих електродів порівняння і розташованого на пористій поверхні корпусу індикаторного електрода та запасника електроліту.

На рис. 1.30 подано структуру сенсора. На складному корпусі 1, 2 розташовано шар індиферентного пористого напівпровідникового матеріалу 3, на якому в свою чергу розташовано індикаторний електрод 4 із пористого провідного матеріалу з електродноактивною речовиною. Електрод порівняння 5 вміщено у розчин електроліту 6, 7 – щілина, 8 – корок. Капілярно-пористий матеріал приклеєно до нижньої частини корпусу 2. Верхня частина корпусу 1 виконана з можливістю пересування навколо та вздовж осі переміщення. Завдяки цьому регулюється розмір щілини.

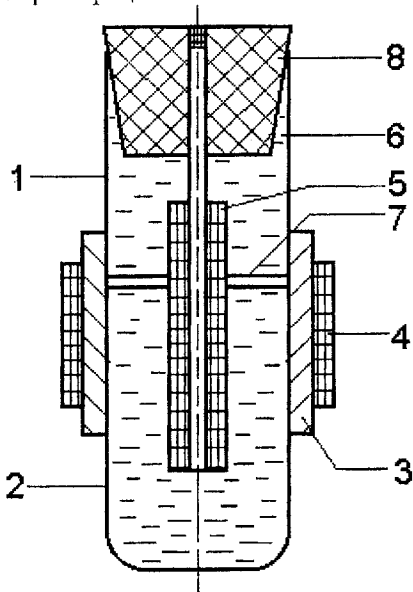


Рис. 1.30. Структура електрохімічного газового сенсора: 1, 2 – складений корпус; 3 – індиферентний пористий напівпровідниковий матеріал; 4 – індикаторний електрод; 5 – електрод порівняння; 6, 7 – щілина; 8 – корок

З сенсором працюють таким чином. Електролітом 6 заповнюють середину корпусу. Занурюють в нього електрод порівняння 5.

Індикаторний електрод 4 і електрод порівняння підключають до наноамперметра з шунтом. Крутильними та (або) поступальними рухами верхньої частини корпусу 2 встановлюють найменший розмір щілини, якого достатньо для зволоження індикаторного електрода, що знаходиться у атмосфері. В ідеальному випадку різниця електрохімічних потенціалів між електродами 4 і 5 повинна дорівнювати нулю. Поява досліджуваного інгредієнту в атмосфері викликає зміну електрохімічного потенціалу електрода 4 по відношенню до електрода порівняння. При цьому підвищується струм у ланцюгу наноамперметра.

Наведемо такий приклад використання сенсора для визначення сірководню. Розрізають посередині скляний циліндр висотою приблизно 160 мм зовнішнім діаметром 18–20 мм. Місце зрізу шліфують, щоб обидві частини щільно стикалися. На поверхню нижньої частини скляного циліндра приклеюють трубку з паперу (товщина стінки 1–1,5 мм) з таким розрахунком, щоб в залишену зверху частину трубки щільно входила верхня частина циліндра з можливістю її пересування навколо та вздовж. На поверхні паперу розташовують індикаторний електрод, який виконаний у вигляді стрічки з вуглецевої тканини шириною 50 мм з закріпленням на її поверхні клеєм БФ-2 порошком сульфіді міді. Матеріал електрода порівняння аналогічний. У вигляді стрічки шириною 50 мм електрод порівняння закріплено на палиці з органічного скла діаметром 7 мм і занурено у насичений розчин хлориду кальцію. Сенсор можливо використовувати для визначення небезпечних концентрацій забруднювачів у атмосфері цехів та лабораторій підприємств.

Електрохімічні комірки нового покоління легко поєднуються з мікропроцесорними пристроями газоаналізаторів, що дозволяє підвищити точність вимірювання та надійність приладу в цілому.

Недоліками електрохімічних сенсорів є низька ефективність, малий строк служби, велика температурна залежність.

## **1.5. Напівпровідникові хімічні сенсори**

На сьогодні розробка напівпровідникових сенсорів різних газів та газових середовищ базується на використанні низки явищ. Але для найбільшої кількості розроблених сенсорів газових середовищ, які застосовуються у малогабаритних газоаналізаторах, в основі роботи лежить явище зміни електропровідності у результаті адсорбції аналізованого газу, на поверхні чи в об'ємі напівпровідника.

Адсорбційні напівпровідникові сенсори можна умовно розділити на три групи: агломеративні, інтегральні та інтелектуальні [3].

Для виготовлення агломеративних сенсорів більшою частиною використовуються металоксидні напівпровідники p- та n-типу [3]. Відповідна провідність встановлюється завдяки концентрації дефектів. Вона залежить від парціального тиску кисню. Таким чином, може бути використана провідність в якості сигналу сенсора для відповідного тиску газу. Сенсори з чистих напівпровідникових матеріалів взагалі не досить чітко реагують на гази, що вимірюються. Але завдяки введенню домішок з каталітичними металами, такими як Pt, Pd, Ag тощо, та підбору необхідної робочої температури, можливо досягти вибіркості цих сенсорів. Агломеративні сенсори звичайно отримують шляхом змішування по меншій мірі одного оксиду металу у вигляді порошку зі сполучними матеріалами до утворення пасти. Сенсорам надають форму прямокутного тіла, таблетки, циліндра або кульки, в якому в більшості випадків розміщується і нагрівач, і електричні виводи [1, 39–43]. Рис. 1.31 показує будову подібного сенсора. Матеріал сенсора 2 поєднаний з ізолятором 1, спіраль нагрівача 3 нагрівається до температури між 300–500 °С. Два контакти 4 слугують для вимірювання опору. Сенсори цього типу (Тагухі – SiO<sub>2</sub> – сенсор) виробляються на сьогодні у великій кількості фірмою Фігаро, Японія [1].

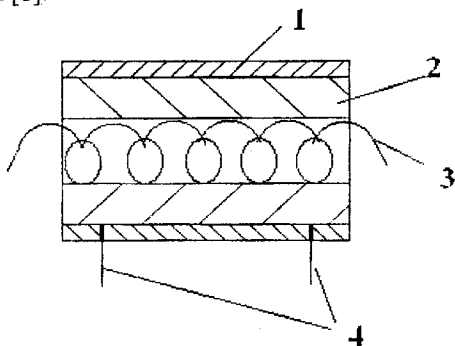


Рис. 1.31. Будова Тагухі – SiO<sub>2</sub>-сенсора: 1 – ізолятор; 2 – матеріал сенсора; 3 – нагрівач; 4 – контакти

Останнім часом активно ведуться пошуки більш дешевих матеріалів для таких сенсорів. Так, у роботі [40] запропоновано газочутливий резистор на основі анодного оксиду міді для визначення аміаку та хлору. Встановлено, що залежність газочутливості резисторів  $R_0/R$  від концентрації аміаку та хлору в повітрі описуються виразами, що



аналогічні ізотермі адсорбції Фрейндліха. Чутливі до газу резистори з планарними гребінчатоподібними електродами створювали шляхом наскрізного прокиснення фольгованого склотекстоліту крізь маску з фоторезисту ФП-383. Анодування проводили в керамічній ванні, що була наповнена електролітом  $CuSO_4(0,01M) + NaCl(0,005M)$  при температурі  $80^\circ C$ . Стандартні зміни енергій Гіббса реакцій утворення оксиду міді  $Cu + OH^- = 1/2Cu_2O + 1/2H_2O + e^-$  складають  $-23,35 \text{ кДж/моль}$ . Таким чином, вперше показано можливість використання традиційного напівпровідника  $Cu_2O$  для створення газових сенсорів аміаку та хлору з задовільними газочутливими характеристиками.

В статті [44] розглядається сенсор вуглекислого газу (рис. 1.32) на основі півки полікристалічного кремнію (ПК). Автор вважає, що півки ПК є більш перспективними, оскільки технологія одночасного вирощування їх разом з монокристалічними в епітаксійному процесі дозволяє формувати на їх основі чутливі елементи, сигнали з яких можуть підсилюватися та оброблятися інтегральними схемами перетворення сигналів, які розміщуються на монокристалічних ділянках того ж кристалу.

До групи інтегральних газових сенсорів відносяться сенсори, в яких чутливий шар наноситься на поверхню відомого безкорпусного напівпровідникового приладу, в інтегральному виконанні [3]. Серед останніх приладів згадаємо МДН-транзистори, МДН-конденсатори, діоди Шоткі [45]. Робота таких сенсорів основана на явищі каталітичної адсорбції деякими металами чи їх сплавами молекул газу з подальшою їх дисоціацією. Це приводить до зміни роботи виходу електронів з металу і тим самим порогової напруги МДН-транзистора, напруги плоских зон МДН-конденсатора та висоти бар'єру в діодах Шотткі [3].

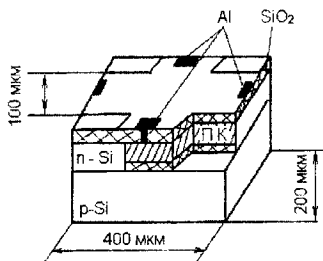


Рис. 1.32. Конструкція сенсора  $CO_2$  на основі локально вирощеної півки ПК

Напрямок по підвищенню чутливості сенсорів є використання різних модифікованих конструкцій затворів. У Дортмондському університеті розробили оригінальний МДН-транзистор з розділеним затвором, який може бути чутливий не тільки до водню, але і до чадного газу. Це здійснюється за рахунок дифузії газу в субмікронні пори металевого гетерогенного Pt або Pd – затвора товщиною 20 нм. На рис. 1.33 показано схематичне зображення такого газочутливого МДН-транзистора.

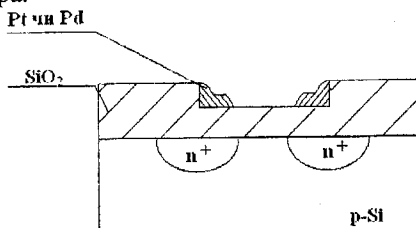


Рис. 1.33. Схематичне зображення МДН-транзистора з розділеним затвором

Ширина розділеного затвора складає 0,32 мкм. Канал МДН-транзистора знаходиться безпосередньо під розділеним затвором, причому металевий затвор його не покриває. Тому зміна роботи виходу із металу затвора при адсорбції газу в області стоку чи витоку не змінює поверхневий потенціал в каналі. Відповідно, час відгуку в даному транзисторі невеликий. Сенсор має чутливість порядку 100–300 ppm до CO. Недоліками такого сенсора є те, що високопористий затворний шар швидко окислюється.

Практичний інтерес представляє МДН-тунельні структури. Такі сенсори чутливі до водню та газів, що його містять. МДН-тунельні структури виготовляються із  $n-p^+$  - чи  $p-n^+$  - кремнієвих пластинок та складаються з МДН-переходу з тонкою Pd плівкою [46]. Такий сенсорний прилад може не тільки визначати концентрацію водню в дуже малих дозах (до 100 ppm і нижче, при температурі 100 °C), але і працювати як перемикаючий датчик. Схематичне зображення такого пристрою показано на рис. 1.34.

Перемикаючий механізм МДН-тунельного сенсора можливо пояснити двотранзисторною моделлю яка, в основному, використовується для тиристорної  $p-p-p$ -структури. Газочутливі механізми пояснюються швидкою зміною роботи виходу з паладію та напівпровідника при впливі водню на газочутливий шар Pd. При температурі 100 °C час відгуку складає одну хвилину, при

концентрації 100 ppm, а при кімнатній температурі (25 °C) час відгуку 40 с при концентрації 1000 ppm.

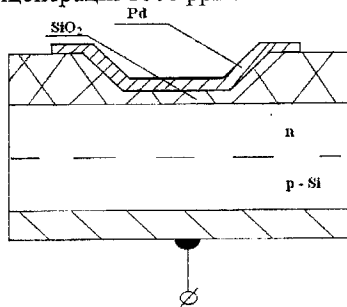


Рис. 1.34. Схематичне зображення чутливого до водню МДН-тунельного сенсора

Розроблені копструкції МДН-транзисторів з подвійним Pd/Pt затвором, чутливі до водню. Подвійний затвор використовується для подолання небажаних ефектів, що викликані тиском водню на газочутливий шар [47]. В якості подвійного затвора пропануються такі комбінації металів: Pt/Pd, Nb/Pd, V/Pd, Ti/Pd, Pd/Au, Pd/Ti, Pd/Pt, Pd/Pt, Au/Pd, Pd/Nb, Pd/V [48, 49], товщиною 300 Å /300 Å. Проведені дослідження показали, що найбільш чутливі до корозійностійких затворів є Pd/Pt. Час відгуку при температурі 150 °C та концентрації водню 500 ppm складає 1,3 хв. Найбільш вдалий пристрій такого типу зображений на рис. 1.35. Оскільки чутливість зменшується за рахунок окислення поверхні Pd-затвора, то розробляються різні методи її підвищення. Одним з методів покращення чутливості є температурний відпал. Як показав експеримент, після термообробки чутливість датчика після 1000 годин роботи зменшується не більш ніж на 10%.

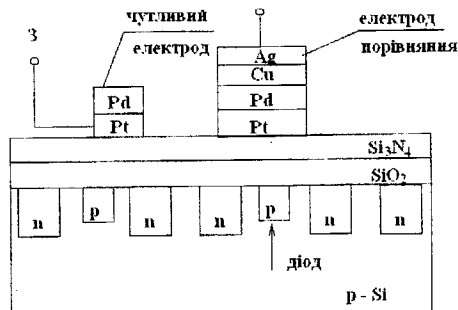


Рис. 1.35. Структура МДН-транзистора з подвійним Pd/Pt затвором, що чутливий до водню

Розроблені структури, в яких на каталітично активний шар платини чи паладію напоситися шар цеоліту [49]. МДН-структури з цеолітовим шаром чутливі до метану, метанолу, бензолу, ацетону. Цеолітовий шар, в цьому випадку, є “молекулярним ситом”, тобто через нього дифундують молекули газу певного розміру. Таким чином, з допомогою цеолітового шару швидше відбувається ідентифікація газів та зменшується фоновий шум. У датчиків цього типу кількість ідентифікованих газів пов’язана з кількістю окремих сигналів, що відрізняються один від одного.

Найбільш розповсюджені в якості газочутливих перетворювачів є діоди Шотткі. Вони мають ряд переваг перед МДН-транзисторами і МДН-конденсаторами. Основною їх перевагою є те, що струм діода залежить експоненційно від висоти бар’єра Шотткі, на який впливає газове середовище, відповідно, їх чутливість вища, ніж у МДН-структур.

В Осацькому університеті розроблені діоди, які чутливі не тільки до водню, але і до газів, що містять водень, наприклад до силану. Були проведені експерименти з декількома конструкціями діодів: Pd – TiO<sub>2</sub>, Cu – TiO<sub>2</sub>, Au – TiO<sub>2</sub>. Товщина плівок Pd, Cu, Au склала 20 нм. Чутливість датчиків до силану при кімнатній температурі складає 10 ppm. Однак найкращі результати показав сенсор Au – TiO<sub>2</sub> [49].

В роботі [50] розроблено сенсор газу (рис.1.36).

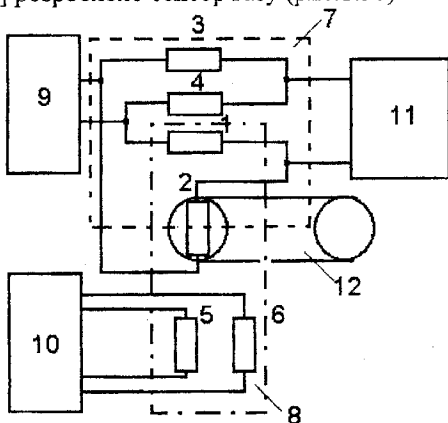


Рис. 1.36. Функціональна схема сенсора газу: 1 – резистор першого плеча; 2 – резистор другого плеча; 3 – резистор третього плеча; 4 – резистор четвертого плеча; 5 – перший нагрівач; 6 – другий нагрівач; 7 – вимірювальний міст; 8 – підкладка; 9 – джерело живлення; 10 – схема термокомпенсації; 11 – диференційний підсилювач; 12 – трубопровід

Сенсор газу містить вимірювальний міст 7, в кожне плече якого ввімкнено резистори 1–4, при цьому резистори першого 1 і другого 2 плечей є газочутливими, а резистори третього 3 і четвертого 4 плечей – змінними. Резистори першого 1 і другого 2 плечей виконані у вигляді провідникового плівкового шару, покритого шаром напівпровідникового адсорбенту, що нанесені на поверхні покритих ізолюючим плівковим шаром відповідно першого 5 і другого 6 нагрівачів. Нагрівачі виконані з резистивного плівкового матеріалу у вигляді, наприклад, меандру і розміщені на протилежних боках діелектричної підкладки 8. Діелектрична підкладка 8 з плівковою структурою одним боком, наприклад, з боку газочутливого резистора другого плеча 2, герметично приєднана до трубопроводу 12. Нагрівачі 5 і 6 приєднані до схеми термокомпенсації 10. Джерело живлення 9 приєднано до діагоналі живлення вимірювального моста 7, диференційний підсилювач 11 – до його вимірювальної діагоналі, а схема термокомпенсації 10 – до нагрівачів 5 і 6.

Подача напруги з схеми термокомпенсації 10 на нагрівачі 4 і 5 забезпечує встановлення і стабілізацію робочої температури, відповідно газочутливих резисторів першого 1 та другого 2 плечей, при якій спостерігається найкраща чутливість плівкового шару напівпровідникового адсорбенту до певного газу. При подачі газового середовища до газочутливих резисторів першого 1 та другого 2 плечей їх опори змінюються і набувають значень  $R^1$  і  $R^2$  відповідно. За допомогою регулювання опорів змінних резисторів третього 3 і четвертого 4 плечей встановлюється баланс вимірювального моста, умова якого визначається з формули

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3},$$

де  $R_1$  – опір резистора першого плеча 1;  $R_2$  – опір резистора другого плеча 2;  $R_3$  – опір резистора третього плеча 3;  $R_4$  – опір резистора четвертого плеча 4.

Наступна подача газового середовища, що містить аналізований газ, до резистора першого плеча 1 приводить до зміни його опору  $R_1$  на величину  $\Delta R_1$ , причому ця зміна обумовлена впливом аналізованого газу  $\Delta R_1'$  і впливом інших параметрів газового середовища, а саме температурою і складом  $\Delta R_1''$ . Подача через трубопровід 12 однакового за параметрами середовища, в якому відсутній аналізований газ, приводить до зміни його опору  $R_2$  на

величину  $\Delta R_2$ , яка обумовлена впливом параметрів цього середовища. В результаті на вимірювальній діагоналі моста з'являється напруга розбалансу моста  $\Delta U$ , яка визначається за формулою

$$\Delta U = U_0 \cdot \frac{\Delta R_1' \cdot R_2 + \Delta R_1'' \cdot R_2 - R_1 \cdot \Delta R_2}{(R_1 + \Delta R_1' + \Delta R_1'' + R_2 + \Delta R_2) \cdot (R_1 + R_2)},$$

де  $U_0$  – напруга джерела живлення вимірювального моста;  $\Delta R_1'$  – кінцевий опір резистора першого плеча 1;  $\Delta R_1''$  – кінцевий опір резистора першого плеча 1;  $\Delta R_2$  – кінцевий опір резистора другого плеча 2.

Оскільки опір напівпровідникового адсорбенту має експоненційну залежність від температури і концентрації активних компонентів газової суміші, то для відносних змін величин опорів газочутливих резисторів, викликаних впливом всіх параметрів газових середовищ, крім концентрації аналізованого газу, буде справедливе співвідношення

$$\frac{\Delta R_1''}{R_1} = \frac{\Delta R_2}{R_2}$$

або інакше

$$\Delta R_1'' \cdot R_2 = R_1 \cdot \Delta R_2$$

Порівняння першої і останньої формул показує, що всі параметри газових середовищ, крім концентрації аналізованого газу, не впливають на величину напруги розбалансу вимірювального моста  $\Delta U$ , а отже, відбувається їх компенсація.

Напруга  $\Delta U$  з вимірювальної діагоналі надходить на диференційний підсилювач 11. На виході диференційного підсилювача 11 напруга  $U_{вих}$  є функцією від концентрації аналізованого газу в середовищі і дорівнює

$$U_{вих} = \Delta U \cdot K,$$

де  $K$  – коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача.

Якщо параметри газових середовищ є близькими за величиною, але не збігаються, що і спостерігається при практичних вимірюваннях,

компенсація буде неповною, однак похибка, обумовлена впливом параметрів газового середовища, зменшується, отже, підвищується точність вимірювання концентрації газу.

Хімічні сенсори на основі польових транзисторів запропоновані в роботі [51]. Конструкції основних типів хімічних сенсорів на основі польових транзисторів схематично показано на рис. 1.37. Активним елементом сенсора є мембрана, нанесена на підзатворний діелектрик польового транзистора, що селективно взаємодіє з аналізованим середовищем. Результатом цієї взаємодії є зміна фізичних властивостей мембрани (заряду, потенціалу, роботи виходу та ін.), що приводить до зміни граничної напруги транзистора.

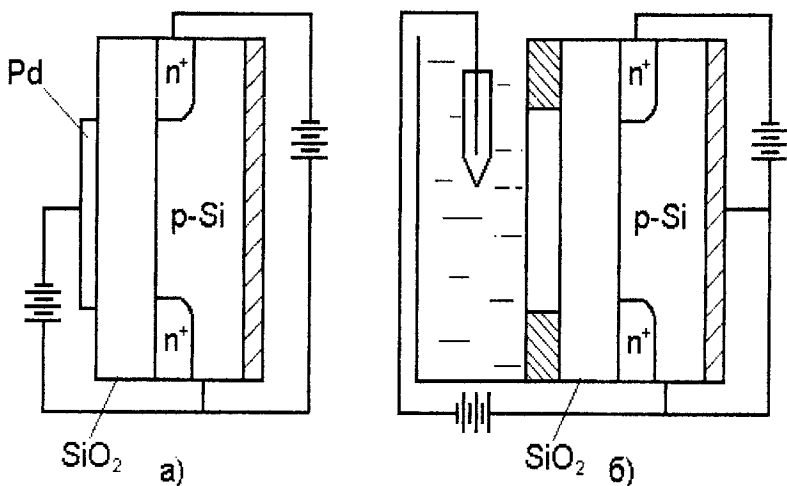


Рис. 1.37. Сенсори на основі польових транзисторів: а – польовий транзистор, чутливий до концентрації молекул водню в газовій фазі; б – іоноселективний польовий транзистор

У польових транзисторах, чутливий до концентрації молекул водню в газовій фазі, як хімічно селективну мембрану використовують плівку паладію, що виконує одночасно роль металевого затвора. Дія газового сенсора заснована на зміні роботи виходу паладію при проникненні в нього атомарного кисню, що утвориться в результаті каталітичної дисоціації молекул водню на поверхні металу. Зміна каталітичної активності поверхні сенсора при напилюванні на неї острівкової плівки іридію приводить до появи чутливості до концентрації молекул аміаку в газовому середовищі.

Іоноселективні польові транзистори (ІСПТ) призначені для визначення концентрації різних іонів у розчині електролітів (рис. 1.376). В якості іоноселективної мембрани ІСПТ можуть бути використані плівки полімерів, що містять відповідні іонофори, а також неорганічні діелектричні плівки. Дія ІСПТ заснована на зміні різниці потенціалів на границі розділу мембрана / розчин електроліту в залежності від концентрації визначальних іонів у розчині. Роль затвора виконує розчин електроліту, в який поміщають електрод порівняння.

Необхідними вимогами, що висуваються до іоночутливої мембрани ІСПТ, є: її висока адгезія до підзатворного діелектрика, висока селективність її взаємодії з визначальними іонами в розчині, сумісність технології нанесення мембрани з планарною напівпровідниковою технологією. Усім цим вимогам відповідають діелектричні плівки окислів металів і нітриду кремнію, що застосовуються в якості іоноселективної мембрани в р-чутливих ІСПТ.

Для нанесення цих іоночутливих шарів можуть бути використані методи газозфазного осадження нітриду кремнію  $Si_3N_4$ , електронно-променевого напилювання окислу цирконію  $ZrO_2$ , термічного окислення плівки відповідного металу, наприклад, окислу танталу  $Ta_2O_5$ . При цьому необхідно враховувати, що як властивості плівок, так і характеристики одержаних ІСПТ істотно залежать від методу і режимів нанесення діелектричних шарів. Відповідно до отриманих даних найкращі характеристики мають ІСПТ з аморфними плівками окислу цирконію, окислу танталу і нітриду кремнію. Вихідні характеристики цих сенсорів, лінійні в широкому діапазоні рН, мають чутливість 55–58 мВ/рН, час встановлення вихідного сигналу при зміні величини рН розчину менше 1 с, швидкість повільного дрейфу 0,5–1 мВ/г. Селективність зазначених рН-ІСПТ до іонів водню не поступається селективності стандартного рН-метричного скляного електрода, що дозволяє використовувати їх у складних за складом біологічних середовищах.

В роботі [52] запропоновано водневий сенсор на основі МДН-структури. Газочутливість таких сенсорів основана на дисоціації молекулярного водню на поверхні металевого електрода, в якості якого використовується тонка плівка паладію та дифузії атомарного водню через електрод до його внутрішньої поверхні. Накопичення атомів водню на межі розподілу приводить до зміщення вольт-фарадної характеристики структури. Авторами розроблено портативний прилад



для вимірювання концентрації водню. В якості чутливого елемента виступає МДН-структура паладій-диоксид кремнію-кремній. Була використана пластина кремнію n-типу, з товщиною термічно вирашеного окислу 100 нм. Плівка паладію товщиною 50 нм наносилась на шар диоксиду кремнію методом лазерного напилення. Площа електрода складає  $1\text{мм}^2$ . Структура закріплювалась на пластині з сапфіру, на оберненому боці якої був нанесений плівковий нікелевий нагрівач, та розміщувалась в корпусі мікросхеми. Температура структури була в межах  $100\text{--}150\text{ }^\circ\text{C}$ . Контроль за температурою здійснювався за допомогою термоопорів, які розташовані на пластині з сапфіру. Вимірювальна частина приладу складалась з генератора, детектора, аналого-цифрового перетворювача з індикацією та блока живлення. При вимірюванні концентрації водню змінювалась ємність структури, а відповідно і струм, що протікає крізь неї.

У винаході [53] запропонований дозиметр (рис. 1.38) для вимірювання вмісту окислу азоту в атмосферному повітрі, який має чутливий елемент у вигляді твердого сорбенту пористих вакуумних конденсатів потрійного халькогенідного склоподібного напівпровідникового матеріалу (ХСН), нанесених у високому вакуумі  $\approx 10^{-7}$  Па на поверхні плоских прозорих скляних пластинок 2, закріплених в контейнері 3 з прозорого для видимого світла матеріалу за допомогою спеціальних тримачів 4. Контейнер забезпечений прозорою кришкою 5 з гумовою прокладкою 6, що забезпечує герметичність. Пружини 7 щільно притискають кришку до корпусу контейнера.

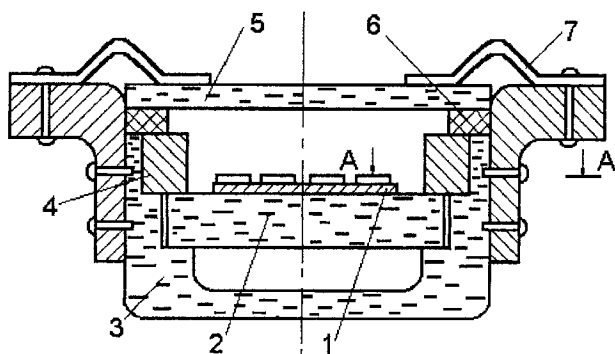


Рис. 1.38. Пристрій модифікованого пасивного дозиметра: 1 – чутливий елемент; 2 – скляні пластинки; 3 – контейнер; 4 – тримачі; 5 – прозора кришка; 6 – прокладка; 7 – притискачі

Дозиметр працює таким чином. Чутливий елемент 1 відразу після виготовлення витягується з вакуумної камери, поміщується в контейнер 3 і герметично закривається кришкою 5. Потім в спектрофотометрі вимірюється і фіксується значення коефіцієнта оптичного пропускання (для того чутливого елемента дозиметра, товщина шару ХСН в якому становить 1 мкм) у видимій області спектра при деякій певній довжині хвилі. Після цього дозиметр переноситься у виробниче приміщення в зону, де необхідно визначити наявність в повітрі окислу азоту. Кришка дозиметра знімається, і протягом однієї години всі плівки ХСН зазнають впливу забрудненого повітря. Через годину кришка герметично закривається. Дозиметр вміщується в спектрофотометр, проводяться повторні вимірювання коефіцієнта оптичного пропускання дозиметра (для того чутливого елемента дозиметра, товщина шару ХСН в якому становить 1 мкм). Порівняння отриманого результату з первинним значенням дозволяє зробити висновок або про перевищення гранично допустимих для цих умов концентрацій оксиду азоту, або про відповідність встановленим нормам.

В роботі [54] авторами запропонований спосіб вимірювання тиску кисню в газовій суміші (рис. 1.39).

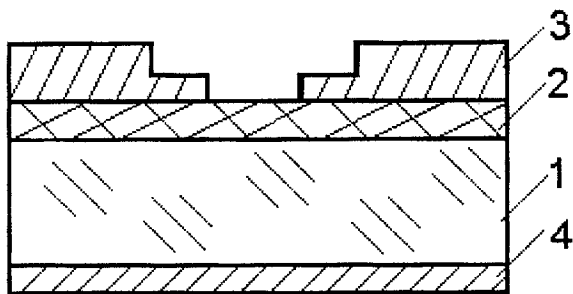


Рис. 1.39. Датчик вимірювання тиску кисню в газовій суміші: 1 – діелектрична підкладка;

2 – плівка  $ZrO_2 + 10\%Y_2O_3$ ; 3 – контакти; 4 – нагрівач

Чутливий елемент представляє собою напилену на діелектричну підкладку 1 плівку 2 з  $ZrO_2 + 10\%Y_2O_3$  з нанесеними на її поверхню нікелевими контактами 3. На зворотній стороні підкладки розміщується нагрівач 4.

Спосіб реалізується таким чином. Чутливий елемент нагрівають пропусканням струму через нагрівач до робочої температури 500–700 °С і пропускають крізь нього струм  $10^{14} - 10^{15} \text{ A/m}^2$ . За спадом напруги визначають опір тонкої плівки. При протіканні струму через твердий електроліт (плівку з  $\text{ZrO}_2 + 10\% \text{Y}_2\text{O}_3$ ) проходить процес його деградації при дії кисневого насоса між контактами і електролітом, а також перерозподіл і дифузія кисню. Результатом деградації є відновлення твердого електроліту до стану з високою провідністю.

Поява кисню в контрольованому середовищі супроводжується адсорбцією на поверхні плівки, дифузією в об'ємі і заповненням кисневих вакансій. Встановлення динамічної рівноваги між адсорбованим і десорбованим плівкою киснем супроводжується стабілізацією опору, по величині якого визначають тиск газу.

Чутливість датчика в деяких межах можна змінювати величиною струму, який пропускають через плівку твердого електроліту.

У винаході [55] вирішується завдання створення детектора парів ртуті, в якому виготовлення чутливого елемента з нового матеріалу дозволяє вимірювати величину електропровідності шару чутливого елемента і за зміною якої можна було б визначити з достатньою точністю наявність та загальну концентрацію парів ртуті в повітрі.

Поставлена мета досягається тим, що в детекторі парів ртуті, що містить чутливий елемент, чутливий шар виконаний на основі одного з напівпровідників головної підгрупи шостої групи періодичної системи Менделєєва, наприклад селену.

Структура детектора парів ртуті показана на рис. 1.40. Детектор містить діелектричну підкладку 1 з нанесеним на неї чутливим напівпровідниковим шаром 2, виконаним з селену, контактні площадки 3 з провідникового матеріалу, нанесені поверх обох країв чутливого напівпровідникового шару 2, електричні дрютяні виводи 4, під'єднані до контактних площадок 3. Чутливий напівпровідниковий шар 2 з селену нанесений методом термічного напилення.

Детектор чутливий до парів ртуті в повітрі працює таким чином. При розміщенні детектора в атмосфері насиченій парами ртуті, атоми ртуті вступають при кімнатній температурі в хімічну реакцію з напівпровідниковим шаром чутливого елемента, утворюючи хімічну сполуку. Електропровідність напівпровідникового шару чутливого елемента 2 змінюється пропорційно концентрації атомів ртуті, які вступають в хімічну реакцію з напівпровідниковим шаром. Зміна

електропровідності чутливого шару 2 відбувається в досить широкому діапазоні величин і яку при допомозі виводів 4 прикріплених до контактних площадок 3, розташованих з обох боків чутливого шару 2 та мостової схеми з цифровим виводом інформації, можна точно виміряти. Електропровідність напівпровідникового шару, який не вступив в реакцію з парами ртуті становить  $10^{13}$  Ом, а після реакцій з парами ртуті становить  $10^3 - 10^4$  Ом. Рентгенівський, дифракційний, а також електронографічний аналіз речовини, яка утворилась в результаті взаємодії атомів ртуті і напівпровідникового шару, підтверджує утворення хімічної сполуки.

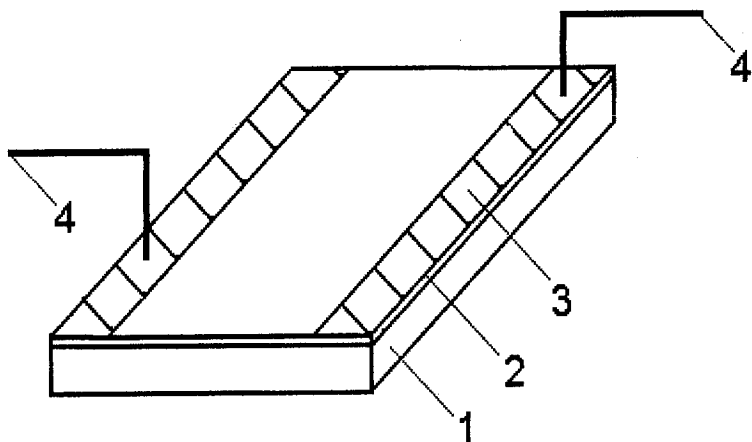


Рис. 1.40. Детектор парів ртуті: 1 – діелектрична підкладка; 2 – чутливий напівпровідниковий шар; 3 – контакти; 4 – дрітні виводи

З метою отримання газочутливих сенсорів у статті [56] були досліджені варикапи на основі окислів рідкоземельних і багатовалентних металів.

Окисли формували напыленням таких елементів та сполук, як Er, Eu, Dy, Gd, V, Sm, Si, Ho, V – Ho, V – Eu, V- Nd, V- Dy, V – Sm, V – Er, V – Cu на кремній КЕФ 5 з подальшим їх окисленням під дією випромінювання від галогенних ламп в умовах ультрафіолетового випромінювання (400 °С, 10 с). Конструкція варикапа показана на рис. 1.41.

Отримані окисли мають р-і-n-структуру, тому зі збільшенням напруги зсуву їх ємність зменшується.

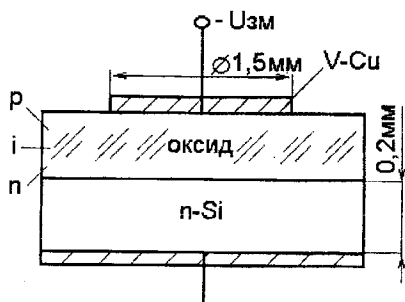


Рис. 1.41. Конструкція варикапа

Включення варикапів у схему аналога негatrona (рис. 1.42), приводить до зміни періоду коливання під дією зовнішніх факторів, що дозволяє одержати газочутливий датчик з частотним виходом. Наприклад, під дією протягом 20 хв. парів водяного розчину аміаку на варикап з окислу Gd період коливань зростає від  $0,36 \cdot 10^{-7}$  до  $0,6 \cdot 10^{-7}$  с, з окислу V-Gd – від  $0,5 \cdot 10^{-7}$  до  $1,1 \cdot 10^{-7}$  с, з окислу V-Dy – від  $0,4 \cdot 10^{-7}$  до  $0,62 \cdot 10^{-7}$  с.

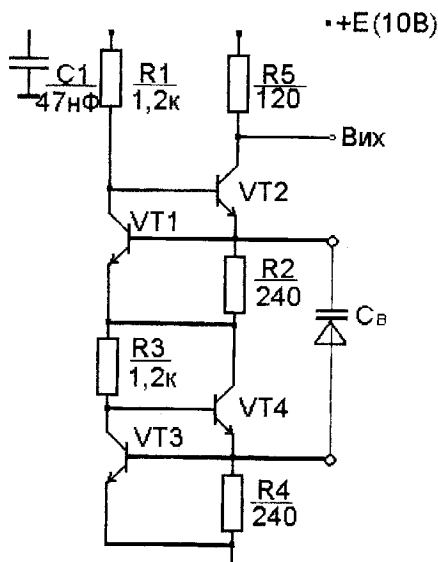


Рис. 1.42. Схема включення варикапів в схему аналога негatrona

Авторами винаходу [57] запропоновано спосіб визначення концентрації газів, який включає розміщення в газовому середовищі напівпровідникового чутливого елемента у вигляді тонкої плівки, нагрівання чутливого елемента і вимірювання електропровідності та розміщення додатково каталітичного тіла, яке є активним до вимірюваного газу. Нагрівають його до температури, при якій відбувається електронне збудження молекул газу. Вимірюють зміну електропровідності плівки, причому плівка чутлива тільки до збудженого стану молекул газу. На рис. 1.43 представлена електрична схема включення чутливого елемента.

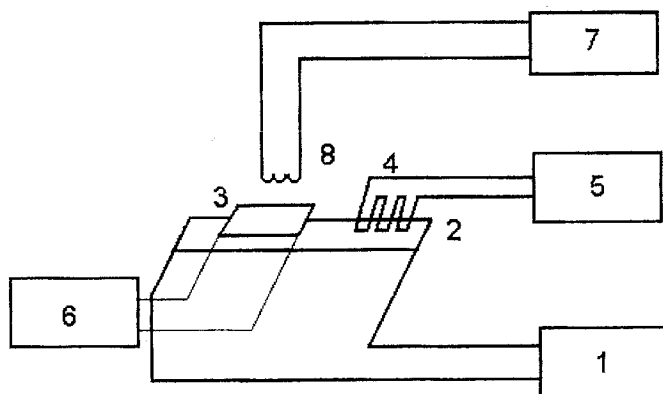


Рис. 1.43. Електрична схема включення чутливого елемента: 1 – блок живлення; 2 – нагрівач; 3 – чутлива плівка; 4 – терморезистор; 5, 6 – цифровий омметр; 7 – блок живлення; 8 – каталітичне тіло

Розглянемо роботу приладу на прикладі визначення концентрації водню. Виготовляють чутливий елемент на основі полікорової пластинки розміром  $5 \times 3 \times 0,25 \text{ мм}^3$ . На яку наносять з одного боку чутливу плівку із окислів металів (наприклад  $WO_3$ ) і платиновий тонкоплівковий терморезистор та ніхромовий плівковий нагрівач з другого боку. Над чутливою плівкою на відстані 5 мм розташовують каталітичне тіло у вигляді спірального дроту нікелю. Полікорову пластинку і каталітичне тіло закріплюють у стандартному корпусі для мікросхем. Чутливий елемент поміщають у контрольоване середовище і під'єднують до електричної схеми згідно з рис. 1.43. Вмикають блок живлення 1, встановлюють таке значення напруги на нагрівачі 2, щоб температура чутливої плівки 3 була рівною  $550 \text{ }^\circ\text{K}$ . Температуру контролюють шляхом вимірювання зміни опору

терморезистора 4 за допомогою цифрового омметра 5 і порівнюючи з відомою температурною залежністю провідності платини. Цифровим омметром 6 вимірюють опір чутливої плівки  $R_0$ . Струм блока живлення 7 нагріває каталітичне тіло 8 до температури 470 °К. Вимірюють опір чутливої плівки  $R$ . Визначають зміну опору  $\Delta R = R_0 - R$  і провідності  $\Delta \sigma = 1/\Delta R$ . По залежності зміни електропровідності  $\Delta \sigma$  від концентрацій водню  $P$  визначають значення концентрації водню в газовому середовищі.

Остання група напівпровідникових сенсорів це інтелектуальні сенсори. Використання сучасної інтегральної технології у просі створення сенсорів відкриває перспективи створення на одній підкладці не тільки комплексу різних сенсорів, але і проміжних підсилювачів, перетворювачів та іноді мікропроцесора, що здійснює комплексну обробку інформації, яка надходить на вхід такого мікромініатюрного багатоканального газоаналізатора. Не виключається і введення в систему окремих блоків з напівпровідникових сенсорів, які працюють на інших фізичних чи фізико-хімічних принципах [3, 58, 59].

В роботі [58] також запропонований вимірювач концентрації аміаку, в якому в якості матеріалу сенсора запропонований легкодоступний та недорогий фталоціанін міді. Процес виготовлення сенсора полягав у наступному: на ситалову підкладку з растровими електродами (рис. 1.44) в вакуумі  $10^{-5}$  Торр наноситься термічним сублімуванням газочутливий шар товщиною 35 нм з  $CuPc$ , що очищений хімічними методами. Остаточний сумарний вміст домішок  $(1-2) \cdot 10^{-2}\%$ . Температура підкладки у процесі конденсації  $CuPc$  з газової фази підтримується в інтервалі 130–140 °С. Після напилення шар  $CuPc$  легується киснем повітря. Легований шар був витриманий в атмосфері аміаку низької концентрації при температурі 60 °С протягом 30 хвилин, а потім у вакуумі при  $T = 150$  °С.

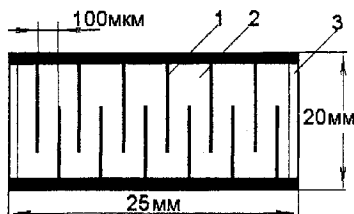


Рис. 1.44. Сенсор газу аміаку: 1 – електроди; 2 – шар фталоціаніну міді; 3 – ситалова підкладка

Принципова схема вимірювача концентрації аміаку ІКГ-1 представлена на рис. 1.45. Робочу температуру встановлюють за допомогою батареї  $G_1$  (чотири послідовно з'єднані батареї 7Д-0.125Д;  $U_1=36$  В), змінного резистора  $R_3$  і нагрівального елемента  $EK$ , що представляє собою ніхромовий дріт, навитий на термостійкий каркас, опір якого 150 Ом. Для зняття показів концентрації аміаку використаний мікроамперметр М136, шкала якого проградуєвана за результатами вимірювань у газі відомої концентрації.

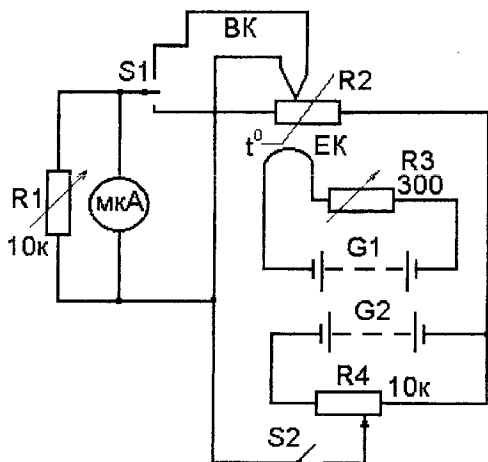


Рис. 1.45. Схема вимірювача концентрацій аміаку ІКГ-1

Шунт  $R_1$  дозволяє встановити кілька діапазонів вимірювань. У момент вимірювання ключі  $S_1$ ,  $S_2$  замкнуті, причому  $S_1$  в нижньому положенні. При цьому напруга батареї  $G_2$  (батарея 7Д-0,125Д;  $U_2=9$  В), регульована резистором  $R_4$ , подається на датчик  $R_2$ , а мікроамперметр показує струм, що протікає крізь датчик. Температура датчика контролюється термопарою  $BK$  і мікроамперметром при розімкнутому ключі  $S_2$  і замкнутому у верхньому положенні ключі  $S_1$ . З цією метою шкала мікроамперметра проградуєвана ще в градусах.

На рис. 1.46 показана структурна схема приладу ІКГ-2, для вимірювання концентрації аміаку, з цифровим індикатором. Прилад містить операційний підсилювач 1, напівпровідниковий датчик 2, джерело постійної е.р.с. 4, логарифмічний перетворювач 5, аналого-



цифровий перетворювач 6, рідкокристалічний індикатор 7. Пристрій містить також замкнену систему регулювання температури 8, що має прилад встановлення температури 9 на змінному резисторі, що підключений до джерела живлення пристрою, блок порівняння 10, датчик температури 11 (термопара мідь-константан), що має безпосередній контакт із датчиком 2, підсилювач 12, нагрівач 13. Нагрівач також знаходиться в безпосередньому контакті з датчиком.

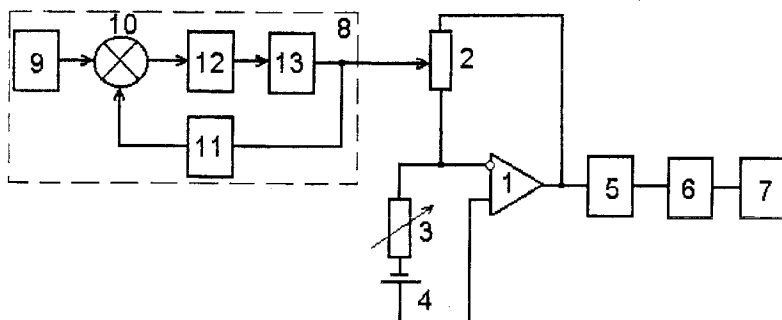


Рис. 1.46. Схема вимірювача концентрацій аміаку ПКГ-2: 1 – операційний підсилювач КР140УД8; 2 – напівпровідниковий датчик; 3 – змінний опір; 4 – джерело живлення; 5 – логарифмічний перетворювач на К140УД7 з КТ3102 в колі зворотного зв'язку; 6 – аналого-цифровий перетворювач КР572ПВ5; 7 – рідкокристалічний індикатор БЖЦ5-4/8; 8 – система регулювання температури; 9 – прилад встановлення температури; 10 – блок порівняння на К140УД7; 11 – датчик температури; 12 – підсилювач на КТ815; 13 – нагрівач

Пристрій працює в такий спосіб. Температура датчика встановлюється в цьому пристрої за менший час, ніж у пристроях з розімкнутими системами регулювання температури, і підтримується постійною автоматично. Опір нагрітого датчика становить 5–25 МОм. Змінний опір 3 номіналом 1–25 МОм використовується для калібрування пристрою в газі відомої концентрації.

Напівпровідникові сенсори мають ряд переваг, до яких відносяться простота конструкцій, низька вартість, мала маса та габарити, невелика споживана потужність тощо. Однак такі сенсори мають ряд недоліків. Наприклад, висока робоча температура, що негативно впливає на характеристики сенсорів, низька селективність та мала часова стабільність. Але інтенсивні дослідження з покращення параметрів сенсорів та нових перспективних напівпровідникових матеріалів та приладів продовжуються.

Новим напрямком в розробці і створенні напівпровідникових газових перетворювачів є дослідження в області частотних перетворювачів газу на основі транзисторних структур з від'ємним опором [60–73]. Принцип перетворення “концентрація газу–частота” на основі транзисторних структур з від'ємним опором дає змогу виключити аналого-цифрові перетворювачі при обробці сигналів, що суттєво знижує собівартість систем контролю і управління.

## 1.6. Класифікація газових сенсорів

На основі перегляду існуючих літературних джерел, розглянутих у попередніх підрозділах можна зробити такий висновок, що розробка та створення частотних газових перетворювачів на основі напівпровідникових структур з від'ємним опором забезпечить тривалу стабільність, малі габаритні розміри, малу масу та енергоспоживання, великий строк служби, високу надійність та точність.

На рис. 1.47. подано уточнену класифікацію існуючих газових перетворювачів. Провідне місце в якій займають частотні перетворювачі газу на основі напівпровідникових структур з від'ємним опором, але поведінку таких структур в широкому діапазоні частот від зміни режимів живлення, впливу газів недостатньо досліджено. І тому потребують теоретичної перевірки.



Рис. 1.47. Класифікація газових перетворювачів

## ВИСНОВКИ

1. Аналіз публікацій та патентів, в яких описуються теоретичні та експериментальні дослідження перетворювачів концентрації газу, показує, що розробка напівпровідникових частотних газових перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором, який реалізує принцип перетворення "концентрація газу—частота" є перспективним напрямком, оскільки в цьому випадку реалізуються високі економічні та метрологічні показники пристроїв та можлива технологічна сумісність з мікроелектронними пристроями обробки інформації. Використання від'ємного опору напівпровідникових приладів компенсує втрати в коливальному контурі, що значно підвищує чутливість мікроелектронних частотних перетворювачів до вимірювального параметра – концентрації газу.

2. Практична реалізація, побудова і промислове освоєння частотних мікроелектронних перетворювачів концентрації газу можливе тільки при створенні необхідної теоретичної бази (розробка математичних моделей, в яких буде враховано фізичні процеси, що протікають в напівпровідникових чутливих елементах, методів побудови, експериментальні перевірки і апробації нових технічних рішень) на основі функціональної залежності реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором від дії концентрації газу.

3. Аналіз сучасного стану газових первинних вимірювальних перетворювачів дозволив уточнити їх класифікацію, сформулювати мету і задачі досліджень, а також оцінити їх теоретичний рівень.

4. Аналіз публікацій з теоретичних і експериментальних досліджень перетворювачів концентрації газу зроблено на основі публікацій [1-73].

## 2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СЕНСОРІВ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ОКИСІВ МЕТАЛА

Вже в 1954 році німецьким вченим Найладом [74] було встановлено, що в оксидних напівпровідниках під дією газу на поверхні змінюється електрична провідність. На основі такого ефекту можна реалізувати велику кількість резистивних сенсорів для найрізноманітнішого застосування. Залежність зміни провідності від молекулярної концентрації хімічної речовини може приймати в напівпровідникових штучних елементах великі значення, при цьому особливо підходять для застосування напівпровідникові оксиди металів наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Напівпровідникові оксиди металів для використання в газових сенсорах [75]

Гази, що визначаються	Оксиди у відповідних напівпровідникових сенсорах
$H_2O$	$Cr_2O_3, TiO_2, Fe_2O_3, ZnO, LiMn_2O_4$
$O_2$	$TiO_2, Fe_2O_3, CoO, ZnO, ZrO_2, SnO_2, SrTiO_3, BaTiO_3, La_2O_3$
$CO$	$Cr_2O_3, NiO, ZnO, ZrO_2, SnO_2, In_2O_3$
$CH_4$	$Fe_2O_3, Fe_2O_4, Co_3O_4, ZnO, In_2O_3$
Інші вуглеводні	$Ga_2O_3, CdO, PdO, WO_2, MnO_2, MoO_3, CuO, NiO, VO_2, V_3O_8$
$NO_x$	$SnO_2, V_2O_5, VO_2$
$H_2$	$Co_3O_4, ZnO, SnO_2, WO_3, MnO_2, MoO_3$
Галогени	$ZnO, Al_2O_3, SnO_2$

При каталітичному окислюванні газами, такими як  $H_2$ ,  $CH_4$ ,  $CO$ ,  $C_2H_5OH$  чи  $H_2S$ , що виступають як газу окислювачі, на поверхні твердого тіла ефективно збільшується позитивна валентність адсорбційного комплексу, тому що при реакції на тверду поверхню віддаються електрони. У наслідок чого збільшується концентрація електронів на поверхні, що приводить до того, що в напівпровідниках з n-типом провідності заряд виникає завдяки процесу збагачення, а в напівпровідниках з р-типом провідності завдяки збідненню [75].

У залежності від сил, що зв'язують адсорбційні частинки з поверхнею напівпровідника, має місце фізична та хімічна адсорбція. Фізична адсорбція визначається силами електростатичного походження (сили Ван-дер-Ваальса, сили електричного зображення), і енергія зв'язку в цьому випадку складає величину порядку 0,01–0,1 еВ. Хімічна адсорбція виникає, коли адсорбовані молекули зв'язані з напівпровідником силами обмінного типу. В силу цього енергія зв'язку при хемосорбції значна та досягає 1 еВ. Отже, в наслідок адсорбції газу в напівпровіднику виникають додаткові поверхневі стани. Енергетичні рівні поверхневих станів звичайно розташовуються в забороненій зоні значно нижче дна зони провідності чи вище валентної зони [76].

Поверхневий заряд притягує носії з об'єму напівпровідника в приповерхневу область. В наслідок цього виникає подвійний заряджений шар. Наявність у напівпровідника поверхневого заряду змінює його енергетичну схему в приповерхневій області.

## **2.1. Фізичний механізм утворення приповерхневого шару об'ємного заряду у напівпровідниках**

Роздивимось утворення приповерхневого шару об'ємного заряду на прикладі електронного напівпровідника, на поверхні якого існують донорні рівні  $E_d$ , розташовані вище рівня Фермі в об'ємі матеріалу. Електрони зони провідності намагаються заповнити поверхневі стани. Якщо густина поверхневих станів  $N_s$ , то при заповненні всіх поверхневих станів на кожній одиниці площі поверхні виникає від'ємний заряд, що дорівнює  $-eN_s$ . В приповерхневому шарі при цьому з'являється збіднений електронами шар, що має додатний просторовий заряд, і виникає електричне поле, направлене до поверхні напівпровідника. Наявність електричного поля в приповерхневому шарі напівпровідника приводить до вигину енергетичних зон поблизу поверхні напівпровідника.

Якщо в результаті наявності поверхневих станів зони електронного напівпровідника вигинаються вниз, то утворюється область збагачення (рис. 2.1). В цьому випадку концентрація основних носіїв біля поверхні більша, ніж в об'ємі [76].

У напівпровідників р-типу збіднення спостерігається у випадку, якщо на поверхні захоплюються дірки та зони вигинаються вниз.

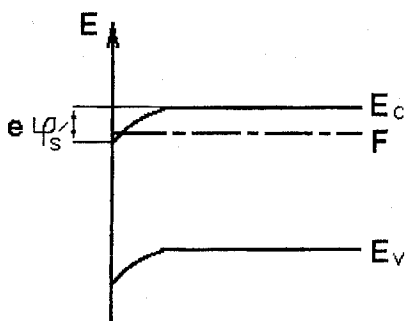


Рис. 2.1 Енергетична діаграма приповерхневої області напівпровідника *n*-типу у випадку збагачення

Для виготовлення адсорбційних сенсорів здебільшого використовуються металооксидні напівпровідники *n*- і *p*-типу. Найважливішою їхньою особливістю є експонентне збільшення їхньої провідності з ростом температури і невисока вибірковість до різних газів. Шляхом вибору оптимальної робочої температури сенсора, легування напівпровідника різними домішками, відхиленням складу окисла від стехіометрії, сільним спіканням різних оксидів, варіацією дисперсністю матеріалу, структурою і складами поверхневого шару вдається різко збільшити чутливість, швидкодію і вибірковість сенсора до того чи іншого газу газового середовища [3].

Сенсори з металооксидних напівпровідників звичайно одержують шляхом змішування щонайменше одного оксиду металу у вигляді порошку зі сполучними матеріалами до утворення пасти. Сенсорам надають форму прямокутного тіла, таблетки, циліндра чи кульки, в якому в більшості випадків розміщуються і нагрівач, і електричні виводи.

Технологія виготовлення сенсорів близька до технології термісторів, резисторів, тобто для кожного матеріалу підбирається оптимальний режим випалювання і термообробки, що забезпечує на відміну від звичайної кераміки, в ряді випадків, пористу структуру для збільшення поверхні, що контактує з газом. Оскільки температури отжигу і термообробки, як правило високі, то матеріали для електродів вибираються у вигляді спіралі з *Pt*, *Pd* чи їхніх сплавів. Метали та їхні сплави у визначених вагових відносинах іноді додаються до складу шихти як каталізатори. Напівпровідникова шихта може складатися із суміші окислів декількох металів (у різних вагових відносинах). При введенні малих концентрацій одного металу

в кристалічну ґратку іншого, основного металлоксиду, перші атоми часто виступають у якості домішкових. Змінюючи склад вихідної шихти і режими термообробки, можна збільшити селективність основного окислу до того чи іншого газу, зменшити температуру нагрівання робочого тіла, що необхідно для одержання достовірної інформації, зниження споживаної сенсором електричної потужності та збільшення надійності датчика [3].

З перспективних для створення газових сенсорів матеріалів особливе місце займає двоокис олова. Аналіз літератури показує, що на основі цього матеріалу шляхом його легування різними металами спікання з їхніми окислами, отримані сенсори для практично всіх найважливіших газів. Так, наприклад, введення одного з благородних чи рідкісних металів збільшувало чутливість  $\text{SnO}_2$  до газів, що містять вуглець та водень ( $\text{H}_2$ ,  $\text{C}_n\text{H}_m$ ,  $\text{CH}_4$ ,  $\text{CO}$ ,  $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$  і ін.)

Для повноти картини нижче наведені й інші матеріали, для яких виявлена чутливість до газів які нас цікавлять [3]:

$\text{CH}_4$  –  $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ ;  $\text{In}_2\text{O}_3$ ;  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ;  $\text{UO}_2$  чи  $\text{U}_3\text{O}_8$ , леговані  $\text{Pt}$ ,  $\text{Pd}$ ,  $\text{Ir}$ ,  $\text{Mn}$  чи  $\text{Ce}$ ;  $\text{ThO}_2$  з острівковою плівкою  $\text{Pd}$ ;  $\text{BaTiO}_3$ ;  $\text{SrFeO}_{3-x}$ ;  $\text{MgFe}_2\text{O}_4$  ( $\text{Mg}$ ,  $\text{Zn}$ ,  $\text{Fe}$ ,  $\text{Co}$ ,  $\text{Ni}$ ,  $\text{Cu}$ ,  $\text{Pd}$ ).

$\text{C}_n\text{H}_m$  – гетеропереходи  $\text{Au} - \text{Bi}_2\text{O}_3 - \text{SnO}_2$ ;  $\text{SnO}_2$  ( $\text{Nb}$ ) + ( $\text{W} + \text{Cu} + \text{Al}_2\text{O}_3$ );  $\text{WO}_3 + \text{Cr}_2\text{O}_3$ ;  $\text{V}_3\text{O}_8$  ( $\text{Pt}$ );  $\text{MgFe}_2\text{O}_4$  ( $\text{Mg}$ ,  $\text{Zn}$ ,  $\text{Fe}$ ,  $\text{Co}$ ,  $\text{Ni}$ ,  $\text{Cu}$ ,  $\text{Pd}$ );

$\text{Zn}_x\text{CO}_y\text{Fe}_{3-(x+y)}$ .

В усіх наведених випадках при взаємодії напівпровідника з газом змінюється провідність сенсора. В наш час вважається, що відповідальними за ці явища є хемосорбція й оборотний каталіз. У випадку поверхнево-чутливих датчиків частинки, що утримувалися на поверхні напівпровідника ван-дер-ваальсовою взаємодією фізично адсорбованих молекул газу в результаті електронних чи коливальних процесів переборюють потенційний бар'єр, необхідний для утворення поверхневих електронних станів, заряд на яких приводить до зміни провідності напівпровідника. У випадку ж підвищення робочої температури напівпровідника на його поверхні утворюються негативно заряджені кисень, наявність якого знижує енергетичний бар'єр для передачі в присутності детектованого газу електронів, раніше локалізованих на хемосорбованому кисні в зону провідності напівпровідника, що зменшує його опір. З усуненням газу опір відновлюється. Запропоноване пояснення процесів є дещо спрощеним [3].

## 2.2. Елементи теорії приповерхневого заряду у напівпровідниках

Опираючись на теорію приповерхневого заряду виведемо залежність опору електронного напівпровідника, якими є наприклад  $ZnO$ ,  $Sn_2O$ , що є найбільш вживаними та дослідженими окисами, від надлишкової концентрації електронів в шарі просторового заряду, що виникає завдяки адсорбції газів.

Спочатку визначимо в загальному вигляді величину мінімальної провідності, поверхневого потенціалу та заряду поверхні.

У випадку наявності електричного поля в приповерхневому шарі напівпровідника виникає перерозподіл рухливих носіїв заряду і як наслідок змінюється його провідність, що визначається виразом [77]

$$\sigma = q\mu_n^*n + q\mu_p^*p, \quad (2.1)$$

Де  $\mu_n^*$ ,  $\mu_p^*$  – ефективні рухливості електронів та дірок в шарі просторового заряду. Часто припускають, що вони дорівнюють значенням рухливості в об'ємі зразка.

Для невідродженого напівпровідника концентрація електронів та дірок в приповерхневій області визначається розподілом Больцмана. Їх можна виразити через поверхневий потенціал таким чином [102]:

$$n = n_0 \exp(-\varphi_s / kT); \quad p = p_0 \exp(-\varphi_s / kT). \quad (2.2)$$

Підставляючи останні вирази в (2.1) для  $n$  та  $p$ , отримаємо

$$\sigma = q\mu_n n_0 \exp(-\varphi_s / kT) + q\mu_p p_0 \exp(-\varphi_s / kT). \quad (2.3)$$

де  $\varphi_s$  – поверхневий потенціал;  $n_0$  – концентрація електронів в об'ємі;  $p_0$  – концентрація дірок в об'ємі.

У випадку мінімуму провідності [77]

$$\frac{\partial \sigma}{\partial \varphi} = 0.$$

Тоді можна знайти



$$\varphi_{smih} = \frac{kT}{2q} \left[ \ln \frac{\mu_n}{\mu_p} + \ln \frac{n_0}{p_0} \right].$$

Введемо відносні одиниці та позначивши

$$\frac{\varphi_{smih}}{kT} = \psi_{smih},$$

отримаємо [103]

$$\psi_{smih} = \frac{1}{2q} \left[ \ln \frac{\mu_n}{\mu_p} + \ln \frac{n_0}{p_0} \right]. \quad (2.4)$$

Оскільки функція (2.3) монотонно зростає, а (2.4) монотонно спадає та похідна кожної з них окремо не дорівнює нулю, що приводить тільки до одного мінімуму провідності при певному значенні поверхневого потенціалу. Знайдемо теоретичну залежність зміни провідності в приповерхневому шарі від заряду на поверхні. Залежність потенціалу від величини заряду для будь-якої точки визначається рівнянням Пуассона [77]

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = \frac{4\pi\rho a}{\Sigma}, \quad (2.5)$$

де  $a$  – густина заряду.

Очевидно

$$a = q \left[ -n_0 \exp(-q\varphi/kT) + p_0 \exp(-q\varphi/kT) - N_A + N_D \right],$$

де  $\varphi$  – зміна потенціалу в цій точці по відношенню до його рівноважного значення в об'ємі.

Тоді рівняння (2.5) матиме вигляд [77]

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = \frac{4\pi q}{\Sigma} \left[ -n_0 \exp(-q\varphi/kT) + p_0 \exp(-q\varphi/kT) - N_A + N_D \right], \quad (2.6)$$

Введемо позначення:

$$\psi = \frac{q\phi}{kT}; \quad \gamma = \frac{n_0}{n_i}; \quad \gamma^{-1} = \frac{p}{n_i}.$$

Для випадку об'єму  $N_A = p_0$  та  $N_D = n_0$ . Підставляючи їх у вираз (2.6) отримаємо

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = \frac{4\pi n_i}{\Sigma kT} [-\gamma(e^{-\psi} - 1) + \gamma^{-1}(e^{-\psi} - 1)]. \quad (2.7)$$

Ширина області просторового заряду характеризується довжиною екранування, чи довжиною Дебая,  $L_D$  [77].

Для електронного напівпровідника вона дорівнює

$$L_D = \sqrt{\frac{\Sigma kT}{4\pi q^2 n}},$$

для власного напівпровідника

$$L_D = \sqrt{\frac{\Sigma kT}{8\pi q^2 n_i}}.$$

Якщо ввести довжину Дебая  $L_D$  у вираз (2.7), то

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = \frac{1}{2} L_D^{-2} [-\gamma(e^{-\psi} - 1) + \gamma^{-1}(e^{-\psi} - 1)].$$

Заряд у приповерхневому шарі, який може бути рівним та протилежним заряду на поверхні, визначається з виразу [77]

$$Q_{sv} = \int_{-\infty}^0 a(x) dx.$$

Надлишкова концентрація електронів

$$n = \int_{-\infty}^0 [n(x) - n_0] dx.$$

Надлишкова концентрація дірок

$$p = \int_{-\infty}^0 [p(x) - p_0] dx.$$

Отже, користуючись наведеними формулами, наближено визначимо для електронного напівпровідника з повністю іонізованими домішками в об'ємі опір на поверхні при адсорбції акцепторних молекул газу.

### 2.3. Визначення поверхневих опорів напівпровідників

У випадку, що розглядається, поверхнева провідність має вигляд

$$\sigma = q\mu_n^* \int_0^{\infty} [n(x) - n] dx,$$

де  $n(x) = n_0 \exp(-q\varphi/kT)$ .

Оскільки зони загнуті вниз  $\varphi > 0$ , отже отримаємо наступний вираз [77]

$$\sigma = q\mu_n^* \int_0^{\infty} n(\exp(-q\varphi/kT) - 1) dx = q\mu_n^* n \int_0^{\varphi_0} \frac{\exp(-q\varphi/kT) - 1}{\frac{d\varphi}{dx}} d\varphi. \quad (2.8)$$

Граничні умови такі:

$$\begin{cases} \varphi = \varphi_s, & x = 0; \\ \varphi = 0, & x \rightarrow \infty. \end{cases}$$

Рівняння Пуассона має вигляд [77]

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = \frac{4\pi q}{\Sigma} n(\exp(-q\varphi/kT) - 1),$$

звідки

$$\left(\frac{d\varphi}{dx}\right)^2 = \frac{8\pi qn}{\Sigma} \int (\exp(-q\varphi/kT) - 1) d\varphi = -\frac{8\pi qn}{\Sigma} \left( \frac{kT}{q} \exp(-q\varphi/kT) - \varphi + C \right).$$

При  $x \rightarrow \infty$ ,  $\frac{d\varphi}{dx} \rightarrow 0$ ,  $\varphi \rightarrow 0$ , відповідно,  $C = -kT/q$  та

$$\frac{d\varphi}{dx} = \sqrt{\left(\frac{8\pi\hbar kT}{\Sigma} \left(\exp(-q\varphi/kT) - \frac{q\varphi}{kT} - 1\right)\right)}. \quad (2.9)$$

Підставляючи формулу (2.9) у вираз (2.8), знаходимо [77]

$$\sigma = q\mu_n^* n \int_0^{\varphi_s} \frac{(\exp(-q\varphi/kT) - 1) d\varphi}{\sqrt{\left(\frac{8\pi\hbar kT}{\Sigma} \left(\exp(-q\varphi/kT) - \frac{q\varphi}{kT} - 1\right)\right)}}.$$

Для спрощення будемо вважати, що основний вклад в інтеграл дає область значень  $\varphi$ , що близька до  $\varphi_s$ , і відповідно можна записати [77]

$$\sigma = q\mu_n^* n \sqrt{\frac{\Sigma}{8\pi\hbar kT}} \int_0^{\varphi_s} \frac{(\exp(-q\varphi/kT) - 1)}{\exp(-q\varphi/2kT)} d\varphi.$$

Звідки

$$\sigma = q\mu_n^* n \sqrt{\frac{\Sigma \cdot 4(kT)^2}{8\pi\hbar kT q^2}} \exp(-q\varphi/kT) = \sqrt{2} L_D q \mu_n^* n \exp(-q\varphi_s/2kT).$$

Відповідно для поверхневого опору отримаємо такий вираз

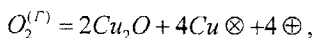
$$R = \frac{1}{\sqrt{2} L_D q \mu_n^* n \exp(-q\varphi_s/2kT)}.$$

Аналогічно можна отримати вираз і для діркового напівпровідника. Він буде мати такий вигляд

$$R = \frac{1}{\sqrt{2} L_D q \mu_p^* p \exp(q\varphi_s/2kT)}.$$

Діркова провідність, наприклад, окису міді обумовлена надлишковим вмістом кисню відносно стехіометрії. Механізм відступу від стехіометричного складу можна представити таким чином. Спочатку молекула кисню хемосорбується на поверхні  $Cu_2O$ . Сили хемосорбції розривають цю молекулу на атоми при участі чотирьох електронів з  $Cu_2O$ , в результаті чого атоми кисню перетворюються на псевдоіони. Одночасно чотири іони  $Cu^+$  переходять з об'єму окису міді на поверхню, утворюючи там з іонами кисню продовження решітки  $Cu_2O$ . Таким чином, кожній молекулі  $O_2$ , що хемосорбується, всередині кристала окису міді відповідають вакансії чотирьох іонів  $Cu^+$  та чотирьох електронів, тобто виникають чотири дірки [78].

Користуючись позначеннями Шоттки для реакцій твердих тіл, описаний процес можна виразити рівнянням



де  $Cu \otimes$  - вакансії в підрешітці  $Cu^+$ ;  $\oplus$  - дірки.

Використовуючи закон діючих мас до рівняння невлорядкованості окису міді отримаємо

$$K = \frac{[Cu \otimes]^4 [\oplus]^4}{[O_2]}. \quad (2.10)$$

Згідно з механізмом добудови решітки  $Cu_2O$  та рівнянням (2.10), концентрація вакансії  $Cu \otimes$  і концентрація дірок

$$[Cu \otimes] = [\oplus] = KP_{O_2}^{1/8},$$

де молярна концентрація кисню замінена його парціальним тиском  $P_{O_2}$ . Провідність окису міді приблизно можна вважати пропорційною концентрації дірок. Тому залежність питомої провідності від тиску кисню в  $Cu_2O$  виразиться [78]

$$\sigma = const [\oplus] = const P_{O_2}^{1/8}.$$

Знайдена дослідним шляхом залежність електропровідності окису міді від тиску кисню має вигляд

$$\sigma = \text{const} P_{O_2}^{1/7},$$

що добре узгоджується з механізмом неупорядкованості в кристалах  $Cu_2O$ .

На рис. 2.2 наводиться залежність електропровідності  $Cu_2O$  від парціального тиску кисню. Приріст електропровідності зі збільшенням парціального тиску кисню відповідний для окислів з дірковою провідністю [78].

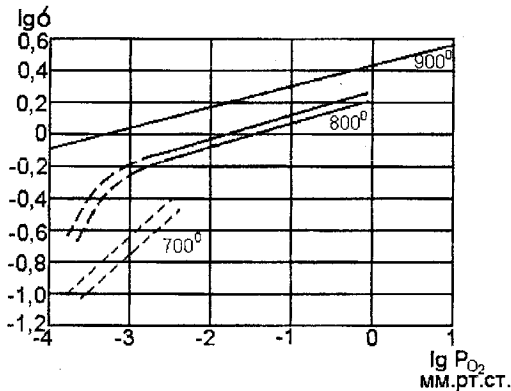
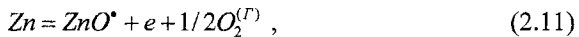


Рис. 2.2. Залежність електропровідності окису міді від тиску кисню при 700–900 °С

Окис цинку є напівпровідником  $n$ -типу, донорами в якому слугують надлишкові від стехіометрії атоми цинку. Найбільш вірогідний механізм дисоціації окису цинку, що пояснює його тип провідності та падіння електропровідності з підвищенням тиску кисню, може бути представлено рівнянням



де  $ZnO^{\bullet}$  – однозарядний іон цинку у міжвузлії;  $e$  – електрон.

Використовуючи закон діючих мас до рівняння дисоціації, отримаємо

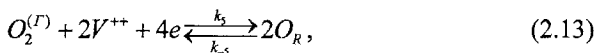
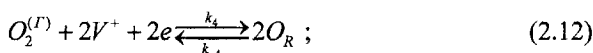
$$K = [ZnO^{\bullet}][e][O_2]^{1/2} \text{ чи } [ZnO^{\bullet}][e] = K P_{O_2}^{-1/2}.$$

Оскільки концентрація електронів провідності дорівнює концентрації одновалентних іонів цинку в міжвузлії, то

$$[e]^2 = KP_{O_2}^{-1/2} \text{ та } [e] = KP_{O_2}^{-1/4}.$$

Оскільки електропровідність пропорційна концентрації електронів провідності  $[e]$ , то питома провідність в інтервалі температур, в якому діє описаний механізм дисоціації, повинна залежати від тиску кисню, тобто  $\sigma = \text{const}P_{O_2}^{-1/4}$  [78].

Отже на поверхні окису металу, що є напівпровідником  $n$ -типу, панує певний дефіцит на атоми кисню. Кожна така киснева вакансія поставляє один або два електрони на рівень провідності, залежно від того прості ( $V^+$ ) чи подвійні ( $V^{++}$ ) дірки були іонізовані. Кисень адсорбується з повітря та встановлюється тимчасово на регулярному місці кисню на поверхні окису металу. При цьому дірки зникають та крім того знов два електрони відхиляються від рівня провідності. Запишемо тоді рівняння дисоціації для обох випадків в загальному вигляді [79]



де  $O_R$  це адсорбований атом кисню на регулярному місці кисню на поверхні окису металу.

Швидкість реакцій при зменшенні концентрацій електронів  $n_S$  на поверхні для обох випадків має вигляд [79]

$$\frac{1}{2} \frac{dn_S}{dt} = k_4 [O_2^{(r)}] [V^+]^2 n_S^2 - k_{-4} [O_R]^2; \quad (2.14)$$

$$\frac{1}{4} \frac{dn_S}{dt} = k_5 [O_2^{(r)}] [V^{++}]^2 n_S^4 - k_{-5} [O_R]^2. \quad (2.15)$$

У стані рівноваги  $dn_S/dt = 0$ . Для концентрацій ( $V^+$ ) та ( $V^{++}$ ) будемо мати такі вирази:

$$[V^+] = (k_{-4}/k_4)^{1/2} ([O_R]/n_S) [O_2^{(r)}]^{-1/2}; \quad (2.16)$$

$$[V^{++}] = (k_{-5}/k_5)^{1/2} ([O_R]/n_S^2) [O_2^{(r)}]^{-1/2}. \quad (2.17)$$

З основи нейтральності випливає

$$2[V^{++}] + [V^+] = n_S. \quad (2.18)$$

Для випадку, коли прості іонізовані дірки далі переважають, тобто  $[V^+] \gg [V^{++}]$ , рівноважна концентрація, описана за допомогою парціального тиску кисню, має вигляд

$$n_S^{(S)} = (k_{-4}/k_4)^{1/4} [O_R]^{1/2} [O_2^{(r)}]^{-1/4}, \quad (2.19)$$

для випадку  $[V^+] \ll [V^{++}]$  маємо такий вираз

$$n_S^{(S)} = (4k_{-5}/k_5)^{1/6} [O_R]^{1/3} [O_2^{(r)}]^{-1/6}. \quad (2.20)$$

Поверхнева провідність  $\sigma_S$  окису металу визначається як сума, яка складається з поверхневої провідності, що залежить від тиску кисню  $\sigma_S^{(S)}$  та поверхневої провідності, яка не залежить від тиску кисню  $\sigma_S^{(O)}$ . Вважається, що якщо рухливість електронів на поверхні не змінюється завдяки адсорбції газу, тоді вираз для загальної поверхневої провідності [79]

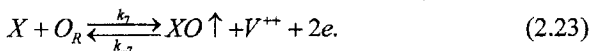
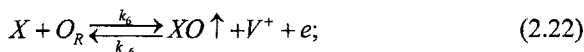
$$\sigma_S = \sigma_S^{(O)} + \sigma_S^{(S)} = e\mu_e (n_S^{(O)} + n_S^{(S)}), \quad (2.21)$$

де  $n_S^{(O)}$  – концентрація електронів на поверхні, які виникають наприклад завдяки центрам домішок;  $n_S^{(S)}$  – концентрація електронів, що визначається з формул (2.10) та (2.11) відповідно, з яких видно, що концентрація  $n_S^{(S)}$  залежить від парціального тиску кисню  $[O_2^{(r)}]^{-1/4}$  та  $[O_2^{(r)}]^{-1/6}$ , степінь якого визначається від того один чи два електрони переходять на рівень провідності при утворенні дірки.

Крім того, необхідно розглянути зв'язок між провідністю та парціальним тиском газу, що діє на поверхню окису металу [105].



Молекула газу  $X$  реагує на поверхні окису з адсорбованим атомом кисню. При цьому молекула газу окислюється  $XO$ . Далі  $XO$  десорбує від поверхні. Десорбований кисень залишає після себе на поверхні знов кисневі вакансії, які притягують один чи два електрони, що підвищує електричну провідність [79]



Зміна в часі концентрації електронів, що обумовлена дією газу, має для обох випадків такий вигляд

$$\frac{dn_s^{(X)}}{dt} = k_6 [X][O_R] - k_{-6} [XO][V^+] n_s^{(X)}; \quad (2.24)$$

$$\frac{dn_s^{(X)}}{dt} = k_7 [X][O_R] - k_{-7} [XO][V^{++}] (n_s^{(X)})^2. \quad (2.25)$$

Отже, при дії газу на поверхню окису металу виникає додаткова концентрація, що визначається з таких виразів:

$$n_s^{(X)} = (k_6 / k_{-6})^{1/2} ([O_R] / [XO])^{1/2} [X]^{1/2}; \quad (2.26)$$

$$n_s^{(X)} = (2 \cdot k_7 / k_{-7})^{1/3} ([O_R] / [XO])^{1/3} [X]^{1/3}. \quad (2.27)$$

Загальна провідність  $\sigma_s$  окису металу під впливом концентрації газу  $[X]$  буде визначатись з такого виразу [79]:

$$\delta_s = \delta_s^{(O)} + \delta_s^{(S)} + \delta_s^{(X)} = e\mu_e (n_s^{(O)} + n_s^{(S)} + n_s^{(X)}). \quad (2.28)$$

А опір окису металу від дії концентрації газу буде змінюватись таким чином для першого випадку

$$R = \frac{1}{e\mu_e (n_s^{(O)} + n_s^{(S)} + n_s^{(X)})} = \frac{1}{e\mu_e (n_s^{(O)} + (k_4 / k_{-4})^{1/4} [O_R]^{1/2} [O_2^{(T)}]^{-1/4} + (k_6 / k_{-6})^{1/2} [O_R] / [XO]^{1/2} [X]^{1/2}}, \quad (2.29)$$

і для другого –

$$R = \frac{1}{e\mu_e(n_S^{(O)} + n_S^{(S)} + n_S^{(X)})} =$$

$$= \frac{1}{e\mu_e(n_S^{(O)} + (4k_5/k_{-5})^{1/6}[O_R]^{1/3}[O_2^{(T)}]^{-1/6} + (2k_7/k_{-7})^{1/3}[O_R]/[XO]^{1/3}[X]^{1/3}}$$

Для відносної зміни опору при дії газу для випадку  $[V^+] \gg [V^{++}]$  маємо такий вираз:

$$\frac{\Delta R_S}{R_S} = \frac{R_S^{(O)} + R_S^{(S)}}{R_S^{(X)}} = \frac{n_S^{(O)} + (k_4/k_{-4})^{1/4} \cdot [O_R]^{1/2} \cdot [O_2^{(T)}]^{-1/4}}{(k_6/k_{-6})^{1/2} \cdot ([O_R]/[XO])^{1/2} \cdot [X]^{1/2}} \quad (2.30)$$

та для випадку  $[V^+] \ll [V^{++}]$

$$\frac{\Delta R_S}{R_S} = \frac{R_S^{(O)} + R_S^{(S)}}{R_S^{(X)}} = \frac{n_S^{(O)} + (4k_5/k_{-5})^{1/6} \cdot [O_R]^{1/3} \cdot [O_2^{(T)}]^{-1/6}}{(2k_7/k_{-7})^{1/3} \cdot ([O_R]/[XO])^{1/3} \cdot [X]^{1/3}} \quad (2.31)$$

Отже, отримані основні вирази залежності опору окису металу від концентрації газу, які можна практично застосовувати в сенсорах газу. Якщо на молекулу газу  $[X]$  витрачено тільки один кисневий атом, то додаткова провідність  $\delta_S^{(X)}$  залежить від другого кореня парціального тиску, якщо два – то від третього кореня парціального тиску [80]. Отже практичне значення має залежність опору чутливого елемента від впливу концентрації газу, враховуючи залежність опору від парціального тиску газу, наприклад, метану. Для цього випадку визначимо кількість метану в молях, враховуючи, що молярна маса його 16,04 г/моль. При цьому концентрація метану змінюється від 250 ppm до 2000 ppm. Для розрахунків ці значення переводяться в грами.

Далі обраховуємо тиск з відомої формули Менделєєва-Клапейрона, тобто

$$pV = nRT.$$

Оскільки  $ZnO$  віддає один електрон на рівень провідності при утворенні дірки, то його додаткова провідність  $\delta_S^{(X)}$ , що виникає в окисі металу при дії газу, залежить від другого кореня парціального

тиску, тобто  $\delta_S^{(X)} \approx p^{1/2}$ . Отже зробивши відповідні розрахунки, була отримана залежність опору від концентрації метану (рис. 2.3).

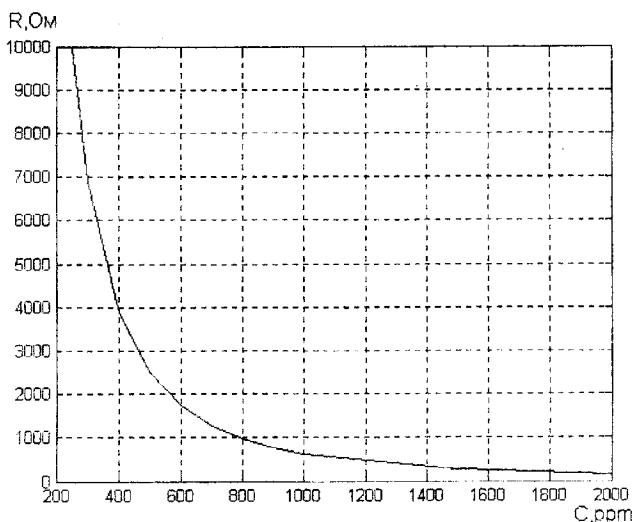


Рис. 2.3. Теоретична залежність опору чутливого елемента на основі окису металу від концентрації метану

#### 2.4. Експериментальні дослідження з визначення поверхневого опору напівпровідників

З чутливим елементом на основі  $ZnO$  були проведені експериментальні дослідження. При проведенні досліду необхідно, щоб виконувалися такі умови [81]:

- температура навколишнього повітря  $(20 \pm 2)^\circ C$ ;
- відносна вологість навколишнього повітря (30–80)%;
- атмосферний тиск (84–106,7) кПа;
- відносна вологість аналізованої суміші 80%;
- напруга на нагрівачі  $(5 \pm 0,05)V$ ;
- опір навантаження в колі вимірювання 1кОм.

Схема контролю параметрів чутливого елемента показана на рис. 2.4.

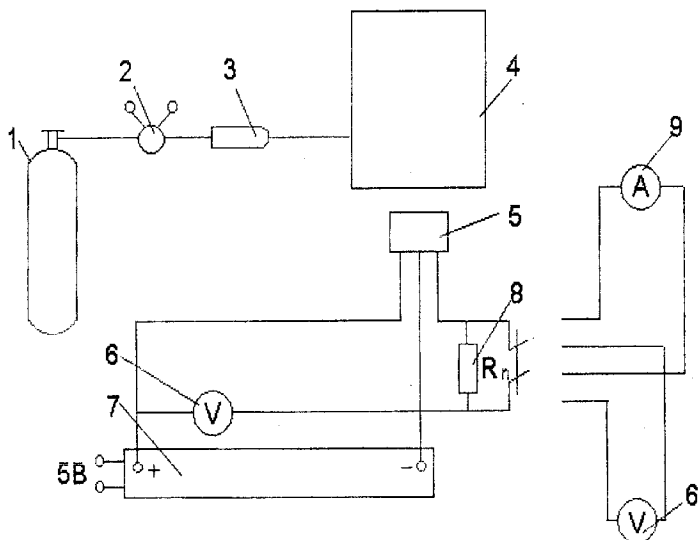


Рис. 2.4. Схема контролю параметрів чутливого елемента на основі окису цинку: 1 – балон з повірочною газовою сумішшю; 2 – редуктор газовий ДГП І-1-65; 3 – ротаметр РМ-А-0,1ГУЗ; 4 – ковпак; 5 – чутливий елемент; 6 – вольтметр В7-27; 7 – джерело живлення ВИП 010; 8 – опір МЛТ 1кОм; 9 – амперметр

Всі визначення опору чутливого елемента проводились шляхом визначення спаду напруги на опорі навантаження при заданому значенні напруги в колі вимірювання (5В). Опір чутливого елемента на основі  $ZnO$  визначався з формули [81]

$$R = R_n \times (U_k / U(R_n) - 1),$$

де  $R$  – опір чутливого елемента при заданому вмісті газу, що аналізується в повітрі, кОм;  $R_n$  – опір навантаження, кОм;  $U_k$  – напруга в колі вимірювання, В;  $U(R_n)$  – падіння напруги на опорі навантаження при заданому вмісті газу, що аналізується в повітрі, В.

Експериментально були отримані такі залежності (рис. 2.5, 2.6) зміни опору чутливого елемента на основі  $ZnO$  від концентрацій метану та ацетилену.

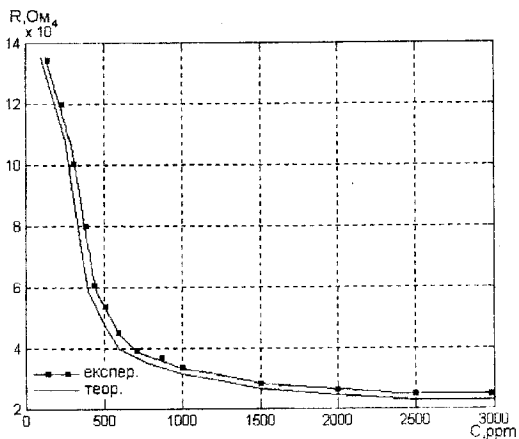


Рис. 2.5. Теоретична та експериментальна залежності опору чутливого елемента на основі  $ZnO$  від концентрації метану

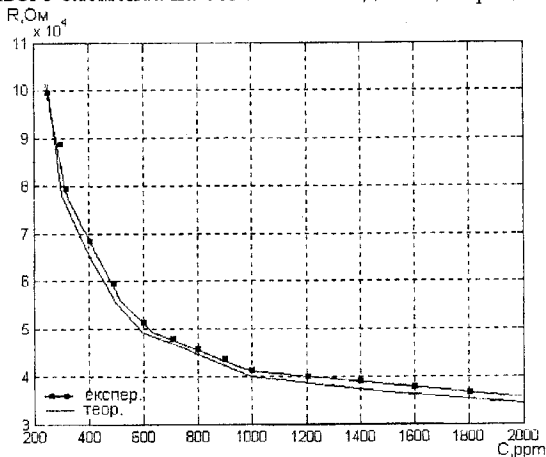


Рис. 2.6. Теоретична та експериментальна залежності опору чутливого елемента на основі  $ZnO$  від концентрації ацетилену

Як видно з наведених рис.2.5 та 2.6 теоретичні та експериментальні залежності майже збігаються.

### **3. ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ**

Аналітичні методи з використанням сенсорів, чутливих до тих чи інших газів, в значній мірі розроблені для вирішення задач контролю і керування більшістю технологічних процесів, що використовуються в промисловості. Потреба в таких чутливих елементах та перетворювачах різко збільшується. Разом з тим стає зрозуміло, що багато з розроблених раніше методів та сенсорів несумісні з сучасною обчислювальною технікою. Тільки з використанням останньої можливі повна автоматизація виробництва та складного експерименту. З розвитком мікропроцесорів та мікро-ЕОМ, що дозволяють зменшити розміри та різко знизити вартість систем обробки інформації, доводиться відмовлятися від багатьох електродів та хімічних сенсорів, що були розроблені раніше [3].

Мініатюризація пристроїв в наш час потребує відмови від старих підходів та залучення нових фізичних та фізико-хімічних явищ. Створення таких приладів неможливе без використання сучасної мікроелектронної технології, яка дозволяє отримати в умовах масового виробництва великі партії дешевих приладів, з одночасним зниженням енергоживлення і матеріаломісткість приладів [3].

Одним з нових напрямків в розробці мікроелектронних перетворювачів концентрацій газу є створення частотних газових перетворювачів на основі напівпровідникових структур з від'ємним опором. Використання принципу "концентрація газу – частота" на основі транзисторних структур з від'ємним опором виключає використання аналого-цифрових перетворювачів при обробці сигналів, що знижує собівартість систем контролю і управління. Крім того, частотні мікроелектронні газові перетворювачі поєднують як простоту так і універсальність, які властиві аналоговим пристроям, а також точність і заводостійкість, що характерні для перетворювачів з кодовим виходом, мають високу чутливість до вимірювальних параметрів, малу масу, габарити, інформаційну, конструктивну і технологічну сумісність з мікроелектронними засобами обробки інформації. Що і є перевагою їх перед існуючими перетворювачами концентрації газу [60–62].

З метою вивчення властивостей частотних перетворювачів концентрації газу насамперед необхідно розробити математичні моделі, за допомогою яких можна отримати як залежності вольтамперної характеристики, так і активної і реактивної складових

повного опру структури, частоти генерації від впливу газу, від режимів живлення, виконати експериментальні дослідження, які б підтвердили справедливість теоретичних положень. Ці питання розглядаються у розділі.

### 3.1. Визначення вольт-амперної характеристики перетворювача концентрацій газу на основі двох біполярних транзисторів

Визначення вольт-амперної характеристики перетворювача концентрації газу на основі транзисторної структури є суттєвим питанням, оскільки на цій характеристиці вибирається робоча точка, що обумовлює самозбудження і стійкість роботи генератора електричних коливань перетворювача.

Схема частотного перетворювача концентрації газу, який складається з двох біполярних транзисторів  $VT1$   $VT2$ , живлення яких здійснює джерело напруги  $U1$ , показана на рис. 3.1. В якості чутливого до газу елемента використано напівпровідниковий резистивний сенсор  $R_r$  на основі окису металу. У такому сенсорі, як було показано вище, при взаємодії напівпровідника з газом змінюється провідність. Ці явища базуються на ефекті хемосорбції й оборотного каталізу.

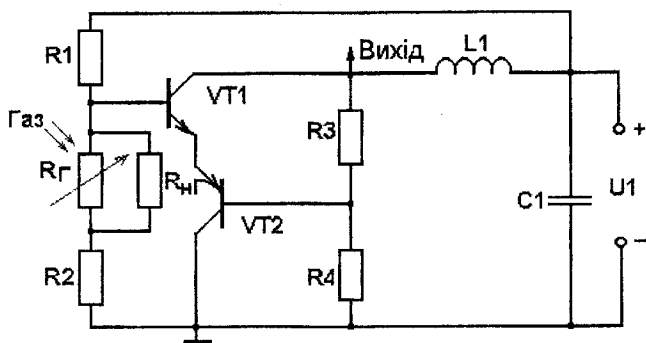


Рис. 3.1. Електрична схема перетворювача на основі двох біполярних транзисторів

Для визначення вольт-амперної характеристики перетворювача розглядається еквівалентна схема за постійним струмом (рис. 3.2). Визначення аналітичної залежності ВАХ надасть можливість

переконатись в існуванні від'ємного опору, що відповідає спадній ділянці вольт-амперної характеристики.

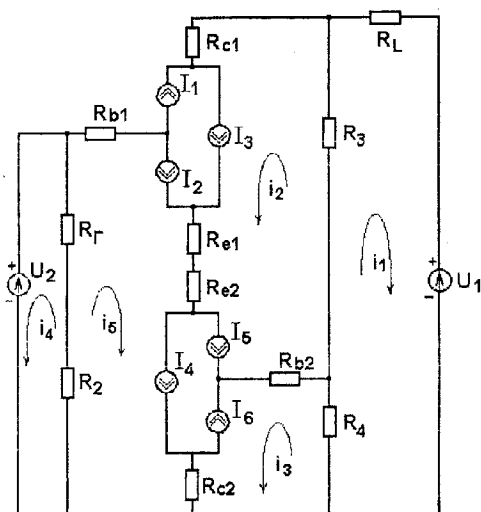


Рис. 3.2. Еквівалентна схема перетворювача для постійного струму

Елементи еквівалентної схеми описуються такими величинами:  $R_b$  – опір бази;  $R_c$  – опір колекторного переходу;  $R_e$  – опір емітерного переходу;  $R_2$  – опір дільника;  $R_Г$  – опір газочутливого резистивного елемента;  $R_3$ ,  $R_4$  – опори дільника;  $R_L$  – опір індуктивного контуру.

Джерела струмів  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$ ,  $I_5$ ,  $I_6$  описуються виразами [82, 83]:

$$I_1 = I_{bc1} / \beta_i; \quad I_2 = I_{be1} / \beta_N; \quad I_3 = \beta_N I_{едиф1} + \beta_i I_{сдиф1}; \quad I_4 = \beta_N I_{едиф2} + \beta_i I_{сдиф2};$$

$$I_5 = I_{bc2} / \beta_N; \quad I_6 = I_{bc2} / \beta_i;$$

де  $I_{bc}$ ,  $I_{be}$  – струм база-колектор та струм база-емітер;  $\beta_i$  – статистичний коефіцієнт передачі струму в інверсному режимі;  $\beta_N$  – статистичний коефіцієнт передачі струму в нормальному режимі;  $I_{едиф}$  – дифузійна складова емітерного струму;  $I_{сдиф}$  – дифузійна складова колекторного струму.

Струми база-емітер  $I_{be}$  і база-колектор  $I_{bc}$  описуються виразами [82]:



$$I_{be} = I_{beo}[\exp(U_{be}/(m_e \cdot \varphi_T)) - 1]; \quad I_{bc} = I_{bco}[\exp(U_{bc}/(m_c \cdot \varphi_T)) - 1],$$

де  $I_{beo}$ ,  $I_{bco}$  – теплові струми емітерного і колекторного переходів;  $U_{be}$ ,  $U_{bc}$  – напруги на переходах база-емітер та база-колектор;  $m_e$ ,  $m_c$  – коефіцієнти неідеальності транзисторів;  $\varphi_T$  – температурний потенціал.

Дифузійна складова емітерного та колекторного струмів описуються виразами [83]:

$$I_{едиф} = I_{beo}[\exp(U_{be}/(m_e \cdot \varphi_T)) - 1]; \quad I_{сдиф} = I_{bco}[\exp(U_{bc}/(m_c \cdot \varphi_T)) - 1].$$

Опір бази визначається як сума двох складових [84]

$$R_b = R_{bo} + R_{so}, \quad (3.1)$$

де  $R_{bo}$  – омичний опір матеріалу бази;  $R_{so}$  – дифузійний опір.

Омичний опір матеріалу бази визначається з формули

$$R_{bo} = \rho \left( \frac{1}{2W} + \frac{l}{aW_1} \right), \quad (3.2)$$

де  $\rho$  – питомий опір матеріалу бази;  $a$ ,  $l$ ,  $W$ ,  $W_1$  – ширина, довжина та товщина активної та пасивної частини базової області транзистора.

Дифузійний опір  $R_{so}$  визначається з формули

$$R_{so} = \frac{kT}{2qI_e(1 - h_{12b})}. \quad (3.3)$$

З врахуванням (3.2) та (3.3) формула (3.1) набуває вигляду

$$R_{so} = \rho \left( \frac{1}{2W} + \frac{l}{aW_1} \right) + \frac{kT}{2qI_e(1 - h_{12b})}. \quad (3.4)$$

Опір емітера визначається згідно з [84]

$$R_e = \frac{k\Gamma}{qI_e}$$

Опір колекторного переходу визначається виразом [84]

$$R_c = \frac{WU_c}{I_e d_c (1 - h_{21b})},$$

де  $W$  – ширина бази;  $d_c$  – шар об'ємного заряду колекторного переходу;  $h_{21b}$  – коефіцієнт передачі струму.

Рівняння Кірхгофа, згідно з напрямками вибраних контурних струмів, мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= (R_L + R_3 + R_4)i_1 + R_4(i_3 - I_{bc2} + I_{be2} - I_{T2}) + \\ &+ R_3(i_2 + I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1} + I_{be2} - I_{T2} - I_{bc2}); \\ 0 &= (R_{c1} + R_{e1} + R_{e2} + R_{b2} + R_3)(i_2 + I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1} + I_{be2} - I_{T2} - I_{bc2}) + \\ &+ (R_{be1} + R_{be2})(i_5 + I_{be1} - I_{T1} - I_{bc1} + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}) - \\ &- R_{b2}(i_3 - I_{T2} - I_{bc2} + I_{be2}) + R_3 i_1; \\ 0 &= (R_{c2} + R_{b2} + R_4)(i_3 - I_{T2} - I_{bc2} + I_{be2}) + R_{c2}(i_5 + I_{be1} - I_{T1} - I_{bc1} + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}) + \\ &+ R_4 i_1 - R_{b2}(i_2 + I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1} - I_{T2} - I_{bc2} + I_{be2}); \\ U_2 &= (R_{T1} + R_2)i_4 + (R_{T1} + R_2)(i_5 + I_{be1} - I_{T1} - I_{bc1} + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}); \\ 0 &= (R_{T1} + R_2 + R_{b1} + R_{e1} + R_{e2} + R_{c2})(i_5 + I_{be1} - I_{T1} - I_{bc1} + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}) + \\ &+ (R_{be1} + R_{be2})(i_2 + I_{bc1} + I_{T1} - I_{be1} + I_{be2} - I_{T2} - I_{bc2}) + R_{c2}(i_3 - I_{T2} - I_{bc2} - I_{be2}). \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

Для спрощення запису системи рівнянь введемо позначення:

$$\begin{aligned} N_1 &= R_L + R_3 + R_4; & N_2 &= R_{c1} + R_{e1} + R_{e2} + R_{b2} + R_3; \\ N_3 &= R_{e1} + R_{e2}; & N_4 &= R_{T1} + R_2 + R_{b1} + R_{e1} + R_{e2} + R_{c2}; \\ N_5 &= R_{T1} + R_2; & N_6 &= R_{c2} + R_{b2} + R_4; \\ I_1 &= -I_{T2} + I_{be2} - I_{bc2}; & I_2 &= I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1} + I_{be2} - I_{T2} - I_{bc2}; \\ I_3 &= I_{T1} - I_{be1} + I_{bc1}, & & \end{aligned} \quad (3.6)$$

тоді система рівнянь (3.5) набуває вигляду

$$\left. \begin{aligned}
 U_1 &= N_1 i_1 + R_4 i_3 + R_4 I_1 + R_3 i_2 + R_3 I_2; \\
 0 &= N_2 i_2 + N_2 I_2 + N_3 i_5 - N_3 I_2 - R_{b1} i_3 - R_{b1} I_1 + R_3 i_1; \\
 0 &= N_6 i_3 + N_6 I_1 + R_{c2} i_5 - R_{c2} I_2 + R_4 i_1 - R_{b2} i_2 - R_{b2} I_2; \\
 U_2 &= N_5 i_4 + N_5 i_5 - N_5 I_2; \\
 0 &= N_4 i_5 - N_4 I_2 + N_3 i_2 + N_3 I_2 + R_{c2} i_3 + R_{c2} I_1.
 \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Введемо такі позначення

$$\begin{aligned}
 D_1 &= U_1 - R_4 I_1 - R_3 I_2; \\
 D_2 &= -N_2 I_2 + R_{c1} I_1 + N_3 I_2 + R_{b2} I_1; \\
 D_3 &= N_4 I_2 - R_{b1} I_3 - N_3 I_2 - R_{c2} I_1; \\
 D_4 &= U_2 + N_5 I_2; \\
 D_5 &= -N_6 I_1 + R_{c2} I_2 - R_{b2} I_2.
 \end{aligned}$$

Система рівнянь (3.7) набуває вигляду

$$\left. \begin{aligned}
 D_1 &= N_1 i_1 + R_4 i_3 + R_3 i_2; \\
 D_2 &= N_2 i_2 + N_3 i_5 - R_{b2} i_3 + R_3 i_1; \\
 D_3 &= N_6 i_3 + R_{c2} i_5 + R_4 i_1 - R_{b2} i_2; \\
 D_4 &= N_5 i_4 + N_5 i_5; \\
 D_5 &= N_4 i_5 + N_3 i_2 + R_{c2} i_3.
 \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

З п'ятого рівняння системи (3.8) визначимо струм  $i_5$

$$i_5 = \frac{D_5 - N_3 i_2 - R_{c2} i_3}{N_4}. \quad (3.9)$$

З четвертого рівняння системи (3.8) визначимо значення струму  $i_4$ , враховуючи значення струму  $i_5$

$$i_4 = -\frac{N_7 - N_5 N_3 i_2 N_4 - R_{c2} N_5 i_3}{N_4 N_5}, \quad (3.10)$$

де  $N_7 = -D_4 N_4 + N_5 D_5 N_4$ .

З третього рівняння системи (3.8) визначимо значення струму  $i_3$ , враховуючи значення струму  $i_5$

$$i_3 = -\frac{(N_8 + N_9 i_2 - R_{b2} i_1) N_4}{N_{10}}, \quad (3.11)$$

де  $N_8 = -D_3 + R_{c2} D_5$ ;  $N_9 = R_4 - R_{c2} N_3$ ;  $N_{10} = R_{c2}^2 + N_6 N_4$ .

З першого рівняння системи (3.8) визначимо струм  $i_2$ , підставляючи значення струмів  $i_5$  та  $i_3$ , тобто

$$i_2 = -\frac{N_{11} + N_{12} i_1}{N_{13}}, \quad (3.12)$$

де  $N_{11} = -D_2 N_{10} + N_3 D_5 N_{10} + N_3 R_{c2} N_8 + R_{b2} N_4 N_8$ ;

$N_{12} = -N_3 R_{c2} R_{b2} - R_{b2}^2 N_4 + R_3 N_{10}$ ;

$N_{13} = N_2 N_{10} - N_3^2 N_{10} + N_3 R_{c2} N_9 + R_{b2} N_9 N_4$ .

З першого рівняння системи (3.8), використовуючи (3.11), (3.12) розрахуємо значення струму  $i_1$ , який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми перетворювача за постійним струмом (рис. 3.2), тобто

$$i_1 = \frac{N_{14} N_{13}}{N_{15}}, \quad (3.13)$$

де  $N_{14} = D_1 N_{10} + R_4 N_4 N_8 - R_4 N_4 N_9 N_{11} + R_3 N_{11} N_{10}$ ;

$N_{15} = N_1 N_{13} N_{10} - R_4 N_4 N_9 N_{12} + R_4 N_4 R_{b2}^2 N_{13} + R_3 N_{12} N_{10}$ .

Згідно з виразом (3.13) розраховано вольт-амперну характеристику перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів.

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури з від'ємним опором. В гібридній інтегральній схемі були застосовані кристали біполярних транзисторів ВFR92 та BF569.

На рис. 3.3 подано теоретичну та експериментальну ВАХ цього перетворювача. З залежностей видно, що при збільшенні напруги керування  $U_2$  збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при  $U_2 = 4,2$  В ділянка від'ємного опору по  $U_2$  лежить від 4,5 до 9 В, при  $U_2 = 4,6$  В від 5 до 11 В, а при  $U_2 = 5$  В вона складає від 5,5 до 11,8 В.

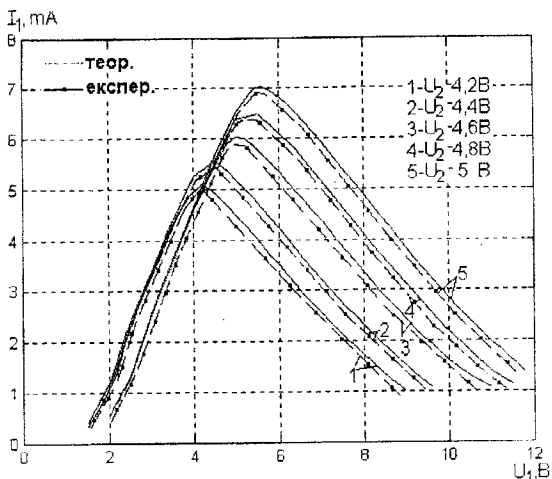


Рис. 3.3. Експериментальна та теоретична ВАХ частотного перетворювача концентрацій газу на основі двох біполярних транзисторів

### 3.2. Розрахунок вольт-амперної характеристики перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів

Електрична схема перетворювача концентрації газу подана на рис. 3.4. Вона складається з польового та біполярного транзисторів, до яких підключений газочутливий резистивний елемент. Принцип дій чутливого елемента описаний у другому розділі. Еквівалентна схема для постійного струму подана на рис. 3.5.

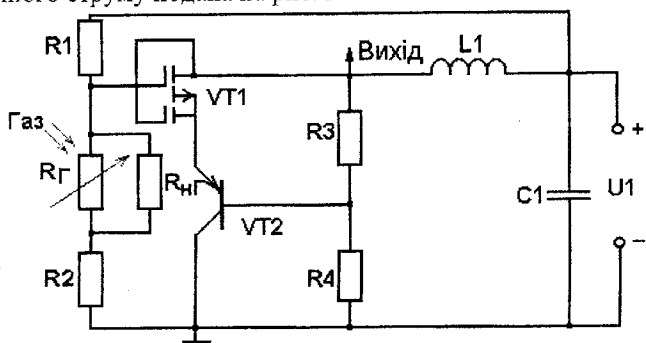


Рис. 3.4. Електрична схема перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів

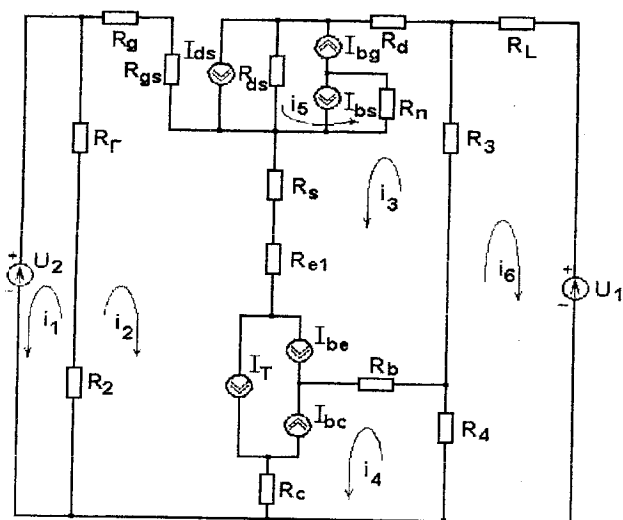


Рис. 3.5. Еквівалентна схема перетворювача за постійним струмом

Елементи еквівалентної схеми описуються такими величинами:  $R_g$  – омичний опір електрода затвора;  $R_{gs}$  – опір між електродами затвора і витоку;  $R_{ds}$  – опір стік-витік;  $R_d$  – опір р-п переходу стоку;  $R_s$  – опір р-п переходу витоку;  $R_n$  – опір підкладки;  $R_b$  – опір бази;  $R_c$  – опір колекторного переходу;  $R_e$  – опір емітерного переходу;  $R_2$  – опір дільника;  $R_T$  – опір газочутливого резистивного елемента;  $R_3$ ,  $R_4$  – опори дільника;  $R_L$  – опір індуктивності коливального контуру;  $I_{ds}$  – струм стік-витік;  $I_{bs}$  і  $I_{bd}$  – струм переходів підкладка-витік та підкладка-стік.

Струми  $I_{bs}$  і  $I_{bd}$  в лінійному режимі, якщо виконується умова  $U_{ds} < (U_{gs} - U_T)$ , визначаються згідно з виразом [82]

$$I_{bs} = I_{ss} (\exp U_{bs} / (NU_T) - 1); \quad (3.14)$$

$$I_{bd} = I_{ss} (\exp U_{bd} / (NU_T) - 1), \quad (3.15)$$

де  $I_{ss}$  – струм насичення р-п переходу підкладки;  $U_{bs}$  – напруга підкладка-витік;  $U_{bd}$  – напруга підкладка-стік;  $N$  – коефіцієнт неідеальності переходу підкладка-стік;  $U_T$  – температурний потенціал р-п переходу.

Статична вихідна характеристика МДН-транзистора в лінійному режимі описується виразом [85]

$$I_{ds} = \frac{\mu \cdot C_0 \cdot W}{L} \left( (U_{gs} - U_T) \cdot U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2} \right), \quad (3.16)$$

де  $L$  – довжина каналу;  $W$  – ширина каналу;  $\mu$  – рухливість носіїв в каналі;  $C_0$  – питома ємність оксиду;  $U_{gs}$  – напруга затвор-витік;  $U_{ds}$  – напруга стік-витік;  $U_T$  – порогова напруга.

Вираз для порогової напруги МДН-транзистора для аналітичних моделей має вигляд [85]

$$U_T = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_B - \frac{Q_S}{C_0} + \frac{1}{C_0} \sqrt{4\epsilon_s \cdot q \cdot N_A \cdot \varphi_B}, \quad (3.17)$$

де  $Q_S$  – питомий поверхневий заряд,  $\Phi / m^2$ ;  $\epsilon_s$  – відносна електрична проникність напівпровідника;  $N_A$  – концентрація домішок.

Потенціал Фермі, що входить у вираз (3.17), описується таким чином

$$\varphi_B = \pm kT / q \cdot \ln(N_A / n_i). \quad (3.18)$$

Струм стоку в режимі насичення при  $U_{ds} \geq (U_{gs} - U_T)$  описується формулою [85]

$$I_{ds_{sat}} = \frac{\mu \cdot C_0 \cdot W}{6L} \left( (U_{ds_{sat}} + 2\varphi_B)^2 + U_{gs} (U_{ds_{sat}} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B (U_{gs} - \varphi_B - \frac{4}{3} K \varphi_B^{1/2}) \right), \quad (3.19)$$

де

$$U_{ds_{sat}} = U_{gs} - 2\varphi_B + K^2 (1 - (1 + 2U_{gs} / K^2)^{1/2}); \quad (3.20)$$

$$K = (\epsilon_s q N_A / C_0)^{1/2}. \quad (3.21)$$

Опір стік-витік  $R_{ds}$  в лінійній області визначається з виразу [85]

$$R_{ds} = \frac{L}{W \mu C_0} (U_{gs} - U_T), \quad (3.22)$$

а в області насичення –

$$R_{ds} = \frac{12 \left[ L(U_d - U_{ds_{SAT}})^{1/2} - 2(\varepsilon_s / qN_A)^{1/2} (U_d - U_{ds_{SAT}}) \right]}{W \mu C_0 (2\varepsilon_s / qN_A)^{1/2}} \times \quad (3.23)$$

$$\times \frac{1}{(U_{ds_{SAT}} + 2\varphi_B)^2 + U_{gs} (U_{ds_{SAT}} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B (U_{gs} - \varphi_B - 4/3K\varphi_B^{1/2})}$$

де  $U_{il}$  – напруга на стокові;  $U_{ds_{SAT}}$  – напруга стік-витік в режимі насичення.

Згідно з цією схемою і напрямком контурних струмів, система рівнянь Кірхгофа має вигляд

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= (R_T + R_2)i_1 + (R_T + R_2)(i_2 + I_T + I_{bc} - I_{be}); \\ 0 &= (R_c + R_e + R_s + R_{gs} + R_g + R_2 + R_T)(i_2 + I_T + I_{bc} - I_{be}) + \\ &+ (R_s + R_e)(i_3 - I_T - I_{bc} + I_{be} + I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + R_c(i_4 - I_T - I_{bc} + I_{be}) + (R_T + R_2)i_1; \\ 0 &= (R_d + R_{ds} + R_s + R_e + R_b + R_3)(i_3 - I_T - I_{bc} + I_{be} + I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + \\ &+ R_{ds}(i_5 + I_{ds} - I_{bg} + I_{bs}) + (R_s + R_e)(i_2 + I_T + I_{bc} - I_{be}) + R_3 i_6 - R_b(i_4 - I_T - I_{bc} + I_{be}); \\ 0 &= (R_c + R_b + R_4)(i_4 - I_T - I_{bc} + I_{be}) + R_c(i_2 + I_T + I_{bc} - I_{be}) - \\ &- R_b(i_3 + I_{be} - I_T - I_{bc} + I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + R_4 i_6; \\ 0 &= R_{ds}(i_5 + I_{ds} - I_{bg} + I_{bs}) + R_{ds}(i_3 + I_{be} - I_T - I_{bc} + I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + \\ &+ R_T(i_5 - I_{ds} - I_{bs} - I_{bg}); \\ U_1 &= (R_3 + R_4 + R_T)i_6 + R_3(i_3 + I_{be} - I_T - I_{bc} + I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + R_4(i_4 - I_T - I_{bc} + I_{be}). \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

Для спрощення запису рівняння (3.24) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned} N_1 &= R_T + R_2; & I_1 &= I_T + I_{bc} - I_{be}; \\ N_2 &= R_c + R_e + R_s + R_{gs} + R_g + R_2 + R_T; & I_2 &= I_{ds} - I_{bg} + I_{bs}; \\ N_3 &= R_s + R_e; & I_3 &= -I_{ds} - I_{bs} - I_{bg}; \\ N_4 &= R_d + R_{ds} + R_s + R_e + R_b + R_3; & I_4 &= -I_T - I_{bc} + I_{be} + I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}; \\ N_5 &= R_c + R_b + R_4; & N_6 &= R_3 + R_4 + R_T. \end{aligned} \quad (3.25)$$

З врахуванням позначень (3.25) систему рівнянь (3.24) можна переписати у вигляді



$$\left. \begin{aligned}
 U_2 &= N_1 i_1 + N_1 i_2 + N_1 I_1; \\
 0 &= N_1 i_2 + N_1 I_1 + N_3 i_3 + N_3 I_4 + R_c i_4 - R_c I_1 + N_1 i_1; \\
 0 &= N_4 i_3 + N_4 I_4 + R_{ds} i_5 + R_{ds} I_2 + N_3 i_2 + N_3 I_1 + \\
 &+ R_3 i_6 + R_b i_4 - R_b I_1; \\
 0 &= N_5 i_4 - N_5 I_1 + R_c i_2 + R_c I_1 - R_b i_3 - R_b I_4 + R_4 i_5; \\
 0 &= R_{ds} i_5 + R_{ds} I_2 + R_{ds} i_3 + R_{ds} I_4 + R_n i_6 + R_n I_3; \\
 U_1 &= N_6 i_6 + R_3 i_3 + R_3 I_4 + R_4 i_4 - R_4 I_1.
 \end{aligned} \right\} (3.26)$$

Введемо позначення:

$$\begin{aligned}
 D_1 &= U_2 - N_1 I_1; \\
 D_2 &= -N_1 I_1 - N_3 I_4 + R_c I_1; \\
 D_3 &= -N_4 I_1 - R_{ds} I_2 - N_3 I_1 + R_b I_1, \\
 D_4 &= N_5 I_1 - R_c I_1 + R_b I_4, \\
 D_5 &= -R_{ds} I_2 - R_n I_3, \\
 D_6 &= U_1 - R_3 I_1 + R_4 I_1.
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

З врахуванням (3.27) система рівнянь (3.26) набуває вигляду

$$\left. \begin{aligned}
 D_1 &= N_1 i_1 + N_2 i_2; \\
 D_2 &= N_1 i_2 + N_3 i_3 + R_c i_4 + N_1 i_1; \\
 D_3 &= N_4 i_3 + R_{ds} i_5 + N_3 i_2 + R_3 i_6 + R_b i_4; \\
 D_4 &= N_5 i_4 + R_c i_2 - R_b i_3 + R_4 i_6; \\
 D_5 &= R_{ds} i_5 + R_{ds} i_3 + R_n i_5; \\
 D_6 &= N_6 i_6 + R_3 i_3 + R_4 i_4.
 \end{aligned} \right\} (3.28)$$

З першого рівняння системи (3.28) визначимо струм  $i_1$

$$i_1 = \frac{D_1 - N_2 i_2}{N_1}. \tag{3.29}$$

Підставляючи (3.28) у друге рівняння системи, визначимо струм  $i_2$

$$i_2 = -\frac{N_7 + N_3 i_3 + R_c i_4}{N_8}, \tag{3.30}$$

де  $N_7 = -D_2 + N_1 D_1$ ;  $N_8 = N_1 - N_2$ .

Враховуючи (3.28), з третього рівняння системи визначимо струм  $i_3$

$$i_3 = \frac{N_9 + N_{10}i_4 - R_3N_8i_6 - R_{ds}N_8i_5}{N_{11}}, \quad (3.31)$$

де  $N_9 = D_3N_8 + N_3N_7$ ;  $N_{10} = -N_3R_c - R_bN_8$ ;  $N_{11} = -N_3^2 + N_4N_8$ .

Підставивши (3.29) та (3.31) у четверте рівняння системи (3.28) визначимо струм  $i_4$

$$i_4 = \frac{(N_{12} + N_{13}i_5 + N_{14}i_6)N_{11}}{N_{15}}, \quad (3.32)$$

де  $N_{12} = D_4N_8 + R_cN_7 + R_cN_3N_9 + R_bN_8N_9$ ;

$$N_{13} = -R_cN_3R_3N_8 - R_bN_8^2R_3 - R_4N_8$$
;

$$N_{14} = -R_cN_3R_{ds}N_8 - R_bN_8^2R_{ds}$$
;

$$N_{15} = N_5N_{11}N_8 - R_cN_3N_{10} - R_c^2N_{11} - R_bN_{10}N_8$$
.

Враховуючи (3.31), визначимо з п'ятого рівняння системи (3.28) струм  $i_5$

$$i_5 = -\frac{N_{16} + N_{17}i_6}{N_{18}}, \quad (3.33)$$

де  $N_{16} = -D_5N_{15} + R_{ds}N_9N_{15} + R_{ds}N_{10}N_{12}$ ;  $N_{17} = R_3R_{ds}N_8N_{15} + R_{ds}N_{10}N_{13}$ ;

$$N_{18} = R_{ds}N_{15} + R_{ds}^2N_8N_{15} + R_{ds}N_{10}N_{14} + R_nN_{15}$$
.

З шостого рівняння системи (3.28), підставляючи (3.31), (3.32), розрахуємо значення струму  $i_6$ ,

$$i_6 = \frac{(N_{19} + N_{20})N_{18}}{N_{21} + N_{22}}, \quad (3.34)$$

де  $N_{19} = -D_6N_{15} + R_3N_9N_{15} + R_{ds}R_3N_{16}N_8N_{15} + R_3N_{10}N_{12}$ ,

$$N_{20} = -R_3N_{10}N_{14}N_{16} + R_4N_{11}N_{12} - R_4N_{11}N_{14}N_{16}$$
,

$$N_{21} = -N_6N_{18}N_{15} + R_3^2N_{18}N_8N_{15} - R_3R_{ds}N_{17}N_8N_{15} - R_3N_{10}N_{13}N_{18}$$
,

$$N_{22} = R_3N_{10}N_{14}N_{17} - R_4N_{11}N_{13}N_{18} + R_4N_{11}N_{14}N_{17}$$
.

Згідно з виразом (3.34) розраховано вольт-амперну характеристику перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів.

Для проведення експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури на основі МДН- та біполярного транзисторів. В гібридній інтегральній схемі були застосовані кристали МДН-транзистора BF998 та біполярного транзистора BF569.

На рис. 3.6 подана теоретична та експериментальна ВАХ цього перетворювача. З залежностей видно, що при збільшенні напруги керування  $U_2$  збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при  $U_2 = 2,5$  В ділянка від'ємного опору по  $U_2$  лежить від 2,5 до 4,5 В, при  $U_2 = 4$  В від 4,5 до 7 В, а при  $U_2 = 5$  В вона складає від 5,5 до 14 В.

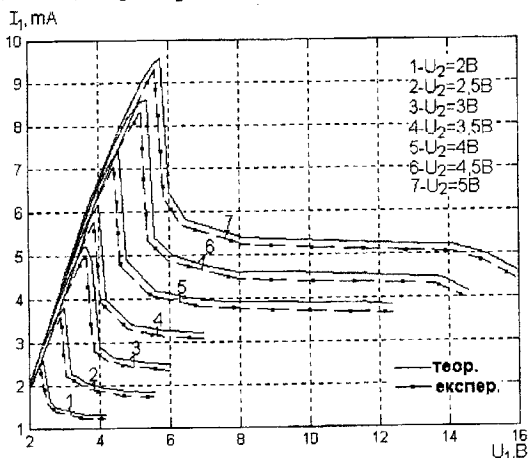


Рис. 3.6 Експериментальна та теоретична ВАХ частотного перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів

### 3.3. Функція перетворення частотного перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів

З метою вивчення властивостей частотного перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів необхідно розробити математичну модель, яка дозволила б отримати аналітичні залежності активної і реактивної складової повного опору на електродах колектор-колектор структури, частоти генерації, функцій перетворення і чутливості від дії певної концентрації газу. Розрахунки зроблені на основі еквівалентної схеми двох біполярних транзисторів,

які складають перетворювач (рис. 3.7). Для зручності розрахунків на рис. 3.8 показано еквівалентну схему.

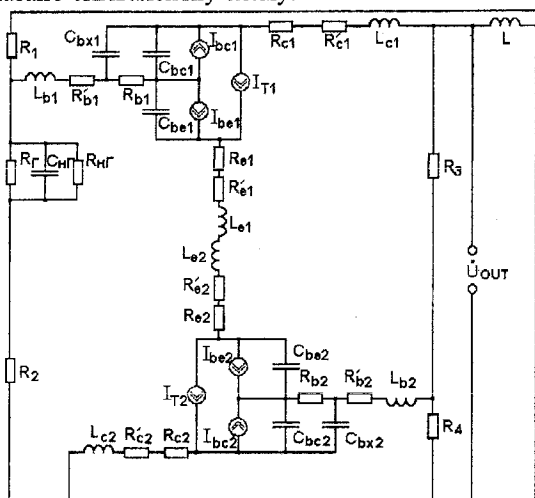


Рис. 3.7. Нелінійна еквівалентна схема частотного перетворювача на основі двох біполярних транзисторів

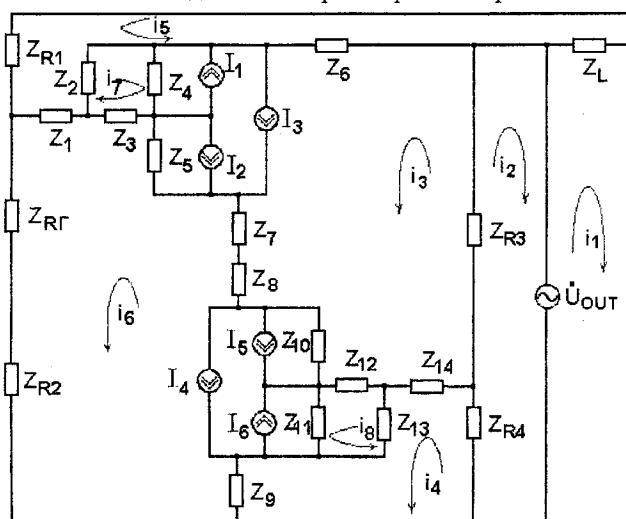


Рис. 3.8. Перетворена нелінійна еквівалентна схема частотного перетворювача на основі двох біполярних транзисторів

Як показано у розділі 3.1, вольт-амперна характеристика має ділянку від'ємного опору, що дозволяє компенсувати втрати енергії в коливальному контурі, який утворений еквівалентною ємністю колектор-колектор транзисторів  $VT1$  та  $VT2$  структури перетворювача (рис. 3.1) і зовнішньою індуктивністю. Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від концентрації газу. Це можливо зробити розв'язавши систему рівнянь Кірхгофа, яка складена для змінного струму на основі еквівалентної схеми (3.8). Вирішення системи рівнянь (3.35) дозволяє отримати величину повного опору на електродах колектор-колектор перетворювача. При розкладі повного опору на дійсну і уявну складові, можна визначити еквівалентну ємність коливального контуру, яка залежить від концентрації діючого газу. Система рівнянь Кірхгофа, згідно з напрямками контурних струмів, має вигляд:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{out} &= Z_L i_1 + Z_L i_5; \\
 \dot{U}_{out} &= (Z_{R3} + Z_{R4}) i_2 + Z_{R3} i_3 + Z_{R4} i_4; \\
 0 &= (Z_4 + Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_{10} + Z_{12} + Z_{14} + Z_{R3}) i_3 + Z_{R3} i_2 - Z_6 i_5 + \\
 &+ Z_4 i_7 + Z_4 I_1 - Z_4 I_3 - (Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{10}) i_6 - Z_5 I_2 - Z_5 I_3 - \\
 &- Z_{10} I_5 - Z_{10} I_4 + Z_{12} i_8 - Z_{14} i_4; \\
 0 &= (Z_9 + Z_{13} + Z_{14} + Z_{R4}) i_4 + Z_{R4} i_2 - Z_{14} i_3 + Z_{13} i_8 - Z_9 i_6; \\
 0 &= (Z_{R1} + Z_1 + Z_2 + Z_6 + Z_L) i_5 + Z_L i_1 - Z_6 i_3 + Z_2 i_7 - Z_1 i_6; \\
 0 &= (Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{10} + Z_{11} + Z_9 + Z_{R2} + Z_{R'}) i_6 - Z_1 i_5 + Z_3 i_7 - \\
 &- (Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{10}) i_3 + Z_5 I_2 + Z_5 I_3 + Z_{10} I_5 + Z_{10} I_4 - Z_{11} I_6 + Z_{11} I_4 + Z_{11} i_8 - Z_9 i_4; \\
 0 &= (Z_2 + Z_3 + Z_4) i_7 + Z_2 i_5 + Z_4 i_3 + Z_3 i_6 + Z_4 I_1 - Z_4 I_3; \\
 0 &= (Z_{11} + Z_{12} + Z_{13}) i_8 + Z_{11} i_6 + Z_{13} i_4 + Z_{12} i_3 - Z_{11} I_6 + Z_{11} I_4,
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

де  $Z_{R1} = R_1$ ;  $Z_1 = R'_{b1} + j\omega L_{b1}$ ;  $Z_2 = -j/(\omega C_{bx1})$ ;  $Z_3 = R_{b1}$ ;  
 $Z_4 = -j/(\omega C_{bc1})$ ;  $Z_5 = -j/(\omega C_{be1})$ ;  $Z_6 = R_{c1} + R'_{c1} + j\omega L_{c1}$ ;  
 $Z_7 = R_{e1} + R'_{e1} + j\omega L_{e1}$ ;  $Z_8 = R_{e2} + R'_{e2} + j\omega L_{e2}$ ;  $Z_9 = R_{c2} + R'_{c2} + j\omega L_{c2}$ ;  
 $Z_{10} = -j/(\omega C_{be2})$ ;  $Z_{11} = -j/(\omega C_{bc2})$ ;  $Z_{12} = R_{b2}$ ;  $Z_{13} = -j/(\omega C_{bx2})$ ;  
 $Z_{14} = R'_{b2} + j\omega L_{b2}$ ;  $Z_{R2} = R_2$ ;  $Z_{R3} = R_3$ ;  $Z_{R4} = R_4$ ;  $Z_L = j\omega L$ ;  
 $Z_{R\Gamma} = R_{\Sigma} / 1 + \omega^2 R_{\Sigma}^2 C_{\mu\Gamma}^2 - jR_{\Sigma}^2 \omega C_{\mu\Gamma} / 1 + \omega^2 R_{\Sigma}^2 C_{\mu\Gamma}^2$ ;  $R_{\Sigma} = R_{\Gamma} \cdot R_{\mu\Gamma} / R_{\Gamma} + R_{\mu\Gamma}$ .

$R_1$  – навантажувальний опір бази  $VT1$ ;  $R'_b$  – омичний опір базового електрода;  $R_b$  – опір бази;  $L_b$  – індуктивність базового електрода;  $C_{bc}$  – ємність колекторного переходу;  $C_{be}$  – ємність емітерного переходу;  $C_{bx}$  – вхідна ємність транзистора;  $R'_c$  – омичний опір колекторного електрода;  $R_c$  – опір колекторного переходу;  $L_c$  – індуктивність колекторного електрода;  $R'_e$  – омичний опір емітерного електрода;  $R_e$  – опір емітерного переходу;  $L_e$  – індуктивність емітерного електрода;  $R_2, R_3, R_4$  – опори подільника;  $L$  – індуктивність коливального контуру;  $R_r$  – опір газочутливого резистивного елемента;  $R_{нг}$  – навантажувальний опір газочутливого резистивного елемента;  $C_r$  – ємність газочутливого резистивного елемента.

Ємність емітерного переходу [83]:

$$C_{be} = C_{едиф} + C_{ебар}; \quad C_{едиф} = \tau / (m_e \cdot \varphi_T) (I_{едиф} - I_{вео});$$

$$C_{ебар} = C_{ебар.о} [U_{кон.е} / (U_{кон.е} - U_e)]^{n_e},$$

де  $C_{едиф}$ ,  $C_{ебар}$  – дифузійна та бар'єрна ємності емітерного переходу;  $\tau$  – ефективний час життя неосновних носіїв бази при нормальному включенні біполярного транзистора;  $C_{ебар.о}$  – бар'єрна ємність емітерного переходу при нульовій напрузі зміщення;  $U_{кон.е}$  – контактна різниця потенціалу емітерного переходу;  $n_e$  – коефіцієнт, який залежить від характеру переходу.

Ємність колекторного переходу [83]:

$$C_{bc} = C_{сдиф} + C_{сбар}; \quad C_{сдиф} = \frac{\tau_i}{m_c \varphi_T} (I_{сдиф} - I_{всо});$$

$$C_{сбар} = C_{сбар.о} [U_{кон.с} / (U_{кон.с} - U_c)]^{n_c},$$

де  $C_{сдиф}$ ,  $C_{сбар}$  – дифузійна та бар'єрна ємності колекторного переходу;  $\tau_i$  – ефективний час життя неосновних носіїв бази при інверсному включенні біполярного транзистора;  $C_{сбар.о}$  – бар'єрна ємність переходу при нульовій напрузі зміщення;  $U_{кон.с}$  – контактна різниця потенціалу колекторного переходу;  $n_c$  – коефіцієнт, який залежить від характеру колекторного переходу.

На основі розв'язання системи рівнянь (3.35) за допомогою пакета прикладних програм "Matlab 6.5" був визначений повний опір на електродах транзисторів  $VT1$  та  $VT2$ . Розрахунки повного опору структури дозволяють отримати всі необхідні теоретичні залежності. На рис. 3.9 показана теоретична та експериментальна залежність активної складової повного опору від напруги живлення при різній напрузі керування. Аналіз ходу кривих показує, що оптимальною ділянкою керування величиною від'ємного опору є інтервал напруг при  $U_2=4,2$  В від 6,5 до 8 В, а при  $U_2=5$  В від 8,5 до 10,5 В.

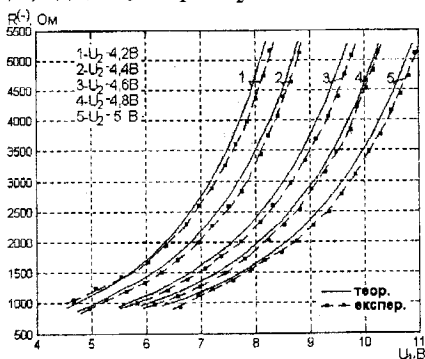


Рис. 3.9. Теоретична та експериментальна залежності активної складової повного опору від напруги живлення  $U_1$

Залежність реактивної складової від напруги живлення при різних напругах керування показана на рис. 3.10. З поданого графіка видно, що реактивна складова зростає, причому при  $U_2=5$  В від 7 до 9,5В це зростання відбувається в більшій мірі.

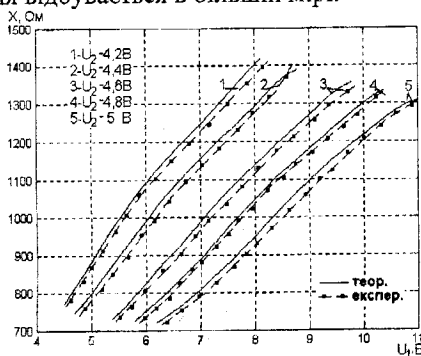


Рис. 3.10. Теоретична та експериментальна залежності реактивної складової від напруги живлення  $U_1$

На рис. 3.11 показана експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення. З рис. 3.11 видно, що частота генерації зменшується із збільшенням напруги живлення. При напрузі керування 5 В генератор тривало генерує та в діапазоні напруг живлення від 6,5 до 9 В має лінійну залежність, тобто режим роботи перетворювача слід обирати в цих діапазонах напруг.

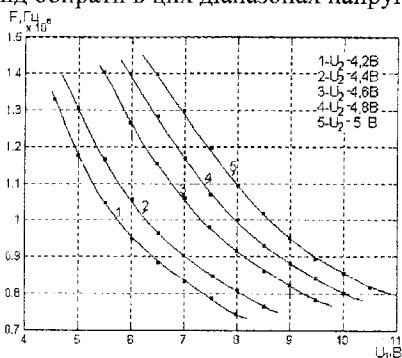


Рис. 3.11. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення  $U_1$

На рис. 3.12 показані теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від зміни концентрації вимірюваного газу. Як видно з рис. 3.12, частота генерації більша в діапазоні від 200 до 1000 ppm, а в діапазоні від 1000 до 5000 ppm змінюється майже лінійно.

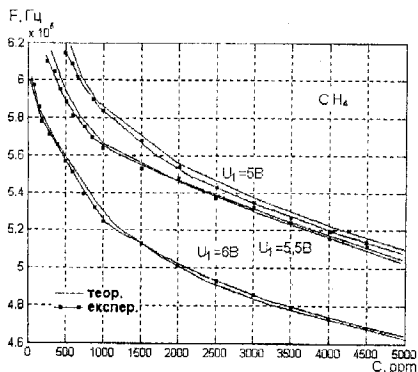


Рис. 3.12. Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від концентрації метану (чутливий елемент фірми Figaro, Японія) при різних напругах живлення  $U_1$



На рис. 3.13 – 3.15 показані експериментальні залежності частоти генерації від концентрації газів метану і пропану, які знімалися з використанням сенсорів типу АЧЕ виробництва України, фірми Figaro, Японія та фірми UST, Німеччина.

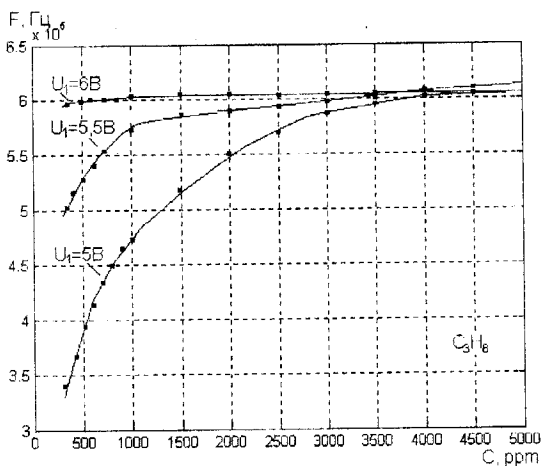


Рис. 3.13. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації пропану (чутливий елемент фірми АЧЕ, Україна) при різних напругах живлення  $U_1$

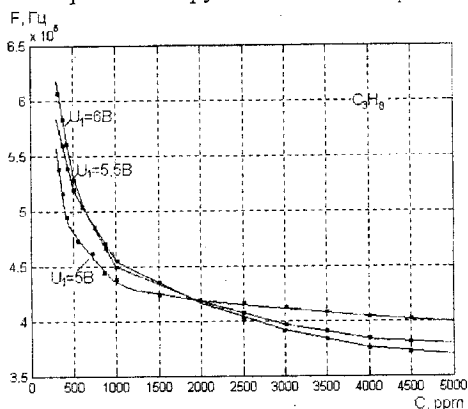


Рис. 3.14. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації пропану (чутливий елемент фірми Figaro, Японія) при різних напругах живлення  $U_1$

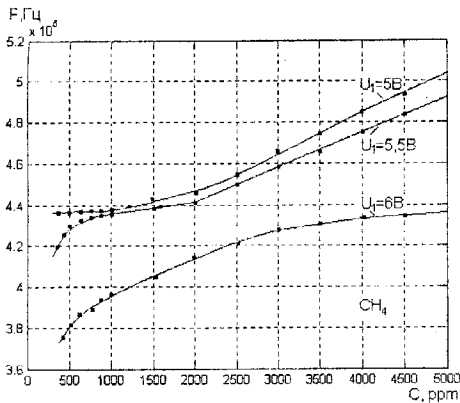


Рис. 3.15. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації метану (чутливий елемент фірми UST, Німеччина) при різних напругах живлення  $U_1$

З еквівалентної схеми (рис. 3.7) був вибраний контур зворотного струму, з якого визначено функцію перетворення. Вона представляє собою залежність частоти генерації від концентрації газу та має вигляд

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4LC_{bx1}(C_{нГ}R_G(C))^2}}{2LC_{bx1}(C_{нГ}R_G(C))^2}}, \quad (3.3)$$

де  $A_1 = (C_{нГ}R_G(C))^2 + R_G^2(C)C_{нГ}C_{bx1} - LC_{bx1}$ .

Графічна залежність функції перетворення в порівнянні з експериментальним її визначенням представлені на рис. 3.12. Чутливість перетворювача визначається на основі виразу (3.36) та описується рівнянням

$$S = \frac{1}{8} \sqrt{2} \left( \frac{2C_{нГ}^2 R_G(C) \frac{\partial R_G(C)}{\partial C} + 2B_3 \frac{\partial R_G(C)}{\partial C} + \frac{1}{2} \frac{4B_1 C_{нГ}^2 R_G(C) \frac{\partial R_G(C)}{\partial C} + 2B_3 \frac{\partial R_G(C)}{\partial C} + 8LB_3}{\sqrt{B_2}}}{LC_{bx1} R_G^2(C) C_{нГ}^2} - 2 \frac{(B_1 + \sqrt{B_2}) \frac{\partial R_G(C)}{\partial C}}{LC_{bx1} R_G^3(C) C_{нГ}^3} \right) / \pi \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_2}}{LC_{bx1} R_G^2(C) C_{нГ}^2}}, \quad (3.37)$$

$$\text{де } B_1 = (C_{нГ} R_{Г}(C))^2 + R_{Г}^2(C) C_{нГ} C_{бх1} - LC_{бх1};$$

$$B_2 = R_{Г}(C) C_{нГ} C_{бх1}; \quad B_3 = B_1^2 + 4LC_{бх1} C_{нГ}^2 R_{Г}^2(C).$$

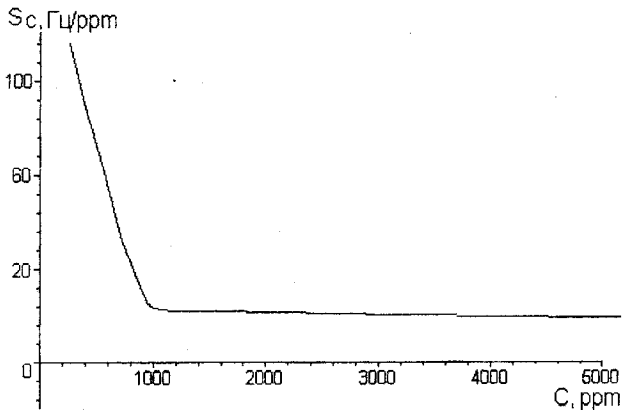


Рис. 3. 16. Залежність чутливості від концентрації газу

Графік залежності чутливості показаний на рис. 3.16. Як видно з графіка найбільша чутливість пристрою лежить в діапазоні від 100 до 500 ррм та складає 100 Гц/ррм, а в діапазоні від 500 до 1000 ррм складає 40 Гц/ррм, від 1000 до 5000 ррм чутливість має значення 15,5 Гц/ррм.

### 3.4. Функція перетворення частотного перетворювача концентрацій газу на основі МДН- та біполярного транзисторів

Для визначення основних властивостей частотного перетворювача концентрацій газу на основі МДН- та біполярного транзисторів необхідно розробити математичну модель, яка дозволила б отримати аналітичні залежності активної і реактивної складової повного опору на електродах стік-колектор структури, частоти генерації, функції перетворення і чутливості від дії певної концентрації газу. Розрахунки зроблені на основі нелінійної еквівалентної схеми біполярного та МДН- транзисторів, які складають перетворювач (рис. 3.17). Для зручності розрахунків розроблено перетворену нелінійну еквівалентну схему перетворювача (рис. 3.18).

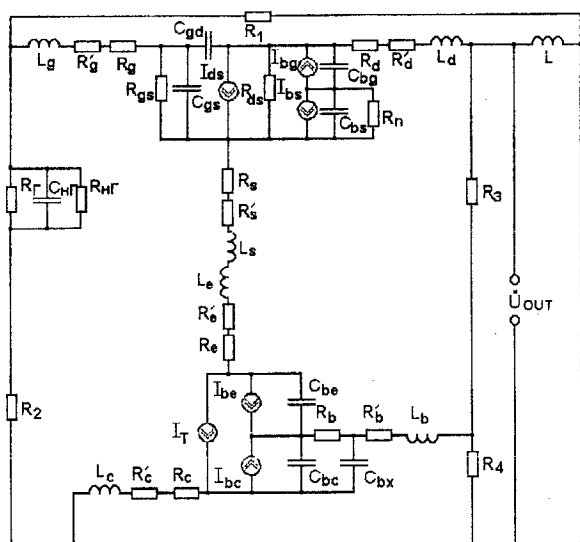


Рис. 3.17. Нелінійна еквівалентна схема частотного перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів

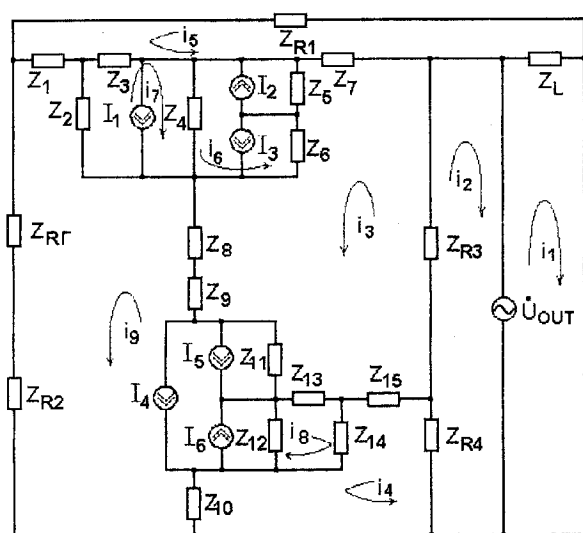


Рис. 3.18. Перетворена нелінійна еквівалентна схема частотного перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів

Перейдемо до визначення функцій перетворення, тобто залежності частоти генерації від концентрації газу, що впливає на перетворювач. Для цього необхідно визначити повний опір, який існує на електродах стік-колектор перетворювача. Еквівалентна схема для розрахунків показана на рис. 3.18. Згідно з напрямком контурних струмів, складемо рівняння Кірхгофа

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{out} &= Z_L i_1 + Z_L i_5; \\
 \dot{U}_{out} &= (Z_{R3} + Z_{R4}) i_2 + Z_{R3} i_3 + Z_{R4} i_4; \\
 0 &= (Z_9 + Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_{11} + Z_{13} + Z_{15} + Z_{R3}) i_3 + Z_{R3} i_2 - Z_7 i_5 - (Z_5 + Z_6) i_6 - \\
 &\quad - (Z_8 + Z_9 + Z_{11}) i_9 + Z_5 (I_1 + I_3 - I_2) + Z_6 (I_1 + I_3 - I_2) - Z_{11} I_5 - Z_{11} I_4 + Z_{13} i_8 - Z_{15} i_4; \\
 0 &= (Z_{10} + Z_{15} + Z_{14} + Z_{R4}) i_4 + Z_{R4} i_2 - Z_{15} i_3 + Z_{14} i_8 - Z_{10} i_9; \\
 0 &= (Z_{R1} + Z_1 + Z_3 + Z_7 + Z_L) i_5 + Z_L i_1 - Z_7 i_3 + Z_3 i_7 - Z_1 i_9 + Z_3 (I_1 + I_3 - I_2); \\
 0 &= (Z_4 + Z_6 + Z_5) i_6 - (Z_6 + Z_5) i_3 + Z_6 (I_1 + I_3 - I_2) + Z_5 (I_1 + I_3 - I_2) + Z_4 i_7 + \\
 &\quad + Z_4 (I_2 - I_1 - I_3); \\
 0 &= (Z_2 + Z_3 + Z_4) i_7 + Z_2 i_9 + Z_4 i_6 + Z_3 i_5 + Z_2 (I_1 + I_3 - I_2) + Z_3 (I_1 + I_3 - I_2) + \\
 &\quad + Z_4 (I_2 - I_1 - I_3); \\
 0 &= (Z_{14} + Z_{12} + Z_{13}) i_8 + Z_{14} i_4 + Z_{13} i_3 + Z_{12} i_9 - Z_{12} I_6 + Z_{12} I; \\
 0 &= (Z_1 + Z_2 + Z_{12} + Z_8 + Z_{10} + Z_{11} + Z_9 + Z_{R2} + Z_{Rr}) i_9 - Z_1 i_5 + Z_2 i_7 - \\
 &\quad - (Z_8 + Z_9 + Z_{11}) i_3 + Z_{12} i_8 - Z_{10} i_4 + Z_2 (I_1 + I_3 - I_2) + Z_{11} I_5 + Z_{11} I_4 + Z_{12} I_4 - Z_{12} I_6,
 \end{aligned}
 \tag{3.38}$$

де

$$\begin{aligned}
 Z_{R1} &= R_1; & Z_1 &= R_g + R'_g + j\omega L_g; & Z_2 &= \frac{R_{gs}}{1 + \omega^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2} - j \frac{\omega R_{gs}^2 C_{gs}}{1 + \omega^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2}; \\
 Z_3 &= -j/(\omega C_{gd}); & Z_4 &= R_{ds}; & Z_5 &= -j/(\omega C_{bg}); \\
 Z_6 &= \frac{R_n}{1 + \omega^2 R_n^2 C_{bs}^2} - j \frac{\omega R_n^2 C_{bs}}{1 + \omega^2 R_n^2 C_{bs}^2}; & Z_7 &= R_d + R'_d + j\omega L_d; \\
 Z_8 &= R_s + R'_s + j\omega L_s; & Z_9 &= R_e + R'_e + j\omega L_e; & Z_{10} &= R_c + R'_c + j\omega L_c; \\
 Z_{11} &= -j/(\omega C_{be}); & Z_{12} &= -j/(\omega C_{bc}); & Z_{13} &= R_b; & Z_{14} &= -j/(\omega C_{bx}); \\
 Z_{15} &= R'_b + j\omega L_b; & Z_{R2} &= R_2; & Z_{R3} &= R_3; & Z_{R4} &= R_4; & Z_L &= j\omega L; \\
 Z_{Rr} &= R_\Sigma / (1 + \omega^2 R_\Sigma^2 C_{nr}^2 - jR_\Sigma^2 \omega C_{nr}) / (1 + \omega^2 R_\Sigma^2 C_{nr}^2); \text{ де } R_\Sigma = R_r \cdot R_{nr} / (R_r + R_{nr}), \\
 &\text{де } L_g \text{ - індуктивність електрода затвора; } C_{gd} \text{ - ємність затвор-стік;} \\
 &C_{gs} \text{ - ємність затвор-витік; } C_{bc} \text{ - ємність переходу підкладка-витік;}
 \end{aligned}$$

$C_{bd}$  – емність переходу підкладка-стік;  $L_d$  – індуктивність електрода стік;  $L_s$  – індуктивність електрода виток.

Розв'язання системи рівнянь дало змогу отримати теоретичну залежність активної і реактивної складової повного опору, частоти генерації від концентрації газу, а також функції перетворення.

На рис. 3.19, рис. 3.20 подані теоретичні та експериментальні залежності активної та реактивної складових повного опору від напруги живлення при різній напрузі керування. З рис. 3.19 і рис. 3.20 видно, що із збільшенням напруги живлення і напруги керування активна і реактивна складові повного опору зменшуються.

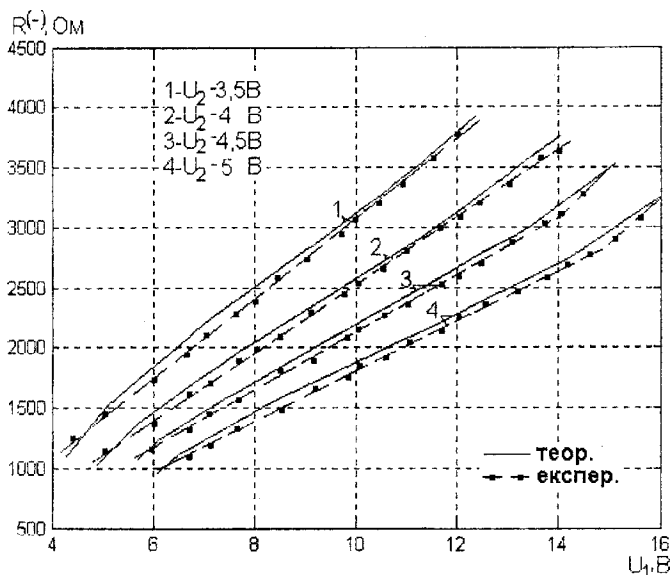


Рис. 3.19. Теоретична та експериментальна залежності активної складової повного опору від напруги живлення  $U_1$

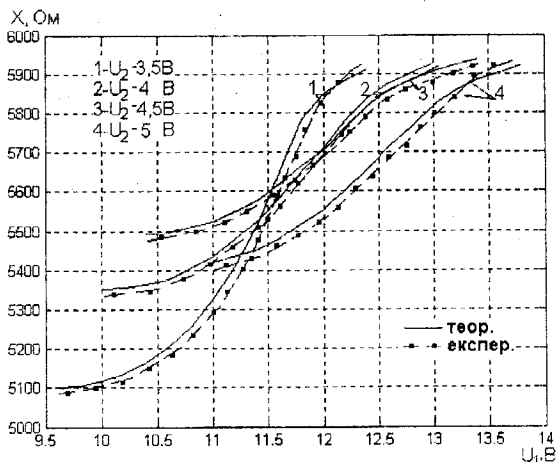


Рис. 3.20. Теоретична та експериментальна залежності реактивної складової від напруги живлення  $U_1$

На рис. 3.21 показана експериментальна залежності частоти генерації від напруги живлення. З рис. 3.21 видно, що частота генерації зменшується із збільшенням напруги живлення. При напрузі керування  $U_2 = 5$  В (крива (4)) генератор генерує найбільш стабільно, тобто цей режим роботи є більш сприятливим.

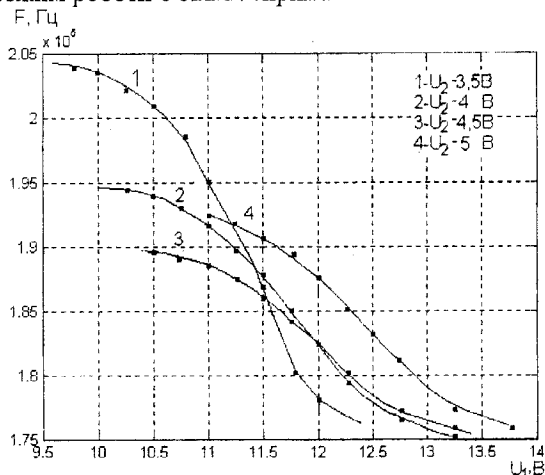


Рис. 3.21 Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення  $U_1$

На рис. 3.22 показана експериментальна залежність частоти генерації від напруги керування при різній напрузі живлення, з якої видно, що частота генерації збільшується при збільшенні напруг.

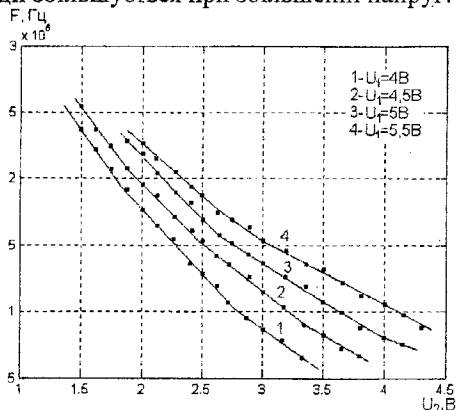


Рис. 3.22. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги керування  $U_2$  при різній напрузі живлення  $U_1$

На рис. 3.23 подані теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від зміни концентрації газу пропану, що вимірюється. Як видно з рис. 3.22, перетворювач краще реагує в діапазоні від 200 до 1000 ppm, тобто у цьому діапазоні він більш чутливий.

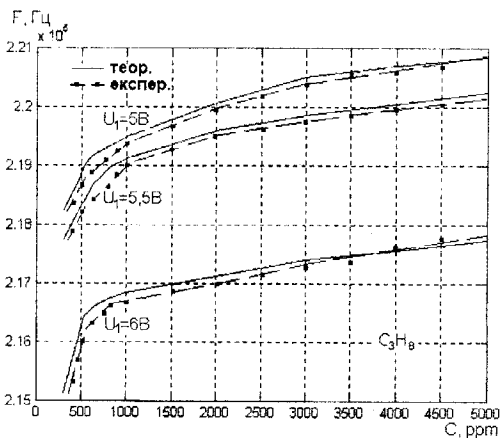


Рис. 3.23. Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від концентрації пропану (чутливий елемент фірми Figaro, Японія) при різних напругах живлення  $U_1$



На рис. 3.24, 3.25 показані експериментальні залежності частоти генерації від концентрації метану, які знімалися з використанням сенсорів типу АЧЕ виробництва України та фірми UST, Німеччина.

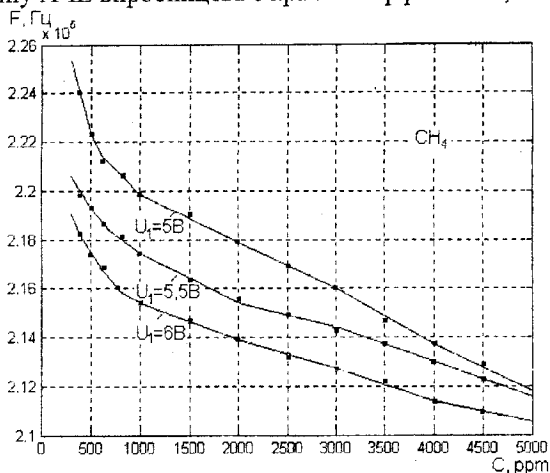


Рис. 3.24. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації метану (чутливий елемент фірми АЧЕ, Україна) при різних напругах живлення  $U_1$

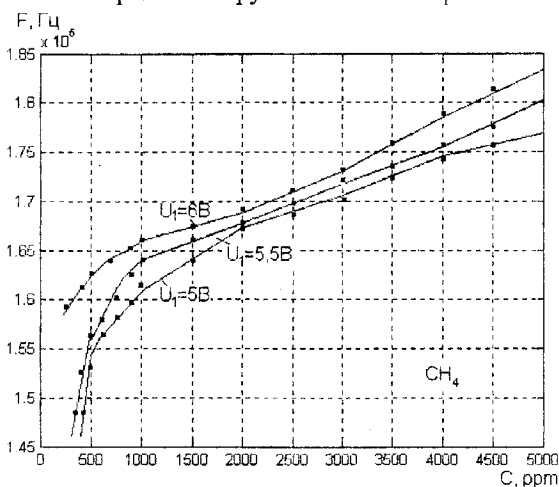


Рис. 3.25. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації метану (чутливий елемент фірми UST, Німеччина) при різних напругах живлення  $U_1$

З еквівалентної схеми (рис. 3.16) був вибраний контур зворотного струму, з якого визначено функцію перетворення. Функція перетворення в цьому випадку має вигляд

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4LC_{gd}(C_{нГ}R_{Г}(C))^2}}{2LC_{gd}(C_{нГ}R_{Г}(C))^2}}, \quad (3.39)$$

де  $A_1 = (C_{нГ}R_{Г}(C))^2 + R_{Г}^2(C)C_{нГ}C_{gd} - LC_{gd}$ .

Графічна залежність функції перетворення в порівнянні з експериментальним її визначенням показана на рис. 3.23. Чутливість перетворювача визначається на основі виразу (3.39) та описується рівнянням

$$S = \frac{1}{8} \sqrt{2} \left[ \frac{2C_{нГ}^2 R_{Г}(C) \frac{\partial R_{Г}(C)}{\partial C} + 2B_3 \frac{\partial R_{Г}(C)}{\partial C} + \frac{1}{2} \frac{4B_1 C_{нГ}^2 R_{Г}(C) \frac{\partial R_{Г}(C)}{\partial C} + 2B_3 \frac{\partial R_{Г}(C)}{\partial C} + 8LB_3}{LC_{gd} R_{Г}^2(C) C_{нГ}^2}}{\sqrt{B_2}} - 2 \frac{(B_1 + \sqrt{B_2}) \frac{\partial R_{Г}(C)}{\partial C}}{LC_{gd} R_{Г}^3(C) C_{нГ}^3} \right] / \pi \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_2}}{LC_{gd} R_{Г}^2(C) C_{нГ}^2}}, \quad (3.40)$$

де  $B_1 = (C_{нГ}R_{Г}(C))^2 + R_{Г}^2(C)C_{нГ}C_{gd} - LC_{gd}$ ;

$B_2 = R_{Г}(C)C_{нГ}C_{gd}$ ;  $B_3 = B_1^2 + 4LC_{gd}C_{нГ}^2R_{Г}^2(C)$ .

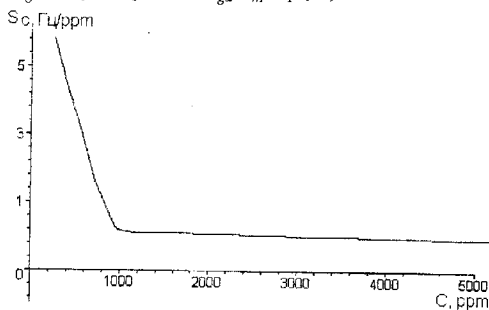


Рис. 3. 26. Залежність чутливості від концентрації газу

Графік залежності чутливості показаний на рис. 3.26. Як видно з графіка найбільша чутливість пристрою лежить при значенні концентрації від 100 до 500 ррт і має значення 5 Гц/ ррт, в діапазоні від 500 до 1000 ррт її значення 1,3 Гц/ ррт, а в діапазоні від 1000 до 5000 ррт складає 0,5 Гц/ ррт.

#### **4. ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ НА ОСНОВІ СТРУКТУР БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ З АКТИВНОЮ ІНДУКТИВНІСТЮ**

Сучасний рівень розвитку інформаційно-вимірювальної техніки, як видно з першого розділу, характеризується великою різноманітністю методів перетворення значення концентрацій газу в електричний сигнал. Представлення вимірювальної інформації в аналоговій формі струму чи напруги приводить до необхідності використання аналого-цифрових перетворювачів, вартість яких при високих вимогах до точності можливо зрівняти з вартістю мікро-ЕОМ. Крім того аналого-цифрові перетворювачі потребують додаткових затрат, пов'язаних з забезпеченням захищеності системи від завад, що створює ряд обмежень з використання традиційних вимірювальних перетворювачів сумісних з цифровими засобами обробки інформації.

Використання частотного сигналу в якості інформативного параметра первинних перетворювачів характеризується високою завадостійкістю, простотою та значною точністю перетворення в цифровий код, а також зручністю комутацій в багатоканальних вимірювальних системах [86].

Отже, для використання цих переваг виникає необхідність у розробці частотних перетворювачів газу з активним індуктивним елементом, що дозволяє повністю застосовувати інтегральну технологію для виготовлення приладів.

##### **4.1. Вольт-амперна характеристика частотного перетворювача концентрацій газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом**

Виконання частотного перетворювача концентрацій газу у вигляді інтегральної схеми потребує застосування плівкової технології для виготовлення пасивного індуктивного елемента у вигляді спіралі, проте її добротність має невелике значення, і по-друге, її розміри на частотах до  $10^6$  Гц несумісні з розмірами інтегральної схеми перетворювача. Тому для вирішення цієї проблеми запропоновано використати індуктивний характер повного опору біполярного транзистора з RC-колом, яке легко виконується у вигляді інтегральної схеми [80]. Отже, схема частотного перетворювача концентрацій газу з активним індуктивним елементом подана на рис. 4.1. Біполярні транзистори VT1, VT2 і VT3 реалізують генератор

електричних коливань, в якому коливальний контур утворений ємнісною складовою повного опору на електродах колектор-колектор біполярних транзисторів VT1 і VT2 та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT3. Таким чином, така схема перетворювача повністю реалізується у вигляді інтегральної схеми.

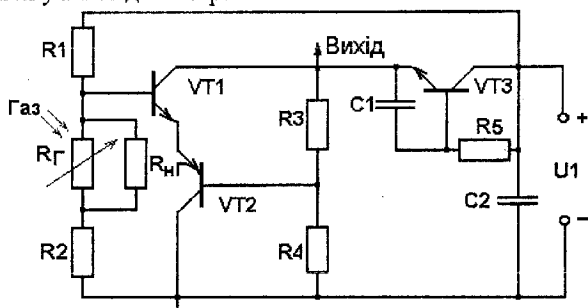


Рис. 4.1. Електрична схема перетворювача на основі двох біполярних транзисторів з активною індуктивністю

Доведемо, що на електродах колектор-колектор транзисторів VT1 і VT2 існує від'ємний опір. Для цього скористаємося еквівалентною схемою перетворювача для постійного струму, яка подана на рис. 4.2.

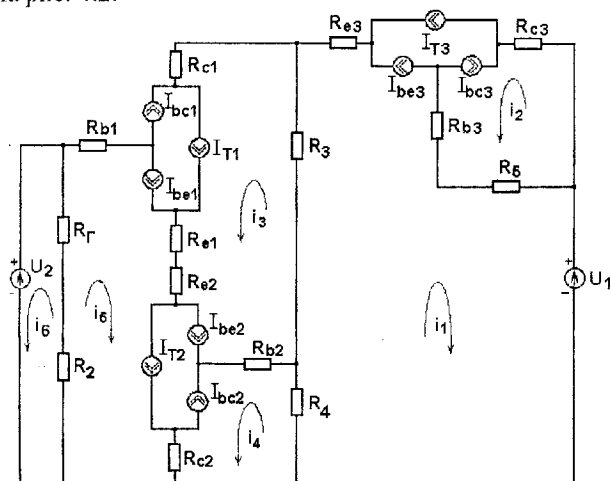


Рис. 4.2. Еквівалентна схема перетворювача за постійним струмом

Згідно з вибраними контурними струмами, рівняння Кірхгофа мають вигляд:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= (R_5 + R_{b_3} + R_{e_3} + R_3 + R_4)(i_1 - I_{be_3} + I_{T_3} + I_{bc_3}) + \\
 &+ (R_5 + R_{b_3})(i_2 - I_{T_3} - I_{bc_3} + I_{be_3}) + R_3(i_4 - I_{T_1} - I_{bc_1} + I_{be_1}) + \\
 &+ R_4(i_3 - I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}); \\
 0 &= (R_{c_3} + R_{b_3} + R_5)(i_2 - I_{T_3} - I_{bc_3} + I_{be_3}) + (R_{b_3} + R_5)(i_1 + I_{T_3} + I_{bc_3} - I_{be_3}); \\
 0 &= (R_4 + R_{b_2} + R_{c_2})(i_3 - I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}) + \\
 &+ R_{c_2}(i_5 - I_{T_1} - I_{bc_1} + I_{be_1} + I_{T_2} + I_{bc_2} - I_{be_2}) + R_4(i_1 + I_{T_3} + I_{bc_3} - I_{be_3}) - \\
 &- R_{b_2}(i_4 + I_{T_1} + I_{bc_1} - I_{be_1} - I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}); \\
 0 &= (R_{c_1} + R_{e_1} + R_{e_2} + R_{b_2} + R_3)(i_4 + I_{T_1} + I_{bc_1} - I_{be_1} - I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}) + \\
 &+ (R_{e_1} + R_{e_2})(i_5 - I_{T_1} - I_{bc_1} + I_{be_1} + I_{T_2} + I_{bc_2} - I_{be_2}) - R_{b_2}(i_3 - I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}) + \\
 &+ R_3(i_1 + I_{T_3} + I_{bc_3} - I_{be_3}); \\
 0 &= (R_{b_1} + R_{e_1} + R_{e_2} + R_{c_2} + R_2 + R_{\Gamma})(i_5 - I_{T_1} - I_{bc_1} + I_{be_1} + I_{T_2} + I_{bc_2} - I_{be_2}) + \\
 &+ R_{c_2}(i_3 - I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}) + (R_{e_1} + R_{e_2})(i_4 + I_{T_1} + I_{bc_1} - I_{be_1} - I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}) + \\
 &+ (R_{\Gamma} + R_2)i_6; \\
 U_2 &= (R_{\Gamma} + R_2)i_6 + (R_{\Gamma} + R_2)(i_5 - I_{T_1} - I_{bc_1} + I_{be_1} + I_{T_2} + I_{bc_2} - I_{be_2}).
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Для спрощення системи (4.1) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
 N_1 &= R_5 + R_{b_3} + R_{e_3} + R_3 + R_4; & N_5 &= R_{c_1} + R_{e_1} + R_{e_2} + R_{b_2} + R_3; \\
 N_2 &= R_5 + R_{b_3}; & N_6 &= R_{e_1} + R_{e_2}; \\
 N_3 &= R_{c_3} + R_{b_3} + R_5; & N_7 &= R_{b_1} + R_{e_1} + R_{e_2} + R_{c_2} + R_2 + R_{\Gamma}; \\
 N_4 &= R_4 + R_{b_2} + R_{c_2}; & N_8 &= R_{\Gamma} + R_2; \\
 I_1 &= -I_{T_1} - I_{bc_1} + I_{be_1}; & I_3 &= I_{T_3} + I_{bc_3} - I_{be_3}; \\
 I_2 &= -I_{T_2} - I_{bc_2} + I_{be_2}; & I_4 &= -I_{T_1} - I_{bc_1} + I_{be_1} + I_{T_2} + I_{bc_2} - I_{be_2}.
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

З врахуванням позначень (4.2) систему рівнянь (4.1) можна переписати у вигляді

$$\begin{aligned}
 U_1 &= N_1 i_1 + N_1 I_3 + N_2 i_2 - N_2 I_3 + R_3 i_4 + R_3 I_1 + \\
 &+ R_4 i_3 + R_4 I_2; \\
 0 &= N_3 i_2 - N_3 I_3 + N_2 i_1 + N_2 I_3; \\
 0 &= N_4 i_3 + N_4 I_2 + R_{c_2} i_5 + R_{c_2} I_4 + R_4 i_1 + R_4 I_3 - R_{b_2} i_4 + R_{b_2} I_4; \\
 0 &= N_5 i_4 - N_3 I_4 + N_6 i_5 + N_6 I_4 - R_{b_2} i_3 - R_{b_2} I_2 + R_3 i_1 + R_3 I_3; \\
 0 &= N_7 i_5 + N_7 I_4 + R_{c_2} i_3 + R_{c_2} I_2 + N_6 i_4 - N_6 I_4 + N_8 i_6; \\
 U_2 &= N_8 i_6 + N_8 i_5 + N_8 I_4.
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Введемо позначення:

$$\begin{aligned}
 D_1 &= U_1 - N_1 I_3 + N_2 I_3 - R_3 I_1 - R_4 I_2; \\
 D_2 &= N_3 I_3 - N_2 I_3; \\
 D_3 &= -N_4 I_2 - R_{c2} I_4 - R_4 I_3 - R_{b2} I_4; \\
 D_4 &= N_5 I_4 - N_6 I_4 + R_{b2} I_2 - R_3 I_3; \\
 D_5 &= -N_7 I_4 - R_{c2} I_2 + N_6 I_4; \\
 D_6 &= U_2 - N_8 I_4.
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Ввівши позначення (4.3) система рівнянь (4.1) набуває вигляду

$$\left. \begin{aligned}
 D_1 &= N_1 i_1 + N_2 i_2 + R_4 i_4 + R_4 i_3; \\
 D_2 &= N_3 i_2 + N_2 i_1; \\
 D_3 &= N_4 i_3 + R_{c2} i_5 - R_{b2} i_4 + R_4 i_1; \\
 D_4 &= N_5 i_4 + N_6 i_5 - R_{b2} i_3 + R_3 i_1; \\
 D_5 &= N_7 i_5 + R_{c2} i_3 + N_6 i_4 + N_8 i_6; \\
 D_6 &= N_8 i_6 + N_8 i_5.
 \end{aligned} \right\} \tag{4.5}$$

З шостого рівняння системи (4.5) визначимо значення струму  $i_6$

$$i_6 = \frac{D_6 - N_8 i_5}{N_8}. \tag{4.6}$$

З п'ятого рівняння системи (4.5), підставивши значення струму  $i_6$ , визначимо струм  $i_5$

$$i_5 = \frac{N_9 + R_{c2} i_3 + N_6 i_4}{N_{10}}, \tag{4.7}$$

де  $N_9 = -D_5 + N_8 D_6$ ;  $N_{10} = -N_7 + N_8$ .

Підставивши значення струму  $i_5$  в четверте рівняння системи (4.5), визначимо струм  $i_4$

$$i_4 = -\frac{(N_{11} + R_3 i_1 + N_{12} i_3) N_{10}}{N_{13}}, \tag{4.8}$$

де  $N_{11} = -D_4 + N_6 N_9$ ;  $N_{12} = N_6 R_{c2} - R_{b2}$ ;  $N_{13} = N_6^2 + N_5 N_{10}$ .

На основі третього рівняння системи (4.5), підставивши  $i_3$  та  $i_4$ , величина струму  $i_3$  описується формулою

$$i_3 = \frac{N_{14} + N_{15} i_1}{N_{16}}, \quad (4.9)$$

де  $N_{14} = D_3 N_{13} - R_{b2} N_{10} N_{11} - R_{c2} N_9 N_{13} + R_{c2} N_{11} N_6$ ;

$N_{15} = -R_{b2} N_{10} R_3 + R_{c2} N_6 R_3 - R_4 N_{13}$ ;

$N_{16} = R_{c2}^2 N_{13} - R_{c2} N_6 N_{12} + N_4 N_{13} + R_{b2} N_{12} N_{10}$ .

З другого рівняння системи (4.5), визначаємо величину струму  $i_2$

$$i_2 = \frac{-D_2 + N_2 i_1}{N_3}. \quad (4.10)$$

З першого рівняння системи (4.5) використовуючи (4.8) – (4.10) розрахуємо значення струму  $i_1$ , який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми перетворювача за постійним струмом (рис. 4.2), тобто

$$i_1 = \frac{-N_{17} N_{16}}{N_{18}}, \quad (4.11)$$

де  $N_{17} = D_1 N_3 N_{13} - N_2 D_2 N_{13} + R_4 N_{10} N_3 N_{11} + R_4 N_{10} N_3 N_{12} N_{14} - R_4 N_{14} N_3 N_{13}$ ;

$N_{18} = -N_1 N_3 N_{16} N_{13} + N_2^2 N_{16} N_{13} + R_4 N_{10} N_3 R_3 N_{16} + R_4 N_{10} N_3 N_{12} N_{15} - R_4 N_{15} N_3 N_{13}$ .

Згідно з виразом (4.11) розраховано вольт-амперну характеристику частотного перетворювача концентрацій газу.

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури з від'ємним опором. В гібридній інтегральній схемі були застосовані кристали біполярних транзисторів BFR92 та BF569.

На рис. 4.3 показана теоретична та експериментальна ВАХ цього перетворювача. Із графіка видно, що при збільшенні напруги керування  $U_2$  збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при  $U_2 = 2,5$  В ділянка від'ємного опору по  $U_2$  лежить від 3 до 5,5 В, при

$U_2=3,5$  В – від 5,5 до 10,5 В, а при  $U_2=4,5$  В вона становить від 9,5 до 15 В.

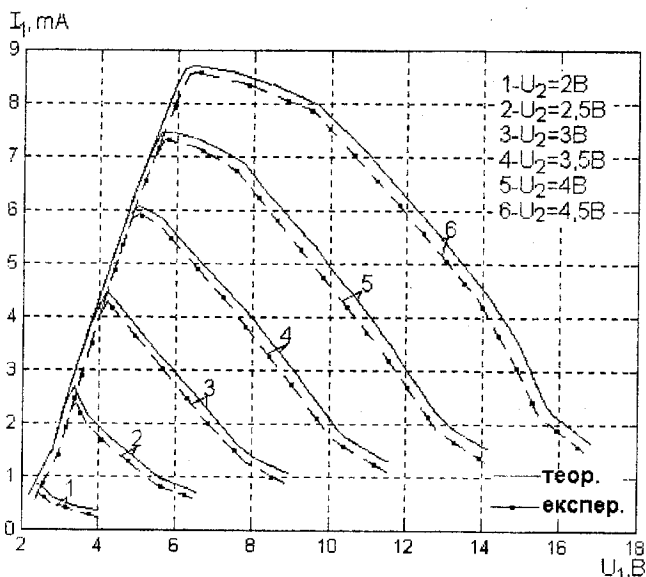


Рис. 4.3. Експериментальна та теоретична ВАХ частотного перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

#### 4.2. Вольт-амперна характеристика частотного перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом

Конструктивно перетворювач концентрації газу складається з МДН- транзистора та двох біполярних транзисторів. Електрична схема пристрою подана на рис. 4.3. Необхідно теоретично і експериментально показати, що на електродах затвор-колектор запропонованої структури існує від'ємний опір, що відповідає спадній ділянці на вольт-амперній характеристиці. Перетворювач живиться від джерела постійної напруги  $U_1$ .



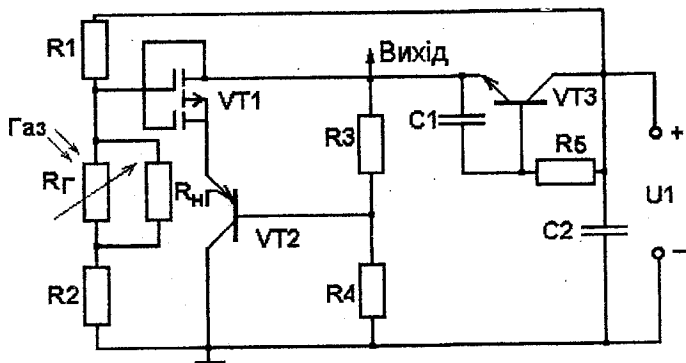


Рис. 4.4. Електрична схема перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів з активною індуктивністю

Для розрахунку вольт-амперної характеристики перетворювача розглянемо його еквівалентну схему для постійного струму (рис. 4.4).

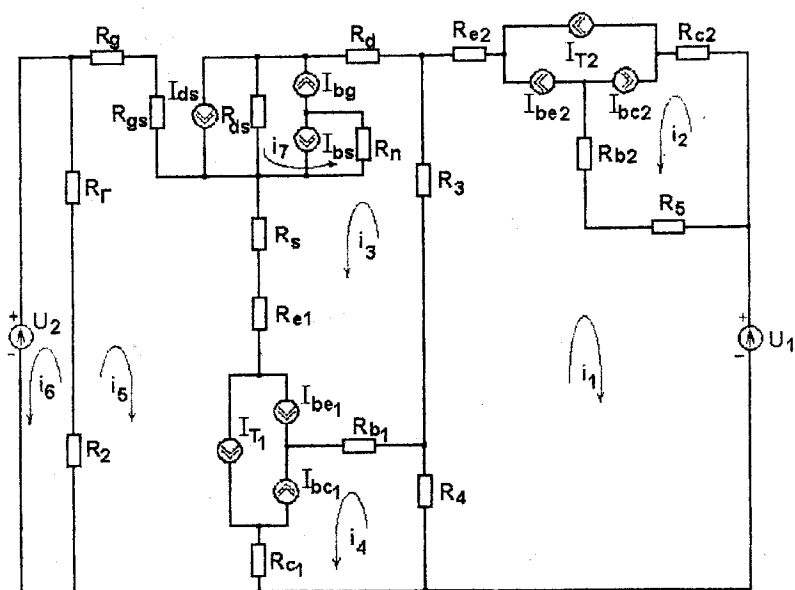


Рис. 4.5. Еквівалентна схема перетворювача за постійним струмом

Система рівнянь Кірхгофа має вигляд

$$\begin{aligned}
U_1 &= (R_5 + R_{b2} + R_{e2} + R_3 + R_4)(i_1 + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}) + (R_{b2} + R_5)(i_2 - I_{T2} - I_{bc2} + I_{be2}) + \\
&+ R_3(i_3 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1} - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + R_4(i_4 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1}); \\
0 &= (R_{b2} + R_5 + R_{c2})(i_2 - I_{T2} - I_{bc2} + I_{be2}) + (R_{b2} + R_5)(i_1 + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}); \\
0 &= (R_d + R_3 + R_{ds} + R_s + R_{e1} + R_{b1})(i_3 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1} - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + \\
&+ R_3(i_1 + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}) - R_{b1}(i_4 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1}) + (R_s + R_{e1})(i_5 + I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1}) + \\
&+ R_{ds}(i_7 - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}); \\
0 &= (R_{b1} + R_{c1} + R_4)(i_4 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1}) + R_4(i_1 + I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}) - \\
&- R_{b1}(i_3 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1} - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + R_{c1}(i_5 + I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1}); \\
0 &= (R_g + R_{gs} + R_s + R_{e1} + R_{c1} + R_f + R_2)(i_5 + I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1}) + R_{c1}(i_4 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1}) + \\
&+ (R_s + R_{e1})(i_3 - I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1} - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + (R_f + R_2)i_6; \\
U_2 &= (R_f + R_2)i_6 + (R_f + R_2)(i_5 + I_{T1} + I_{bc1} - I_{be1}); \\
0 &= R_{ds}(i_7 - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + R_{ds}(i_3 - I_{T1} + I_{be1} - I_{bc1} - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}) + \\
&+ R_{e1}(i_7 + I_{ds} + I_{bs} + I_{bg}).
\end{aligned}
\tag{4.12}$$

Для зручності розв'язання системи рівнянь (4.12) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
N_1 &= R_5 + R_{b2} + R_{e2} + R_3 + R_4; & I_1 &= I_{T2} + I_{bc2} - I_{be2}; \\
N_2 &= R_{b2} + R_5; & I_2 &= -I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1} - I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}; \\
N_3 &= R_{c2} + R_{b2} + R_5; & I_3 &= -I_{T1} - I_{bc1} + I_{be1}; \\
N_4 &= R_d + R_{ds} + R_s + R_{e1} + R_{b1} + R_3; & I_4 &= -I_{ds} + I_{bg} - I_{bs}; \\
N_5 &= R_s + R_{e1}; & I_5 &= I_{ds} + I_{bs} + I_{bg}; \\
N_6 &= R_{c1} + R_{b1} + R_4; \\
N_7 &= R_{c1} + R_{e1} + R_s + R_{gs} + R_g + R_2 + R_f; \\
N_8 &= R_2 + R_f.
\end{aligned}
\tag{4.13}$$

З врахуванням позначень (4.13) систему рівнянь (4.12) можна переписати у вигляді

$$\left. \begin{aligned}
 U_1 &= N_1 i_1 + N_1 I_1 + N_2 i_2 - N_2 I_1 + R_3 i_3 + R_3 I_2 + R_4 i_4 + R_4 I_3; \\
 0 &= N_3 i_2 - N_3 I_1 + N_2 i_1 + N_2 I_1; \\
 0 &= N_4 i_3 + N_4 I_2 + R_{ds} i_7 + R_{ds} I_4 + N_5 i_5 - N_5 I_3 + R_3 i_1 + R_3 I_1 - R_{b1} i_4 - R_{b1} I_3; \\
 0 &= N_6 i_4 + N_6 I_3 + R_{c1} i_5 - R_{c1} I_3 - R_{b1} i_3 - R_{b1} I_2 + R_4 i_1 + R_4 I_1; \\
 0 &= N_7 i_5 - N_7 I_3 + N_5 i_3 + N_5 I_2 + R_{c1} i_4 + R_{c1} I_3 + N_8 i_6; \\
 U_2 &= N_8 i_6 + N_8 i_5 - N_8 I_3; \\
 0 &= R_{ds} i_7 + R_{ds} I_4 + R_{ds} i_3 + R_{ds} I_2 + R_n i_7 + R_n I_5.
 \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

Введемо позначення:

$$\begin{aligned}
 D_1 &= U_1 - N_1 I_1 + N_2 I_1 - R_3 I_2 - R_4 I_3; \\
 D_2 &= N_3 I_1 - N_2 I_1; \\
 D_3 &= -N_4 I_2 - R_{ds} I_4 + N_5 I_3 - R_3 I_1 + R_{b1} I_3; \\
 D_4 &= -N_6 I_3 + R_{c1} I_3 + R_{b1} I_2 - R_4 I_1; \\
 D_5 &= N_7 I_3 - N_5 I_2 - R_{c1} I_3; \\
 D_6 &= U_2 + N_8 I_3; \\
 D_7 &= -R_{ds} I_4 - R_{ds} I_2 - R_n I_5.
 \end{aligned} \quad (4.15)$$

Ввівши позначення (4.15), система рівнянь (4.12) набуває вигляду

$$\left. \begin{aligned}
 D_1 &= N_1 i_1 + N_2 i_2 + R_3 i_3 + R_4 i_4; \\
 D_2 &= N_3 i_2 + N_2 i_1; \\
 D_3 &= N_4 i_3 + R_{ds} i_7 + N_5 i_5 + R_3 i_1 - R_{b1} i_4; \\
 D_4 &= N_6 i_4 + R_{c1} i_5 - R_{b1} i_3 + R_4 i_1; \\
 D_5 &= N_7 i_5 + N_5 i_3 + R_{c1} i_4 + N_8 i_6; \\
 D_6 &= N_8 i_6 + N_8 i_5; \\
 D_7 &= R_{ds} i_7 + R_{ds} i_3 + R_n i_7.
 \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

З сьомого рівняння системи (4.16) визначаємо значення струму  $i_7$

$$i_7 = \frac{D_7 - R_{ds} i_3}{R_{ds} + R_n}. \quad (4.17)$$

З шостого рівняння системи (4.16) визначаємо струм  $i_6$

$$i_6 = \frac{D_6 - N_8 i_5}{N_8}. \quad (4.18)$$

Підставивши значення струму  $i_6$  в п'яте рівняння системи (4.16), визначимо струм  $i_5$

$$i_5 = \frac{N_9 + N_5 i_3 + R_{c1} i_4}{N_{10}}, \quad (4.19)$$

де  $N_9 = -D_5 + N_8 D_6$ ;  $N_{10} = -N_7 + N_8$ .

Підставляючи значення струму  $i_5$  у четверте рівняння системи (4.16), визначимо значення струму  $i_4$

$$i_4 = -\frac{(N_{11} + R_4 i_1 + N_{12} i_3) N_{10}}{N_{13}}, \quad (4.20)$$

де  $N_{11} = -D_4 + R_{c1} N_9$ ;  $N_{12} = R_{c1} N_5 - R_{b1}$ ;  $N_{13} = R_{c1}^2 + N_6 N_{10}$ .

Значення струму  $i_3$  визначимо з третього рівняння системи (4.16), враховуючи (4.17), (4.18) та (4.20)

$$i_3 = \frac{N_{14} + N_{15} i_1}{N_{16}}, \quad (4.21)$$

де  $N_{14} = -D_3 N_{13} + R_{ds} N_{13} D_7 + R_{ds} N_{13} R_n + R_{b1} N_{10} N_{11} + N_5 N_9 N_{13} - N_5 R_{c1} N_{11}$ ;

$N_{15} = R_{b1} N_{10} R_4 - N_5 R_{c1} R_4 + R_3 N_{13}$ ;

$N_{16} = -N_4 N_{13} - N_5^2 N_{13} + N_5 R_{c1} N_{12} + R_{ds} N_{13} - R_{b1} N_{12} N_{10}$ .

З другого рівняння системи (4.16) визначимо значення струму  $i_2$

$$i_2 = -\frac{-D_2 + N_2 i_1}{N_3}. \quad (4.22)$$

З останнього рівняння системи (4.16), використовуючи (4.20)–(4.22) розрахуємо значення струму  $i_1$ , який протікає у вихідному колі

еквівалентної схеми за постійним струмом перетворювача концентрації газу (рис. 4.4)

$$i_{\text{вих}} = i_1 = -\frac{N_{17}N_{16}}{N_{18}}, \quad (4.23)$$

де  $N_{17} = D_1N_3N_{13} - N_2D_2N_{13} - R_3N_{14}N_3N_{13} + R_4N_{10}N_3N_{11} + R_4N_{10}N_3N_{12}N_{14}$ ;  
 $N_{18} = -N_1N_3N_{16}N_{13} + N_2^2N_{16}N_{13} - R_3N_{15}N_3N_{13} + R_4^2N_{10}N_3N_{16} + R_4N_{10}N_3N_{12}N_{15}$ .

Отже згідно з виразом (4.23) розраховано вольт-амперну характеристику частотного перетворювача концентрації газу на основі біполярного та МДН- транзисторів з активним індуктивним елементом.

На рис. 4.6 показана теоретична та експериментальна ВАХ цього перетворювача. З графіка видно, що при збільшенні напруги керування  $U_2$  збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при  $U_2 = 4$  В ділянка від'ємного опору по  $U_2$  лежить від 6 до 12,5 В, при  $U_2 = 4,6$  В – від 7,5 до 14 В, а при  $U_2 = 5$  В вона становить від 8 до 15,5 В.

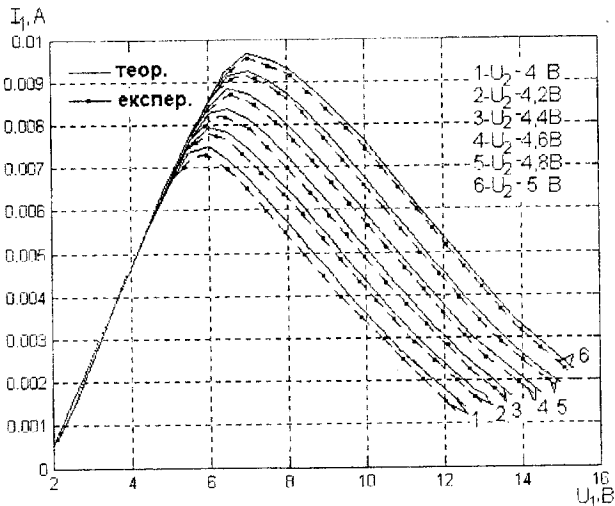


Рис. 4.6. Експериментальна та теоретична ВАХ частотного перетворювача концентрації газу на основі біполярного та МДН- транзисторів з активним індуктивним елементом

### 4.3. Функція перетворення частотного перетворювача концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Функція перетворення визначається на основі еквівалентної схеми (рис. 4.7) з розрахунком повного опору на електродах колектор-колектор перетворювача, електрична схема якого подана на рис. 4.1. Еквівалентну схему (див. рис. 4.7) перетворено на більш зручну для проведення розрахунків (рис. 4.8).

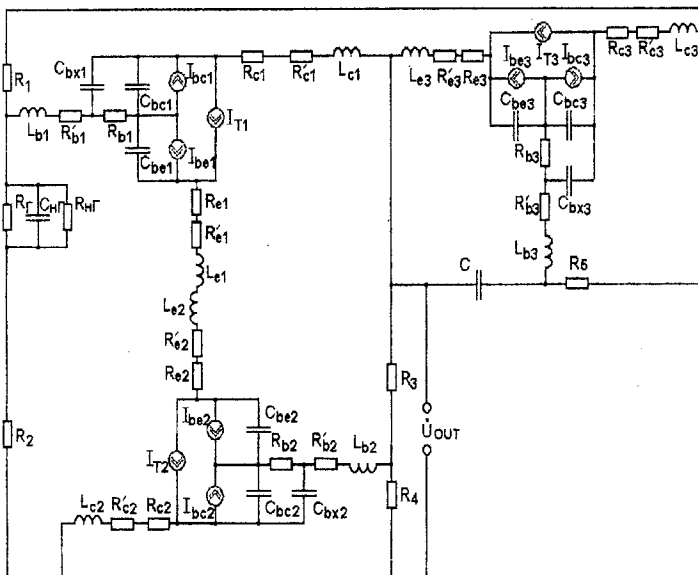


Рис. 4.7. Еквівалентна схема частотного перетворювача на основі двох біполярних транзисторів з активною індуктивністю

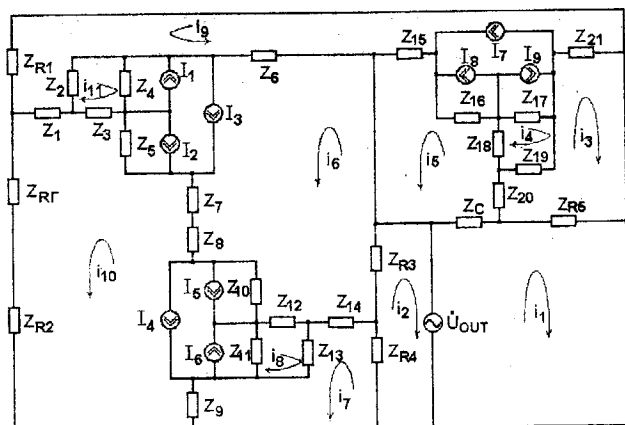


Рис.4.8. Перетворена нелінійна еквівалентна схема частотного перетворювача на основі двох біполярних транзисторів з активною індуктивністю

Система рівнянь Кірхгофа для змінного струму має вигляд

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{out} &= (Z_C + Z_{R5})i_1 - Z_{R5}i_3 + Z_C i_5; \\
 \dot{U}_{cmf} &= (Z_{R3} + Z_{R4})i_2 + Z_{R3}i_6 + Z_{R4}i_7; \\
 0 &= (Z_{R5} + Z_{20} + Z_{19} + Z_{21})i_3 - Z_{R5}i_1 + Z_{20}i_5 - Z_{19}i_4 + Z_{21}i_9; \\
 0 &= (Z_{18} + Z_{19} + Z_{17})i_4 - Z_{19}i_3 + Z_{18}i_5 + Z_{17}i_9 - Z_{17}I_9 + Z_{17}I_7; \\
 0 &= (Z_{15} + Z_{16} + Z_{18} + Z_{20} + Z_C)i_5 - (Z_{15} + Z_{16})i_9 + Z_{18}i_4 + Z_{20}i_3 + Z_C i_1 - \\
 &\quad - Z_{16}I_8 - Z_{16}I_7; \\
 0 &= (Z_4 + Z_5 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_{10} + Z_{12} + Z_{14} + Z_{R3})i_6 + Z_{R3}i_2 - Z_6i_9 + \\
 &\quad + Z_4i_{11} + Z_4I_1 - Z_4I_3 - (Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{10})i_{10} - Z_5I_2 - Z_5I_3 - Z_{10}I_5 - \\
 &\quad - Z_{10}I_4 + Z_{12}i_8 - Z_{14}i_7; \\
 0 &= (Z_9 + Z_{13} + Z_{14} + Z_{R4})i_7 + Z_{R4}i_2 - Z_{14}i_6 + Z_{13}i_8 - Z_9i_{10}; \\
 0 &= (Z_{11} + Z_{12} + Z_{13})i_8 + Z_{11}i_{10} + Z_{13}i_7 + Z_{12}i_6 - Z_{11}I_6 + Z_{11}I_4; \\
 0 &= (Z_{R1} + Z_1 + Z_2 + Z_6 + Z_{15} + Z_{16} + Z_{17} + Z_{21})i_9 - Z_{11}i_{10} - Z_6i_6 + Z_{21}i_1 - \\
 &\quad - (Z_{15} + Z_{16})i_5 + Z_{17}i_4 + Z_{21}i_3 + Z_{16}I_8 + Z_{16}I_7 - Z_{17}I_9 + Z_{17}I_7; \\
 0 &= (Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{10} + Z_{11} + Z_9 + Z_{R2} + Z_{R1'})i_{10} - Z_1i_9 + Z_3i_{11} - \\
 &\quad - (Z_5 + Z_7 + Z_8 + Z_{10})i_6 + Z_5I_2 + Z_5I_3 + Z_{10}I_5 + Z_{10}I_4 - Z_{11}I_6 + Z_{11}I_4 + \\
 &\quad + Z_{11}i_8 - Z_9i_7; \\
 0 &= (Z_2 + Z_3 + Z_4)i_{11} + Z_2i_9 + Z_4i_6 + Z_3i_{10} + Z_4I_1 - Z_4I_3,
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

де  $Z_{R1} = R_1$ ;  $Z_1 = R'_{b1} + j\omega L_{b1}$ ;  $Z_2 = -j/(\omega C_{bx1})$ ;  $Z_3 = R_{b1}$ ;  $Z_4 = -j/(\omega C_{bc1})$ ;  
 $Z_5 = -j/(\omega C_{be1})$ ;  $Z_6 = R_{c1} + R'_{c1} + j\omega L_{c1}$ ;  $Z_7 = R_{e1} + R'_{e1} + j\omega L_{e1}$ ;  
 $Z_8 = R_{e2} + R'_{e2} + j\omega L_{e2}$ ;  $Z_9 = R_{c2} + R'_{c2} + j\omega L_{c2}$ ;  $Z_{10} = -j/(\omega C_{be2})$ ;  
 $Z_{11} = -j/(\omega C_{bc2})$ ;  $Z_{12} = R_{b2}$ ;  $Z_{13} = -j/(\omega C_{bx2})$ ;  $Z_{14} = R'_{b2} + j\omega L_{b2}$ ;  
 $Z_{15} = R_{e3} + R'_{e3} + j\omega L_{e3}$ ;  $Z_{16} = -j/(\omega C_{be3})$ ;  $Z_{17} = -j/(\omega C_{bc3})$ ;  $Z_{18} = R_{b3}$ ;  
 $Z_{19} = -j/(\omega C_{bx3})$ ;  $Z_{20} = R'_{b3} + j\omega L_{b3}$ ;  $Z_{21} = R_{c3} + R'_{c3} + j\omega L_{c3}$ ;  $Z_{R2} = R_2$ ;  
 $Z_{R3} = R_3$ ;  $Z_{R4} = R_4$ ;  $Z_{R5} = R_5$ ;  $Z_C = -j/(\omega C)$ ;  
 $Z_{RF} = R_\Sigma / 1 + \omega^2 R_\Sigma^2 C_{нГ}^2 - jR_\Sigma^2 \omega C_{нГ} / 1 + \omega^2 R_\Sigma^2 C_{нГ}^2$ ; де  $R_\Sigma = R_\Gamma \cdot R_{нГ} / R_\Gamma + R_{нГ}$ .

Система рівнянь (4.24) розв'язана на персональному комп'ютері типу Pentium за допомогою пакета прикладних програм " Matlab 5.2", що дозволило отримати значення повного опору, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна – емнісний характер.

На рис. 4.9 показана теоретична і експериментальна залежності активної складової від напруги живлення при різних значеннях напруги керування. Зростання напруги живлення більше 9 В ( $U_2 = 3,5$  В) приводить до меншої залежності активного опору від  $U_1$ , та на ділянці від 9 В до 11 В має майже лінійну залежність.

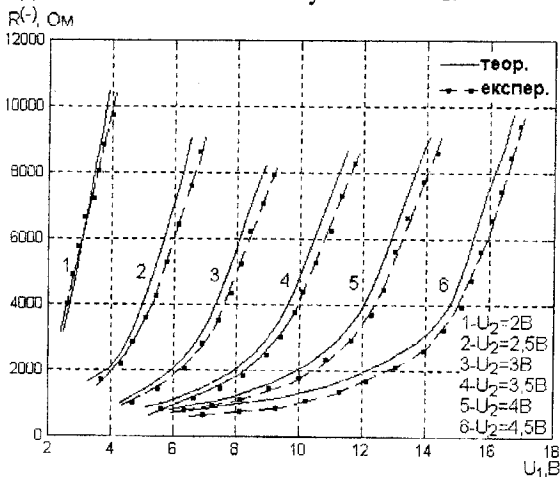


Рис. 4.9. Теоретична та експериментальна залежності активної складової повного опору від напруги живлення  $U_1$

На рис. 4.10. показана теоретична та експериментальна залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення. З графіка видно, що зі зростанням  $U_1$  від 8,5 В до 12,5 В ( $U_2 = 4$  В) реактивна складова збільшується в більш значній мірі, ніж від 12,5 В до 14 В.



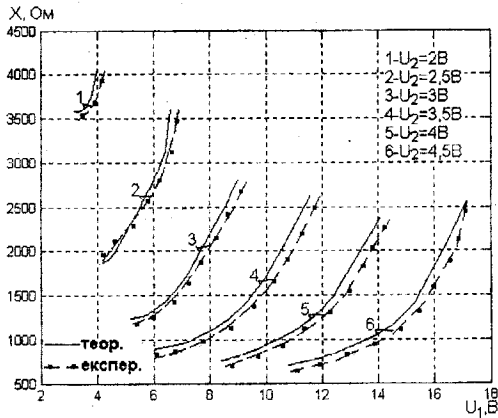


Рис. 4.10. Теоретична та експериментальна залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення  $U_1$

На рис. 4.11 показана залежність частоти генерації від напруги живлення при різних напругах керування. З представлених графіків видно, що зі збільшенням напруги керування збільшується частотна область генерації. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги керування при різних напругах живлення показана на рис. 4.12. При напругі живлення 5,5 В залежність має майже лінійний характер. Тому значення 5,5 В для напруги живлення є оптимальним.

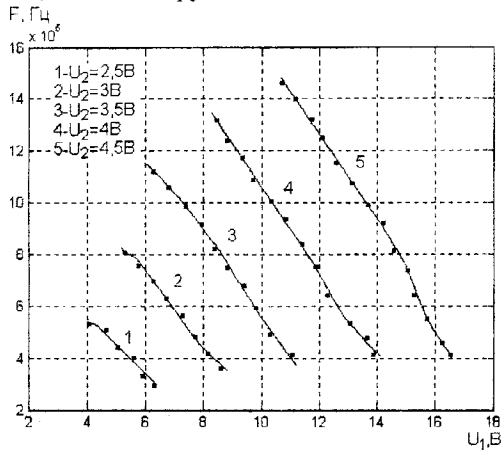


Рис. 4.11. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення  $U_1$  при різних напругах керування

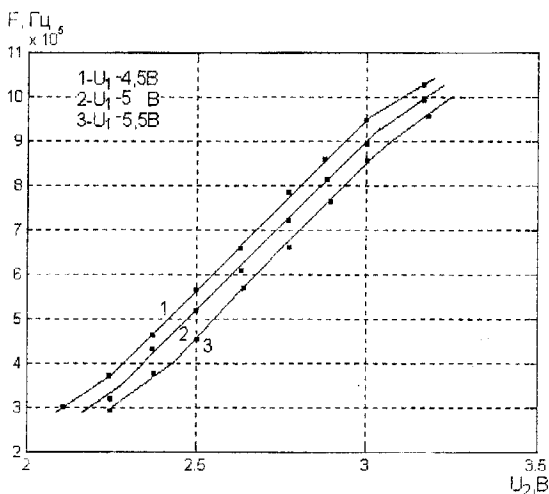


Рис. 4.12. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги керування  $U_2$  при різних напругах живлення

На рис. 4.13 показана залежність частоти генерації від концентрації газу. Як видно з графіка, найкращу залежність для функції перетворення можна одержати, якщо напруга живлення дорівнює 5,5 В. В якості газочутливого елемента був використаний резистивний сенсор фірми Figaro (Японія).

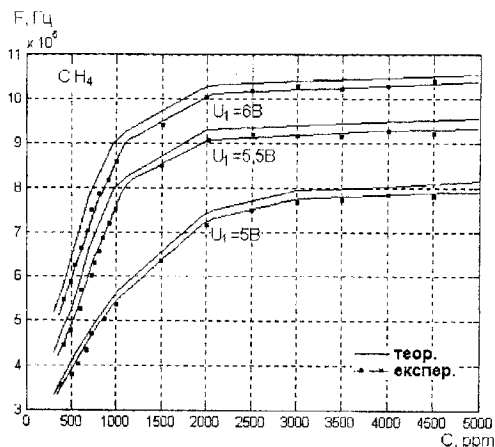


Рис. 4.13. Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від концентрацій газу метану

Залежність частоти генерації від концентрацій газу визначається з контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (рис. 4.6). Функція перетворення описується таким виразом:

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4R_5^2 C_1 C_{bx1} R_f^2(C) C_{nf}^2 C_{bx2} (C_{bx1} + C_{bx2})}}{2R_5^2 C_1 C_{bx1} R_f^2(C) C_{nf}^2 C_{bx2}}}, \quad (4.25)$$

де  $A_1 = R_f^2(C) C_{bx2} C_{nf}^2 + R_5^2 C_{nf} C_{bx1} C_{bx2} + C_{bx1} R_f^2(C) C_{nf}^2 - R_5^2 C_1 C_{bx1} C_{bx2}$ .

На рис. 4.14 та 4.15 показані експериментальні залежності частоти генерації від концентрації газу пропану, які знімалися з використанням сенсорів типу АЧЕ виробництва України та фірми UST, Німеччина.

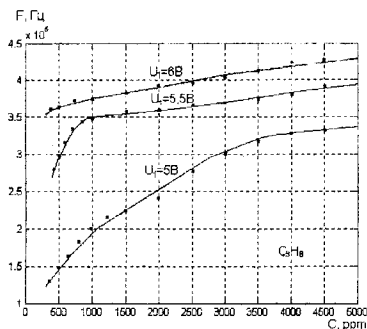


Рис. 4.14. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації пропану (чутливий елемент фірми АЧЕ, Україна) при різних напругах живлення  $U_1$

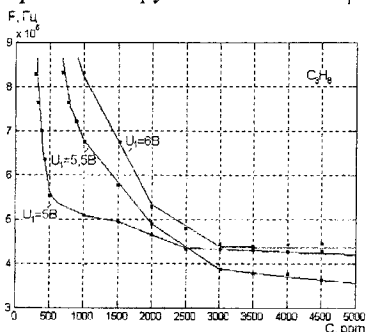


Рис. 4.15. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації пропану (чутливий елемент фірми UST, Німеччина) при різних напругах живлення  $U_1$

Графічна залежність функцій перетворення в порівнянні з експериментальним її визначенням показана на рис. 4.12. Чутливість перетворювача визначається на основі виразу (4.25) та описується рівнянням

$$\begin{aligned}
 S_C^F = & \frac{1}{8} \sqrt{2} \left( \left( 2C_{bx2} C_{nl}^2 R_\Gamma(C) \left( \frac{\partial R_\Gamma(C)}{\partial C} \right) + 2C_{bx1} C_{nl}^2 R_\Gamma(C) \left( \frac{\partial R_\Gamma(C)}{\partial C} \right) + \right. \right. \\
 & + \frac{1}{2} (2B_1 \times (2C_{bx2} C_{nl}^2 R_\Gamma(C) \left( \frac{\partial R_\Gamma(C)}{\partial C} \right) + 2C_{bx1} C_{nl}^2 R_\Gamma(C) \left( \frac{\partial R_\Gamma(C)}{\partial C} \right)) + \\
 & \left. \left. + 8B_2 \times \left( \frac{\partial R_\Gamma(C)}{\partial C} \right) \right) / \sqrt{B_1 + 4B_2} \right) / (R_5^2 C_1 C_{bx1} C_{bx2} C_{nl}^2 R_\Gamma^2(C)) - \quad (4.26) \\
 & \frac{2B_1 + \sqrt{B_1^2 + 4B_2} \left( \frac{\partial R_\Gamma(C)}{\partial C} \right)}{R_5^2 C_1 C_{bx1} C_{bx2} C_{nl}^2 R_\Gamma^3(C)} \left/ \left( \pi \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 + 4B_2}}{R_5^2 C_1 C_{bx1} C_{bx2} C_{nl}^2 R_\Gamma^2(C)}} \right) \right.
 \end{aligned}$$

де  $B_1 = R_\Gamma^2(C) C_{bx2} C_{nl}^2 + R_5^2 C_{nl} C_{bx1} C_{bx2} + C_{bx1} R_\Gamma^2(C) C_{nl}^2 - R_5^2 C_1 C_{bx1} C_{bx2}$ ;  
 $B_2 = R_5^2 (C_{bx1} + C_{bx2}) C_{bx1} C_{bx2} C_{nl}^2 C_1 R_\Gamma^2(C)$ .

Графік залежності чутливості показаний на рис. 4.16.

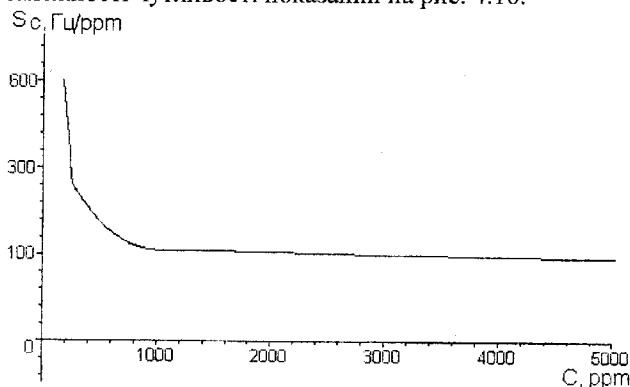


Рис. 4.16. Залежність чутливості від концентрації газу

Згідно з графіком найбільша чутливість пристрою лежить від 100 до 300 ррт та має значення в середньому 500 Гц/ррт, а при значеннях концентрації від 300 до 1000 ррт набуває значення 260 Гц/ррт. В діапазоні від 1000 до 5000 ррт складає 115 Гц/ррт.

#### 4.4. Функція перетворення частотного перетворювача концентрації газу на основі МДН - та біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом

Для визначення поведінки перетворювача концентрації газу в динамічному режимі необхідно отримати залежність активної і реактивної складових повного опору на електродах стік-колектор структури, частоти генерації, функції перетворення і чутливості від дії газу. Розрахунки зроблені на основі еквівалентної схеми МДН- та біполярних транзисторів, які складають перетворювач концентрації газу (рис. 4.17). Для зручності розрахунків подано еквівалентну схему у вигляді (рис. 4.18).

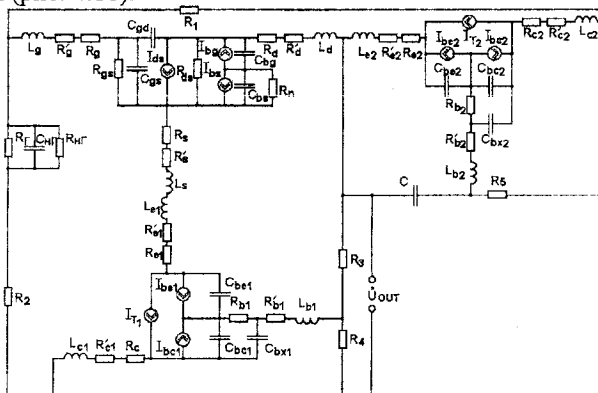


Рис. 4.17. Еквівалентна схема частотного перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів з активною індуктивністю

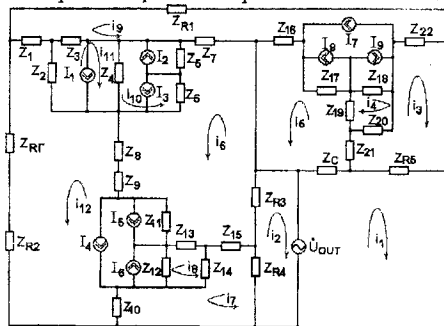


Рис. 4.18. Перетворена нелінійна еквівалентна схема частотного перетворювача на основі МДН- та біполярного транзисторів з активною індуктивністю

Система рівнянь, яка описує поведінку перетворювача і дозволяє визначити повний опір, має вигляд

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{out} &= (Z_C + Z_{R5})i_1 - Z_{R5}i_3 + Z_C i_5; \\
 \dot{U}_{out} &= (Z_{R3} + Z_{R4})i_2 + Z_{R3}i_6 + Z_{R4}i_7; \\
 0 &= (Z_{R5} + Z_{20} + Z_{21} + Z_{22})i_3 - Z_{R5}i_1 + Z_{21}i_5 - Z_{20}i_4 + Z_{22}i_9; \\
 0 &= (Z_{18} + Z_{19} + Z_{20})i_4 - Z_{20}i_3 + Z_{19}i_5 + Z_{18}i_9 + Z_{18}I_9 - Z_{18}I_7; \\
 0 &= (Z_{16} + Z_{17} + Z_{19} + Z_{21} + Z_C)i_5 + Z_{19}i_4 + Z_{21}i_3 - (Z_{16} + Z_{17})i_9 + \\
 &+ Z_C i_1 + Z_{17}I_8 + Z_{17}I_7; \\
 0 &= (Z_7 + Z_5 + Z_6 + Z_8 + Z_9 + Z_{11} + Z_{15} + Z_{13} + Z_{R3})i_6 - Z_7i_9 - (Z_5 + Z_6)i_{10} + Z_{R3}i_2 - \\
 &- (Z_8 + Z_9 + Z_{11})i_{12} + Z_5(I_1 + I_3 - I_2) + Z_6(I_1 + I_3 - I_2) - Z_{11}I_5 - Z_{11}I_4 + Z_{13}i_8 - Z_{15}i_4; \\
 0 &= (Z_{10} + Z_{15} + Z_{14} + Z_{R4})i_7 + Z_{R4}i_2 - Z_{15}i_6 + Z_{14}i_8 - Z_{10}i_{12}; \\
 0 &= (Z_{12} + Z_{13} + Z_{14})i_8 + Z_{12}i_{12} + Z_{14}i_7 + Z_{13}i_6 - Z_{12}I_6 + Z_{12}I_4; \\
 0 &= (Z_{R1} + Z_1 + Z_3 + Z_7 + Z_{16} + Z_{17} + Z_{18} + Z_{22})i_9 - Z_{11}i_2 - Z_7i_6 + Z_3i_{11} - (Z_{16} + Z_{17})i_5 + \\
 &+ Z_{18}i_4 + Z_{22}i_3 - Z_{17}I_8 - Z_{17}I_7 + Z_{18}I_9 - Z_{18}I_7; \\
 0 &= (Z_4 + Z_6 + Z_5)i_{10} - (Z_6 + Z_5)i_6 + Z_6(I_1 + I_3 - I_2) + Z_5(I_1 + I_3 - I_2) + Z_4i_{11} + \\
 &+ Z_4(I_2 - I_1 - I_3); \\
 0 &= (Z_2 + Z_3 + Z_4)i_{11} + Z_3i_9 + Z_2i_{12} + Z_4i_{10} + Z_2(I_1 + I_3 - I_2) + Z_3(I_1 + I_3 - I_2) + \\
 &+ Z_4(I_2 - I_1 - I_3); \\
 0 &= (Z_1 + Z_2 + Z_{12} + Z_8 + Z_{10} + Z_{11} + Z_9 + Z_{R2} + Z_{R7})i_{12} - Z_1i_9 + Z_2i_{11} - \\
 &- (Z_8 + Z_9 + Z_{11})i_6 + Z_{12}i_8 - Z_{10}i_7 + Z_2(I_1 + I_3 - I_2) + Z_{11}I_5 + Z_{11}I_4 + Z_{12}I_4 - Z_{12}I_6,
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

де

$$Z_{R1} = R_1; \quad Z_1 = R_g + R'_g + j\omega L_g; \quad Z_2 = \frac{R_{gs}}{1 + \omega^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2} - j \frac{\omega R_{gs}^2 C_{gs}}{1 + \omega^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2};$$

$$Z_3 = -j/(\omega C_{gd}); \quad Z_4 = R_{ds}; \quad Z_5 = -j/(\omega C_{bg});$$

$$Z_6 = \frac{R_n}{1 + \omega^2 R_n^2 C_{bs}^2} - j \frac{\omega R_n^2 C_{bs}}{1 + \omega^2 R_n^2 C_{bs}^2}; \quad Z_7 = R_d + R'_d + j\omega L_d;$$

$$Z_8 = R_s + R'_s + j\omega L_s; \quad Z_9 = R_{e1} + R'_{e1} + j\omega L_{e1}; \quad Z_{10} = R_{c1} + R'_{c1} + j\omega L_{c1};$$

$$Z_{11} = -j/(\omega C_{bc1}); \quad Z_{12} = -j/(\omega C_{bc1}); \quad Z_{13} = R_{b1}; \quad Z_{14} = -j/(\omega C_{bx1});$$

$$Z_{15} = R'_{b1} + j\omega L_{b1}; \quad Z_{16} = R_{e2} + R'_{e2} + j\omega L_{e2}; \quad Z_{17} = -j/(\omega C_{be2});$$

$$Z_{18} = -j/(\omega C_{bc2}); \quad Z_{19} = R_{b2}; \quad Z_{20} = -j/(\omega C_{bx2}); \quad Z_{21} = R'_{b2} + j\omega L_{b2};$$

$$Z_{22} = R_{c2} + R'_{c2} + j\omega L_{c2}; \quad Z_{R2} = R_2; \quad Z_{R3} = R_3; \quad Z_{R4} = R_4; \quad Z_{R5} = R_5;$$

$$Z_C = -j/(\omega C); \quad Z_{R\Gamma} = R_{\Sigma} / 1 + \omega^2 R_{\Sigma}^2 C_{н\Gamma}^2 - jR_{\Sigma}^2 \omega C_{н\Gamma} / 1 + \omega^2 R_{\Sigma}^2 C_{н\Gamma}^2;$$

де  $R_{\Sigma} = R_{\Gamma} \cdot R_{н\Gamma} / R_{\Gamma} + R_{н\Gamma}$ .

На рис. 4.19. показана залежність від'ємного опору від напруги живлення при різній нарузі керування. Аналіз графіка показує, що зі збільшенням напруги керування збільшується напруга живлення. Залежність реактивної складової від напруги живлення показана на рис. 4.20. З графіка видно, що зі зростанням  $U_1$  у цій структурі перетворювача реактивна складова зростає, проте якщо напруга керування дорівнює 5 В, то вона має найменшу чутливість від напруги живлення.

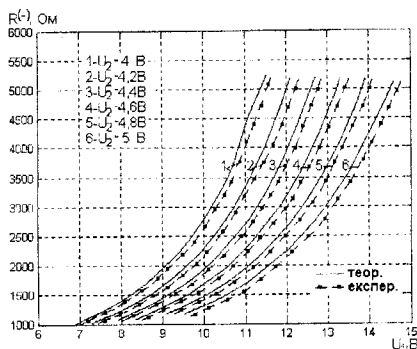


Рис. 4.19. Теоретична та експериментальна залежності активної складової повного опору від напруги живлення  $U_1$

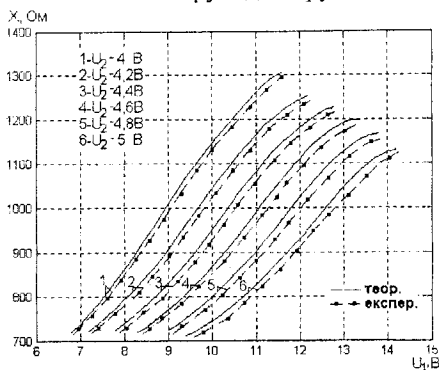


Рис. 4.20. Теоретична та експериментальна залежності реактивної складової повного опору від напруги живлення  $U_1$

На рис. 4.21 показана експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення. З рис. 4.21 видно, що частота генерації зменшується із збільшенням напруги живлення. В діапазоні напруги керування (від 4 до 5 В) генератор стабільно генерує, тобто режим роботи перетворювача слід обирати в цьому діапазоні.

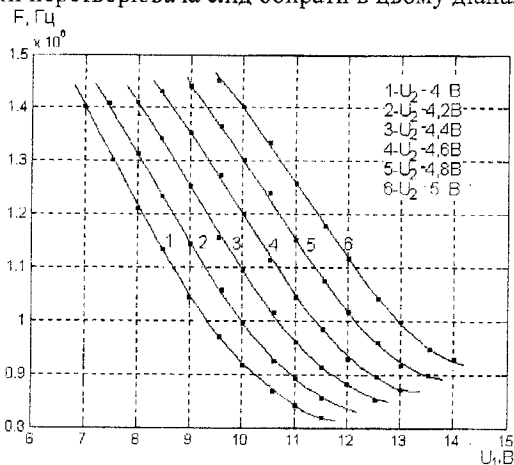


Рис. 4.21. Експериментальна залежність частоти генерації від напруги живлення  $U_1$

На рис. 4.22 показані теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від зміни концентрації газу, що вимірюється. Як видно з рис. 4.22, частота генерації збільшується при збільшенні концентрації газу, а на ділянці від 200 до 1000 ppm спостерігається більша залежність частоти від концентрації тому вважаємо, що перетворювач більш чутливий в цій області. Схема перетворювача концентрації газу виготовлена за гібридною технологією і складається з двох біполярних транзисторів BF569 і МДН - транзистора BF998. Газочутливий елемент – резистивний сенсор фірми Figaro (Японія).

На рис. 4.23 та 4.24 наведені експериментальні залежності частоти генерації від концентрації газів метану і пропану, які знімалися з використанням сенсорів типу АЧЕ виробництва України та фірми UST, Німеччина.



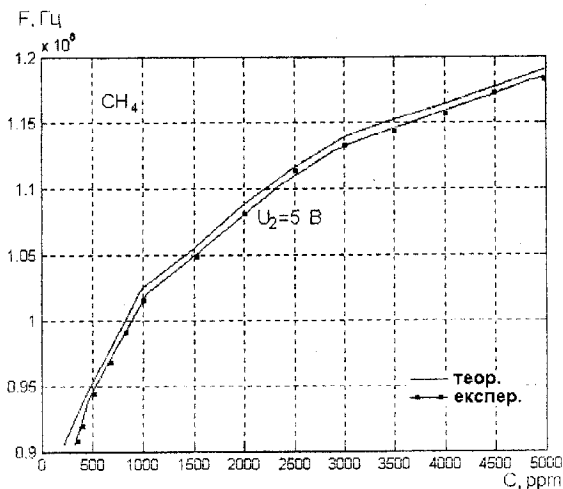


Рис. 4.22. Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від зміни концентрації газу метану

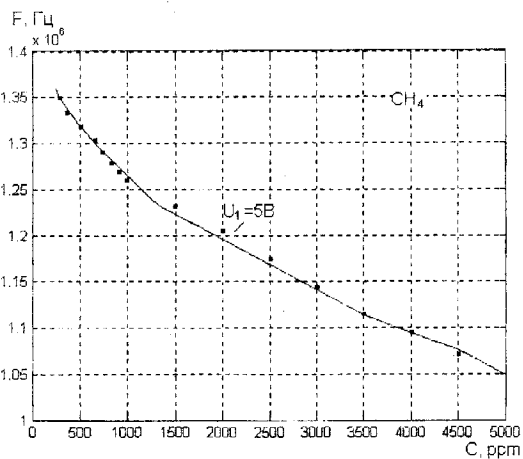


Рис. 4.23. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації метану (чутливий елемент фірми UST, Німеччина) при напрузі живлення  $U_1 = 5 \text{ В}$

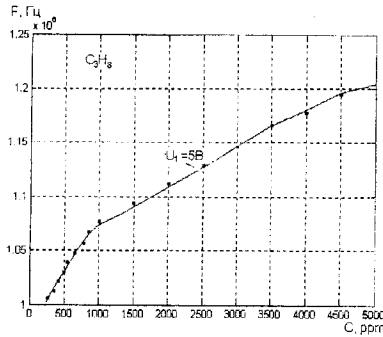


Рис. 4.24. Експериментальна залежність частоти генерації від концентрації пропану (чутливий елемент фірми АЧЕ, Україна) при напрузі живлення  $U_1 = 5B$

Як і в попередніх випадках функція перетворення визначалась з контуру зворотного струму за еквівалентною схемою (рис. 4.17). Функція перетворення визначається з такого виразу

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4R_5^2 C_1 C_{gd} R_f^2(C) C_{nl}^2 C_{bx2} (C_{gd} + C_{bx2})}}{2R_5^2 C_1 C_{gd} R_f^2(C) C_{nl}^2 C_{bx2}}}}, \quad (4.28)$$

де  $A_1 = R_f^2(C) C_{bx2} C_{nl}^2 + R_5^2 C_{nl} C_{gd} C_{bx2} + C_{gd} R_f^2(C) C_{nl}^2 - R_5^2 C_1 C_{gd} C_{bx2}$ .

Графічна залежність функції перетворення в порівнянні з експериментальним її визначенням показана на рис. 4.22. На основі виразу (4.28) визначена чутливість перетворювача

$$S_C^F = \frac{1}{8} \sqrt{2} \left[ \left( 2C_{bx2} C_{nl}^2 R_f(C) \left( \frac{\partial R_f(C)}{\partial C} \right) + 2C_{gd} C_{nl}^2 R_f(C) \left( \frac{\partial R_f(C)}{\partial C} \right) + \frac{1}{2} (2B_1 \times (2C_{bx2} C_{nl}^2 R_f(C) \left( \frac{\partial R_f(C)}{\partial C} \right) + 2C_{gd} C_{nl}^2 R_f(C) \left( \frac{\partial R_f(C)}{\partial C} \right)) + 8B_2 \times \left( \frac{\partial R_f(C)}{\partial C} \right)) \right) / \sqrt{B_1 + 4B_2} \right] / (R_5^2 C_1 C_{gd} C_{bx2} C_{nl}^2 R_f^2(C)) - \frac{2B_1 + \sqrt{B_1^2 + 4B_2} \left( \frac{\partial R_f(C)}{\partial C} \right)}{R_5^2 C_1 C_{gd} C_{bx2} C_{nl}^2 R_f^3(C)} \left( \pi \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 + 4B_2}}{R_5^2 C_1 C_{gd} C_{bx2} C_{nl}^2 R_f^2(C)}}} \right), \quad (4.29)$$

де  $B_1 = R_f^2(C) C_{bx2} C_{nl}^2 + R_5^2 C_{nl} C_{gd} C_{bx2} + C_{gd} R_f^2(C) C_{nl}^2 - R_5^2 C_1 C_{bx2} C_{gd}$ ;

$$B_2 = R_5^2 (C_{bx2} + C_{gd}) C_{bx2} C_{gd} C_{нГ}^2 C_1 R_T^2 (C).$$

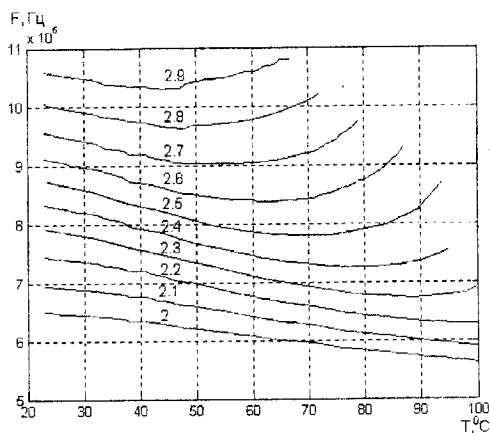


Рис. 4.25. Експериментальна залежність частоти генерації перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом від температури при напругах керування 2–2,9 В

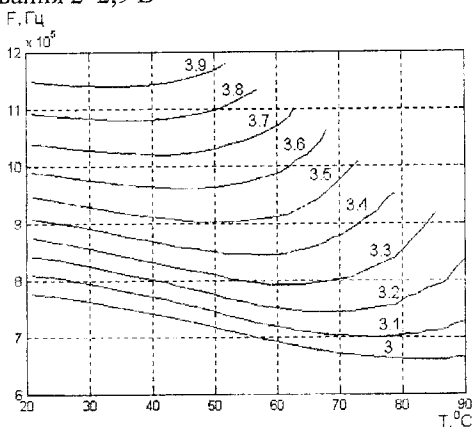


Рис. 4.26. Експериментальна залежність частоти генерації перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом від температури при напругах керування 3–3,9 В

Графік залежності чутливості показаний на рис. 4.27.

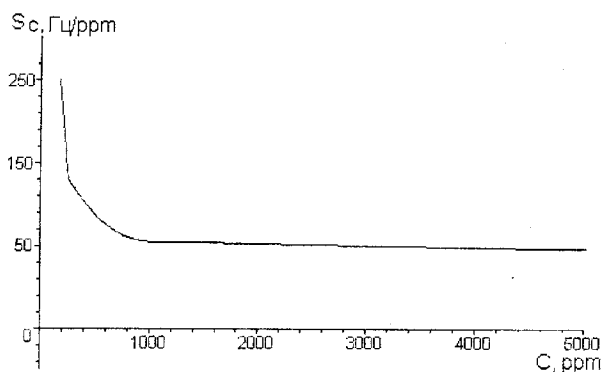


Рис. 4.27. Залежність чутливості від концентрації газу

Як видно з графіка, найбільша чутливість пристрою лежить в діапазоні від 100 до 1000 ррм та має значення 150 Гц/ ррм, а в діапазоні від 1000 до 5000 ррм складає 60 Гц/ ррм.

## **5. ВИКОРИСТАННЯ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ У ГІРНИЧІЙ ПРОМИСЛОВОСТІ**

Постійний контроль концентрації метану в гірських виробленнях важливий для безпеки праці і запобігання шкідливих викидів в атмосферу. Особливо актуальна ця задача для вугільних шахт Донецького басейну, що експлуатуються у гірничогеологічних і гірничотехнічних умовах, які постійно погіршуються [87].

Склад повітря, що надходить у підземні гірничі виробки змінюється в наслідок різних причин: дії окисних процесів, що протікають у шахті; газів (метану, вуглекислого газу й ін.), що виділяються у виробках, а також з вугілля, що руйнується; ведення вибухових робіт; процесів дроблення гірничих порід і корисних копалин; рудничних пожеж, вибухів метану і пилу.

У результаті перерахованих процесів у повітря виділяються шкідливі отруйні домішки: вуглекислий газ, оксид вуглецю, сірководень, сірчисті гази, оксиди азоту, метан, водень, важкі вуглеводні, гази, що утворюються при вибухових роботах, рудничний пил та ін. Основним джерелом забруднення в шахті оксидом вуглецю є в екстремальних випадках рудничні пожежі, вибухи вугільного пилу і метану [88].

Метан – основна складова частина рудничного газу. У підземних гірничих виробках він виділяється з оголених поверхонь вугільних шарів, з відбитого вугілля, з вироблень і в невеликих кількостях з оголених поверхонь порід. Розрізняють звичайне, суфлярне і раптове виділення метану. Абсолютне звичайне газовиділення досягає на окремих шахтах 150000-180000  $m^3/сут$ . Відносна багатогазовість у цілому ряді шахт Донбасу перевищує 50  $m^3$  на тонну добутого вугілля. Особливо метан небезпечний через небезпеку вибуху [87].

### **5.1. Сучасні вимоги до вибухобезпеки та прилади попередження вибуху в гірничих виробках**

Відповідно до ГОСТУ 12.1.010-76 виробничі процеси повинні розроблятися так, щоб імовірність виникнення вибуху на будь-якій вибухонебезпечній ділянці протягом року не перевищувала  $10^{-6}$ . Вибухобезпечність виробничих процесів повинна бути забезпечена вибухопопереджувальними і вибухозахисними організаційно-технічними заходами.

Запобігання утворення вибухонебезпечного середовища і забезпечення в повітрі виробничих приміщень, гірничих виробок тощо вмісту вибухонебезпечних речовин, що не перевищує нижньої концентраційної межі займання з урахуванням коефіцієнта безпеки, має бути досягнуте, поряд із застосуванням герметичного виробничого устаткування, застосуванням робочої й аварійної вентиляції, відводом, видаленням вибухонебезпечного середовища і речовин, здатних привести до її утворення, а також контролем складу повітряного середовища і відкладень вибухонебезпечної пилу.

У виробничих приміщеннях, гірських виробленнях тощо контроль вмісту вибухонебезпечних речовин у повітрі необхідно виконувати:

у приміщеннях, гірських виробленнях тощо – періодично;

у приміщеннях, гірських виробленнях тощо, де можливе скупчення викидів, протікання газоподібних і рідких вибухонебезпечних речовин – безупинно [89].

Одними з основних параметрів вибухонебезпечності є концентраційні межі займання для газів і випарувань. Відповідно до ГОСТ 12.1.011-78, концентрація з найбільшою небезпекою займання для метану складає 8,2%, для пропану 4,2%, для ацетилену 3% тощо [90].

Для безпеки кожного робітника бажано вимірювати концентрацію шкідливих речовин протягом робочої зміни. Вимірювання стали можливі після розробки і впровадження в багатьох країнах індивідуальних пробовідбірників автономної дії, невеликі розміри яких і маса дозволяють прикріплювати їх до одягу без порушення темпу праці.

Такі пристрої розроблені для забору з повітря пилу, випарувань і газів. Основними елементами пробовідбірників є мікронасос, що працює від батарей акумуляторів, лічильник обсягу чи швидкості просмоктування повітря і фільтротримача з фільтром чи сорбційною трубкою із сорбентом [91].

До портативних пробовідбірників відносять індивідуальний пробовідбірник ИПШ-2,8, призначений для роботи в шахтах. Продуктивність його 2,8  $\text{дм}^3/\text{хв}$ . Прилад монтується разом з головним світильником і включає діафрагмений насос із приводом від двигуна постійного струму ДПР-2Т та лічильник оборотів, акумулятор і фільтротримач, що закріплюються на головному світильнику і з'єднуються з насосом гумовою трубкою. Акумуляторна батарея ЭКНГК-11Д забезпечує продуктивність безупинної роботи приладу 6–7 год. Швидкість входу повітря у фільтротримач дорів-

нює 14–15 м/с, що відповідає швидкості подиху людини. Фільтр розташований горизонтально [91].

Для встановлення концентрації шкідливих речовин у повітрі безпосередньо на робочому місці використовують індивідуальні пробовідбірники з індикаторними чи трубками, чи стрічками. Вони можуть бути встановлені на робочому місці чи укріплені на одязі робітника.

Фірма «Рікен кейкі» (Японія) випускає серію портативних індивідуальних приладів для індикації неорганічних газів, вуглеводнів і інших з'єднань. Для індикації і кількісного визначення газоподібних вуглеців призначена модель SP-237H. Це портативний індикатор для легкозаймистих газів, у якому використовується каталітичний метод детектування з індикацією концентрацій газоподібних вуглеводнів і їхніх випарувань у процентному відношенні до нижньої межі вибуховості ( $0 \pm 20\%$  н.м.в. і  $0 + 100\%$  н.м.в.). Крім того, є стабільний напівпровідниковий індикатор для вимірювання концентрації газоподібних вуглеводнів і їхніх випарювання. В обох методах детектування використано принцип вимірювання з застосуванням моста Уітстона і тих самих батарей, індикатора і системи забору проб. Прилади мають такі характеристики: час спрацьовування – 20 с, температура навколишнього середовища від  $-10$  до  $+40$  °С, джерело живлення – сухі елементи (4 шт.), тривалість безупинної роботи – 8 год., маса – 2,7 кг [91].

Описано індивідуальний газосигналізатор оксиду вуглецю з цифровою індикацією і сигналізацією – модель 3-82. Прилад являє собою газосигналізатор індивідуального користування, призначений для вимірювання вмісту оксиду вуглецю у повітрі робочої зони. У приладі використано вбудований сенсор оксиду вуглецю й індикатор на рідких кристалах із прямою індикацією концентрації оксиду вуглецю в ppm. У приладі передбачається безперервний забір проб протягом 100 год. Він також забезпечує візуальну і звукову сигналізацію при досягненні попередньо заданого рівня концентрації оксиду вуглецю (50 ppm). На додаток до цього прилад має сигналізацію розрядженості батареї у вигляді безперервного звукового сигналу. Джерелом живлення служать сухі елементи чи нікель-кадмієві батареї. Прилад має такі характеристики: діапазон вимірювань 0-300 ppm, точність  $\pm 10\%$  від половини шкали, діапазон робочих температур від  $-40$  до  $+40$ °С, маса 310 мг, габарити  $78 \times 142 \times 26$  мм і може міститися в кишені спецодягу чи на ремені [91].

## 5.2. Застосування мікропроцесорів у системах вимірювання концентрації газу у гірничій промисловості

Розглядаючи сучасний етап розвитку техніки, можна зазначити, що в різноманітні її галузі інтенсивно і досить глибоко проникають мікропроцесори. Вони не тільки радикально перетворюють властивості багатьох пристроїв, а і відкривають нові можливості їх використання. Контрольно-вимірювальна техніка по широті і ефективності використання мікропроцесорів займає одне із перших місць. Зауважимо, що на даний час мікропроцесори здійснюють революцію в електронному приладобудуванні. Окрім того, використання їх у вимірювальній техніці підвищує точність, надійність, швидкодію приладів, значно розширює їх можливості вирішувати задачі, які раніше не ставились [92]. За допомогою мікропроцесорних систем досягається багатофункціональність приладів, спрощення управління процесом вимірювання, автоматизація регулювання, самокалібрування і автоматична перевірка, покращення метрологічних характеристик приладу, виконання обчислювальних процедур, статична обробка результатів нагляду, визначення і перетворення в лінійну форму функції вимірюваної фізичної величини, створення програмованих і повністю автоматизованих приладів.

Використання мікропроцесора як основної частини приладу привело до зміни конструкції і схемних рішень, компоновки, управління, включення обробки даних у вимірювальну процедуру. Крім того, на їх основі можна будувати багатофункціональні прилади з гнучкими програмами роботи, завдяки чому прилади стали більш економічними, полегшилось вирішення задачі виходу на стандартну інтерфейсну шину і управління інтерфейсом. А це значно спростило експлуатацію приладів, різко підвищило продуктивність праці користувачів [92].

Сьогодні мікроконтролери дають змогу з мінімальними затратами реалізувати велику номенклатуру систем управління різноманітними об'єктами і процесами, водночас інтегруючи на одному кристалі високопродуктивний процесор, пам'ять, а також набір периферійних пристроїв. Саме завдяки цьому мікроконтролери досить широко використовуються в промисловій автоматичній, контрольно-вимірювальній техніці, апаратурі зв'язку, побутовій техніці тощо [93, 94]. Окрім того, збільшення швидкодії (підвищення тактової частоти та удосконалення архітектури), струму споживання,



зниження напруги живлення, збільшення оперативної та FLASH пам'яті на кристалі з можливістю внутріпньосхемного програмування, введення в склад мікропроцесора складних периферійних блоків таких як керування приводами, USB-інтерфейсу для можливості спільного функціонування з новими поколіннями персональних комп'ютерів та швидкодійних зовнішніх периферійних пристроїв є основними напрямками однокристальних мікроЕОМ [93].

Розроблено вимірювальний блок для визначення концентрації газу метану та пропану, структурна схема якого подана на рис. 5.1.

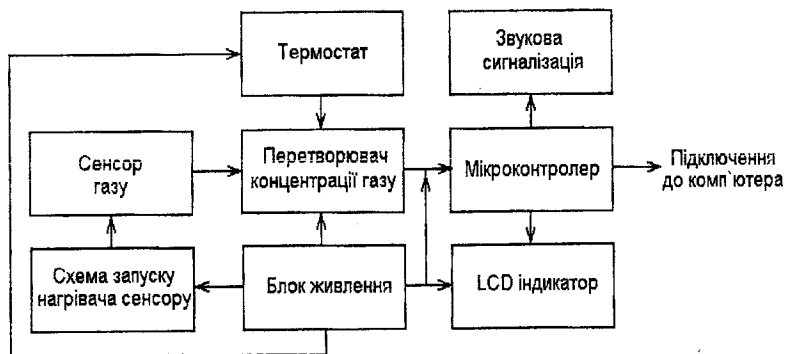


Рис. 5.1. Структурна схема вимірювального блока концентрації метану та пропану

Вимірювальна система, принципова схема якої показана на рис. 5.2, складається з блока для здійснення вимірювання концентрації газу в об'єкті вимірювання, який складається з 8-розрядного мікроконтролера AT90S23113 фірми ATME1, FLASH-технологія якої є досконалою, і будує свою політику на впровадженні FLASH-пам'яті в найбільш популярні мікросхеми, які використовували до цього технологію EPROM (мікросхеми пам'яті, програмовану логіку та мікроконтролери), монітора скиду KP1171СП42, інтерфейсу програмування контролера, кварцового резонатора. Крім того є система запуску нагрівача сенсора газу та термостат, який підтримує стабільну температуру частотного перетворювача в межах  $53\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 0,05\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Присутня звукова сигналізація при досягненні вибухонебезпечної концентрації метану або пропану. Вибір між метаном і пропаном та вибір функції перетворення мікроконтролера здійснюється за допомогою нагрівача  $R_{н1}$ .

Індикація результатів виміряних параметрів можлива в двох варіантах: перший за допомогою рідиннокристалічного індикатора BC0802AGPLCW, другий на екрані монітора EOM.

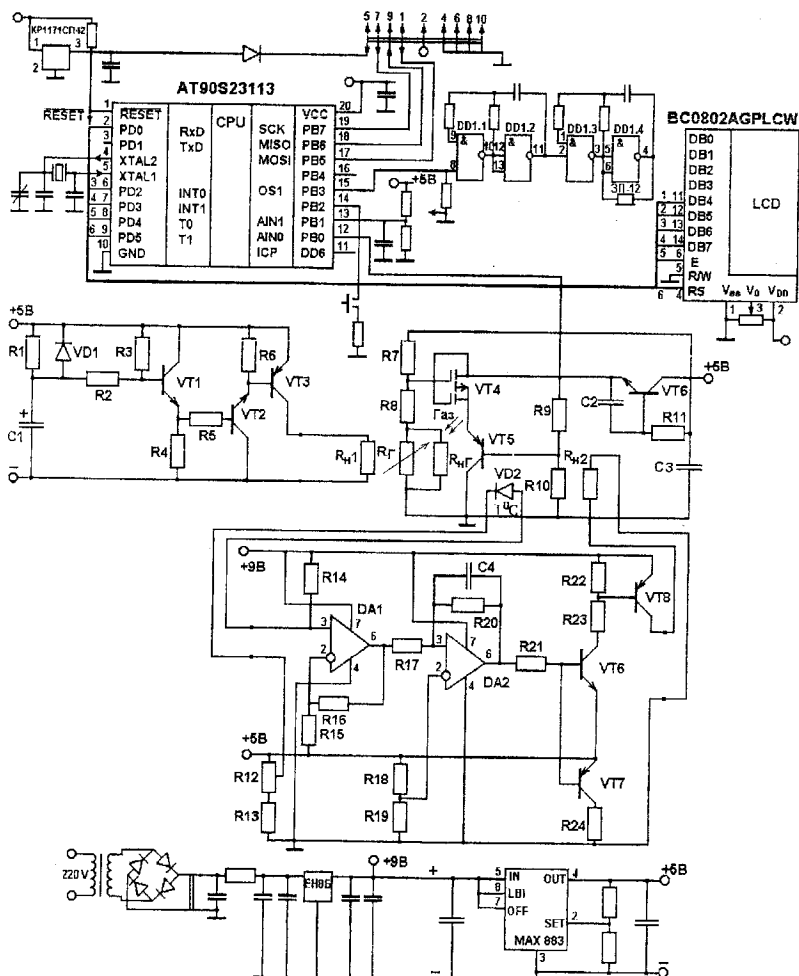


Рис. 5.2. Принципова схема вимірювального блока концентрації метану та пропану

Вимірювання концентрації газу здійснюється частотним перетворювачем на основі МДН- та біполярного транзисторів з активною індуктивністю. На рис. 5.3 показана апроксимована

залежність частоти генерації від концентрації газу цього перетворювача. Апроксимована функція перетворення описується аналітично функцією:

$$y = a + \frac{b}{(1 + ((x - c)/d)^2)}$$

де  $y$  – визначений параметр (частота генерації);  $x$  – параметр впливу (концентрація газу);  $a, b, c, d$  – коефіцієнти.

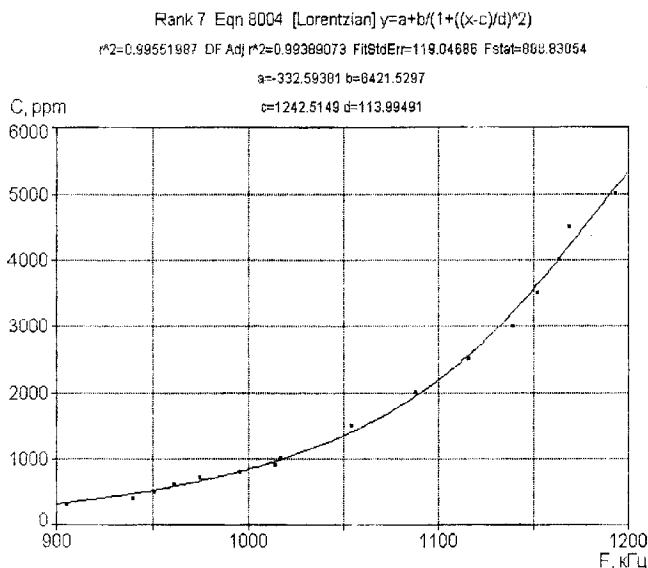


Рис. 5.3. Апроксимована залежність функції перетворення частотного перетворювача концентрації газу

### 5.3. Розрахунок похибок вимірювання пристрою вимірювання концентрації газу

Якими би точними і досконалими не були засоби і методи вимірювання і як би ретельно не виконувалися самі вимірювання, їхні результати завжди відрізняються від істинного значення вимірюваної фізичної величини, тобто знаходяться з деякою похибкою. Джерелами похибки є: недосконалість застосовуваних методів і засобів вимірювань, мінливість фізичних величин, що впливають на результат вимірювання, а також індивідуальні особливості експе-

риментатора. Крім того, на точність вимірювань впливають зовнішні і внутрішні завади, кліматичні умови і поріг чутливості вимірювального приладу. Вимірювання можна вважати закінченим, якщо цілком визначено не тільки значення вимірюваної фізичної величини, але і можливий ступінь його відхилення від істинного значення [95]. Розглянемо процесорні похибки вимірювань.

На практиці відмінність результатів цифрових вимірювальних перетворень від потрібних визначають процесорні похибки вимірювань. Існують три причини їх появи:

- алгоритмічна похибка, яка зумовлена відмінністю прийнятого алгоритму вимірювання від адекватного (гіпотетичного);
- похибка округлення, викликана наявністю округлень проміжних цифрових перетворень у результаті вимірювання;
- динамічна процесорна похибка, джерелом якої є обмеженість швидкодії мікропроцесора (процесора).

Необхідність оцінювати інструментальні похибки, які можуть виникати при виконанні обчислювальних процедур через обмеженість розрядної мережі процесора, викликало застосування мікропроцесорів у вимірювальних приладах. Ці похибки називають похибками округлення [96].

Вибір алгоритмів обчислень виходить з умови, щоб абсолютна похибка обчислень не перевищувала [96]

$$\Delta_0 = 2^{-n}, \quad (5.1)$$

де  $n$  – розрядність мікропроцесора.

Для  $n=8$ , тоді інструментальна похибка округлень становить

$$\Delta_0 = 2^{-8} = 3,9 \cdot 10^{-3} \%$$

Простим відсіканням невраховуваних розрядів або симетричним округленням з врахуванням значення старшого відкинуваного розряду, здійснюються операції округлення.

Дисперсія похибки простого відсікання і симетричного округлення (при порівняно невеликих  $l$  – число неврахованих при округленні розрядів при рівномірному законі розподілу ймовірності округлення, при  $n \geq 8$ ) визначається з виразу [96]

$$D_y \cong \frac{2^{-2n}}{12} = \frac{\Delta_0^2}{12};$$

$$D_y \cong \frac{2^{-28}}{12} = \frac{(2^{-8})^2}{12} = 1,27 \cdot 10^{-6}.$$

Математичне очікування інструментальної похибки округлення визначається виразом [96]

$$M_y = [2^{-(n+l+1)}].$$

З врахуванням того, що  $n = 16$ , а  $l = 4$ , математичне очікування інструментальної похибки округлення становить

$$M_y = [2^{-(8+4+1)}] = 1,2 \cdot 10^{-4}.$$

Для будь-яких арифметичних операцій над числами, поданими у прямому і додатковому кодах похибки відсікання мають негативний знак. Похибки можуть нагромаджуватись і перевищувати припустимий рівень при значній кількості послідовних арифметичних операцій. При розрядній мережі мікропроцесорної системи, близької до розрядності аналого-цифрового перетворення, важливо проводити оцінку цієї похибки. Суттєву роль відіграють часові затримки запуску аналого-цифрових перетворювачів порівняно з потрібним графіком вимірювань у засобах вимірювання, що працюють під управлінням мікропроцесора. Зауважимо, що ці затримки значною мірою визначаються затримками процесорного часу на обробку переривань, управління, запам'ятовування, виконання інтерфейсних функцій. Саме при метрологічних випробуваннях мікропроцесорних засобів вимірювання, де похибка датування відліку залежить від стану вимірювальних модулів і програмних драйверів, потрібно передбачати експериментальне визначення характеристик цієї похибки.

Від швидкості зміни вхідного сигналу  $dx/dt$  залежить вплив похибки датування відліку на загальну похибку мікропроцесорного засобу вимірювання  $\Delta$ , тобто [96]

$$\Delta = \Delta_{МПЗВ} + \frac{dx}{dt} \delta_t,$$

де  $\Delta_{МПЗВ}$  – абсолютна похибка мікропроцесорного засобу вимірювання;  $\delta_t$  – похибка датування відліків.

Похибка  $\delta_t$  – може визначатись як різниця астрономічного і реального часу виконання вимірювань або як міра відхилення інтервалу між послідовними опитуваннями АЦП і заданого інтервалу, який має підтримуватись постійним.

Швидкість аналого-цифрових перетворювачів при їх організації опитування вибирають такою, щоб в межах припустимих похибок можна було між двома послідовними вимірюваннями використати лінійну інтерполяцію ( $dx/dt = const$ ), але під час дослідження швидких процесів не можливо задовольнити цю умову, що і приводить до появи динамічної похибки.

Оскільки мікроконтролер використовується в режимі роботи періодоміра, тому визначимо похибку квантування періодоміра  $\delta_{кп}$  для частоти  $f_x = 2,1825 \text{кГц}$ , що відповідає нижній межі вимірювання концентрації метану у гірничих виробках.

Похибка квантування періодоміра визначається з виразу [96]

$$\delta_{кп} = \frac{f_x}{f_0} \cdot 100 \%, \quad (5.2)$$

де  $f_x$  – вимірювана частота;  $f_0$  – частота кварцового резонатора (16 МГц).

Згідно з виразом (5.2), розраховане значення похибки квантування періодоміра набуває значення  $\delta_{кп} = 1,364 \%$ .

Розглянемо похибки, які виникають в результаті зміни частоти генерації з коливаннями напруги живлення для структур на основі МДН- та біполярних транзисторів з пасивною та активною індуктивністю.

Для визначення похибки зміни частоти генерації з коливаннями напруги живлення  $\delta_{U_1}$  для структури з пасивною індуктивністю використано залежність (див. рис. 3.21) при напрузі керування  $U_2 = 5 \text{ В}$ . Діапазон зміни напруги живлення становить  $U_1 = 2,5 \text{ В}$ , цьому діапазону відповідає діапазон частот 16500 Гц. Визначимо величину похибки від коливання напруги живлення при 1 % зміни  $U_1 = 0,025 \text{ В}$ , цій 1 % зміні напруги живлення відповідає частота генерації 850 Гц. З врахуванням вище наведених величин, похибка коливання напруги живлення становить:

$$\delta_{U_1} = \frac{f_1}{f_H} \cdot 100\%, \quad (5.3)$$

де  $f_1$  – частота генерації, при 1% - й зміні напруги живлення, Гц;  
 $f_H$  – несуча частота, Гц.

$$\delta_{U_1} = (850 \cdot 100\%) / 184600 = 0,46\% / V.$$

Для стабілізації напруги живлення використовуємо стабілізатор напруги LM 323 [97]. Визначимо величину  $\delta_{U_1}$  після використання вище наведеного стабілізатора. Лінійна стабілізація LM 323 становить 5 мВ, їй відповідає частота генерації 300 Гц. В цьому випадку  $\delta_{U_1}$  набуває значення

$$\delta_{U_1} = (300 \cdot 100\%) / 184600 = 0,163\% / V \quad (5.4)$$

Ці розрахунки переконують, що використання стабілізатора напруги значно зменшить коливання напруги живлення, і відповідно зменшиться похибка коливання напруги живлення з 0,46 %/В до 0,163 %/В.

Розглянемо і визначимо похибку  $\delta'_{U_1}$  транзисторної структури на основі МДН- та біполярного транзисторів з активною індуктивністю. З метою визначення  $\delta'_{U_1}$  використано залежність (див. рис. 4.21) при  $U_2 = 5$  В. Діапазон зміни напруги живлення становить 4,5В, йому відповідає діапазон частоти 530000 Гц. Визначимо  $\delta'_{U_1}$  при 1% зміні напруги живлення, в цьому випадку  $U_1 = 0,045$  В, а  $f_1 = 7900$  Гц.

$$\delta'_{U_1} = (7900 \cdot 100\%) / 1160000 = 0,68 \% / V. \quad (5.5)$$

Визначимо величину цієї похибки після застосування стабілізатора напруги LM 323 [97], лінійна стабілізація якого становить 5 мВ,  $f_1 = 2235$  Гц.

$$\delta'_{U_1} = (2235 \cdot 100\%) / 1160000 = 0,193 \% / V. \quad (5.6)$$

Наведені розрахунки переконують, що використання стабілізатора напруги доцільне, тому що похибка від коливання напруги живлення зменшується з 0,68 %/В до 0,193 %/В.

Перейдемо до визначення похибки вимірювання, яка виникає у результаті нестабільності частоти генератора  $\delta_1$ . Оцінка цієї похибки визначається згідно з виразом [86]

$$\delta_1 = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\rho^2 A_0}{(R'_g)^2} \left[ \frac{1}{3} Q a_1 a_2 + \frac{A_0^2}{192} (27 Q a_1 a_3 - 32 a_2^2) + \frac{A_0^2}{20} (8 Q a_1 a_4 + 5 a_2 a_3) + \frac{A_0^2}{24} (5 Q a_1 a_5 - 8 a_2 a_4) \right], \quad (5.7)$$

де  $\rho$  – характеристичний опір контуру,  $\rho = \left( \frac{L}{C} \right)^{1/2}$ ;  $L$  – зовнішня індуктивність;  $C$  – еквівалентна ємність транзисторної структури;  $A_0$  – відносне значення амплітуди коливань в нульовому наближенні,

$$A_0 = \sqrt{\frac{-3a_3 + \sqrt{9a_3^2 - 40Qa_5(a_1 + R'_g/R_H + R_L R'_g/\rho^2)}}{5a_5}}, \quad (5.8)$$

$R'_g$  – диференційний від'ємний опір,  $R'_g = \frac{U_{\min}}{I_{\max}}$ ;  $R'_g/R_H = 2$ ;  $R_L$  – опір індуктивного елемента;  $Q$  – добротність контуру, ( $Q=150$ );  $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$  – коефіцієнти апроксимації, які визначаються з таких виразів:

$$\begin{cases} a_1 = -2S_1(1-\gamma) - 4S_2(1-\gamma)^3 - 6S_3(1-\gamma)^5; \\ a_2 = S_1 + 6S_2(1-\gamma)^2 + 15S_3(1-\gamma)^4; \\ a_3 = -4S_2(1-\gamma) - 20S_3(1-\gamma)^3; \\ a_4 = S_2 + 15S_3(1-\gamma)^2; \\ a_5 = -6S_3(1-\gamma), a_6 = S_3; \\ S_1 = \frac{\alpha(2-3\beta^2) - \beta^6(1-\alpha)}{\beta^2(1-\beta^2)^2}; \\ S_2 = \frac{2\beta^2(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^4)}{\beta^4(1-\beta^2)^2}; \\ S_3 = \frac{\alpha(1-\beta^2)^2 - \beta^4}{\beta^4(1-\beta^2)^2}. \end{cases} \quad (5.9)$$



У виразі (5.9) прийняті такі позначення:

$$\alpha = (I_{\max} - I_{\min}) / I_{\max};$$

$$\beta = (U_{\min} - U_{\max}) / U_{\min};$$

$$\gamma = U_0 / U_{\min},$$

де  $I_{\max}, I_{\min}$  – максимальне та мінімальне значення струму на спадній ділянці статичної ВАХ перетворювача концентрації газу;  $U_{\min}, U_{\max}$  – напруги, які відповідають  $I_{\max}$  та  $I_{\min}$ ;  $U_0$  – напруга зміщення, яка відраховується від початку координат (див. рис. 4.6);  $\omega_0$  – циклічна частота,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ .

Згідно з виразом (5.8) та (5.9) отримані такі числові значення:

$$a_1 = -2,1152; \quad a_2 = 1,4076; \quad a_3 = 10,4691; \quad a_4 = -6,3579; \quad S_1 = 5,7189;$$

$$a_5 = -9,867; \quad a_6 = S_3 = 6,578; \quad S_2 = -12,5248; \quad A_0 = 4,5; \quad \alpha = 0,765;$$

$$\beta = 0,546; \quad \gamma = 0,75; \quad R'_g = 1551 \text{ Ом}; \quad \rho = 1045,9 \text{ Ом}; \quad R_L = 11 \text{ Ом};$$

$$\omega_0 = 6248698 \text{ Гц}.$$

З врахуванням значень, розрахованих на основі виразів (5.8), (5.9) похибка вимірювання (5.7), яка виникає в результаті нестабільності частоти генератора, становить:  $\delta_1 = 2,5 \cdot 10^{-2} \%$ .

Результативна похибка визначається виразом [98]

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_0^2 + \delta_{KP}^2 + \delta_{U_1}^2 + (\delta'_{U_1})^2 + \delta_1^2}. \quad (5.10)$$

На основі розв'язання виразів (5.1)–(5.7) отримані такі значення статичних похибок блоку вимірювання концентрації газу:  $\Delta_0 = 3,9 \cdot 10^{-3} \%$ ;  $\delta_{KP} = 1,364 \%$ ;  $\delta_{U_1} = 0,163 \%$ ;  $\delta'_{U_1} = 0,193 \%$ ;  $\delta_1 = 2,5 \cdot 10^{-2} \%$ . Згідно з виразом (5.10) розраховано сумарну похибку, яка становить  $\delta_{\Sigma} = 1,6 \%$ .

Граничне значення сумарної похибки набуває значення  $\pm 3\delta_{\Sigma} = \pm 4,8 \%$ .

Якщо вимірюваною величиною є функція часу, то внаслідок інерційності засобів вимірювання та інших причин виникає динамічна похибка засобів вимірювання, яка є складовою загальної похибки [98]. Для розроблених мікроелектронних частотних перетворювачів концентрації газу час включення складає близько 20 нс, а динамічна похибка, що виникає в результаті зміни концентрацій газу, на п'ять порядків менша ніж статичні похибки самого перетворювача. В цьому

випадку динамічні похибки не вносять суттєвого впливу на результативну похибку перетворювача, тому в роботі вони не розглядаються.

В таблиці 5.1 наведено формули для визначення метрологічних характеристик частотних перетворювачів концентрації газу, 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  $\Delta_H$ , мультипликативної  $\Delta_m$  і адитивної  $\Delta_a$  похибок [99].

Таблиця 5.1

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	$\ddot{S} = \frac{1}{6} \left[ \frac{\partial^3 y}{\partial x^3} \right]$
3. 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 впливових величин 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. Мультипликативна похибка	$\Delta_m = \alpha x(k - k_n)$
8. Адитивна похибка	$\Delta_a = \beta(k - k_n) + \dot{\beta}(k - k_n)^2$

Нижче на рис. 5.4–5.10, згідно з функцією перетворення, що описана виразом (4.28), наведені графічні зображення розрахованих величин з табл. 5.1 [99], для частотного перетворювача концентрації газу на основі МДН- та біполярного транзистора з активною індуктивністю. В діапазоні зміни концентрації газу від 100 ppm до 5000 ppm.

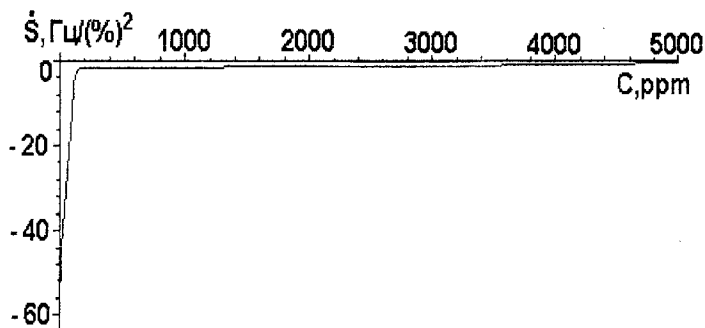


Рис. 5.4. Швидкість зміни чутливості

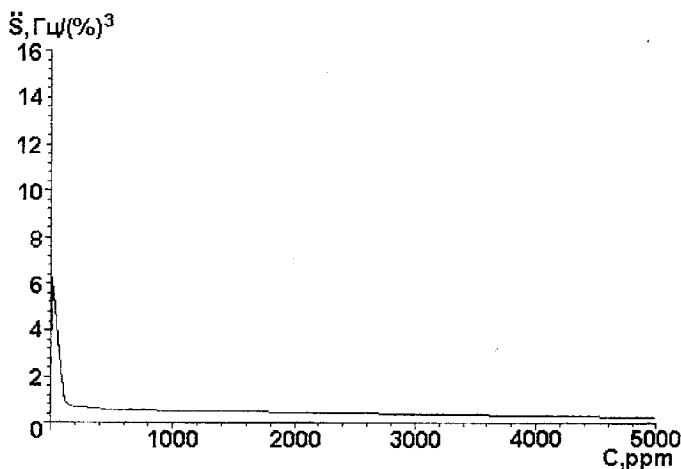


Рис. 5.5. Прискорення зміни чутливості

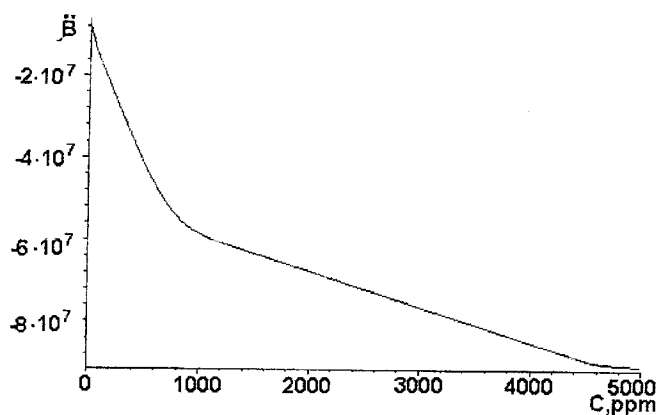


Рис. 5.6. Коэффициент впливу впливових величин на вихідний параметр

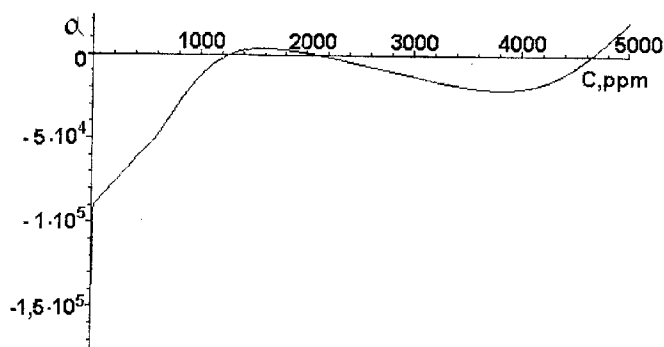


Рис. 5.7. Коэффициент впливу впливових величин на номінальну чутливість

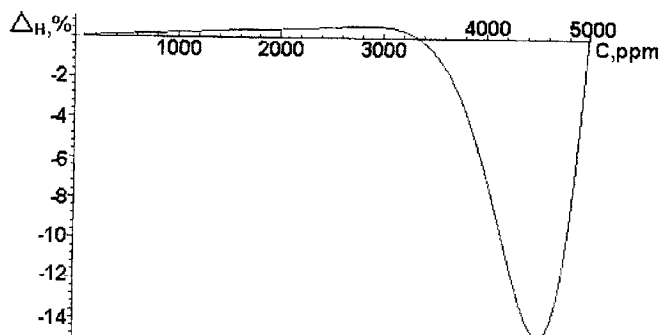


Рис. 5.8. Похибка нелінійності

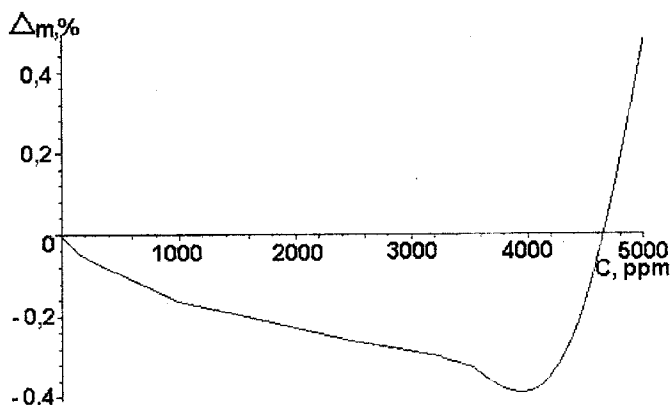


Рис. 5.9. Мультиплікативна похибка

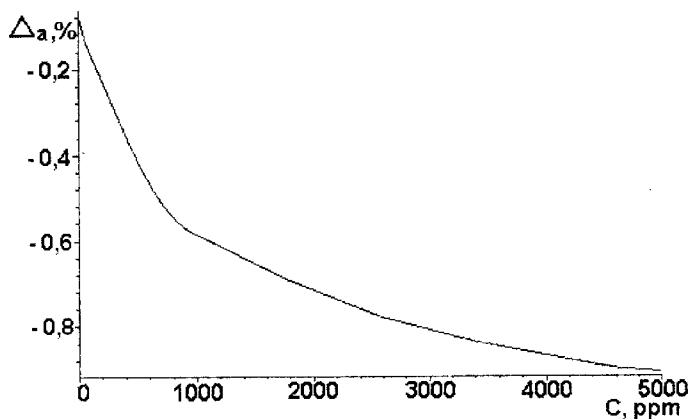


Рис. 5.10. Адитивна похибка

З рис. 5.9. видно, що мультиплікативна похибка мікроелектронного частотного перетворювача концентрації газу в діапазоні вимірювання концентрації газу від 1000 до 5000 ppm змінюється від 0,2 % до 0,4 %, адитивна похибка вимірювання для цього ж діапазону  $C$  змінюється від 0,6 % до 0,8 % (рис. 5.10).

## ЛІТЕРАТУРА

1. Chu F. Chemische Senoren: Grundlagen, Trends und Anwendungen / F. Chu, K. Zucholl // Technische Rundschau. – 1988. – №42. – P. 154–159.
2. Носов Ю.Р. Оптоэлектроника / Ю.Р. Носов. – М.: Советское радио, 1980. – 230 с.
3. Арутюнян В.М. Микроэлектронные технологии – магистральный путь для создания химических твердотельных сенсоров / В.М. Арутюнян // Микроэлектроника. – 1991. – № 4. – С. 337–355.
4. Калінін Л.А. Первичные преобразователи газоанализаторов / Л.А. Калінін // Приборы и системы: управление, контроль, диагностика – 2000. – № 4. – С.8–11.
5. Пат. 13933 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/18. Термокондуктометричний датчик / В.О. Бойко, В.Ю. Фрундіи, В.В. Ісаєв (УКРАЇНА). – № 95073582; Заявлено 31.07.95; Опубл. 28.02.2000, Бюл. № 1.
6. Детектор концентрации компонентов газовых смесей: А.с. 1550404 СССР, МКИ G 01 N 27/18 / И.П. Выродов, А.С. Магомадов, В.Г. Мигненко, Ю.И. Гладков, А.И. Бутурлин (СССР). – № 4340884/31-25; Заявлено 09.12.87; Опубл. 15.03.90, Бюл. №10.
7. Измеритель теплопроводности и состава потока газовой смеси: А.с. 851242 СССР, МКИ G 01 N 27/18 / Р.В. Видова, Г.Л. Розинов, С.В. Скрупский (СССР). – №2635846/18-25; Заявлено 30.06.78; Опубл. 30.07.81, Бюл.№ 28.
8. Пат. 33182 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/06. Кондуктометричний датчик / Ю.М. Мешенгіссер, В.Д. Дорошев (УКРАЇНА). – № 95073582; Заявлено 31.07.95; Опубл. 28.02.2000, Бюл. №1.
9. Газоанализатор 623 ПИО5М. Паспорт РА.2.840.295 ПС.
10. Zudwig C., Griggs M., Malkmus W. Measurement of air pollutants from satellites / C. Zudwig, M. Griggs, W. Malkmus. // Applird Optika. – 1974. – Vol 13, № 16. – P.1494–1509.
11. Патент США, кл.23 – 232. Mine Safety Upplianas Compani. / R. William (USA). – № 355823; 1971.
12. Пат. 20634 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/00. Спосіб вимірювання концентрації неелектричних газів та аерозолей/ В.М. Репухов, В.В.

- Гоцуленко, А.М. Семенов(УКРАЇНА). – № 97030958; Заявлено 05.08.97; Опубл. 27.02.98, Бюл. №1.
13. Пат. 50583 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/61. Газоаналізатор / Л.А. Міхесенко, Є.В. Вівчарик (УКРАЇНА). – № 2002021281; Заявлено 15.02.2002; Опубл.15.10.2002, Бюл. № 10.
14. Пат. 50437 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/61. Газоаналізатор / Л.А. Міхесенко, Є.В. Вівчарик, С.О. Корніяка (УКРАЇНА). – № 2002010256; Заявлено 10.01.2002; Опубл.15.10.2002, Бюл. № 10.
15. Пат. 38776 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/45. Багатоканалний інтерференційний газоаналізатор / О.В. Гомоннай (УКРАЇНА). – № 2000095516; Заявлено 26.09.2000; Опубл.15.05.2001, Бюл. № 4.
16. Пат. 32478 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/61. Газоаналізатор / В.І. Шелуденко, В.В. Клявлін (УКРАЇНА). – № 2000052541; Заявлено 04.05.2000; Опубл. 15.12.2000, Бюл. № 7.
17. Пат. 17953 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/02. Спосіб аналізу газів/ В.Д. Бондар, І.М. Матвіїшин, С.Б. Харамбура (УКРАЇНА). – № 95052248; Заявлено 17.06.97; Опубл. 31.10.97, Бюл. № 5.
18. Пат. 15585 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/26. Газоаналізатор / В.С. Овечко, В.Л. Стрижевський, В.П. Мигашко, А.П. Винниченко (УКРАЇНА). – № 95321179; Заявлено 03.06.91; Опубл. 30.06.97, Бюл. № 3.
19. Пат. 46331 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/25. Спосіб визначення концентрації речовин в середовищах і пристрій для його здійснення/ А.М. Ільєнко, Ю.О. Скрипник, В.М. Шмаров (УКРАЇНА). – № 2001064341; Заявлено 21.06.2001; Опубл. 15.05.2002, Бюл. № 5.
20. Пат. 36016 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/17. Спосіб неперервного контролю концентрації аерозольних частинок / Й.П. Шаркань, Н.Б. Житов, І.С. Лемко, М.Ю. Січка, Я.В. Чонка, С.В. Микуланинець, Л.І. Козич, О.І. Лемко (УКРАЇНА). – № 99105764; Заявлено 21.10.99; Опубл. 16.04.2001, Бюл. №3.
21. Пат. 22195 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/85. Фотоелектричний спосіб визначення концентрації рідких і газоподібних середовищ / Д.Б. Головка, Ю.О. Скрипник, В.О. Дубровний, В.Т. Кондратов (УКРАЇНА). – № 95020599; Заявлено 09.02.95; Опубл. 30.06.98, Бюл. № 3.

22. Пат. 12395 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/78. Фотоколориметричний газоаналізатор / В.С. Бакулін, В.Є. Степаненко, В.Є. Сич (УКРАЇНА). – № 94117435; Заявлено 01.11.94; Опубл. 15.12.2000, Бюл. № 7.
23. Плавинский Е.Б. Оптоэлектронный люминесцентный газоаналізатор / Е.Б. Плавинский, Н.Б. Копытчук // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2001. – № 1. – С. 37–38.
24. Пат. 23909 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/64. Люмінесцентний газоаналізатор / Р.Г. Джагунов, Є.Б. Плавинський (УКРАЇНА). – № 96114175; Заявлено 05.11.96; Опубл. 31.08.98, Бюл. № 4.
25. Пат. 9825 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/76. Хемілюмінесцентний газоаналізатор окислів азоту / В.П. Приміський (УКРАЇНА). – № 94311410; Заявлено 21.08.90; Опубл. 30.09.96, Бюл. № 3.
26. Пат. 20122 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/00. Газоаналізатор / Ю.Ю. Каменев(УКРАЇНА). – № 95020782; Заявлено 21.02.95; Опубл. 25.12.97, Бюл. № 6.
27. Лазерний газоаналізатор / В.П. Андрианов, К.В. Бандурки, О.М. Брехов [та ін.] // Приборы и техника эксперимента – 2002. – № 3. – С. 111–114.
28. Бубличенко И.А. Лазерный газоаналізатор для поиска утечек газа из подземных газопроводов / И.А. Бубличенко, Б.Е. Мохножкин // Приборы и техника эксперимента. – 1999. – № 5. – С. 126–129.
29. Чехова Л.Ю. Волноводные датчики концентрации веществ / Л.Ю. Чехова // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 2. – С. 145–148.
30. Електрохімічний газоаналізатор 365 ПИ08Н. Паспорт РА.2.650.240 ПС.
31. Пат. 18331 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/406. Чутливий елемент газоаналізатора хлору у повітрі / В.П. Чвірук, Т.А. Карасьова, О.В. Городиський, А.Ф. Мазанко, М.О. Герасименко, С.В. Нефедов, М.М. Ключніков, О.В. Лінючева (УКРАЇНА). – № 95320769; Заявлено 27.02.90; Опубл. 25.12.97, Бюл. № 6.
32. Пат. 19771 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/417. Комірка електрохімічного газоаналізатора / В.П. Чвірук, А.І. Кушмирук,



- А.В. Захарченко, В.І. Сморгчов, М.О. Герасименко (УКРАЇНА). – № 95320768; Заявлено 17.04.90; Опубл. 25.12.97, Бюл. № 6.
33. Викулин И.М. Полупроводниковые датчики / И.М. Викулин, В.И. Стафеев. – М.: Сов. радио, 1975. – 104 с.
34. Способ определения кислорода : А.с. 1742700 СССР, МКИ G 01 N 27/18 / А.М. Насимов, З.Н. Нормурадов, Х.М. Насимов(СССР). – № 4872205/25; Заявлено 09.10.90; Опубл. 23.06.92, Бюл. № 23. – 6 с.
35. Пат. 34543 УКРАЇНА, МКИ G 01 N 27/407. Електрохімічний датчик / П.М. Таланчук, А.А. Троц, М.С. Герман, В.В. Кокаровцев, Ю.Б. Глушенко, В.М. Палий, Г.Е. Каданцев, В.Б. Тихонович (УКРАЇНА). – № 98020635; Заявлено 05.02.98; Опубл. 15.03.2001, Бюл. № 2.
36. Пат. 13376 УКРАЇНА, МКИ G 01 N 27/407. Електрохімічний датчик / С.П. Голубков, П.М. Таланчук, А.А. Троц (УКРАЇНА). – № 95320766; Заявлено 22.10.91; Опубл. 28.02.97, Бюл. № 1.
37. Пат. 11054 УКРАЇНА, МКИ G 01 N 27/48. Електрохімічний датчик / В.М. Майстренко, Г.М. Сичов, В.І. Сморгчов, Ю.А. Двораковський (УКРАЇНА). – № 94270959; Заявлено 23.12.89; Опубл. 25.12.96, Бюл. № 4.
38. Пат. 35006 УКРАЇНА, МКИ G 01 N 27/26. Електрохімічний газовий сенсор / В.М. Безпальченко, С.Й. Кричмар, Ю.В. Синіцький (УКРАЇНА). – № 99074374; Заявлено 29.07.99; Опубл. 15.03.2001, Бюл. № 2.
39. Пат. 34267 УКРАЇНА, МКИ G 01 N 30/00. Сенсор газу/ З.Ю. Готра, О.З. Готра, Д.В. Клепацкі (УКРАЇНА). – № 99063433; Заявлено 18.06.1999; Опубл. 15.02.2001, Бюл. №1.
40. Милешко Л.П. Газочувствительные резисторы на основе анодного оксида / Л.П. Милешко, О.Н. Негоденко, К.Н. Капустин // Электроника. – 2001. – № 6. – С. 45–47.
41. Пат. 20404 УКРАЇНА, МКИ G 01 N 21/17, 30/00. Пасивний дозиметр для вимірювання вмісту оксиду азоту в атмосферному повітрі / В.А. Базакуца, Н.І. Гнідаш, Н.Л. Д'яконенко, В.В. Муссіл, Л.Г. Петренко, А.А. Рябчун (УКРАЇНА). – № 94043421; Заявлено 25.04.94; Опубл. 27.02.98, Бюл. № 1.
42. Пат. 47767 УКРАЇНА, МКИ G 01 N 27/16. Спосіб виготовлення давача для виявлення і контролю вмісту донорно-акцепторних газів,

пар органічних сполук і їхніх сумішей / А.В. Сергеев, П.Ф. Буданов, О.Ю. Войтов, Ю.Г. Даник, В.Д. Колугін (УКРАЇНА). – № 2001096200; Заявлено 10.09.2001; Опубл. 15.07.2002, Бюл. № 7.

43. Пат. 34593 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/26. Напівпровідниковий матеріал для адсорбційних сенсорів низькомолекулярних органічних сполук і спосіб його виготовлення / Н.П. Максимович, О.К. Каскевич, Н.В. Нікітіна, П.М. Карабун, Ф.П. Мартиненко, Е.А. Бакай (УКРАЇНА). – № 98042136; Заявлено 28.04.98; Опубл. 15.03.2001, Бюл. № 2.
44. Агаев Ф.Г. Датчик углекислого газа на основе пленки поликристаллического кремния / Ф.Г. Агаев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре – 2001. – № 2. – С. 49–50.
45. Ogita M. An integrated hydrogen sensing Pd-Si tunnel MIS-sensor / M. Ogita, D. Je, T. Yamamoto // IEEE. – 1985. – P 232–234.
46. Choi S. Stability and sensitivity of MISFIT hydrogen sensors / S. Choi, K. Takahachi, T. Matsuo // IEEE. – 1985. – P. 229–231.
47. Choi S. No blister formation Pd/Pt double metal gate MISFET hydrogen sensors / S. Choi, K. Takahachi, T. Matsuo // IEEE Electron Device Lettes. – 1984. – Vol. ED15, №1. – P. 14–15.
48. Tredgold R. Gas sensors made from Landemuir-Blodgett films of porphyrins / R. Tredgold // IEEE Procudng. – 1985. – Vol. 132, №3. – P. 151-156.
49. Muller R. Chemosensors with pattern recognition / R. Muller, G. Horner // Siemens Forsch. – 1986. – Elektronik 1, №3. – P. 95–100.
50. Пат. 34267 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 30/00. Сенсор газу/ З.Ю. Готра, О.З. Готра, Д.В. Клепацкі (УКРАЇНА). – №99063433; Заявлено 18.06.1999; Опубл. 15.02.2001, Бюл. №1.
51. Таранов Ю.А. Физические принципы действия химических сенсоров на основе полевых транзисторов / Ю.А. Таранов, Ю.Г. Власов, А.В. Братов // Приборы и системы управления. – 1991. – № 1. – С. 35–36.
52. Козленко В.П. Водородный сенсор на основе МДП-структуры / В.П. Козленко, И.Н. Николаев, Ю.А. Уточкин // Приборы и системы управления. – 1991. – № 6. – С. 26–27.

53. Пат. 36876 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 21/17, 30/00. Пасивний дозиметр для вимірювання вмісту азоту в атмосферному повітрі / І.В. Шелест (УКРАЇНА). – № 2000020927; Заявлено 18.02.2000; Опубл. 16.04.2001, Бюл. № 3.
54. Пат. 19980 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/02. Спосіб вимірювання тиску кисню в газовій суміші / Л.І. Іваненко, І.В. Кецман, О.М. Пенцак (УКРАЇНА). – № 94013303; Заявлено 03.01.94; Опубл. 25.12.97, Бюл. № 6.
55. Пат. 19574 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/00, 33/00. Детектор парів ртуті / Ю.М. Шкрибало, Й. Д. Набитович, І.О. Рудий, М.С. Фружинський (УКРАЇНА). – №96031070; Заявлено 20.03.96; Опубл. 25.12.97, Бюл. № 6.
56. Негоденко О.Н. Газочувствительные и свето-чувствительные варикапы для датчиков / О.Н. Негоденко, И.Г. Иценко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2000. – № 4. – С. 38–39.
57. Пат. 13995 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/02. Спосіб визначення концентрації газів / З.П. Комаровський, С.Г. Тхір (УКРАЇНА). – № 93100969; Заявлено 19.03.93; Опубл. 25.04.97, Бюл. № 2.
58. Измеритель концентрации газа аммиака / М.П. Федоров, А.Е. Немировский, А.В. Иванов [и др.] // Приборы и техника эксперимента. – 1998. – № 6. – С. 115–117.
59. Пат. 40394 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/407. Пристрій для вимірювання концентрації кисню в газах / В.С. Василенко, О.А. Дашковський, В.І. Кривошей, В.Ф. Цокало (УКРАЇНА). – № 2000127647; Заявлено 28.12.2000; Опубл. 16.07.2001, Бюл. № 6.
60. Пат. 47906 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/12. Пристрій для вимірювання газу / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова (УКРАЇНА). – № 2001107208; Заявлено 23.10.2001; Опубл. 15.07.2002, Бюл. № 7.
61. Пат. 48601 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/12. Напівпровідниковий вимірювач газу / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова (УКРАЇНА). – № 2001107209; Заявлено 23.10.2001; Опубл. 15.08.2002, Бюл. № 8.
62. Пат. 48600 УКРАЇНА, МКІ G 01 N 27/12. Мікроелектронний давач газу / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук (УКРАЇНА). – № 2001107207; Заявлено 23.10.2001; Опубл. 15.08.2002, Бюл. № 8.

63. Осадчук В.С. Напівпровідникові частотні перетворювачі газу / В.С. Осадчук, М.О. Прокопова // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 6. – С. 106 – 110.
64. Осадчук В.С. Математична модель мікроелектронного частотного газового перетворювача / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. – № 4. – С. 94 – 98.
65. Дослідження газових напівпровідникових елементів на основі полікристалічних плівок окису / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова [та ін.] // Оптикоелектронні інформаційно-енергетичні технології. – 2003. – №5. – С. 108 – 113.
66. Осадчук В.С. Частотний перетворювач концентрації газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2005. – № 2. – С. 86 – 90.
67. Частотний перетворювач концентрації газу / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова [та ін.] // Матеріали II Міжнародної науково-практичної конференції “Динаміка наукових досліджень”. – Дніпропетровськ. – 2004. – С. 53 – 55.
68. Осадчук В.С. Напівпровідниковий частотний перетворювач концентрації метану / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова // Матеріали III Міжнародної науково-практичної конференції “Динаміка наукових досліджень”. – Дніпропетровськ. – 2004. – С. 29 – 30.
69. Осадчук В.С. Исследование частотного газового преобразователя на основе двух биполярных транзисторов / В.С. Осадчук, А.В. Осадчук, М.А. Прокопова // Материалы XII международной научно-технической конференции “Приборостроение”. – Винница – Кореиз. – 2003. – С. 14 – 17. – ISBN 1940022220
70. Осадчук В.С. Напівпровідникові прилади з від’ємним опором: навч. посіб. / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
71. Осадчук В.С. Дослідження частотного перетворювача концентрації газу на основі біполярного та МДН-транзисторів / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2005. – №2(10). – С.137 – 142.

72. Оптичний перетворювач концентрації газу на основі транзисторної структури / Осадчук В.С. [та ін.] // II Міжнародна конференція "Сучасні проблеми мікроелектроніки, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПМРТП-2006): Тез. доп. – Вінниця. – 2006. – С.101 – 102. – ISBN 978-966-641-220-4
73. Осадчук В.С. Контроль концентрації газу на основі мікроелектронних частотних перетворювачів / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2006. – №2(12). – С. 247– 253.
74. Heiland G. Zum Einfluss von adsorbiertem Sauerstoff auf die elektrische Leitfähigkeit von Zinkoxidkristallen / G. Heiland. – Berlin: Z. Phys., 1954. – 459p.
75. Schaumburg H. Sensoren / H. Schaumburg. – Stuttgart.: Teubner, 1992. – 488p.
76. Шалимова К.В. Физика полупроводников / К.В. Шалимова. – М.: Энергия, 1971. – 312 с.
77. Маслов А.А. Технология и конструкция полупроводниковых приборов / А.А. Маслов. – М.: Энергия, 1970. – 296 с.
78. Угай Я.А. Введение в химию полупроводников / Я.А. Угай. – М.: Высшая школа, 1975. – 301 с.
79. Windischman H. Chemische Effekte / H. Windischman, P. Mark // Elektronik. – 1985. – № 2. – P. 166 – 200.
80. Осадчук В.С. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 1999. – 275 с. – ISBN 966-7199-67-3.
81. Елемент адсорбційний чутливий АЧЕ-01. Технічні умови ТУ У 33.2 – 00230591 – 003 – 2003.
82. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ: Выпуск 2: модели компонентов аналоговых устройств / В.Д. Разевиг. – М.: Радио и связь, 1992. – 64 с.
83. Преснухин Л.Н. Расчет элементов цифровых устройств / Л.Н. Преснухин, Н.В. Воробьев, А.А. Шишкевич. – М.: Высшая школа, 1991. – 526 с.
84. Викулин И.М. Физика полупроводниковых приборов / И.М. Викулин, В.И. Стафеев. – М.: Советское радио, 1980. – 296 с.

85. Ферри Д. Электроника ультрабольших интегральных схем.: Пер. с англ. / Д. Ферри, Л. Эйкерс, Э. Гринич. – М.: Мир, 1991. – 327 с.
86. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / О.В. Осадчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2000. – 303 с. – ISBN 966-7199-99-1
87. Технология, механизация и автоматизация горных работ. Сборник научных трудов. – К.: УМК ВО, 1988. – 270 с.
88. Николин В.И. Охрана окружающей среды в горной промышленности / В.И. Николин, Е.С. Матлас. – К. – Донецк: Вища школа, 1987. – 190 с.
89. ГОСТ 12.1.010 – 76. Система стандартов безопасности труда. Взрывобезопасность. – М.: Изд-во стандартов, 1985.
90. ГОСТ 12.1.011 – 78. Система стандартов безопасности труда. Смеси взрывоопасные. – М.: Изд-во стандартов, 1985.
91. Муравьева С.И. Руководство по контролю вредных веществ в воздухе рабочей зоны / С.И. Муравьева. – М.: Химия, 1991. – 368 с.
92. Мирский Г.Я. Электронные измерения / Г.Я. Мирский. – М.: Радио и связь, 1986. – 440 с.
93. Дементьев Ю.В. Сімейство мікроконтролерів MCS-51: навч. посіб. / Ю.В. Дементьев. – Вінниця: ВДТУ, 1998. – 99 с.
94. Шагурин И.И. Микропроцессоры и микроконтроллеры фирмы Motorola: справ. пособие / И.И. Шагурин. – М.: Радио и связь, 1998. – 560 с.
95. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: учебник для вузов / Под. ред. В.И. Нефедова. – М.: Высшая школа, 2001. – 383 с.
96. Поджаренко В.О. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка / В.О. Поджаренко, В.В. Кухарчук. – Київ: НМК ВО, 2001. – 240 с.
97. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС / Дж. Гринфилд. – М.: Мир, 1992. – 545 с.
98. Электрические измерения: учебник для вузов. Изд. 4-е. / Под. ред. А.В. Фремке. – Л.: Энергия, 1973. – 424 с.

99. Кухарчук В.В. Оцінка статистичних метрологічних характеристик опосередкованих вимірювань / В.В. Кухарчук, В.Ю. Кучерук, В.О. Поджаренко // Вісник Державного університету "Львівська політехніка". Автоматика, вимірювання та керування. – 2001. – № 420. – С. 37 – 45.

*Наукове видання*

**Осадчук Володимир Степанович  
Осадчук Олександр Володимирович  
Прокопова Марія Олександрівна**

## **СЕНСОРИ ГАЗУ**

**Монографія**

Редактор С. Малішевська

Оригінал-макет підготовлено М. Прокоповою

Видавництво ВНТУ «УНІВЕРСУМ-Вінниця»  
Свідоцтво Держкомінформу України  
серія ДК № 746 від 25.12.2001 р.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к.114 Тел. (0432) 59-85-32

Підписано до друку 12.12.2008 р.  
Формат 29,7 × 42 ¼ Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 10,57  
Наклад 100 прим. Зам. № 2008-154

Віддруковано в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі  
Вінницького національного технічного університету  
Свідоцтво Держкомінформу України  
серія ДК №746 від 25.12.2001 р.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к.114 Тел. (0432) 59-81-59