

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Вінницький національний технічний університет

В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. А. Ющенко

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ВИТРАТ ГАЗУ
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Монографія

Вінниця
ВНТУ
2012

УДК 681.586.776:621.382
ББК 32.96-04:32.844.1
О-72

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 7 від 23.02.2012 р.)

Рецензенти:

Р. Н. Квєтний, доктор технічних наук, професор

В. М. Кичак, доктор технічних наук, професор

В. П. Манойлов, доктор технічних наук, професор

Осадчук, В. С.

О-72 Радіовимірювальні мікроелектронні перетворювачі витрат газу з частотним виходом : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. А. Ющенко — Вінниця : ВНТУ, 2012. — 140 с.
ISBN 978-966-641-492-5

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

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

УДК 681.586.776:621.382
ББК 32.96-04:32.844.1

ISBN 978-966-641-492-5

© В. Осадчук, О. Осадчук, Ю. Ющенко, 2012

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1 СУЧАСНИЙ СТАН РОЗВИТКУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВИТРАТ	7
1.1 Перетворювачі витрат змінного перепаду тиску	8
1.2 Перетворювачі витрат з гідравлічним опором і відцентровим принципом дії	11
1.3 Перетворювачі витрат обтікання.....	14
1.4 Тахометричні перетворювачі витрат і лічильники кількості.....	16
1.5 Теплові перетворювачі витрат	19
1.6 Електромагнітні перетворювачі витрат	26
РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ У РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ВИТРАТ ГАЗУ	30
2.1 Конвективний процес теплообміну	30
2.2 Математична модель теплових процесів радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу	35
2.3. Визначення функції перетворення термочутливих елементів радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу.....	44
РОЗДІЛ 3 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ВИТРАТ ГАЗУ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР	47
3.1. Розрахунки вольт-амперної характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача газу на основі структури з польового і біполярного транзисторів	47
3.2 Розрахунки вольт-амперної характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі біполярної транзисторної структури	54
3.3 Функція перетворення радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі польових і біполярних транзисторів	59
3.4 Функція перетворення радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі біполярних транзисторів	66

РОЗДІЛ 4 РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ВИТРАТ ГАЗУ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМ ЕЛЕМЕНТОМ	74
4.1 Розрахунки вольт-амперної характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі структури з польового і біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом .	74
4.2 Розрахунки ВАХ радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом.....	80
4.3 Функція перетворення радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі польових і біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом	83
4.4 Функція перетворення радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі біполярних транзисторних структур з активним індуктивним елементом	90
4.5 Опис експериментальної установки	95
РОЗДІЛ 5 ВИКОРИСТАННЯ РОЗРОБЛЕНИХ ПРИСТРОЇВ У НАФТОГАЗОВІЙ ПРОМИСЛОВОСТІ.....	97
5.1 Сучасні вимоги до приладів для вимірювання витрат газу	97
5.2 Застосування мікропроцесорів у системах вимірювання витрат газу у нафтогазовій промисловості	99
5.3 Розрахунок похибок вимірювання пристрою вимірювання витрат газу	103
5.4 Вибір критеріїв оцінювання технічного рівня розроблених перетворювачів витрат газу	116
5.5 Рекомендації по проектуванню радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу	119
ЛІТЕРАТУРА.....	128

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

Q – витрати газу

МДН – метал-діелектрик-напівпровідник

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

МП – мікропроцесор

МК – мікроконтролер

F – частота

δ_{kl} – похибка квантування періодоміра

δ_U – похибка від коливання напруги живлення

δ_T – похибка при вимірюванні температури

δ_p – похибка при вимірюванні тиску

δ_ρ – похибка при вимірюванні густини газу

δ_φ – похибка при вимірюванні вологості газу

δ_Σ – сумарна похибка

\dot{S} – швидкість зміни чутливості

\ddot{S} – прискорення зміни чутливості

$\dot{\beta}$ – коефіцієнт впливу впливових величин на вихідний параметр

$\ddot{\beta}$ – прискорення зміни коефіцієнта впливу впливових величин на вихідний параметр

α – коефіцієнт впливу впливових величин на номінальну чутливість

Δ_n – похибка нелінійності

Δ_m – мультиплікативна похибка

Δ_a – адитивна похибка

N_j – комплексний показник технічного рівня пристрою

ВСТУП

На теперішньому 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 технологічних процесів, параметрів навколишнього середовища. Створення вимірювальних перетворювачів є одною з актуальних проблем сьогодення. Вдосконалення систем автоматичного контролю і управління різними об'єктами, процесами, виробництвами визначається досягненнями в цій галузі.

Загальна тенденція в розвитку вимірювальних перетворювачів, в тому числі і перетворювачів витрат, зумовлена збільшенням вимог точності до них при одночасному ускладненні експлуатаційних умов. Все це змушує проводити пошуки і розробку нових методів вимірювання, які б дозволили вирішити задачі, що з'являються у зв'язку з потребами практики.

Одну із провідних позицій в науковому світі щодо розробки первинних перетворювачів займає Україна. Це насамперед стало можливим завдяки роботі відомих українських вчених І. М. Вікуліна [1, 2], З. Ю. Готри [3 – 6], М. Д. Кошового [7, 8], В. Л. Костенка [9], В. В. Кухарчука [10], В. П. Манойлова [11, 12], Я. Т. Луцика [13, 14], В. С. Осадчука [15 – 20], О. В. Осадчука [16 – 22], Е. П. Пістуна [23], В. О. Поджаренка [24], В. О. Романова [25, 26], Б. І. Стадника [13, 14], Ю. О. Скрипника [27, 28], В. М. Шарапова [29, 30], М. А. Філінюк [41 – 43], В. М. Кичак [44], О. П. Яненка [12], а також закордонних вчених В. М. Арутюняна [31], Ж. Аша [32], А. І. Бутурліна [33, 34], Г. Віглеба [35], П. П. Кремлівського [36, 37], П. В. Новицького [38], В. І. Стафеева [1, 2], А. М. Турічина [39], Д. Ю. Ейдукаса [40] та інших.

Дослідження і розробка радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат 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 радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу з частотним виходом.

Автори вдячні рецензентам доктору технічних наук, професору Р. Н. Кветному, доктору технічних наук, професору В. М. Кичаку і доктору технічних наук, професору В. П. Манойлову, корисні зауваження яких сприяли поліпшенню змісту книги.

Відгуки про книгу, зауваження і побажання просимо надсилати за адресою видавництва: 21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95.

РОЗДІЛ 1

СУЧАСНИЙ СТАН РОЗВИТКУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ВИТРАТ

Роль і значення сенсорів зростає з кожним роком, оскільки сенсори проявляють себе в якості ключової технології в процесах автоматизації майже всіх галузей промисловості [45]. Подальший розвиток нанотехнологій, який охоплює всі галузі виробництва, змінює і вимоги до сенсорів: на зміну громіздким, ненадійним приладам повинні прийти сенсори, сумісні з іншими виробами наноелектроніки. Основні вимоги до таких сенсорів: висока точність, однозначність, швидкість вимірювання, інтеграція в одному пристрої чутливого елемента та схеми перетворення сигналів, вибірковість, тобто здатність виділення даного впливу на фоні інших зовнішніх факторів, багатофункціональність, тобто здатність до одночасного контролю декількох різних впливів, низька вартість, працездатність у жарких експлуатаційних умовах, надійність, довговічність [46].

Серед сенсорів важливе місце посідають сенсори витрат газу і рідини, які на теперішній час мають широкий спектр використання. Вони необхідні для проведення наукових досліджень, для керування технологічними процесами майже в усіх галузях виробництва, для контролю роботи стаціонарних і транспортних енергетичних установок, для керування літаками і космічними кораблями. Окрім цього, такі прилади потрібні для комунального та сільського господарства [36].

Без витратомірів неможливо забезпечити оптимальний технологічний режим у таких галузях промисловості, як енергетична, металургійна, нафтова, хімічна, целюлозно-паперова, харчова тощо. Без цих приладів не можна також і автоматизувати відповідні процеси, і отримати в них максимальне значення коефіцієнта корисної дії. Таким чином, витратоміри сприяють підвищенню якості виготовлення продукції, усуненню браку, економії вихідних матеріалів і автоматизації виробництва.

За останні роки накопичено значний досвід розробки витратомірів, які базуються як на основі безконтактних, так і контактних методів вимірювання витрат. Розвиток безконтактного теплового методу відбувається у напрямку інтелектуальних багатоканальних витратомірів, що дозволяє значно поліпшити їх метрологічні характеристики [47]. Другим напрямком розвитку методів вимірювання витрат є організація нестационарного енергетичного режиму у вимірювальній системі [47]. Як показує патентний пошук [48 – 50], зростає активність розробників у напрямку створення

пристроїв з частотно-часовими характеристиками, що дозволяє вдосконалити систему обробки інформації на базі мікропроцесорної техніки.

Новим напрямком у розробці радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат є використання реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором, що дозволяє створювати перетворювачі витрат з частотним виходом. Проблематика цих питань розглядається у даному розділі.

1.1 Перетворювачі витрат змінного перепаду тиску

Перетворювачами витрат змінного перепаду тиску називаються пристрої, дія яких основана на залежності перепаду тиску від витрат речовини, створюваного нерухливим пристроєм, встановлюваним у трубопроводі, або самим елементом трубопроводу [51, 52].

Розглянуті перетворювачі містять у собі, принаймні, три окремі частини:

1. Перетворювач витрат, що створює перепад тиску в залежності від витрат.
2. Сполучний пристрій, що передає перепад тиску від перетворювача до вимірювального приладу.
3. Диференціальний манометр, що вимірює перепад тиску, утворений перетворювачем витрат, і градуйований в одиницях витрат.

Якщо буде необхідність передати покази витратоміра на значну відстань, то до цих частин додаються ще три:

4. Вторинний перетворювач, який іноді називають датчиком, призначення якого є перетворення переміщення рухливого елемента первинного вимірювального приладу – дифманометра – в електричний або пневматичний сигнал, зручний для передачі.
5. Вторинна лінія зв'язку – електричні з'єднання або трубки, по яких здійснюється передача сигналу від вторинного перетворювача.
6. Вторинний вимірювальний прилад, що вимірює сигнал, створений вторинним перетворювачем, і градуйований в одиницях витрати.

Як первинний (дифманометр), так і вторинний вимірювальний прилади можуть бути самописними, інтегруючими і, крім того, обладнаними сигнальними і регулюючими пристроями.

Перетворювачі витрат змінного перепаду тиску підрозділяються на шість самостійних груп залежно від пристрою і принципу дії їхніх перетворювачів витрат:

1. Витратоміри із звужуючим пристроєм, основані на залежності від витрати перепаду тиску, що утвориться в звужуючому пристрої в результаті перетворення частини потенційної енергії потоку в кінетичну.

2. Витратоміри з гідравлічним опором, основані на залежності від витрат перепаду тиску, що утвориться на гідравлічному опорі.

3. Відцентрові витратоміри, основані на залежності від витрати перепаду тиску, що утвориться на закругленні трубопроводу в результаті дії відцентрової сили в потоці.

4. Витратоміри з напірним пристроєм, основані на залежності від витрати перепаду тиску, створюваного напірним пристроєм у результаті місцевого переходу кінетичної енергії струменя в потенційну.

5. Витратоміри з напірним підсилювачем, основані на залежності від перепаду тиску, створюваного напірним підсилювачем як у результаті переходу кінетичної енергії струменя в потенційну, так і в результаті часткового переходу потенційної енергії в кінетичну.

6. Струминні витратоміри, основані на залежності від витрат перепаду тиску, що утвориться при ударі струменя.

Отже, принципи дії перетворювачів витрат в кожній із перерахованих груп різні і тому всі ці перетворювачі повинні розглядатися самостійно. Але всі інші п'ять частин витратоміра: сполучний пристрій, дифманометр, вторинний перетворювач, вторинна лінія зв'язку і вторинний вимірювальний прилад є загальними для всіх перерахованих шести груп витратомірів.

Найбільш важливими серед всіх перерахованих приладів є витратомірами із звужуючими пристроями. Вони одержали винятково широке поширення і становлять не менш 70-80 % всіх витратомірів. Причинами цього є такі три переваги:

1. Універсальність застосування. Вони придатні для вимірювання витрат будь-яких однофазних середовищ та, у певній мірі, і двофазних. Крім того, вони придатні для вимірювання витрат будь-якої величини в трубках, практично, будь-якого діаметра і, практично, при будь-якому тиску і температурі.

2. Зручність масового виробництва. Індивідуально виготовляється тільки перетворювач витрат – звужуючий пристрій. Інші частини, в тому числі найбільш складні, дифманометр і вторинний прилад, можуть вигото-

влятися великими партіями. Їх будова не залежить ні від роду вимірюваного середовища, ні від величини витрат.

3. Відсутність необхідності в зразкових витратомірних установках у випадку застосування у якості перетворювачів витрат стандартних звужуючих пристроїв, встановлених у трубах, що мають діаметр не менше 50 мм [53].

Разом із цим витратоміри із звужуючим пристроєм мають і недоліки, з яких найбільш важливим є квадратична залежність між витратою і перепадом, наслідком чого є нерівномірність шкали, досить малий діапазон вимірювання, $Q_{\max} / Q_{\min} = 3/1$ і ускладнення, що виникають при застосуванні їх для вимірювання змінних витрат.

До числа їх інших недоліків можна віднести обмежені точність і швидкодію та наявність ртуті в деяких типах дифманометрів. Інерційність витратомірів зростає із збільшенням довжини трубок, що з'єднують звужуючий пристрій з дифманометром, а у випадку пневматичного вторинного перетворювача також і трубок, що з'єднують дифманометр із вторинним приладом. Похибка вимірювання витратомірів із звужуючими пристроями може лежати в досить широких межах залежно від стану звужуючого пристрою, діаметра трубопроводу, сталості тиску і температури вимірюваного середовища. У середньому граничну наведену похибку у них можна оцінити цифрами $\pm 1-3\%$.

Найпоширенішим звужуючим пристроєм є діафрагма, що представляє собою тонкий диск, із круглим отвором, вісь якого збігається з віссю труби.

Тоді рівняння для масового Q_M (кг/с) і об'ємної Q_V (м³/с) витрати приймають вигляд [36]

$$Q_M = \alpha \varepsilon S \sqrt{2\rho(p_1 - p_2)}, \quad (1.1)$$

$$Q_V = \alpha \varepsilon S \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_1 - p_2)}, \quad (1.2)$$

де α – коефіцієнт витрат звужуючого пристрою, ε – коефіцієнт, що враховує стискаємість речовини, S – площа звужуючого отвору, ρ – густина речовини, $(p_1 - p_2)$ – перепад тиску.

Ці рівняння і є основними залежностями між витратою і перепадом для перетворювачів витрат із звужуючими пристроями. Вони придатні для будь-якого середовища – стискуваного і нестискуваного, в останньому випадку $\varepsilon = 1$.

1.2 Перетворювачі витрат з гідравлічним опором і відцентровим принципом дії

Крім звужуючих пристроїв у пристроях змінного перепаду тиску застосовуються ще і такі перетворювачі витрат: гідравлічні опори, відцентрові, напірні пристрої, напірні підсилювачі і струминні. У всіх цих перетворювачів за винятком гідравлічних опорів, що звичайно працюють у ламінарному режимі, має місце квадратична залежність між витратою і створеним перепадом тиску. Пристрій і принцип дії перерахованих перетворювачів різні, але працюючі з ними в комплекті вимірювальні прилади (дифманометри і вторинні прилади) ті самі [51].

Втрата тиску в гідравлічному опорі будь-якого типу залежить від витрати. Тому, вимірюючи перепад тиску, що існує по обидва боки гідравлічного опору, можна судити про витрату. Для практичних цілей знайшли застосування лише опори, що працюють в умовах ламінарного режиму. Їхньою істотною перевагою є можливість одержання лінійної залежності між витратою Q і перепадом Δp , якщо будуть виключені або істотно знижені ті частини перепаду, які пов'язані із втратами на вході в опори.

Основним типом опору, що забезпечує ламінарний режим руху, є одна або кілька капілярних трубок, включених паралельно. Перетворювачі з капілярними трубками зручні для вимірювання досить малих витрат рідин і газів, порядку десятків і сотень л/г і менше. Порівняно рідко при більш значних витратах застосовуються інші опори, наприклад, у вигляді скляних пористих дисків, пористого набивання з тонкої мідної стружки, що заповнює невелику ділянку трубопроводу між двома металевими сітками, або ж каліброваних металевих або скляних кульок, що також заповнюють цю ділянку труби. Як відомо, ламінарний рух у трубці має місце при числах $Re \leq 2300$. Звідси одержуємо залежність [57]

$$d_{\min} \geq 0,554 \cdot 10^{-3} Q_{\max} \rho / \mu,$$

з якої можна визначити максимальну об'ємну витрату (Q_{\max} для трубки заданого діаметра), або ж мінімально припустимий діаметр (d_{\min} трубки для заданої витрати).

На рис. 1.1 показана зміна потенційної і кінетичної енергій, а також втрат по довжині капілярної трубки при русі рідини. Відповідно до закону Пуазейля втрати від в'язкісного тертя Δp_n пропорційні довжині l трубки, відповідно до рівняння [36]

$$\Delta p_{\lambda} = \frac{128\mu Q}{\pi d^4} l.$$

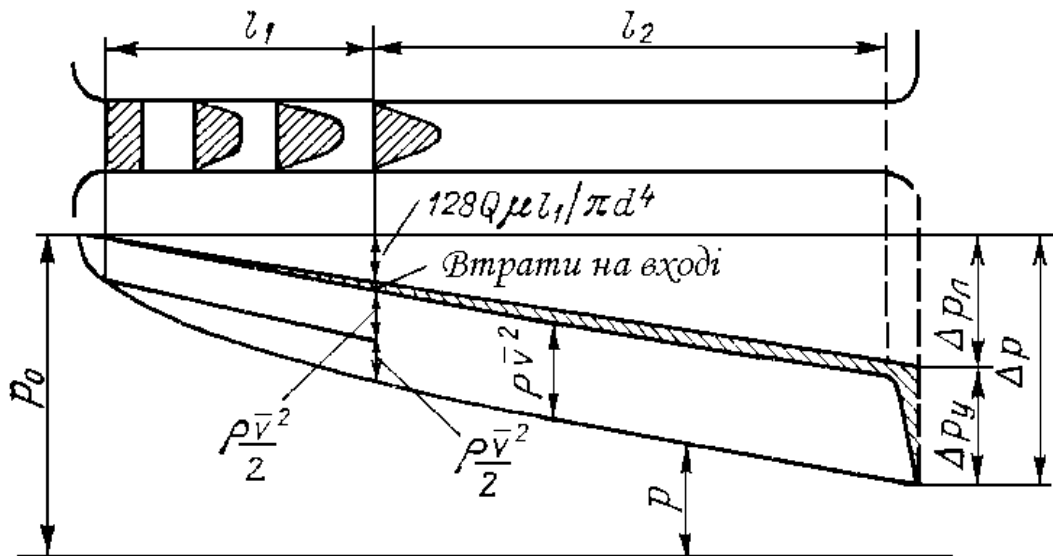


Рисунок 1.1 – Зміна потенційної і кінетичної енергії уздовж довжини капіляра [36]

Крім того, при вході відбувається падіння тиску, що витрачається на утворення кінетичної енергії $\rho \bar{v}^2 / 2$. При цьому профіль швидкостей при вході практично рівномірний. Потім на вхідній ділянці довжиною $l_1 = 0,065 R_e d$ відбувається утворення параболічного профілю швидкостей. Тому наприкінці ділянки кінетична енергія дорівнює $\rho \bar{v}^2 / 2$. На це, а також на деякі втрати, що супроводжують процес утворення параболічного профілю, також витрачається відповідний тиск. У результаті сумарна втрата тиску на вході, витрачувана на прискорення потоку і утворення в ньому параболічного профілю, визначається рівнянням [36]

$$\Delta p_y = \xi \frac{16\rho}{\pi^2 d^4} Q^2,$$

де ξ – коефіцієнт втрат, що залежить від вхідного отвору трубки ($\xi = 0,8$ при гостро обрізаній трубці і $\xi = 1,12$ при закругленому вході в трубку).

При виході з капіляра кінетична енергія не відновлюється. Таким чином, тільки на ділянці капіляра довжиною l_2 немає інших втрат, крім втрат на в'язкісне тертя, що підпадає під закон Пуазейля. Тому, якщо ми хочемо

мати у витратомірі лінійну залежність між Q і Δp , то обидва отвори для відбору перепаду треба робити в межах ділянки l_2 . У більшості випадків, особливо при скляних капілярах, наприклад, у реометрах, тиск p_1 відбирається до, а тиск p_2 – після трубки. У цьому випадку загальний перепад тиску Δp буде визначатися величиною

$$\Delta p = \Delta p_l + \Delta p_y.$$

Тоді залежність Q від Δp при довгих капілярах буде наближатися до лінійного, а при коротких – до квадратичного. Якщо Δp_y мале у порівнянні з Δp_l , то визначити величину Δp_y , стосовно Δp_l , можна з наближеного рівняння [36]

$$\frac{\Delta p_y}{\Delta p_l} \approx \frac{\xi \rho d^4}{1024 \mu^2 l^2} \Delta p_l.$$

Щоб одержати шкалу приладу близьку до лінійної, потрібно мати довжину l в кілька сотень разів (200 – 300) більшу діаметра капіляра d . При $l = 18d$ рівняння вимірювання має вигляд [36]

$$Q \approx k \Delta p^{0,91}.$$

У випадку вимірювання витрат газу в капілярі відбувається додаткова втрата тиску Δp_p , пов'язана з поступовим зменшенням щільності газу і збільшенням середньої швидкості. Величина цієї втрати дорівнює $\Delta p_l / 2p_1$. Часто при малій величині цього відношення втратою Δp_p можна знехтувати. Розрахувати втрату тиску теоретичним шляхом для градування шкали не можна головним чином через неможливість виміряти із необхідною точністю діаметр капіляра, що входить у рівняння вимірювання в четвертому степені, тому капіляри повинні піддаватися індивідуальному градуванню.

Як ми вже відзначали, основне застосування капілярні перетворювачі мають для вимірювання малих витрат. Шляхом встановлення в трубопроводі пучка паралельних капілярів здійснюється вимірювання витрат рідини аж до 1500 – 2000 кг/г. Так, наприклад, для вимірювання витрат масла 1000 кг/г був застосований пакет з 963 сталевих трубок діаметром 0,48 мм і довжиною 150 мм. Через те, що в'язкість рідин істотно змінюється із темпе-

ратурою, вживають заходи для її компенсації або стабілізації. Найчастіше капілярний перетворювач витрати поміщають у водяний термостат.

У цій роботі розглядається застосування низки послідовно встановлених пористих шлакових перегородок. Завдяки обвідному трубопроводу можна було включати в основний потік будь-яке число із установлених послідовно чотирьох пластин. Це дозволило отримати дуже широкий діапазон вимірювання, що становив $0,8 - 100 \text{ см}^3/\text{с}$ при пористих перегородках зі скла і $15 - 450 \text{ см}^3/\text{с}$ – при бронзових пористих перегородках. Різні матеріали дають різні розміри пор у межах від 10 до 250 мкм. При більших розмірах лінійна залежність між витратою і перепадом порушується [57].

Розглянуті прилади мають у порівнянні з іншими витратомірами змінного перепаду тиску більший діапазон вимірювання і, крім того, краще підходять для вимірювання пульсуючих витрат, але розміри первинного перетворювача виходять більшими при значних витратах. Так, при вимірюванні пульсуючої витрати повітря, створюваної поршневым компресором $Q_{cp} = 85 \text{ м}^3/\text{г}$, один з перетворювачів складається із 175 паралельно розташованих алюмінієвих листів розміром $215 \times 152 \times 0,56 \text{ мм}$.

1.3 Перетворювачі витрат обтікання

Перетворювачами витрат обтікання називаються прилади, робота яких основана на залежності від витрати речовини переміщення тіла, що сприймає динамічний тиск потоку, що його обтікає.

Оскільки потік обмежений стінками трубопроводу, то умови обтікання тіла будуть істотно відмінними від умов обтікання такого ж тіла, зануреного у вільний потік. У більшості випадків між стінками труби і обтічним тілом залишається досить невеликий прохідний зазор, зазвичай кільцевої форми. У цьому зазорі створюється значна швидкість за рахунок відповідного падіння тиску, тому на занурене тіло крім динамічного тиску діє також і різниця статичних тисків [58].

Форми тіл обтікання різні: поплавець, поршень, куля, диск, крило, тощо. У більшості приладів тіло обтікання переміщується прямолінійно, зазвичай уздовж своєї вертикальної осі. В деяких приладах тіло повертається навколо осі підвісу. Величина переміщення або кута повороту є мірою витрати.

Характер роботи розглянутих витратомірів залежить від того, чи створюється протидіюча сила тільки вагою тіла або ж ще і іншим способом, наприклад, за допомогою пружини. Перетворювачі витрат системи обтікання класифікуються в такий спосіб [59]:

1. Витратоміри постійного перепаду тиску (тіло обтікання вільне): ротаметри; поплавкові; поршневі.

2. Витратоміри з перепадом, тиску, що змінюється (тіло обтікання вільне): поплавково-пружинні; поплавково-архімедові; кулькові з рухом у криволінійній трубці.

3. Витратоміри з поворотною лопатою: з вантажним урівноважуванням; із пружинним урівноважуванням; компенсаційні.

Схеми основних типів перетворювачів витрат обтікання показані на рис. 1.2. Ротаметр (рис. 1.2, а) являє собою конічну, звичайно скляну трубку, що розходить нагору, усередині якої переміщається поплавець. Шкала наноситься безпосередньо на скляній трубці. У поплавкового витратоміра (рис. 1.2, б) конічний поплавець переміщається в тонкому круглому отворі. Є і інші форми поплавців, наприклад, дисковий, що переміщається в конічному сидлі подібно зображеному на рис. 1.2, г. У поршневому витратомірі (рис. 1.2, в) обтічним тілом є поршень, що рухається всередині втулки, що має одне або кілька бічних отворів. Поплавкові і поршневі витратоміри звичайно забезпечуються електричним або пневматичним перетворювачем ходу поплавця або поршня. Зв'язок з перетворювачем виробляється за допомогою штока. Іноді кінець штока безпосередньо пов'язаний з відліковим пристроєм. Всі ці прилади основані на вимірюванні вертикального переміщення тіла, що змінює при цьому площу прохідного отвору, тому перепад тиску по обидві сторони поплавця залишається майже постійним.

Поплавково-пружинний витратомір з віссю, перпендикулярною до потоку, і вертикальним переміщенням поплавця зображений на рис. 1.2, г, а віссю, паралельною потоку, і горизонтальним переміщенням поплавця на рис. 1.2, д. У цих приладах, як, наприклад, на рис. 1.2, д, площа прохідного отвору може не змінюватися при переміщенні поплавця. У поплавково-архімедовому витратомірі роль пружини виконує архімедова сила – зміна гідростатичного тиску на тіло, пов'язане з поплавцем і частково занурене в більш важку рідину.

Кульковий витратомір показаний на рис. 1.2, е. У вигнутій по дузі кола, звичайно скляній трубці постійного перетину, під тиском потоку переміщується кулька. Протидіючою силою є проекція ваги кульки на вісь трубки. Перепад тиску в приладі пропорційний квадрату витрати [61, 62].

Схеми витратомірів з поворотною лопатою зображені на рис. 1.2, ж, з. У першому випадку площина лопати перпендикулярна до потоку, у другому – паралельна потоку. Зі збільшенням витрати лопата повертається на-

вколо осі підвісу. Кут повороту є мірою витрати. Протидіюча сила створюється вагою крила або деформацією пружини. Є також компенсаційні витратоміри, у яких тиск на лопату врівноважується постійною силою, наприклад, тиском стисненого повітря [63].

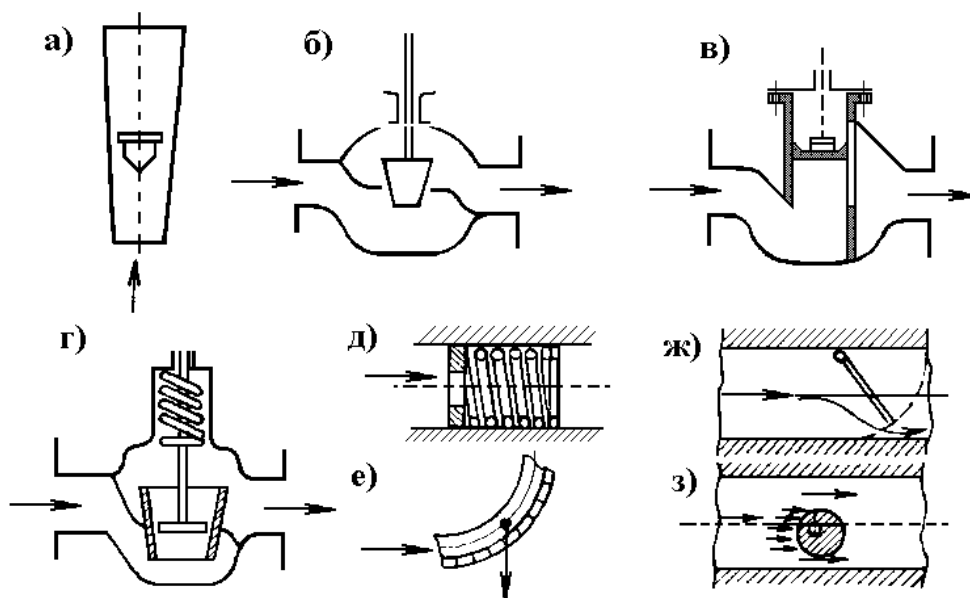


Рисунок 1.2 – Схеми перетворювачів витрат обтікання [36]

Із всіх перерахованих витратомірів обтікання найбільш широке поширення одержали ротаметри. Потім порівняно часто застосовуються поплавкові витратоміри і витратоміри з поворотною лопатою. Ротаметри застосовуються для вимірювання невеликих витрат рідини і газу, що мають незначний тиск. Витратоміри обтікання порівняно прості за будовою, надійні в роботі і мають діапазон вимірювання, що сягає до 8–10, а у витратомірів з поворотною лопатою – навіть 12–15. Наведена похибка більшості розглянутих приладів лежить у межах $\pm (1-2) \%$ [64].

1.4 Тахометричні перетворювачі витрат і лічильники кількості

Тахометричними перетворювачами називаються прилади і лічильники кількості, робота яких основана на залежності від витрати речовини швидкості руху тіла, встановленого в трубопроводі.

У переважній більшості випадків перетворювач витрати (турбінка, ротори, кулька тощо) під впливом потоку обертається. У порівняно рідких випадках його рухливий елемент робить поступальний, нутаційний або інший рух [65].

Залежно від пристрою перетворювача витрати тахометричні витратоміри поділяються на: а) турбінні, б) кулькові, в) камерні.

Якщо вал турбіни або іншого перетворювача витрати зв'язати через редуктор з рахунковим механізмом, то отримаємо вимірювач кількості – лічильник рідини або газу. Такі прилади широко застосовуються. Значно пізніше одержали поширення тахометричні витратоміри. У цьому випадку обов'язковою частиною приладу є тахометричний пристрій для вимірювання швидкості обертання рухливого елемента, що складається майже завжди із двох самостійних частин: тахометричного перетворювача швидкості обертання вала в частоту імпульсів, звичайно електричних, і вимірювача частоти цих імпульсів електричного аналогового або цифрового частотоміра. Якщо додатково мати електричний лічильник числа імпульсів, то одночасно отримаємо і вимірювач кількості.

Електричний тахометричний перетворювач майже не навантажує вал турбіни або іншого перетворювача витрати. Це сприяє істотному підвищенню точності вимірювання. Похибка вимірювання кількості, вимірюваного електричним лічильником, у цій схемі не перевищує $\pm 0,5\%$, у той час як у стандартних турбінних лічильників води (вал яких через редуктор зв'язаний з рахунковим механізмом) вона становить $\pm 2\%$, тобто в чотири рази більше. Крім того, відсутність механічного зв'язку з лічильником виключає необхідність у виводі осі турбіни через ущільнення, що, безсумнівно, підвищує надійність роботи приладу. Таким чином, сучасний тахометричний витратомір з лічильником складається із чотирьох елементів: а) перетворювача витрати (турбіни, кульки тощо); б) тахометричного перетворювача швидкості обертання турбіни або іншого елемента в частоту електричних імпульсів; в) електричного частотоміра; г) електричного лічильника.

Тахометричні лічильники (турбінні і камерні) займають основне місце серед приладів для вимірювання кількості рідини і газу. Широке поширення отримали також турбінні витратоміри для вимірювання витрати рідини. Вони виготовляються для труб діаметром від 4 до 750 мм для тисків до 250 МПа (2500 кгс/см^2) [66] і вище і для температур у діапазоні від -240 до $+700$ °С. Аналогічні прилади широко застосовуються для вимірювання витрати рідкого палива в транспортних установках. Останнім часом розширюється область застосування подібних приладів також у нафтовій, хі-

мічній і інших галузях промисловості. Перевагами розглянутих приладів є висока точність (особливо в камерних) і великий діапазон вимірювання.

Турбінні прилади застосовуються для вимірювання зміни кількості рідин. Для вимірювання витрати газу турбінні прилади застосовуються значно рідше. Це пов'язано з тим, що внаслідок малої щільності газу рушійний момент виходить незначним, незважаючи на порівняно великі швидкості. Це звужує діапазон вимірювання і підвищує поріг чутливості, а також вимагає прийняття особливих конструктивних заходів зі зниження опорів, що виникають при обертанні турбіни. Крім того, внаслідок великих швидкостей газу турбіни мають підвищену швидкість обертання, і значить – прискорене зношування підшипників.

Камерні тахометричні лічильники і витратоміри можуть застосовуватися для середовищ, що мають як велику, так і малу в'язкість. Камерні прилади поки що застосовуються, головним чином, як лічильники.

Кулькові прилади виникли пізніше турбінних і камерних. Вони застосовуються як витратоміри для вимірювання витрати різних рідин, головним чином води.

Тахометричні прилади вимірюють об'ємні витрату і кількість. При необхідності застосування їх для вимірювання масової витрати вони доповнюються пристроєм, наприклад, вимірювачем щільності, і необхідною лічильно-розв'язувальною схемою. Найбільш точними серед всіх розглянутих є деякі різновиди камерних приладів. Так, серійно виготовлені лічильники рідини з овальними шестірнями мають клас 0,5, незважаючи на механічний зв'язок з рахунковим механізмом [67].

Кулькові витратоміри менш точні в порівнянні з турбінними і мають менший лінійний діапазон вимірювання, але вони можуть працювати в забруднених середовищах. Турбінні і особливо камерні прилади дуже чутливі до забруднень і механічних домішок. Як показали випробування, навіть тверда вода негативно впливає на точність турбінних витратомірів. Крім того, для цих приладів досить важливою є здатність, що змазує, вимірюване середовище. Тому на нафтопродуктах вони краще працюють, ніж, наприклад, на воді. З цієї ж причини вони менш придатні для газів через швидке зношування підшипників. Істотним недоліком турбінних приладів є також залежність їхніх показників від в'язкості середовища. Із збільшенням в'язкості діапазон лінійної характеристики приладу істотно скорочується. Камерні прилади щодо цього кращі [68].

1.5 Теплові перетворювачі витрат

Теплові перетворювачі витрат працюють на основі вимірювання залежності від витрати ефекту теплового впливу (нагрівання або охолодження) на потік або на тіло, що контактує із потоком.

Донедавна теплові витратоміри поділялися як за принципом дії, так і за будовою тільки на калориметричні і термоанемометричні. У першому випадку вимірювалося підвищення температури потоку, що нагрівається, у другому – електричний опір нагрівної проволочки, або іншого термоанемометричного перетворювача, встановленого в потоці. В обох випадках нагрівання здійснювалося електричним струмом. Ці вже давно відомі прилади знайшли застосування головним чином при науково-дослідних і експериментально-виробничих роботах, причому переважно для вимірювання швидкостей і витрат газових потоків [69].

Тепер усе більш широке поширення отримують витратоміри із зовнішнім розташуванням нагрівача і термоперетворювачів. Вони виявилися дуже зручними як промислові прилади, особливо для вимірювання невеликих витрат рідин і газів. За принципом своєї дії ці прилади можуть бути підрозділені на квазікалориметричні і витратоміри приграничного теплового шару. Їхнім різновидом є прилади, у яких сама стінка труби виконує функції нагрівання і термоперетворення [70–73].

Далі починають з'являтися нові методи нагрівання, наприклад, за допомогою рідкого теплоносія, індукційний і інші, що істотно змінюють конструкцію витратоміра. За принципом дії ці прилади досить близькі до калориметричного.

Таким чином, з огляду на те, що теплові витратоміри поділяються за способом нагрівання, за розташуванням нагрівачів і термоперетворювачів усередині або зовні труби і за принципом дії, може бути запропонована така їх класифікація.

1. Витратоміри з електричним (омічним) нагріванням: 1) із внутрішнім нагріванням (контактні); а) калориметричні, б) термоанемометричні; 2) із зовнішнім нагріванням (неконтактні): а) теплового приграничного шару, б) квазікалориметричні із симетричним розташуванням термоперетворювачів; з несиметричним розташуванням термоперетворювачів; з нагрівною стінкою труби.

2. Витратоміри з індукційним нагріванням.

3. Витратоміри з нагріванням рідинним теплоносієм.

Діапазон витрат, охоплюваний тепловими витратомірами, дуже великий. Так, витратоміри із зовнішнім розташуванням нагрівача і термоперетворювачів придатні для труб, що мають діаметр, починаючи від 1,5–2 мм, а деякі їхні особливі різновиди: парціальні, точкові (з нагріванням обмеженої ділянки труби) і зондові можуть вимірювати витрати в трубах як завгодно великого діаметра. Наведена похибка неконтактних теплових витратомірів у середньому лежить у межах $\pm(1,5-3)$ %. У калориметричних контактних приладів вона може бути знижена до $\pm 0,5$ %. Теплові витратоміри вимірюють масову витрату [51].

Недоліком їх є значна інерційність. Виключенням є термоанемометри, які придатні для вимірювання швидкозмінних швидкостей і витрат.

Принципова схема калориметричного витратоміра показана на рис. 1.3,а. У середині трубопроводу встановлені нагрівач 3 і два термоперетворювача 1 і 2 для вимірювання температури потоку T_1 до та T_2 після нагрівача. Звичайно термоперетворювачі 1 і 2 встановлюються на рівних відстанях $l_1 = l_2$ від нагрівача для того, щоб їх нагрівання за рахунок випромінювання було однаковим.

Розподіл температур по обидві сторони від нагрівача буде залежати від температури середовища, випромінювання нагрівача, втрати тепла в навколишній простір і швидкості потоку. Цей розподіл при постійній кількості тепла, що виділяється нагрівачем в одиницю часу, показане на рис. 1.3,б. Крива 1 відповідає відсутності витрати $Q_M = 0$; крива 2 має місце при досить незначній витраті, а крива 3 характерна для середніх і значних витрат. На кривій 1 температура майже за експоненціальним законом симетрично спадає в обидва боки від нагрівача. При $l_1 = l_2$ різниця температур $\Delta T = T_2 - T_1 = 0$. При виникненні витрати симетрія температурного поля порушується і виникає різниця температур ΔT у перерізах А–А і Б–Б. Спочатку при малих швидкостях потоку різниця температур ΔT_a (крива 2) росте з ростом витрати тому, що T_1 падає внаслідок надходження холодного газу або рідини, у той час як T_2 дуже мало змінюється або навіть злегка зростає, внаслідок зсуву температурного поля у бік перерізу Б–Б. Потім при подальшому зростанні витрати температура T_1 прийме постійне значення, рівне температурі вступника газу (крива 3), а температура T_2 буде падати, тому що підвищення температури потоку в нагрівачі буде обернено пропорційне його витраті Q_M . Отже, різниця температур ΔT_b буде зменшуватись із ростом витрати.

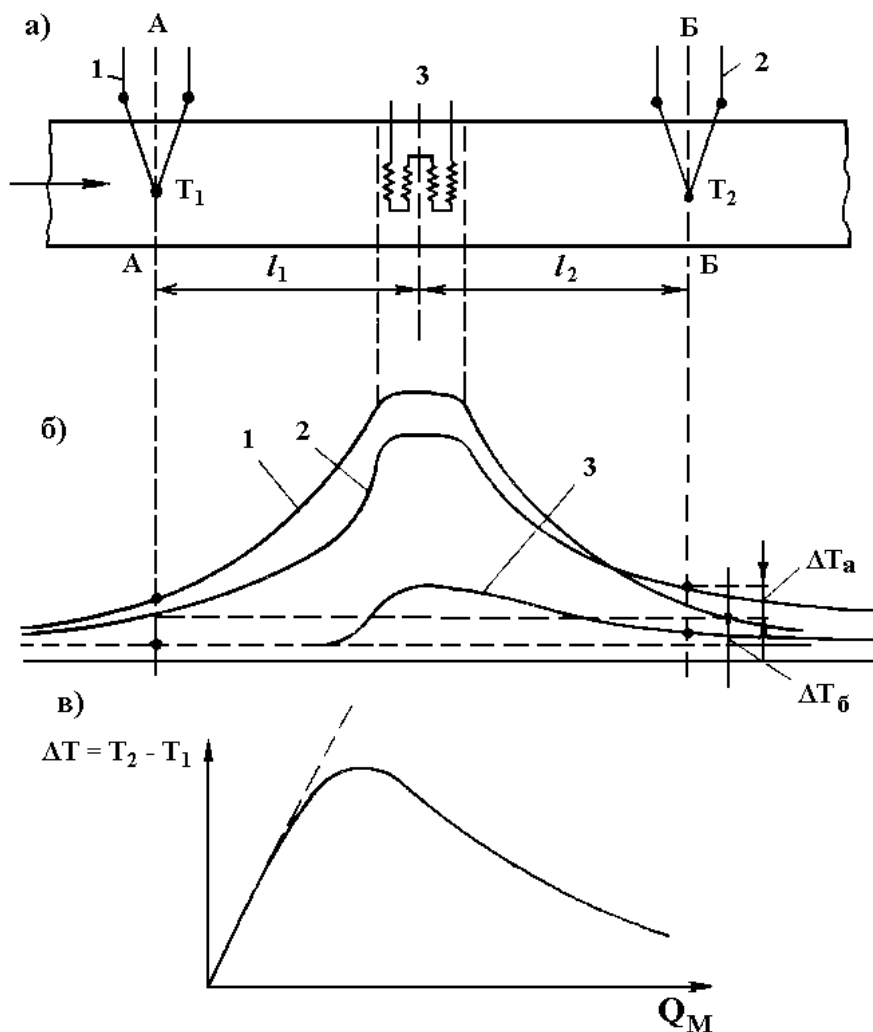


Рисунок 1.3 – Калориметричний витратомір: а – принципова схема; б – розподіл температур; в – залежність ΔT від витрати Q_M при $P = const$

Виходячи із сказаного, на рис. 1.3,в показана зміна $\Delta T = T_2 - T_1$ залежно від масової витрати Q_M . Як показує досвід, при малій швидкості потоку ΔT зростає майже пропорційно росту витрати. Потім цей ріст сповільнюється. Крива досягає максимуму, а потім із ростом витрати іде вниз за гіперболічним законом. Величина максимуму кривої залежить від потужності, що виділяється в нагрівачі. Із збільшенням потужності максимум зростає, як це видно з рис. 1.4, отриманого [73] при вимірюванні швидкості повітря. При цьому максимуми кривих виявилися при швидкостях повітря 0,4–0,5 м/с. Подібні ж криві (рис. 1.5) отримані і при вимірюванні витрати води [74]. При цьому пропорційність між витратою і термо-ЕРС спостерігалася лише до швидкості 0,2 мм/с. Помітимо, що витратомір був побудований для вимірювання дуже малих витрат 1–2 л/г і менше. З рис. 1.3 слі-

дує висновок про те, що на градувальну криву впливає не тільки потужність (або струм) нагрівання, але і місце розташування термоперетворювачів, хоча і у невеликому степені. У роботі [75] було отримане деяке збільшення початкової висхідної частини кривої при зменшенні відстані $l_1 = l_2$ від 60 до 30 мм. Вимірюване середовище – повітря.

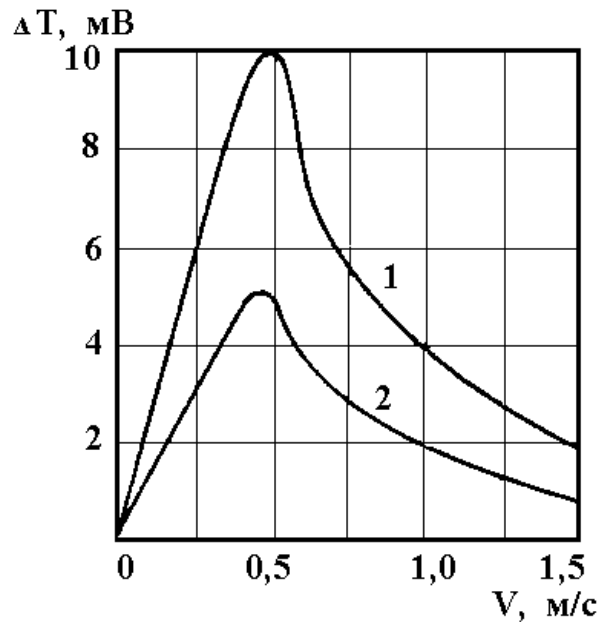


Рисунок 1.4 – Різниця температур залежно від швидкості повітря і потужності P нагрівача: 1 – $P = 2$ Вт; 2 – $P = 1$ Вт

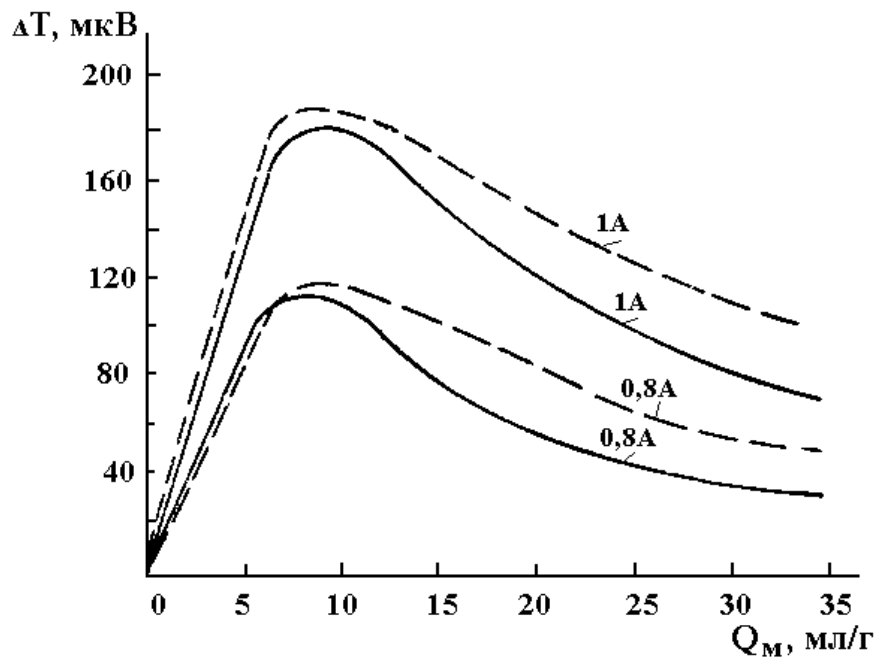


Рисунок 1.5 – Різниця температур залежно від витрати води, сили струму в нагрівачі і відстані місць вимірювання температур від нагрівача:
 — для ближньої термобатарей, - - - для далекої термобатарей

Таким чином, всі наведені градууювальні криві калориметричних витратомірів мають дві гілки: висхідну і спадну, і працювати треба на одній або на іншій гілці. Природно, що зручніше користуватися висхідною гілкою, де при малих швидкостях є пропорційність між витратою і показами приладу. Однак подібні умови зустрічаються лише в трубах малого діаметра і у деяких спеціальних задачах. Значно частіше доводиться працювати на спадній гілці, де покази приладу обернено пропорційні витратам. У цьому випадку залежність між масовою витратою Q_M і різницею температур ΔT можна визначати з рівняння теплового балансу [36]

$$P = k_d k_o k_n c_p \Delta T Q_M, \quad (1.3)$$

звідки

$$Q_M = \frac{1}{k_d k_o k_n c_p} \frac{P}{\Delta T}, \quad (1.4)$$

де P – потужність нагрівача у Вт; c_p – теплоємність (для газу при постійному тиску) при температурі $((T_1 + T_2)/2)$ у Дж/кг · град; Q_M – витрата газу або рідини в кг/г; k_d – поправочний коефіцієнт, що враховує можливість нагрівання термоперетворювача за рахунок випромінювання і інших видів теплопередачі від нагрівача; k_o – поправочний коефіцієнт, що враховує втрати тепла в навколишнє середовище; k_n – поправочний коефіцієнт на нерівномірність розподілу температур по перетину трубопроводу.

Важливо оцінити значення k_d , k_o і k_n або вжити заходів для того, щоб вони були близькі до одиниці. Для того, щоб k_d було близьким до одиниці, бажано мати невисоку температуру нагрівача, що не завжди можливо. Далі доцільно за допомогою екрана виключити прямий променевий вплив термоперетворювачів з нагрівачем.

Простіше врахувати вплив k_o . Гарна ізоляція тієї ділянки труби, де розташований нагрівач, може знизити втрати тепла в навколишнє середовище до нескінченно малої величини. У випадку ж необхідності завжди можна оцінити величину k_o .

Складніші справи із коефіцієнтом k_n . При рівномірному розподілі нагрівача по перетину труби нагрівання в центральній і периферійній частинах потоку буде різне внаслідок нерівномірності профілю швидкостей.

При цьому середня температура по перетину не дорівнює середній температурі потоку, тому що швидкості в різних точках перетину різні. В результаті k_n може відрізнятись від одиниці на 1–2 %. При розробці калориметричного витратоміра на дуже великі витрати газу, порядку 20000 кг/г, було випробувано кілька способів, що мали за мету домогтись однакової по перетину температури газу після проходження через нагрівач.

Спосіб, що дав найкращий результат, полягає в тому, що нагрівач відділений від термодетектора завихреннями, що складаються з ряду похилих лопат, що ідуть із центру до периферії. Ці завихрення виконують подвійну роль. Вони добре перемішують потік, забезпечуючи рівномірний розподіл температур після нагрівача. Крім того, вони усувають безпосередній променистий теплообмін між термодетекторами і нагрівачами. Застосування цього способу пов'язано із збільшенням втрати тиску в детекторі витратоміра. Але у випадку застосування останнього в якості зразкового для дослідницьких або перевірочних цілей це є несуттєвим [76].

Як слідує із рівняння (1.4), можливі два методи вимірювання витрати Q_M . Перший спосіб, розглянутий раніше, полягає в підтримці постійної потужності P , споживаної нагрівачем, і вимірюванні різниці температур ΔT . Недоліком цього способу є гіперболічний характер шкали і, у зв'язку із цим, падіння чутливості приладу по мірі росту витрат. Другий спосіб полягає в автоматичній підтримці сталості ΔT при всіх витратах шляхом відповідної зміни потужності P нагрівання. У цьому випадку про витрату Q_M судять за величиною вимірюваної потужності P . Між Q_M і P має місце пряма пропорційність, за винятком області малих швидкостей, де буде позначатися безпосередній вплив теплопередачі, зокрема теплопровідності середовища. Тут залежність між P і Q_M при $\Delta T = const$ буде мати вигляд, зображений на рис. 1.6. Таким чином так само як на рис. 1.3, "в, градувальна крива буде мати дві гілки. Для зменшення витрати потужності різницю температур звичайно обмежують величиною 1–3 °С, особливо якщо прилад призначений для вимірювання значних витрат. Для витрат повітря $Q_M = 1000$ кг/г при $\Delta T = 2$ °С і $c_p = 1,01 \cdot 10^3$ Дж/(кг·град) споживана потужність P становить порядку 560 Вт. Значно більшою є необхідна потужність при вимірюванні витрати рідин, тому калориметричні витратоміри звичайно не застосовуються для вимірювання витрат рідин у тій області швидкостей і витрат, для якої справедливе рівняння (1.3). Вони знаходять

застосування лише при вимірюванні дуже малих витрат рідини [77], коли швидкість останньої так мала, що прилад працює на висхідній частині кривої. Основною областю застосування цих приладів є вимірювання витрати газу.

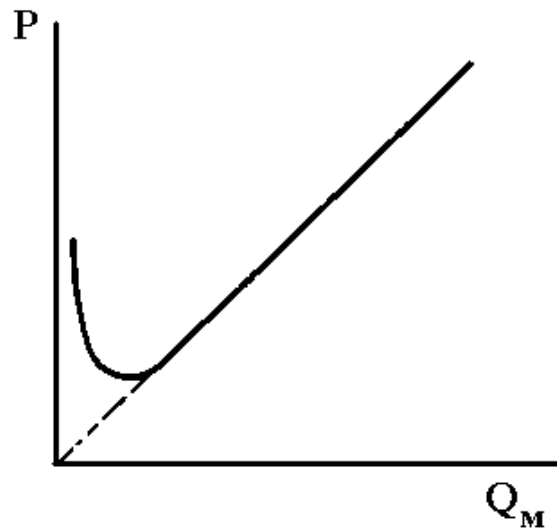


Рисунок 1.6 – Залежність потужності P від витрати Q_M при $\Delta T = const$

Досить привабливе їх застосування як зразкових приладів для перевірки і градування інших витратомірів за умови можливо більш точного визначення значення поправочних коефіцієнтів k_d , k_o і k_n . Та обставина, що калориметричний витратомір вимірює масову, а не об'ємну витрату, є безсумнівною його перевагою, у тому числі і як зразковий прилад, оскільки майже всі існуючі зразкові газовимірювальні установки вимірюють тільки об'ємну витрату і кількість.

Оцінімо можливу точність вимірювання витрати Q_M за допомогою калориметричного витратоміра. Відносна похибка вимірювання електричної потужності за допомогою вольтметрів і амперметрів класу 0,1 буде порядку 0,15 %. Похибку вимірювання різниці температур можна прийняти рівною $\pm 0,01$ °C. Тоді, залежно від величини ΔT , відносна похибка вимірювання буде: 0,5 % при $\Delta T = 2$ °C; 0,25 % при $\Delta T = 4$ °C і 0,125 % при $\Delta T = 8$ °C. Відносну похибку відомого значення питомої теплоємності c_p можна оцінити величиною $\pm 0,05$ %. Тоді, в залежності від значення похибок коефіцієнтів k_d , k_o і k_n , а також значення ΔT загальна відносна похибка вимірювання витрати буде порядку $\pm 0,3 \dots 1$ %.

1.6 Електромагнітні перетворювачі витрат

Електромагнітні перетворювачі витрат працюють на основі взаємодії рідини, що рухається, з магнітним полем. Ця взаємодія підпорядковується закону електромагнітної індукції, відповідно до якого в рідині, що перетинає магнітне поле, індукується ЕРС, пропорційна швидкості руху рідини.

Запропоновано велике число різних принципових схем електромагнітних витратомірів [78–82]. З них найбільше поширення одержали прилади, у яких індуквана ЕРС визначається шляхом вимірювання різниці потенціалів двох електродів, введених у рідину.

Розглянутий метод застосовується в таких областях [51]:

- 1) для вимірювання витрат різних рідин і пульп з іонною провідністю;
- 2) для вимірювання витрат розплавлених металів;
- 3) для вимірювання витрат крові в медичній і фізіологічній практиці;
- 4) для вимірювання швидкості бігу води у відкритих руслах, а також швидкості морських течій.

Ми розглядаємо лише першу з перерахованих областей застосування.

На рис. 1.7 показана принципова схема електромагнітного витратоміра.

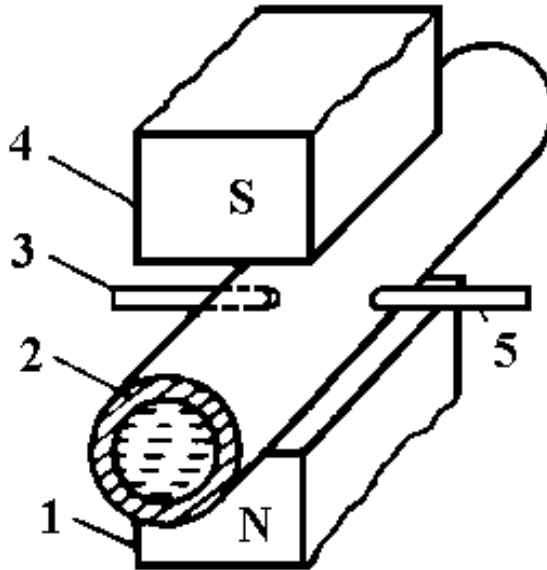


Рисунок 1.7 – Схема електромагнітного перетворювача витрат [83]

Ділянка трубопроводу 2, який виготовлений з немагнітного матеріалу і покритий зсередини електричною ізоляцією (гума, емаль, фторопласт, тощо), розташований між полюсами 1 та 4 магніту або електромагніта. Напрямок силових ліній магнітного поля перпендикулярний осі трубопрово-

ду. При русі рідини за законом електромагнітної індукції в точках, що лежать на протилежних кінцях відповідного діаметра труби, утворюється різниця потенціалів. Для знімання її через стінку труби 2 ізолювано від неї вводяться два електроди 3 і 5.

Різниця потенціалів E на електродах 3 і 5, розташованих на відстані D , рівному внутрішньому діаметру труби, буде

$$E = BDv = \frac{4B}{\pi D} Q_v, \quad (1.5)$$

де B – магнітна індукція; v – середня швидкість рідини; Q_v – об'ємні витрати.

Звідки випливає, що ЕРС E прямопропорційна об'ємним витратам. При виведенні рівняння було прийнято, що магнітне поле рівномірне, рідина однорідна за своїми електричними властивостями і електропровідність внутрішньої ізоляції труби у багато разів менша електропровідності рідини. В дійсності, внаслідок обмеженості розмірів магнітного поля по довжині труби і з інших причин воно може бути нерівномірним, що враховується введенням у формулу поправочного коефіцієнта k_1 . Другий коефіцієнт k_2 може бути введений для обліку шунтуючої дії металеві труби, що стикається з футерівкою. Звичайно ці коефіцієнти досить близькі до одиниці, але при всіх обставинах вони не порушують пропорційності між E і Q_v .

Якщо магнітне поле створюється електромагнітом, що живиться змінним струмом частотою F , то

$$B = B_{\max} \sin 2\pi Ft. \quad (1.6)$$

У цьому випадку прилад буде вимірювати не тільки корисну ЕРС, пропорційну швидкості або витратам [83]

$$E = \frac{4B_{\max}}{\pi D} Q_v \sin 2\pi Ft, \quad (1.7)$$

але і паразитну ЕРС E_T , що індукується в контурі площею S , утворену електродами, вивідними провідниками і вимірювальним приладом,

$$E_T = -S \frac{dB}{dt} = -2\pi FSB_{\max} \cos 2\pi Ft. \quad (1.8)$$

Величина цієї паразитної, так званої трансформаторної, ЕРС може бути значно більшою корисного сигналу.

Електромагнітні витратоміри мають багато переваг. Вони можуть застосовуватися для вимірювання будь-яких як завгодно великих витрат рідини в трубах будь-якого діаметра, починаючи від 2 мм і вище. Їхні покази не залежать від в'язкості і щільності середовища. Шкала приладу лінійна, і діапазон вимірювання досягає 10:1. Швидкодія приладу досить висока. Перетворювач витрати не має частин, що виступають усередину труби, і практично не створює додаткових втрат тиску. Вплив місцевих опорів значно менший, ніж у звужуючих пристроїв і більшості інших типів витратомірів.

Особливо корисна можливість вимірювання витрат агресивних, абразивних і в'язких рідин і пульп, а також розплавлених металів, тобто тих середовищ, виміряти витрати яких більшістю інших методів досить важко.

Більшість виготовлених електромагнітних витратомірів придатних для рідин з електропровідністю не менше 10^{-3} См/м (10^{-5} Ом⁻¹/см⁻¹), що відповідає електропровідності водопровідної води. Як правило, всі луки, кислоти і інші розчини, застосовувані в хімічній промисловості, а також соки, сиропи та інші рідини в харчовому виробництві мають більшу електропровідність. Таким чином, область застосування електромагнітних витратомірів досить велика. Ведуться роботи з їх застосування і для менш електропровідних середовищ. Так, за допомогою спеціальних електричних схем уже досягнута можливість вимірювати витрати рідин з електропровідністю аж до 10^{-5} См/м (10^{-7} Ом⁻¹/см⁻¹) [83]. Проте гази і такі рідини, як мастила, бензини та інші нафтопродукти, залишаються за межами застосування електромагнітних витратомірів.

Отже, наведені витратоміри мають низку недоліків, які можна виділити за принципом витратоміра:

- витратомір змінного перепаду тиску має квадратичну залежність між витратою і перепадом, наслідком чого є нерівномірність шкали, досить малий діапазон вимірювання і ускладнення, що виникають при застосуванні їх для вимірювання змінних витрат, а також обмежені точність і швидкодія;

- витратоміри з гідравлічним опором застосовуються для вимірювання малих витрат, а також мають великі розміри;

- витратоміри обтікання застосовуються для вимірювання невеликих витрат рідини і газу, що мають незначний тиск;

- тахометричні витратоміри швидко засмічуються, зношуються опори, мають малий діапазон вимірювання і високий поріг чутливості, а також прискорене зношування підшипників;

силові витратоміри мають складну конструкцію їхніх перетворювачів витрати і, як правило, велику кількість обертових елементів, встановлених всередині труби, що природно знижує надійність приладів;

- електромагнітні витратоміри мають велику залежність показів від багатьох причин і перешкод. Це змушує ускладнювати вимірювальні схеми приладів;

З наведених приладів можна виділити теплові витратоміри, які мають такі переваги:

- дуже великий діапазон витрат;

- можуть вимірювати витрати в трубах як завгодно великого діаметра;

- вимірюють масову, а не об'ємну витрату;

- використовується як зразковий прилад для перевірки і градування інших витратомірів.

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ У РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ВИТРАТ ГАЗУ

Транзисторні структури, які мають від’ємний диференціальний опір, можна використати для побудови радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу з частотним виходом, причому витраточутливими елементами в цих приладах виступають терморезистори, діоди або транзистори, зміна температури яких пропорційна витратам газу або рідини, що дозволяє значно підвищити чутливість і точність вимірювання. Для вивчення властивостей радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу необхідно розробити математичні моделі теплових режимів в перетворювачах, на базі яких отримати аналітичні залежності витрат від температури, що у свою чергу дасть можливість визначити залежність частоти генерації від витрат. Ці питання і будуть розглянуті у цьому розділі.

2.1 Конвективний процес теплообміну

Поняття конвективного теплообміну охоплює процес теплообміну між рідиною або газом і твердим тілом при їх стиканні. При цьому цей процес здійснюється одночасно теплопровідністю і конвекцією. Їх сукупна дія має назву конвективного теплообміну, тепловіддачею при стиканні або просто тепловіддачею. Явище теплопровідності в рідині та газах, як і в твердих тілах, визначається коефіцієнтом теплопровідності та температурним градієнтом. Інша справа з явищем конвекції – другим елементарним видом розповсюдження тепла. При цьому процесі перенесення тепла зв’язане з перенесенням самого середовища. Тому конвекція можлива лише в рідині та газах, частки яких можуть легко пересуватися [84].

Перенесення часток рідини залежить від багатьох факторів і, зокрема, від природи виникнення і режиму руху, фізичних властивостей рідини, форми і розмірів поверхні твердого тіла. Тому конвективний теплообмін (або тепловіддача) являють собою складний процес.

За природою виникнення розрізняють два види руху – вільний і вимушений. Вільним є такий рух, який виникає внаслідок різниці щільностей нагрітих і холодних часток рідини. Виникнення та інтенсивність вільного руху повністю визначаються тепловими умовами процесу і залежать від

роду рідини, різниці температур і об'єму простору, в якому протікає процес. Вільний рух також має назву природної конвекції.

Вимушеним є такий рух рідини, який виникає під дією сторонніх збудників, наприклад, під дією вітру, насоса або вентилятора. Умови такого руху залежать від роду і фізичних властивостей рідини, її температури, швидкості руху, форми і розмірів каналу, в якому відбувається рух. В загальному випадку поряд з вимушеним рухом одночасно може існувати і вільний рух. Відносний вплив останнього тим більший, чим більша різниця температур часток рідини і чим менша швидкість вимушеного руху. При великих швидкостях вимушеного руху вплив природної конвекції стає зневажливо малим.

З гідродинаміки відомо, що існує два режими руху: ламінарний і турбулентний. В першому випадку частки рідини рухаються паралельно до стінок каналу, а в другому – невпорядковано, хаотично. Перехід із ламінарного режиму у турбулентний відбувається одразу, як тільки середня швидкість рідини стає рівною або більшою критичної. Критична швидкість не є постійною величиною, а залежить від роду рідини і різних геометричних умов її курсу. При турбулентному режимі не вся маса рідини має невпорядкований характер руху. Біля обмежувальної стінки завжди існує тонкий прошарок рідини, в якому через в'язкість рідини зберігається ламінарний характер руху. Це так званий пограничний прошарок. Товщина цього прошарку залежить від середньої швидкості потоку і при збільшенні останнього зменшується.

В процесі тепловіддачі режим руху має дуже велике значення, оскільки ним визначається механізм перенесення тепла. За ламінарним режимом перенесення тепла у напрямку нормалі до стінки, в основному, здійснюється шляхом теплопровідності і визначається теплопровідністю рідини. За турбулентним режимом такий спосіб перенесення тепла зберігається лише в ламінарному пограничному прошарку, а в середині турбулентного ядра перенесення здійснюється шляхом інтенсивного перемішування часток рідини. В цих умовах для таких теплоносіїв, як газ, вода, спирт, різні масла, інтенсивність тепловіддачі, в основному визначається термічним опором пограничного прошарку, який у порівнянні з термічним опором ядра є визначальним.

В якості рідинних теплоносіїв використовуються різноманітні речовини – повітря, газ, вода, масла, нафта, бензол, бензин, гас, спирт, розплавлений метал тощо. В залежності від фізичних властивостей цих речовин

процес тепловіддачі має різноманітний характер протікання. Безпосередній вплив на процес здійснюють такі фізичні параметри: питома теплоємність, щільність, температуропровідність, в'язкість. Для кожної речовини ці параметри мають певні значення і, як правило, є функцією температури, а деякі з них і тиску. Розглянемо їх детальніше.

Коефіцієнт теплопровідності характеризує здатність речовини проводити тепло, і його величина визначає кількість тепла, яка проходить за одиницю часу через одиницю поверхні при зміні температури на 1 °С на одиницю довжини шляху теплового потоку:

$$\lambda = \frac{Q_n}{S\Delta T / l} \left[\frac{\text{ккал}}{\text{год} \cdot \text{м}^2 \frac{^{\circ}\text{С}}{\text{м}}} \right].$$

Питома теплоємність визначає кількість тепла, яка необхідна для нагрівання 1 кг речовини на 1 °С. Теплоємність при постійному тиску позначається C_p [ккал/кг · °С], при постійному об'ємі – C_v [ккал/кг · °С].

Питоною вагою речовини називають вагу одиниці об'єму. Розмірність питомої ваги – кг/м³, позначається вона γ . Отже,

$$\gamma = \frac{G}{V} \text{ [кг/м}^3\text{]}.$$

Зворотна величина до питомої ваги має назву питомого об'єму:

$$V = \frac{1}{\gamma} = \frac{V}{G} \text{ [м}^3\text{/кг]}.$$

Щільність речовини визначається масою одиниці об'єму. Вона дорівнює відношенню питомої ваги γ , кг/м³ до прискорення сили тяжіння і позначається ρ . Отже,

$$\rho = \frac{\gamma}{g} \text{ [кг} \cdot \text{с}^2\text{/м}^4\text{]}.$$

Інколи вищеперераховані параметри впливають не кожен окремо, а у вигляді комплексу, створеного з цих величин. Одним із таких комплексів є коефіцієнт температуропровідності, який в нестационарних теплових процесах характеризує швидкість зміни температури. Чим більше значення

коефіцієнта температуропровідності, тим більша в ньому швидкість розповсюдження температури. Позначається коефіцієнт температуропровідності a :

$$a = \frac{\lambda}{C_p \gamma} \text{ [м}^2\text{/год]}.$$

Усі реальні рідини мають в'язкість. Між частками або шарами, які рухаються з різними швидкостями, завжди виникає сила внутрішнього тертя, яка протидіє руху. Згідно з законом Ньютона, ця сила, віднесена до одиниці поверхні, пропорційна градієнту швидкості:

$$S = \mu \frac{dv}{dn} \text{ [кг/м}^2\text{]}.$$

Коефіцієнт μ має назву коефіцієнта внутрішнього тертя, або коефіцієнт в'язкості. Його розмірність – $\text{кг}\cdot\text{с}/\text{м}^2$. При $\frac{dv}{dn} = 1$ звідки $s = \mu$. Отже, коефіцієнт в'язкості виражає силу тертя, яка припадає на одиницю поверхні стикання двох рідинних прошарків, які ковзають один по одному при умові, що на одиницю довжини нормалі до поверхні ковзання швидкість руху змінюється на одиницю.

У рівняння гідродинаміки і теплопередачі часто входять відношення коефіцієнта в'язкості μ до щільності ρ і добутку коефіцієнта в'язкості на прискорення сили тяжіння g . Перша величина має назву коефіцієнта кінематичної в'язкості:

$$\nu = \frac{\mu}{\rho} \text{ [м}^2\text{/с]}.$$

Друга величина має назву коефіцієнта динамічної в'язкості:

$$\eta = \mu g \text{ [кг/м}\cdot\text{с]}.$$

Форма і розміри тепловіддаючої поверхні мають значний вплив на тепловіддачу. Якщо взяти лише найбільш прості форми тіла, наприклад, трубу або плиту, то з них можна скласти велику кількість тепловіддаючих поверхонь. Так, наприклад, плита може бути з однією або з двома тепловіддаючими поверхнями і розташована вертикально, горизонтально або з нахи-

лом. Таку ж багатогранність поверхонь теплообміну можна отримати з труб. Отже, форма і розміри тіла суттєвим чином впливають на тепловіддачу. Важливим є те, чи рухається рідина у замкнутому просторі, або, навпаки, поверхня нагріву з усіх боків омивається рідиною.

Коефіцієнт тепловіддачі. Зв'язок між кількістю тепла, яка передана шляхом стикання, і умовами теплообміну може бути встановлений на основі закону Фур'є у такому вигляді:

$$Q_n = -\lambda \int_F \text{grad} T_f dS. \quad (2.1)$$

Проте в практичних розрахунках використати цей зв'язок неможливо. Для розв'язання рівняння (2.1) необхідно знати значення температурного градієнта біля стінки і його зміну по всій поверхні теплообміну S , що неможливо. Тому для практичних розрахунків використовують формулу Ньютона:

$$Q_n = \alpha S (T_f - T_v) \text{ [ккал/год]}. \quad (2.2)$$

Згідно з цією формулою кількість тепла Q_n , яке передане від рідини до стінки або, навпаки, від стінки до рідини, пропорційно поверхні теплообміну і різниці температур. Умови ж теплообміну між рідиною і поверхнею твердого тіла характеризуються коефіцієнтом пропорційності, який має назву коефіцієнта тепловіддачі. Він визначає інтенсивність теплообміну. Його розмірність – ккал/м²час °С. Отже, значення коефіцієнта тепловіддачі дорівнює кількості тепла, яке передається за одиницю часу через одиницю поверхні при різниці температур між поверхнею і рідиною в 1 °С.

Застосування формули Ньютона ніяких принципів спрощень не дає. Вся складність процесу тепловіддачі і труднощі розрахунків в цьому випадку переносяться і концентруються на одній величині – коефіцієнті тепловіддачі. Детальні дослідження показали, що коефіцієнт тепловіддачі являє собою складну функцію великої кількості змінних, які обумовлюють процес у цілому. В загальному випадку коефіцієнт тепловіддачі є функцією форми Φ , розмірів l_1, l_2, l_3 і температури поверхні нагрівання T_v , швидкості рідини v , її температури T_f , фізичних параметрів рідини – коефіцієнта теплопровідності λ , теплоємності C_p , щільності ρ , в'язкості μ та інших факторів. Таким чином,

$$\alpha = f(v, T_f, T_v, \lambda, C_p, \rho, \mu, \Phi, l_1, l_2, l_3, \dots). \quad (2.3)$$

З другого боку, будь-які процеси у природі можна описати за допомогою диференціальних рівнянь, які встановлюють зв'язок між змінними, тобто між координатами, часом і фізичними параметрами. Після інтегрування таких рівнянь отримують аналітичну залежність між величинами для всієї області інтегрування і для всього часу, який розглядається. Оскільки процес тепловіддачі визначається не тільки тепловими, але і гідродинамічними явищами, то вся сукупність цих явищ описується не одним, а системою диференціальних рівнянь – рівняння теплообміну, рівняння теплопровідності, рівняння руху і рівняння суцільності.

2.2 Математична модель теплових процесів радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу

Радіовимірювальний мікроелектронний перетворювач витрат газу складається із твердого напівпровідникового кристала, атоми якого зв'язані один з одним пружними силами. Тому теплові коливання будь-якого атома передаються іншому, і таким чином по всьому тілу у всіх напрямках розповсюджуються пружні хвилі. Ці хвилі відрізняються одна від одної не тільки напрямком розповсюдження, але і своєю довжиною: найкоротші мають довжину, яка дорівнює подвійній довжині між сусідніми атомами, а найдовші мають довжину, яка дорівнює довжині кристала. В ідеальних кристалах атоми зв'язані один з одним силами F_K , які описуються законом Гука [85]:

$$F_K = -f \frac{x - x_0}{x_0} = -f \frac{\Delta x}{x_0},$$

де f – коефіцієнт пружного зв'язку; x_0 – нормована відстань між атомами у стані спокою (тобто стала гратки); Δx – зміна цієї відстані.

У реальних кристалах сила взаємодії атомів F_K визначається через Δx нескінченним рядом [85]

$$F_K = -f \frac{\Delta x}{x_0} + g \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^2 + \dots, \quad (2.4)$$

і чим більша зміна відстані (амплітуда коливань) Δx , тим більшу вагу отримують наступні члени розкладу.

Розглядаючи теплові коливання необхідно враховувати другу складову у розкладі (2.4). При цьому її значення тим більше, чим більший коефіцієнт g , який отримав назву коефіцієнта ангармонічності, і чим більша амплітуда коливань (тобто чим вища температура).

Присутність цієї складової приводить до таких наслідків:

- середня відстань між атомами у реальному кристалі зростає з підвищенням температури, причому коефіцієнт теплового розширення пропорційний коефіцієнту g ;
- коливання атомів перестають бути строго гармонічними і в результаті цього вони не можуть розповсюджуватись незалежно, а навпаки, при зустрічі вони розсіюються, тобто змінюють напрямок свого руху і обмінюються енергією.

В реальних напівпровідниках завжди існують дефекти (домішки, порожні вузли, атоми у міжвузлах, дислокації, границі зерен), на яких також розсіюються пружні хвилі. Тому теплопровідність реальних кристалів має певну величину, яка залежить від того, в якій мірі перераховані вище фактори (ангармонічність і дефекти) утруднюють розповсюдження теплових хвиль.

Електричні режими роботи радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів суттєвим чином впливають на їхні параметри. Проходження струму через транзистори, опори і інші елементи інтегральної схеми приводить до підвищення температури за рахунок розсіюваної потужності. Аналіз теплового стану інтегральної схеми є складною задачею, розв'язати яку можливо на основі математичного моделювання з врахуванням фізичних процесів і особливості конструкції інтегральної схеми. На основі результатів математичного моделювання можна оптимізувати параметри мікроелектронних перетворювачів. Слід зауважити, що моделювання теплових процесів в інтегральних тензоперетворювачах на основі тензорезисторів зроблено у роботах [86, 87], а розрахунки розподілу температури в інтегральній планарній схемі зроблено у роботі [88, 89]. В цій роботі на відміну від згаданих вище досліджень зроблена спроба промоделювати тепловий режим для мікроелектронних радіовимірювальних перетворювачів витрат газу.

Припустимо, що напівпровідникова підкладка має постійну температуру і є ізотермічною поверхнею [90]. Розподіл температури у просторі і часі в мікроелектронній схемі переопишується за допомогою рівняння теплопровідності, яке має вигляд [91]

$$c\rho \frac{\partial T}{\partial t} = F_0(x, y, z) + \lambda \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right), \quad (2.5)$$

де T – температура; $F_0(x, y, z)$ – густина потужності тепловиділення; c – питома теплоємність матеріалу; ρ – густина матеріалу; λ – коефіцієнт теплопровідності матеріалу; x, y, z – координати транзисторів і опору; t – час.

Стаціонарне теплове поле в об'ємі і на поверхні досліджуваної теплової моделі (рис. 2.1), виходячи із виразу (2.5), описується рівнянням

$$\frac{\partial^2 T(x, y, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T(x, y, z)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T(x, y, z)}{\partial z^2} = -\frac{1}{\lambda} F(x, y, z), \quad (2.6)$$

де $T(x, y, z)$ – температура перегріву вузла теплової моделі з координатами x, y, z відносно температури корпусу перетворювача.

Граничні умови для теплової моделі мають вигляд

$$\left. \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial x} \right|_{x=0, l_x} = \left. \frac{\partial T(x, y, z)}{\partial y} \right|_{y=0, l_y} = 0; \quad \left[\frac{\partial T(x, y, z)}{\partial z} - hT(x, y, z) \right]_{z=0} = 0; \\ \left[\frac{\partial T(x, y, z)}{\partial z} - hT(x, y, z) \right]_{z=l_z} = 0, \quad (2.7)$$

де $h = \frac{\alpha}{\lambda}$ – відносний коефіцієнт теплообміну.

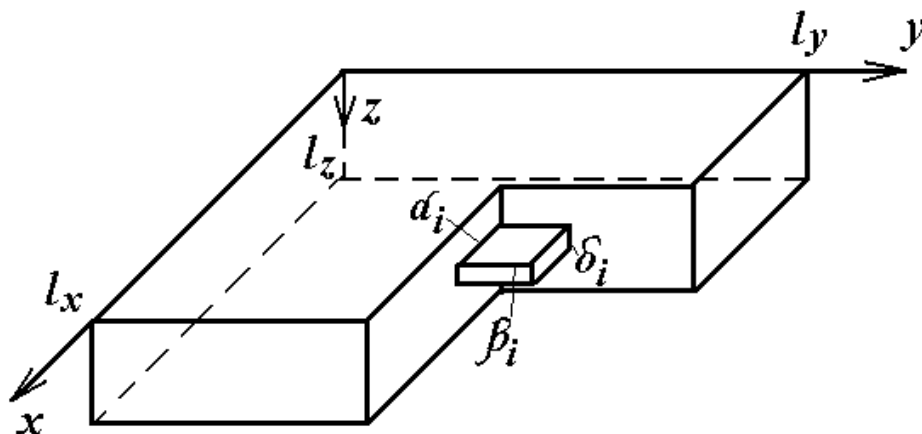


Рисунок 2.1 – Теплова модель радіовимірювального перетворювача

Функція $F_0(x, y, z)$ у рівнянні (2.6) визначає густину потужності тепловиділення, яка залежить від геометричних розмірів, розташування і потужності джерел тепла:

$$F_0(x, y, z) = \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{V_i} q_i(x) q_i(y) q_i(z) ,$$

де $V_i = \alpha_i \beta_i \delta_i$ – об’єм джерела тепла з номером i ; f_i – потужність джерела тепловиділення з номером i ; $q_i(x), q_i(y), q_i(z)$ – координатні функції, які приймають значення 1 в області i -го джерела і значення 0 поза ним.

Рівняння (2.6) – (2.7) розв’язуються за допомогою методу інтегральних перетворень Фур’є [92, 93] з кінцевими границями із застосуванням припущення суперпозиції температурних полів. Вважаючи, що

$$\tilde{T}(n, m, k) = \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} T(x, y, z) \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz , \quad (2.8)$$

де $\tilde{T}(n, m, k)$ – зображення температури $T(x, y, z)$; γ_k – позитивні корені рівняння,

$$\operatorname{ctg} \gamma_k l_z = \frac{\gamma_k^2 - h^2}{2\gamma_k h} (k = 0, 1, 2, \dots) ,$$

тоді рівняння (2.6) переводиться в простір зображень Фур’є. Для цього обидві частини рівняння (2.6) помножуються на ядро перетворень (2.8) та інтегруються по x від 0 до l_x , по y від 0 до l_y , по z від 0 до l_z , тобто

$$\begin{aligned} & \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz = \\ & = -\frac{1}{\lambda} \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} F(x, y, z) \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Інтеграли у лівій частині тотожності (2.9) визначаються

$$\int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz = -\left(\frac{n\pi}{l_x} \right)^2 \tilde{T}(n, m, k);$$

$$\int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz = - \left(\frac{m\pi}{l_y} \right)^2 \tilde{T}(n, m, k);$$

$$\int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz = - \gamma_k^2 \tilde{T}(n, m, k).$$

Інтеграл у правій частині виразу (2.9) можна визначити таким чином:

$$\begin{aligned} & \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} F(x, y, z) \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz = \\ & = \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{V_i} q_i(x) q_i(y) q_i(z) \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} [\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z] dx dy dz = \\ & = \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{V_i} \int_{x_i - \frac{\alpha_i}{z}}^{x_i + \frac{\alpha_i}{z}} \cos \frac{n\pi x}{l_x} dx \int_{y_i - \frac{\beta_i}{z}}^{y_i + \frac{\beta_i}{z}} \cos \frac{m\pi y}{l_y} dy \int_{z_i - \frac{\delta_i}{z}}^{z_i + \frac{\delta_i}{z}} (\gamma_k l_z \cos \gamma_k z + h l_z \sin \gamma_k z) dz = \\ & = \sum_{i=1}^I \frac{8 f_i l_x l_y l_z}{\pi^2 n m \gamma_k v_i} \cos \frac{n\pi x_i}{l_x} \sin \frac{n\pi \alpha_i}{z l_x} \cos \frac{m\pi y_i}{l_y} \cos \frac{m\pi \beta_i}{z l_y} \times \\ & \quad \times (\gamma_k \cos \gamma_k z_i + h \sin \gamma_k z_i) \sin \gamma_k \frac{\delta_i}{z}, \quad (n \geq 1, \quad m \geq 1). \end{aligned}$$

Отже, в просторі зображень Фур'є рівняння (2.6) матиме вигляд

$$\begin{aligned} & \left[\left(\frac{n\pi}{l_x} \right)^2 + \left(\frac{m\pi}{l_y} \right)^2 + \gamma_k^2 \right] \tilde{T}(n, m, k) = \frac{1}{\pi \lambda^2} \sum_{i=1}^I \frac{8 f_i}{n m \gamma_k} \cos \frac{n\pi x_i}{l_x} \sin \frac{n\pi \alpha_i}{2 l_x} \times \\ & \quad \times \cos \frac{m\pi y_i}{l_y} \cos \frac{m\pi \beta_i}{2 l_y} (\gamma_k \cos \gamma_k z_i + h \sin \gamma_k z_i) \sin \gamma_k \frac{\delta_i}{z}, \quad (n \geq 1, \quad m \geq 1). \end{aligned}$$

Формула згортки для перетворення (2.8) має вигляд

$$T(x, y, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{8 \tilde{T}(n, m, k) \cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} (\gamma_k \cos \gamma_k z + h \sin \gamma_k z)}{(\delta_{n0} + 1)(\delta_{m0} + 1) l_x l_y l_z [2 h l_z + (h^2 + \gamma_k^2) l_z^2]},$$

де δ_{n0}, δ_{m0} – дельта функції Кронекера:

$$\delta_{n0} = \begin{cases} 1 & n = 0; \\ 0 & n \neq 0; \end{cases} \quad \delta_{m0} = \begin{cases} 1 & m = 0; \\ 0 & m \neq 0. \end{cases}$$

Враховуючи, що

$$\begin{aligned}\tilde{T}(0,0,0) &= \frac{1}{\lambda\gamma_0^2} \sum_{i=1}^I \frac{2f_i l_z}{\delta_i \gamma_0} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2}; \\ \tilde{T}(n,0,0) &= \frac{1}{\lambda\pi \left[\left(n\pi / l_x \right)^2 + \gamma_0^2 \right]} \sum_{i=1}^I \frac{4f_i l_x l_z}{n\alpha_i \delta_i \gamma_0} \cos \frac{n\pi x_i}{l_x} \sin \frac{n\pi\alpha_i}{2l_x} \times \\ &\times (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2}; \\ \tilde{T}(0,m,0) &= \frac{1}{\lambda\pi \left[\left(m\pi / l_y \right)^2 + \gamma_0^2 \right]} \sum_{i=1}^I \frac{4f_i l_y l_z}{n\beta_i \delta_i \gamma_0} \cos \frac{m\pi y_i}{l_y} \sin \frac{m\pi\beta_i}{2l_y} \times \\ &\times (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2}; \\ \tilde{T}(0,0,k) &= \frac{1}{\lambda\gamma_k^2} \sum_{i=1}^I \frac{2f_i l_z}{\delta_i \gamma_k} (\gamma_k \cos \gamma_k z_i + h \sin \gamma_k z_i) \sin \gamma_k \frac{\delta_i}{2},\end{aligned}$$

формула розрахунків температури у будь-якій точці об'єму витратоміра приймає вигляд

$$\begin{aligned}T(x, y, z) &= T_c + \frac{2}{\lambda\gamma_0^3 l_x l_y v_0} \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{\delta_i} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + \\ &+ h \sin \gamma_0 z_i) + \frac{4}{\lambda\gamma_0 \pi l_y v_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n \left[\left(n\pi / l_x \right)^2 + \gamma_0^2 \right]} \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{\alpha_i \delta_i} \cos \frac{n\pi x_i}{l_x} \sin \frac{n\pi\alpha_i}{2l_x} \times \\ &\times (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2} \cos \frac{n\pi x}{l_x} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z + h \sin \gamma_0 z) + \frac{4}{\lambda\gamma_0 \pi l_x v_0} \times \\ &\times \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m \left[\left(m\pi / l_y \right)^2 + \gamma_0^2 \right]} \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{\beta_i \delta_i} \cos \frac{m\pi y_i}{l_y} \sin \frac{m\pi\beta_i}{2l_y} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \times \\ &\times \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2} \cos \frac{m\pi y}{l_y} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z + h \sin \gamma_0 z) + \frac{2}{\lambda l_x l_y} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\gamma_k^2 v_k^2} \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{\delta_i} (\gamma_k \cos \gamma_k z_i + \\ &+ h \sin \gamma_k z_i) \sin \gamma_k \frac{\delta_i}{2} (\gamma_k \cos \gamma_k z + h \sin \gamma_k z) + \\ &+ \frac{64}{\lambda\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos \frac{n\pi x}{l_x} \cos \frac{m\pi y}{l_y} (\gamma_k \cos \gamma_k z + h \sin \gamma_k z)}{n m \gamma_k \left[\left(n\pi / l_x \right)^2 + \left(m\pi / l_y \right)^2 + \gamma_k^2 \right]} \times \\ &\times \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{v_i} \cos \frac{n\pi x_i}{l_x} \sin \frac{n\pi\alpha_i}{2l_x} \cos \frac{m\pi y_i}{l_y} \sin \frac{m\pi\beta_i}{2l_y} (\gamma_k \cos \gamma_k z_i + h \sin \gamma_k z_i) \sin \gamma_k \frac{\delta_i}{2},\end{aligned}\tag{2.10}$$

де T_c – температура навколишнього середовища,

$$\gamma_0 = 2l_z h + (h^2 + \gamma_0^2)l_z^2, \quad \gamma_k = 2l_z h + (h^2 + \gamma_k^2)l_z^2. \quad (2.11)$$

Ряд (2.10) є тригонометричним рядом, який швидко збігається, тому при його розрахунках кількість членів ряду обмежується числами $N = 2^r$, $M = 2^d$, $K = 2^e$, де r, d, e – цілі числа, які обираються, виходячи з вимог точності розрахунків. Такий вибір N, M, K дозволяє використовувати швидкі перетворення Фур'є при розрахунках температури. Геометричні розміри контрольованої інтегральної схеми перетворювача, значення коефіцієнтів теплопровідності матеріалу і коефіцієнтів тепловіддачі з його поверхні визначаються з конструкції приладу. Для визначення кількості невідомих потужностей тепловиділення $f_i (i = 1, \dots, I$ де I – кількість джерел тепла) підставляють дискретні значення температури у ліву частину формули (2.10) при цьому обмежуючись кінцевим числом складових ряду у правій частині (2.10). В результаті отримуємо систему лінійних алгебраїчних рівнянь відносно невідомих потужностей тепловиділення. Температура на поверхні перетворювача визначається рівнянням

$$\begin{aligned} T(x_p, y_p, 0) = & T_c + \frac{2}{\lambda \gamma_0^3 l_x l_y v_0} \sum_{i=1}^I \frac{f_i \gamma_0}{\delta_i} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2} + \frac{4}{\lambda \gamma_0 \pi l_y v_0} \times \\ & \times \sum_{n=1}^N \frac{\cos(n\pi x_p / l_x)}{n \left[(n\pi / l_x)^2 + \gamma_0^2 \right]} \sum_{i=1}^I \frac{f_i \gamma_0}{\alpha_i \delta_i} \cos \frac{n\pi x_i}{l_x} \sin \frac{n\pi \alpha_i}{2l_x} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2} + \\ & + \frac{4}{\lambda \gamma_0 \pi l_x v_0} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos(m\pi y_p / l_y)}{m \left[(m\pi / l_y)^2 + \gamma_0^2 \right]} \sum_{i=1}^I \frac{f_i \gamma_0}{\beta_i \delta_i} \cos \frac{m\pi y_i}{l_y} \sin \frac{m\pi \beta_i}{2l_y} (\gamma_0 \cos \gamma_0 z_i + h \sin \gamma_0 z_i) \times \\ & \times \sin \gamma_0 \frac{\delta_i}{2} + \frac{2}{\lambda l_x l_y} \sum_{k=1}^K \frac{\gamma_k}{\gamma_k^2 v_k^2} \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{\delta_i} (\gamma_k \cos \gamma_k z_i + h \sin \gamma_k z_i) \sin \gamma_k \frac{\delta_i}{2} + \\ & + \frac{64}{\lambda \pi^2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \frac{\gamma_k \cos(n\pi x_p / l_x) \cos(m\pi y_p / l_y)}{nm v_k \left[(n\pi / l_x)^2 + (m\pi / l_y)^2 + \gamma_k^2 \right]} \sum_{i=1}^I \frac{f_i}{v_i} \cos \frac{n\pi x_i}{l_x} \sin \frac{n\pi \alpha_i}{2l_x} \times \\ & \times \cos \frac{m\pi y_i}{l_y} \sin \frac{m\pi \beta_i}{2l_y} (\gamma_k \cos \gamma_k z_i + h \sin \gamma_k z_i) \sin \gamma_k \frac{\delta_i}{2}, \quad (p = 1, 2, 3 \dots p), \end{aligned} \quad (2.12)$$

де p – кількість активних елементів перетворювача.

При відсутності конвективного теплообміну між поверхнею мікроелектронного перетворювача і навколишнім середовищем можна записати

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=h} = 0, \quad \text{при } (x, y) \in S_i; \quad (2.13)$$

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0, \quad \text{при } (x, y) \in S_i, \quad (2.14)$$

де h – товщина активного елемента перетворювача; S_i – площа, яку займає i -й елемент.

Отже, теплова модель перетворювача при стаціонарному тепловому режимі описується системою рівнянь (2.10) – (2.14).

На рис. 2.2 показане температурне поле радіовимірювального перетворювача, яке має вигляд кривих з однаковою зміною температури по площі інтегральної схеми. Криві показують температуру перегріву у градусах Цельсія. Конструктивні параметри перетворювача мають такі розміри: інтегральна схема має прямокутну форму 1500×1000 мкм, товщина бази транзисторів дорівнює $0,7$ мкм.

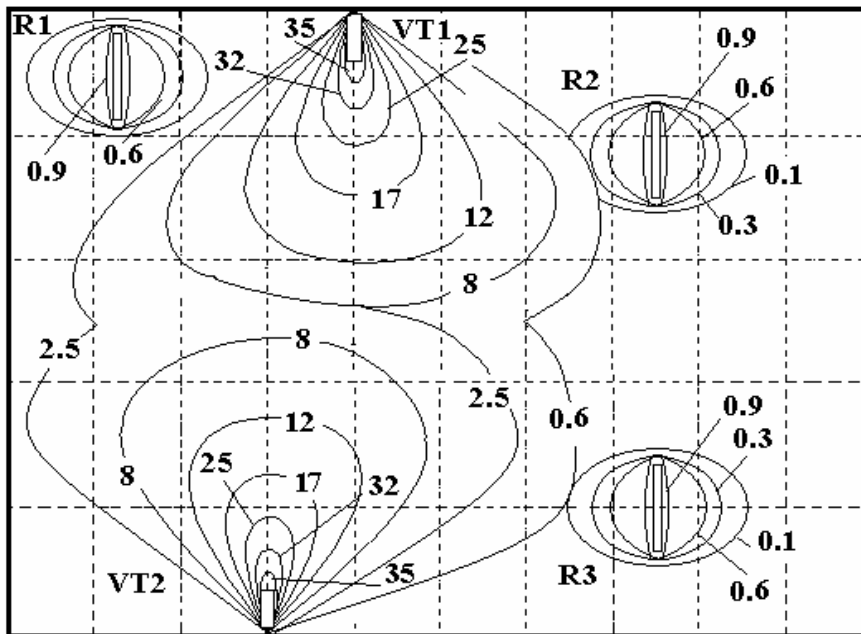


Рисунок 2.2 – Температурне поле радіовимірювального перетворювача

Довжина резисторів – 95 мкм, 125 мкм, 110 мкм, ширина – 24 мкм, 30 мкм, 26 мкм, а товщина – 5 мкм, 6 мкм, $5,5$ мкм, відповідно. Номінали

опорів складають $R_1 = 3,5$ кОм, $R_2 = 8,2$ кОм, $R_3 = 4,7$ кОм. Максимальна потужність, яка розсіюється транзисторами, складає 250 мВт, а резисторами – 20 мВт. Як видно з рис. 2.2, максимальний перегрів мають області транзисторів і резисторів, для яких утруднений відвід тепла на корпус перетворювача. Із зменшенням товщини резисторів зростає тепловий опір, що приводить до зростання температури перегріву.

Розв'язання двомірного нестационарного рівняння теплопровідності, яке має вигляд

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\lambda}{c\rho} \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right), \quad (2.15)$$

при наступних початкових і граничних умовах:

$$T|_{t=0} = T_c; \quad T(x)|_{y=0} = 0; \quad T(y)|_{x=0} = 0;$$

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=h} = 0; \quad \lambda \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0 \quad (2.16)$$

дозволяє визначити параметри перехідного процесу, який відтворює залежність температури від часу для різних ділянок поверхні чутливого елемента. Розв'язок рівняння (2.15) при граничних умовах (2.16) описується виразом

$$T(x, y, t) = T_c(x, y) + \frac{2}{\sqrt{l_x l_y}} \sum_{n,m=1}^{\infty} A_{n,m} e^{-\pi^2 a^2 (n^2/l_x^2 + m^2/l_y^2)t} \sin \frac{n\pi x}{l_x} \sin \frac{m\pi y}{l_y}, \quad (2.17)$$

де $A_{n,m} = \frac{2}{\sqrt{l_x l_y}} \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} T_c(x, y) \sin \frac{n\pi x}{l_x} \sin \frac{m\pi y}{l_y} dx dy$; $a = c\rho / \lambda$; t – час.

На рис. 2.3 подані розрахунки нестационарного теплового режиму згідно з (2.17) чутливого елемента. Час досягнення усталеного режиму не перевищує 2,4 с. При цьому максимальна температура перегріву для елементів інтегральної схеми перетворювача не перевищує 53 °С. Розрахунки температурного поля і перехідного процесу виконано у середовищі програмного забезпечення «Matlab 6.5» [94].

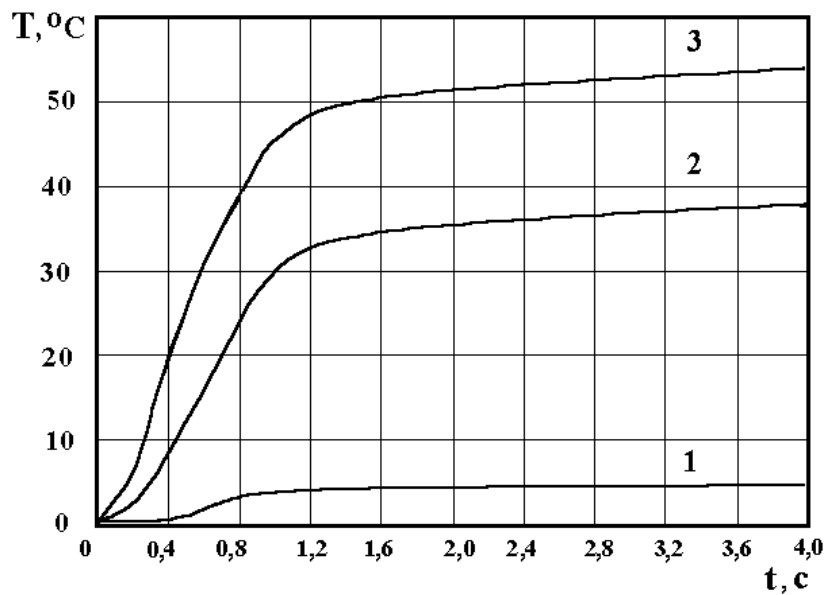


Рисунок 2.3 – Перехідний процес теплового режиму для різних областей чутливого елемента: 1 – центральна зона елемента; 2,3 – елемент орієнтований паралельно і перпендикулярно стороні підкладки

2.3. Визначення функції перетворення термочутливих елементів радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу

Первинним перетворювачем радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу є витраточутливі елементи на основі напівпровідникових приладів. Для визначення функції перетворення таких приладів необхідно розглянути роботу термодинамічної системи, яка складається з вимірювальної камери, через яку проходить газ. В камері розташовано витраточутливий елемент, який взаємодіє з газом, що приводить до зміни його температури, яка пропорційна витратам охолоджувального матеріалу. Передача енергії у формі теплоти при взаємодії між чутливим елементом і навколишнім середовищем відбувається при існуванні різниці температур. При цьому тепла енергія передається від більш нагрітого тіла до менш нагрітого. Теплота передається або безпосереднім контактом між тілами (теплопровідність, конвекція) або на відстані (випромінювання). В нашому випадку, коли відбувається взаємодія газу з чутливим елементом, необхідно скласти рівняння балансу енергії (рис. 2.4).

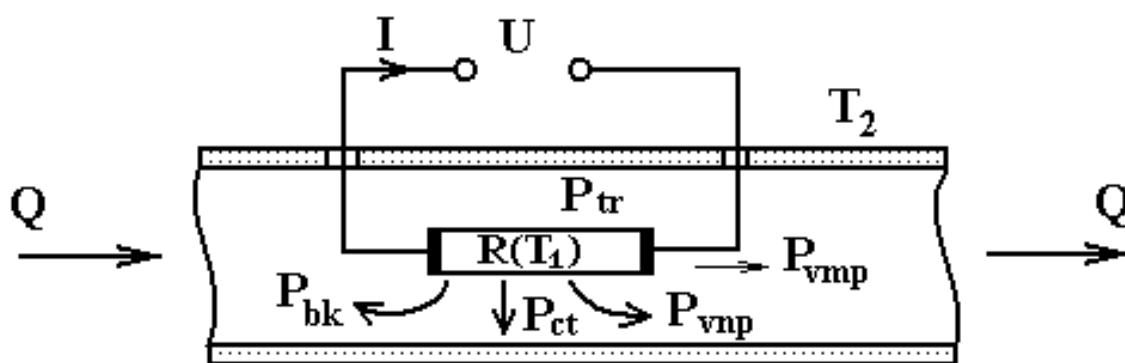


Рисунок 2.4 – Схематичний вигляд процесів теплопередачі у чутливому елементі на основі напівпровідникових приладів

Опір чутливого напівпровідникового елемента залежить від зміни температури, при цьому чутливий елемент знаходиться у стані теплової рівноваги, тобто кількість енергії, яка підводиться до нього, дорівнює кількості енергії, яка відводиться. Енергія, яка підводиться до чутливого елемента, дорівнює $I^2 R(T_1)$, де $R(T_1)$ – опір елемента, T_1 – його температура. Тоді, енергетичний баланс визначається рівнянням [35]

$$I^2 R(T_1) = P_{ct} + P_{tr} + P_{vmp} + P_{bk} + P_{vmp}, \quad (2.18)$$

де P_{ct} – енергія, яка відводиться за рахунок теплопровідності через середовище до стінок вимірювальної камери; P_{tr} – енергія, яка відводиться за рахунок теплопровідності через механічні тримачі і провідники; P_{vmp} – енергія, яка відводиться шляхом випромінювання; P_{bk} – енергія, яка відводиться шляхом вільної конвенції; P_{vmp} – енергія, яка відводиться шляхом вимушеної конвенції.

Енергія, що відводиться шляхом вимушеної конвенції являє собою величину, яку потрібно виміряти, оскільки цей процес теплопередачі дозволяє визначити витрати газу і він є визначальним у роботі радіовимірювальних перетворювачів. Таким чином, оскільки чотири перші складові у виразі (2.18) не є головними в процесі вимірювань, то їх можна вважати константами в певних межах. У цьому випадку рівняння (2.18) приймає вигляд [35]

$$I^2 R(T_1) = [K_1 + K_2 Q^n] (T_1 - T_2), \quad (2.19)$$

де $n = 0,5$.

У рівнянні (2.19) сталі K_1 і K_2 можна вважати параметрами пристрою вимірювання, які є незмінними в певних межах. З виразу (2.19) визначимо величину витрат Q :

$$Q = \left[\frac{I^2 R}{K_2 (T_1 - T_2)} - \frac{K_1}{K_2} \right]^{1/n}. \quad (2.20)$$

Тепер необхідно отримати залежність частоти генерації радіовимірювального перетворювача в залежності від витрат газу. Якщо в якості чутливого елемента виступає біполярний транзистор, то залежним параметром від витрат, який впливає на частоту генерації, є дифузійна ємність, оскільки бар'єрна ємність від витрат практично не залежить. Таким чином, визначивши різницю температур з формули (2.20) і підставивши її у формулу Томсона, з врахуванням дифузійної ємності, ми отримаємо функцію перетворення радіовимірювального перетворювача

$$F = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{Lq\tau_{np}(K_2 Q^{1/2} + K_1)}{2kU} \right]^{1/2}, \quad (2.21)$$

де L – індуктивність коливального контуру автогенератора витратоміра; q – заряд електрона; τ_{np} – час прольоту носіїв заряду через базу транзистора; k – стала Больцмана; U – напруга на колекторі транзистора; K_1, K_2 – коефіцієнти, які визначаються з умов руху газу.

Аналіз роботи автогенераторів на основі напівпровідникових приладів з від'ємним опором та їх параметри розглянуті в роботах [95–109]. Безумовно, вираз (2.21) тільки у першому наближенні описує поведінку функції перетворення приладу. Більш точним і правильним буде вираз функції перетворення при врахуванні залежності еквівалентної ємності і від'ємного опору коливального контуру пристрою від витрат газу, який буде розраховано у наступних розділах роботи.

РОЗДІЛ 3

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ВИТРАТ ГАЗУ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР

Одним із нових наукових напрямків створення радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу є використання реактивних властивостей напівпровідникових чутливих елементів з від'ємним опором. Це дозволяє перетворювати витрати газу у частотний вихідний сигнал, що забезпечує високу завадостійкість, а, отже, і високу точність вимірювання витрат. Окрім того, радіовимірювальні перетворювачі з частотним вихідним сигналом поєднують як простоту, так і універсальність, які властиві аналоговим пристроям, а також точність і завадостійкість, що характерні для перетворювачів з кодовим виходом. Вони володіють високою чутливістю до вимірюваних параметрів, малою масою і габаритами, інформаційною, конструктивною і технологічною сумісністю з мікроелектронними засобами обробки інформації, що забезпечує їх перевагу перед існуючими витратомірами [110–113].

З метою вивчення властивостей радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу необхідно розробити математичні моделі, за допомогою яких отримують залежності вольт-амперних характеристик, активної та реактивної складових повного опору структури, чутливості, частоти генерації від витрат газу, режимів живлення, виконати експериментальні дослідження, які б підтвердили справедливість теоретичних положень.

3.1. Розрахунки вольт-амперної характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача газу на основі структури з польового і біполярного транзисторів

Визначення аналітичної залежності вольт-амперної характеристики перетворювача дозволяє правильно обрати робочу точку на спадній ділянці, яка забезпечує самозбудження і стійкість роботи автогенераторного пристрою перетворювача, а, з другого боку, показує границі роботи пристрою, виходячи з режимів живлення з постійної напруги.

Схема радіовимірювального перетворювача витрат газу, яка складається з польового транзистора VT1 і біполярного VT2, живлення яких здійснює джерело постійної напруги U_2 , подана на рис. 3.1.

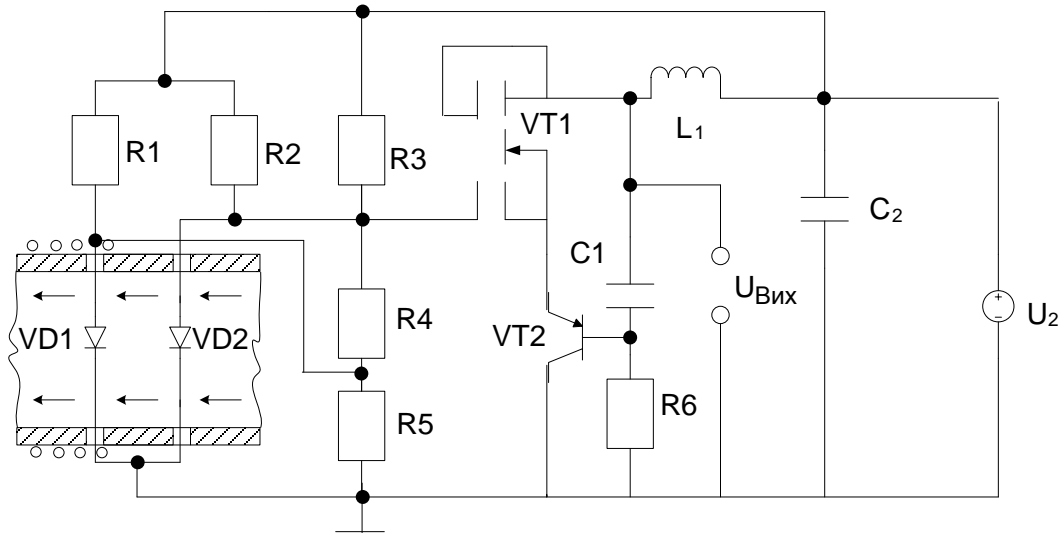


Рисунок 3.1 – Електрична схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі польового і біполярного транзисторів

В якості чутливих елементів до витрат газу виступають напівпровідникові діоди VD1 і VD2, які розміщені у вимірювальній трубці. Разом з резисторами R1 і R2 вони утворюють вимірювальний міст, який з'єднаний з автогенераторним пристроєм. Вольт-амперна характеристика перетворювача визначається на основі еквівалентної схеми з постійного струму (рис. 3.2).

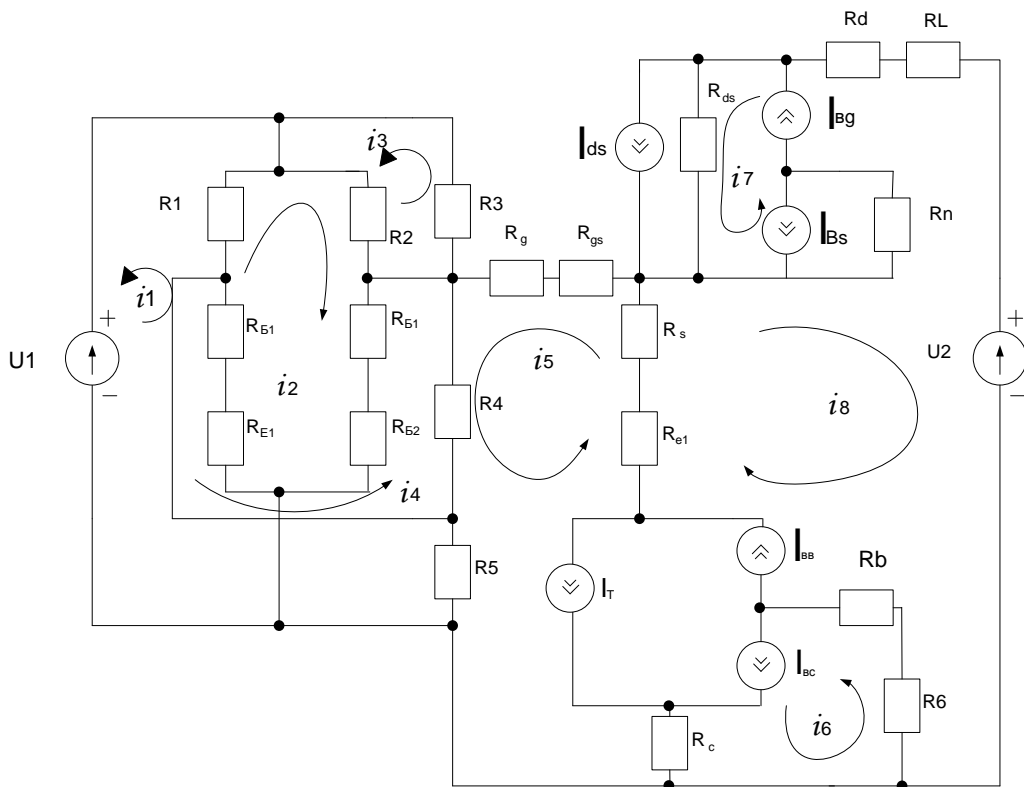


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу з постійного струму

Елементи еквівалентної схеми мають такий фізичний зміст: 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_1, R_2 – опори вимірювального моста; R_3 і R_5 – опори дільника; R_6, C_1 – термостабілізуюче коло; R_L – опір індуктивності коливального контуру; I_{ds} – струм стік-витік; I_{bs} і I_{bd} – струм переходу підкладка-витік і підкладка-стік; R_{E1}, R_{E2} – опори р-п переходів чутливих елементів вимірювального моста; R_{B1}, R_{B2} – опори базових областей чутливих елементів вимірювального моста.

Струми I_{bs}, I_{bd} в лінійному режимі, коли виконується умова $V_{ds} < (V_{gs} - V_T)$, визначаються виразами [114]

$$\begin{aligned} I_{bs} &= I_{ss}(\exp U_{bs} / (NU_T) - 1); \\ I_{bd} &= I_{ss}(\exp U_{bd} / (NU_T) - 1), \end{aligned} \quad (3.1)$$

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.

Статичну вихідну характеристику МДН-транзистора в лінійному режимі описують формулою [114]

$$I_{ds} = \frac{\mu C_0 W}{L} \left[(U_{gs} - U_T) U_{ds} - U_{ds}^2 / 2 \right], \quad (3.2)$$

де W – ширина каналу; L – довжина каналу; μ – рухливість носіїв заряду в каналі; C_0 – питома ємність підзатворного діелектрика; U_{gs} – напруга затвор-витік; U_{ds} – напруга стік-витік; U_T – порогова напруга.

Порогова напруга МДН-транзистора має вигляд [114]

$$U_T = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi - \frac{Q_s}{C_0} + \frac{1}{C_0} \sqrt{4\varepsilon_s q N_A \varphi_B}, \quad (3.3)$$

де Q_s – питомий поверхневий заряд, Φ/m^2 ; ε_s – відносна діелектрична проникність напівпровідника; N_A – концентрація акцепторних домішок.

Потенціал Фермі, що входить у вираз (3.3), описується формулою

$$\varphi_B = \pm kT / q \ln(N_A / n_i),$$

де n_i – концентрація носіїв заряду у власному напівпровіднику; k – стала Больцмана; q – заряд електронів.

Струм стоку в режимі насичення за умовою $V_{ds} \geq (V_{gs} - V_T)$ має вигляд [114]

$$I_{dsat} = \frac{\mu C_0 W}{6L} \left[(U_{dsat} + 2\varphi_B)^2 + U_{gd} (U_{dsat} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B \left(U_{gs} - \varphi_B - \frac{4}{3} k \varphi_B^{1/2} \right) \right], \quad (3.4)$$

де $U_{dsat} = U_{gs} - 2\varphi_B + k^2 \left[1 - (1 + 2U_{gs} / k^2)^{1/2} \right];$ (3.5)

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

Опір стік-витік R_{ds} в лінійній області визначається формулою [114]

$$R_{ds} = \frac{L}{w \mu C_0} (U_{gs} - U_T), \quad (3.6)$$

а в області насичення –

$$R_{ds} = \frac{12 \left[L (U_d - U_{dsat})^{1/2} - 2 (\varepsilon_s / q N_A)^{1/2} (U_d - U_{dsat}) \right]}{w \mu C_0 (2 \varepsilon_s / q N_A)^{1/2}} \times$$

$$\times \frac{1}{(U_{dsat} + 2\varphi_B)^2 + U_{gs} (U_{dsat} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B \left(U_{gs} - \varphi_B - \frac{4}{3} k \varphi_B^{1/2} \right)}, \quad (3.7)$$

де U_d – напруга на стокові; U_{dsat} – напруга стік-витік в режимі насичення.

Таким чином, визначивши параметри елементів еквівалентної схеми, перейдемо до складання рівнянь Кірхгофа, які мають такий вигляд згідно з напрямками контурних струмів:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1 = (R_{E1} + R_{B1} + R_1) i_1 + (R_{E1} + R_{B1} + R_1) i_2 + (R_{E1} + R_{B1}) i_4; \\ 0 = (R_1 + R_2 + R_{E1} + R_{B1} + R_{B2} + R_{E2}) i_2 + (R_{E1} + R_{B1} + R_1) i_1 + \\ + (R_{E2} + R_{B2} + R_2) i_3 + (R_{E1} + R_{B1} + R_{E2} + R_{B2}) i_4; \\ 0 = (R_2 + R_{B1} + R_{E2} + R_5 + R_4 + R_3) i_3 + (R_2 + R_{B2} + R_{E2}) i_2 + \\ + (R_{B2} + R_{E2}) i_4 - (R_4 + R_5) (i_5 - I_T - I_{Bc} + I_{Be}); \\ 0 = (R_{B2} + R_{E2} + R_{E1} + R_{B1} + R_4) i_4 + (R_{B1} + R_{E1} + R_{B2} + R_{E2}) i_2 + \\ + (R_{B1} + R_{E1}) i_1 + (R_{B2} + R_{E2}) i_3 - (i_5 - I_T - I_{Bc} + I_{Be}) R_4; \\ 0 = (R_{gs} + R_g + R_4 + R_5 + R_c + R_{e1} + R_s) (i_5 - I_T - I_{Bc} + I_{Be}) - (R_4 + R_5) i_3 - \\ - (R_4 + R_5) i_4 - R_c (i_5 + I_T - I_{Bc} - I_{Be}) + (R_5 + R_{e1}) (i_8 - I_{Be} + I_{Bc} + I_T + I_{ds} - I_{Bg} + I_{Bs}); \\ 0 = (R_g + R_6 + R_c) (i_6 + I_{Be} - I_{Bc} - I_T) - R_c (i_5 - I_T - I_{Bc} + I_{Be}) + \\ + (R_g + R_6) (i_8 - I_{Be} + I_{Bc} + I_T + I_{ds} - I_{Bg} + I_{Bs}); \\ 0 = (R_{ds} + R_6) (i_7 - I_{gs} + I_{eg} + I_{ds}) - R_{ds} (i_8 - I_{Be} + I_{Bc} + I_T + I_{ds} - I_{Bg} + I_{Bs}); \\ U_2 = (R_L + R_d + R_{ds} + R_s + R_{e1} + R_g + R_6) (i_8 - I_{Be} + I_{Bc} + I_T + I_{ds} - I_{Bg} + I_{Bs}) - \\ - R_{ds} (i_7 - I_{gs} + I_{eg} + I_{ds}) + (R_s + R_{e1}) (i_5 - I_T - I_{Bc} + I_{Be}) + (R_g + R_6) (i_6 + I_{Be} - I_{Bc} - I_T). \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Для спрощення запису рівнянь (3.8) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= R_{E1} + R_{B1} + R_1; \\
 A_2 &= R_{E1} + R_{B1}; \\
 A_3 &= R_1 + R_2 + R_{B2} + R_{E1} + R_{E2} + R_{B1}; \\
 A_4 &= R_{B1} + R_2 + R_{E1}; \\
 A_5 &= R_{B1} + R_{E1} + R_{E2} + R_{B2}; \\
 A_6 &= R_2 + R_{B2} + R_{E2} + R_s + R_4 + R_3; \\
 A_7 &= R_{B2} + R_{E2}; \\
 A_8 &= R_4 + R_5; \\
 A_9 &= R_{B2} + R_{E2} + R_{E1} + R_{B1} + R_4; \\
 A_{10} &= R_{gs} + R_g + R_4 + R_5 + R_c + R_{e1} + R_b; \\
 A_{11} &= R_s + R_{e1}; \\
 A_{12} &= R_6 + R_6 + R_c; \\
 A_{13} &= R_6 + R_6; \\
 A_{14} &= R_{ds} + R_n; \\
 A_{15} &= R_L + R_d + R_{ds} + R_s + R_{e1} + R_6 + R_6; \\
 I_1 &= I_{ee} - I_{ec} - I_T; \\
 I_2 &= I_{ds} + I_{eg} - I_{es}; \\
 I_3 &= I_T + I_{ec} - I_{ec}; \\
 I_4 &= I_{ds} - I_{eg} + I_{es}.
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

З врахуванням позначень (3.9) системи рівнянь (3.8) приймає такий вигляд:

$$\begin{cases}
 U_1 = A_1 i_1 + A_1 i_2 + A_2 i_4; \\
 0 = A_3 i_2 + A_1 i_1 + A_4 i_3 + A_5 i_4; \\
 0 = A_6 i_3 + A_4 i_2 + A_7 i_4 - A_8 (i_5 + I_1); \\
 0 = A_9 i_4 + A_5 i_2 + A_2 i_1 + A_7 i_3 - R_4 (i_5 + I_1); \\
 0 = A_{10} (i_5 + I_1) - A_8 i_3 - A_8 i_4 - R_c (i_6 + I_1) + A_{11} (i_8 + I_3 + I_4); \\
 0 = A_{12} (i_6 + I_1) - R_c (i_5 + I_1) + A_{13} (i_8 + I_3 + I_4); \\
 0 = A_{14} (i_7 + I_2) - R_{ds} (i_8 + I_3 + I_4); \\
 U_2 = A_{15} (i_8 + I_3 + I_4) - R_{ds} (i_7 + I_2) + A_{11} (i_5 + I_1) + A_{13} (i_6 + I_1).
 \end{cases} \tag{3.10}$$

Введемо позначення:

$$\begin{aligned}
 B_1 &= U_1; \\
 B_2 &= 0; \\
 B_3 &= A_8 I_1; \\
 B_4 &= R_4 I_1; \\
 B_5 &= R_c I_1 - A_{10} I_1 - A_{11} I_3 - A_{11} I_4; \\
 B_6 &= R_c I_1 - A_{12} I_1 - A_{13} I_3 - A_{13} I_4; \\
 B_7 &= R_{ds} I_3 - A_{14} I_2 + R_{ds} I_4; \\
 B_8 &= U_2 - A_{15} I_3 - A_{15} I_4 + R_{ds} I_2 - A_{11} I_1 - A_{13} I_1.
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

З врахуванням (3.11) системи рівнянь (3.10) набуває такого вигляду:

$$\begin{cases}
 B_1 = A_1 i_1 + A_1 i_2 + A_2 i_4; \\
 B_2 = A_3 i_2 + A_1 i_1 + A_4 i_3 + A_5 i_4; \\
 B_3 = A_6 i_3 + A_4 i_2 + A_7 i_4 - A_8 i_5; \\
 B_4 = A_9 i_4 + A_5 i_2 + A_2 i_2 + A_7 i_3 - R_4 i_5; \\
 B_5 = A_{10} i_5 - A_8 i_3 - A_8 i_4 - R_c i_6 + A_{11} i_8; \\
 B_6 = A_{12} i_6 - R_c i_5 + A_{13} i_8; \\
 B_7 = A_{14} i_7 - R_{ds} i_8; \\
 B_8 = A_{15} i_8 - R_{ds} i_7 + A_{11} i_5 + A_{13} i_6.
 \end{cases} \tag{3.12}$$

З першого рівняння системи (3.12) визначаємо струм i_1

$$i_1 = D_1 - i_2 - D_2 i_4, \tag{3.13}$$

де $D_1 = B_1 / A_1, D_2 = A_2 / A_1$.

Підставимо (3.13) у друге рівняння системи (3.12), визначимо струм i_2

$$i_2 = D_3 - D_4 - D_5 i_3 - D_6 i_4, \tag{3.14}$$

де

$$D_3 = \frac{B_3}{A_3 - A_1}; \quad D_4 = \frac{A_1 D_1}{A_3 - A_1}; \quad D_5 = \frac{A_4}{A_3 - A_1}; \quad D_6 = \frac{A_5 - A_1 D_2}{A_3 - A_1}.$$

Враховуючи (3.12), (3.13) і (3.14), визначимо струм i_3

$$i_3 = D_7 - D_8 + D_9 \cdot i_4 + D_{10} \cdot i_5, \tag{3.15}$$

де

$$D_7 = \frac{B_3}{A_6 - A_4 D_5}; \quad D_8 = \frac{A_4 D_3}{A_6 - A_4 D_5}; \quad D_9 = \frac{A_4 D_6 - A_7}{A_6 - A_4 D_5}; \quad D_{10} = \frac{A_8}{A_6 - A_4 D_5}.$$

При підстановці (3.13), (3.14) і (3.15) у четверте рівняння системи (3.12), визначимо струм i_4

$$i_4 = D_{12} - D_{13}i_5, \quad (3.16)$$

де

$$D_{12} = \frac{D_{11}}{A_9 - A_5D_6 + A_7 + A_2D_6 + A_2D_5D_9}; \quad D_{13} = \frac{A_2D_5D_{10}}{A_9 - A_5D_6 + A_7 + A_2D_6 + A_2D_5D_9};$$

$$D_{11} = B_4 - A_5D_3 + A_5D_4 + A_5D_5D_7 - A_5D_5D_8 - A_2D_1 +$$

$$+ A_2D_3 - A_2D_4 - A_2D_5D_7 + A_2D_5D_8.$$

З п'ятого рівняння системи (3.12), при врахуванні (3.13)–(3.16), визначимо струм i_5

$$i_5 = D_{16} + D_{17} \cdot i_6 - D_{18} \cdot i_8, \quad (3.17)$$

де

$$D_{16} = \frac{D_{14}}{D_{15}}; \quad D_{17} = \frac{R_c}{D_{15}}; \quad D_{18} = \frac{A_{11}}{D_{15}};$$

$$D_{14} = B_5 + A_8D_7 - A_8D_8 + (A_8D_9 + A_8)D_{12}; \quad D_{15} = (A_8D_9 + A_8)D_{13} + A_{10} - A_8D_{10}.$$

З шостого рівняння системи (3.12) визначимо струм i_6 з врахуванням (3.13)–(3.17)

$$i_6 = D_{19} - D_{20} \cdot i_8, \quad (3.18)$$

$$\text{де } D_{19} = \frac{B_6 + R_cD_{16}}{A_{12} - R_cD_{17}}; \quad D_{20} = \frac{R_cD_{18} + A_3}{A_{12} - R_cD_{17}}.$$

Струм i_7 визначається з сьомого рівняння систем (3.12) при врахуванні (3.13)–(3.18)

$$i_7 = D_{21} + D_{22} \cdot i_8, \quad (3.19)$$

$$\text{де } D_{21} = B_7/A_{14}; \quad D_{22} = Rds/A_{14}.$$

З восьмого рівняння системи (3.12) визначимо струм i_8 , врахувавши (3.13)–(3.19)

$$i_8 = \frac{D_{23}}{D_{24}}, \quad (3.20)$$

$$\text{де } D_{23} = B_8 + Rds \cdot D_{21} - A_{11} \cdot D_{17} \cdot D_{19} - A_{13} \cdot D_{19};$$

$$D_{24} = A_{15} - Rds \cdot D_{12} - A_{11} \cdot D_{18} - A_{11} \cdot D_{17} \cdot D_{20}.$$

На основі виразу (3.20) розрахована вольт-амперна характеристика радіовимірювального перетворювача, схема якого складається з МДН- та біполярного транзисторів з вимірювальним мостом. Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна інтегральна схема з кристалів МДН-транзистора VF998 та біполярного транзистора BC857.

На рис. 3.3 подана теоретична та експериментальна вольт-амперні характеристики перетворювача. Як видно з графіка, при збільшенні напруги керування U_1 збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при $U_1 = 7,7$ В ділянка від'ємного опору лежить в діапазоні від 7 В до 17 В.

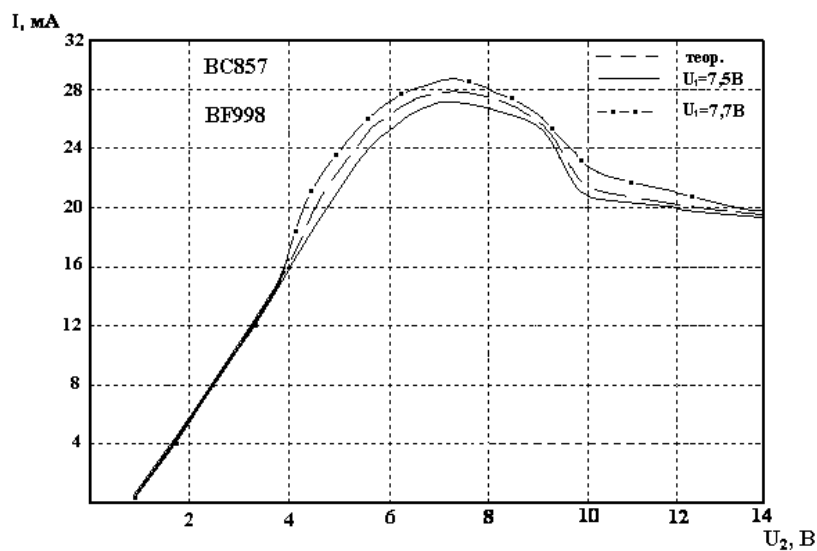


Рисунок 3.3 – Експериментальні та теоретичні ВАХ радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі МДН та біполярного транзисторів

3.2 Розрахунки вольт-амперної характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі біполярної транзисторної структури

Електрична схема витратоміра подана на рис. 3.4. Вона складається з двох біполярних транзисторів VT1 і VT2, які разом з індуктивністю L1, ємностями C1–C3 утворюють автогенератор. Через резистори R1–R3 здійснюються живлення приладу за допомогою джерел постійної напруги U_1 і U_2 . В якості чутливих елементів витрати газу використовують транзистори VT1 і VT2.

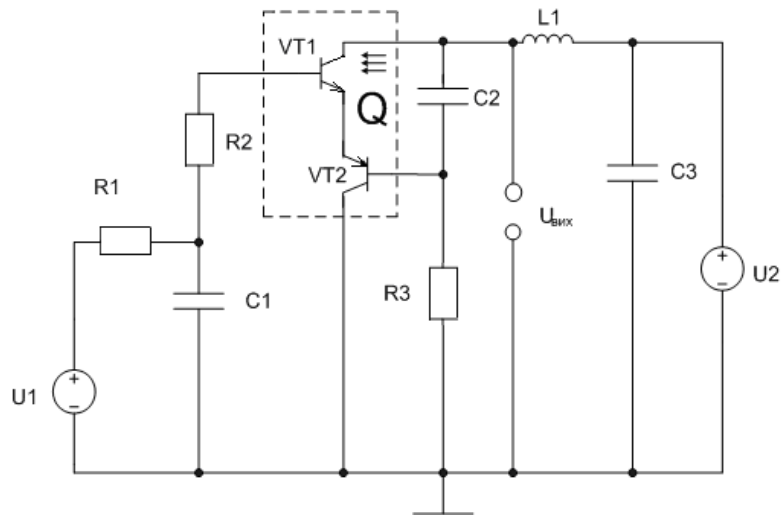


Рисунок 3.4 – Електрична схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу

Еквівалентна схема пристрою для постійного струму подана на рис. 3.5.

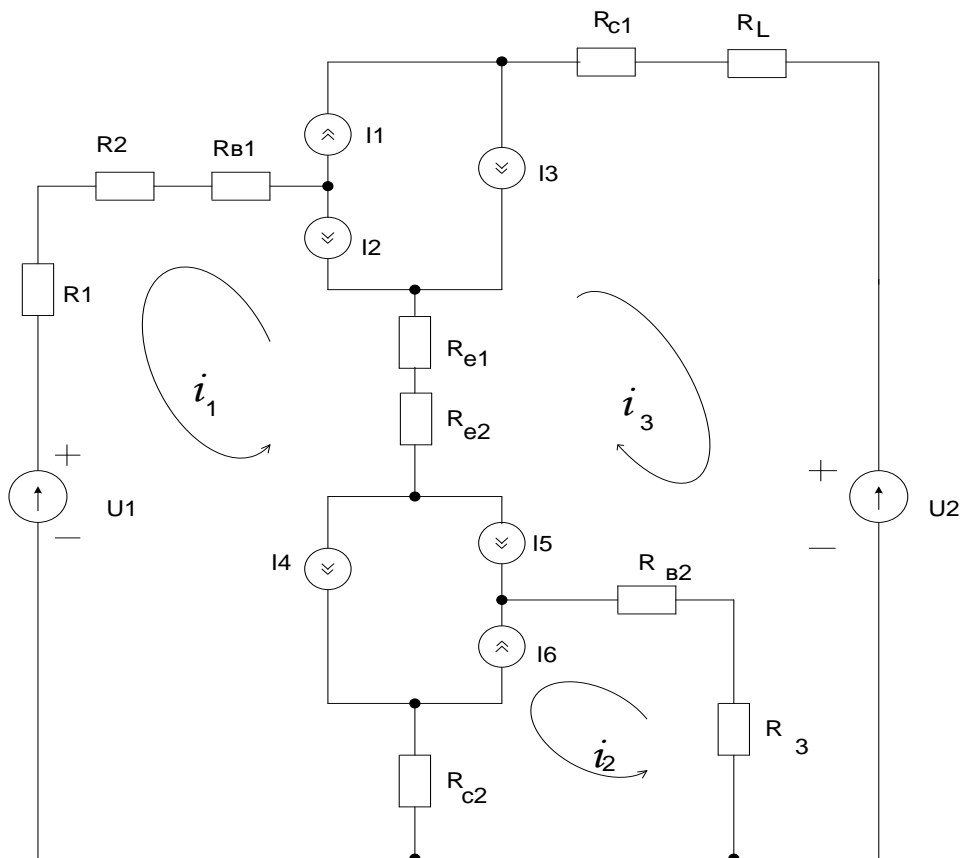


Рисунок 3.5 – Еквівалентна схема перетворювача з постійного струму

Елементи еквівалентної схеми описують такими величинами: R_b – опір бази, R_e – опір емітерного переходу, R_1 – R_3 – опори ділянки, R_L – опір ін-

дуктивності коливального контуру. Джерела струмів $I_1, I_2, I_3, I_4, I_5, I_6$ описуються виразами [114, 115]

$$I_1 = I_{bc1} / \beta_i, I_2 = I_{be1} / \beta_N; \quad I_3 = \beta_N I_{едиф1} + \beta_{icдиф1};$$

$$I_4 = \beta_N I_{едиф2} + \beta_i I_{сдиф2}; \quad I_5 = I_{be2} / \beta_N, I_6 = I_{bc2} / \beta_i,$$

де I_{bc}, I_{be} – струм база-колектор та база-емітер; β_i – статичний коефіцієнт передачі струму в інверсному режимі; β_N – статичний коефіцієнт передачі струму в активному режимі, $I_{едиф}$ – дифузійна складова емітерного струму; $I_{сдиф}$ – дифузійна складова колекторного струму.

Струм бази-емітера I_{be} і бази-колектора I_{bc} описуються виразами [114]

$$I_{be} = I_{bc0} \left[\exp(U_{bc} / (m_c \varphi_T)) - 1 \right]; \quad I_{bc} = I_{bc0} \left[\exp(U_{bc} / (m_e \varphi_T)) - 1 \right],$$

де I_{bc0}, I_{be0} – теплові струми емітерного і колекторного переходів; U_{be}, U_{bc} – напруги на переходах база-емітер і база-колектор; m_e, m_c – коефіцієнти неідеальності емітерного і колекторного переходів; φ_T – температурний потенціал.

Опір напівпровідникового матеріалу бази описується формулою [114]

$$R_e = R_{e0} + R_{eg}, \quad (3.21)$$

де R_{e0} – омичний опір матеріалу бази, R_{eg} – диференціальний опір бази.

Омичний опір бази описується виразом

$$R_{e0} = \rho \left[\frac{1}{2w} + \frac{l}{aw_1} \right], \quad (3.22)$$

де ρ – питомий опір матеріалу бази; a, l, w, w_1 – ширина, довжина та товщина активної і пасивної частини базової області. Дифузійний опір визначається формулою

$$R_{eg} = \frac{kT}{2qI_e (1 - h_{21B})}. \quad (3.23)$$

З врахуванням (3.22) і (3.23) формула (3.21) набуває вигляду

$$R_e = \rho \left[\frac{1}{2w} + \frac{l}{aw_1} \right] + \frac{kT}{2qI_e(1-h_{21B})}. \quad (3.24)$$

Опір емітерного переходу має вигляд [2]

$$R_e = \frac{kT}{qI_e}.$$

Опір колекторного переходу списуються виразом [2]

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

де w – ширина бази; d_c – товщина шару об'ємного заряду колекторного переходу; h_{21B} – коефіцієнт передачі струму.

Рівняння Кірхгофа, згідно з напрямками контурних струмів, мають вигляд

$$\begin{cases} U_1 = (R_1 + R_{c2} + R_{e1} + R_{e2} + R_{a1} + R_2)(i_1 + I_3 - I_2 + I_1 - I_4 + I_5 - I_6) + \\ + (R_{e1} + R_{e2})(i_3 - I_3 - I_1 + I_2 - I_5 + I_6 + I_4); \\ 0 = (R_{a2} + R_{c2} + R_3)(i_3 - I_6 + I_5 - I_4) - R_{c2}(i_1 + I_3 - I_2 + I_1 - I_4 + I_5 - I_6) + \\ + (R_{a2} + R_3)(i_3 - I_3 - I_1 + I_2 - I_5 + I_6 + I_4); \\ U_2 = (R_L + R_{c1} + R_{e1} + R_{e2} + R_{a2} + R_3)(i_3 - I_3 - I_1 + I_2 - I_5 + I_6 + I_4) + \\ + (R_{e1} + R_{e2})(i_1 + I_3 - I_2 + I_1 - I_4 + I_5 - I_6) + (R_{a2} + R_3)(i_3 - I_6 + I_5 - I_4). \end{cases} \quad (3.25)$$

Для спрощення запису системи рівняння (3.25) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned} A_1 &= (R_1 + R_{c1} + R_{e1} + R_{e2} + R_2); & I_7 &= (I_3 - I_2 - I_1); \\ A_2 &= (R_{e1} + R_{e2}); & I_8 &= (I_5 - I_4 - I_6); \\ A_3 &= (R_{a2} + R_{c2} + R_3); & I_9 &= (I_2 - I_1 - I_3); \\ A_4 &= (R_{a2} + R_3); & I_{10} &= (I_6 - I_5 - I_4), \\ A_5 &= (R_L + R_{c1} + R_{e1} + R_{e2} + R_{a2} + R_3); \end{aligned} \quad (3.26)$$

тоді система рівнянь (3.25) приймає вигляд

$$\begin{cases} U_1 = A_1(i_1 + I_7 + I_8) + A_2(i_3 + I_9 + I_{10}) - R_{c2}(i_2 + I_8); \\ 0 = A_3(i_2 + I_8) - R_{c2}(i_1 + I_7 + I_8) + A_4(i_3 + I_9 + I_{10}); \\ U_2 = A_5(i_3 + I_9 + I_{10}) + A_2(i_1 + I_8 + I_7) + A_4(i_2 + I_8). \end{cases} \quad (3.27)$$

Зробимо подальше спрощення запису системи рівнянь (3.27) введенням таких позначень:

$$\begin{aligned} B_1 &= U_1 - A_1 I_7 - A_1 I_8 - A_1 I_9 - A_2 I_{10} - R_{c2} I_8; \\ B_2 &= -A_3 I_8 + R_{c2} I_7 + R_{c2} I_8 - A_4 I_9 - A_4 I_{10}; \\ B_3 &= U_1 - A_5 I_9 - A_5 I_{10} - A_2 I_8 - A_2 I_7 - A_4 I_8. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Тоді систему (3.27) можна записати у вигляді

$$\begin{cases} B_1 = A_1 i_1 + A_2 i_3 - R_{c2} i_2; \\ B_2 = A_3 i_2 - R_{c2} i_2 + A_4 i_3; \\ B_3 = A_5 i_3 + A_2 i_1 + A_4 i_2. \end{cases} \quad (3.29)$$

З першого рівняння системи (3.29) визначимо струми i_1

$$i_1 = D_1 - D_2 \cdot i_3 + D_3 \cdot i_2, \quad (3.30)$$

де

$$D_1 = \frac{B_1}{A_1}, \quad D_2 = \frac{A_2}{A_1}, \quad D_3 = \frac{R_{c2}}{A_1}.$$

З другого рівняння системи (3.29) визначаємо струм i_2 при підстановці в нього значення струму i_1 , отже,

$$i_2 = D_4 + D_5 - D_6 \cdot i_3, \quad (3.31)$$

де

$$D_4 = \frac{B_2}{A_3 - R_{c2} \cdot D_3}; \quad D_5 = \frac{R_{c2} \cdot D_1}{A_3 - R_{c2} \cdot D_3}; \quad D_6 = \frac{R_{c2} \cdot D_2 + A_4}{A_3 - R_{c2} \cdot D_3}.$$

При підстановці (3.30) і (3.31) в третє рівняння системи (3.29) отримаємо значення струму i_3

$$i_3 = \frac{B_3 - A_2 \cdot D_1 - A_4 \cdot D_4 - A_4 \cdot D_5 - A_2 \cdot D_3 \cdot D_4 - A_2 \cdot D_3 \cdot D_5}{A_2 - A_2 \cdot D_2 - A_4 \cdot D_6 - A_2 \cdot D_3 \cdot D_6}. \quad (3.32)$$

Виходячи з виразу (3.32), розраховано вольт-амперну характеристику перетворювача витрат на основі біполярної транзисторної структури. Гібридна інтегральна схема виготовлена із застосуванням кристалів біполярних транзисторів BC847 і BC857. На рис. 3.6 наведені теоретичні та експе-

риментальні залежності струму від напруги досліджуваного перетворювача. Як видно з графіка, при напрузі керування $U_1 = 4,6\text{В}$ ділянка від'ємного опору по U_2 лежить в діапазоні від 5 В до 14 В.

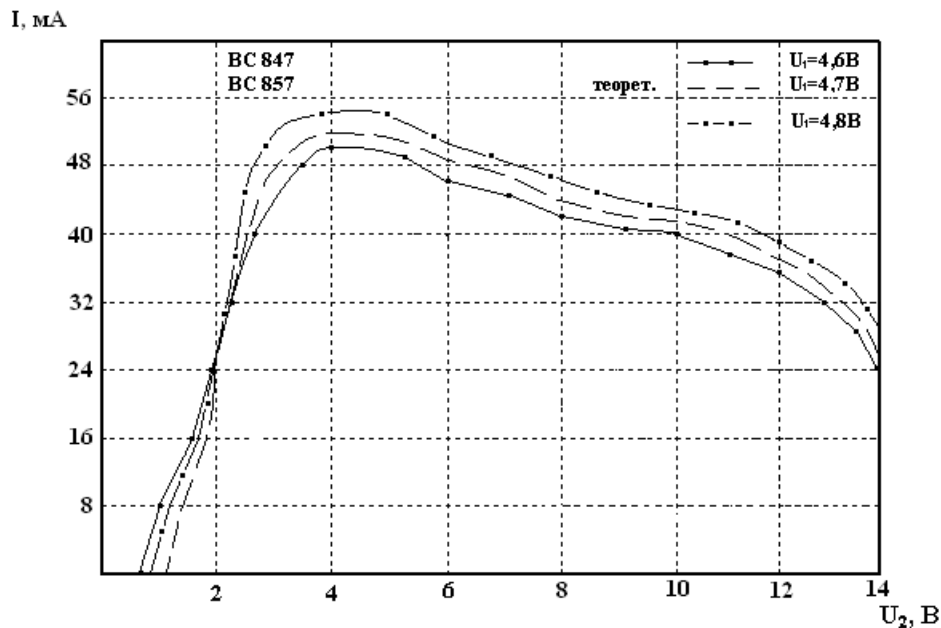


Рисунок 3.6 – Експериментальна і теоретична залежність струму від напруги для радіовимірювального перетворювача витрат газу на основі біполярної транзисторної структури

3.3 Функція перетворення радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі польових і біполярних транзисторів

Для визначення основних властивостей радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі польових і біполярних транзисторів необхідно розробити математичну модель, яка б дозволила отримати аналітичні залежності активної і реактивної складових повного опору на електродах стік-колектор структури, частоти генерації, функції перетворення і чутливості від витрат газу. Розрахунки зроблені на основі нелінійної еквівалентної схеми біполярного та польового транзисторів, які складають перетворювач (рис. 3.7). Для зручності розрахунків перетворимо її на схему, яка подана на рис. 3.8.

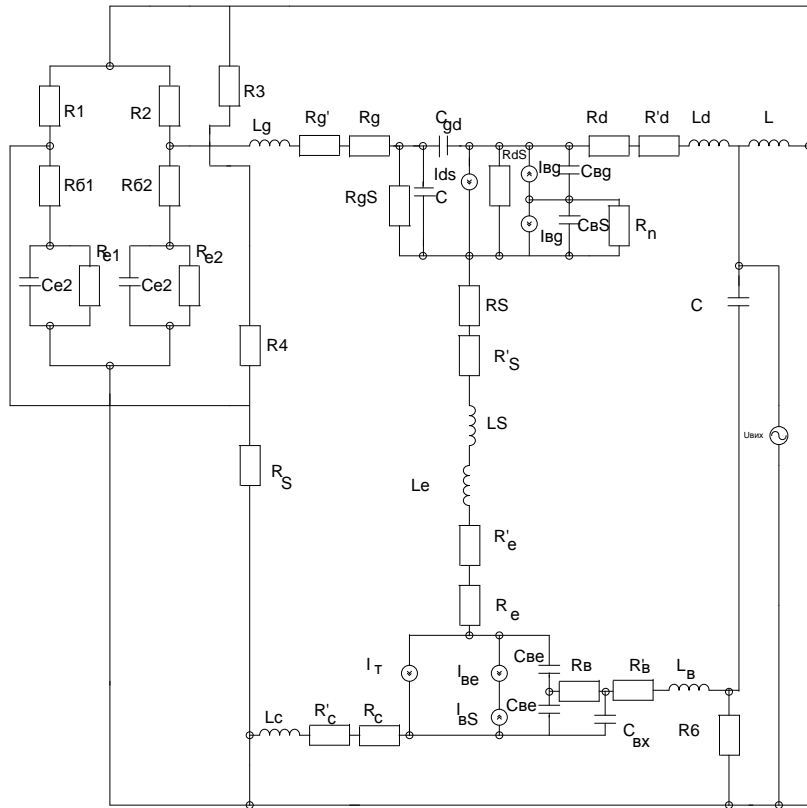


Рисунок 3.7 – Нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі польового і біполярного транзисторів

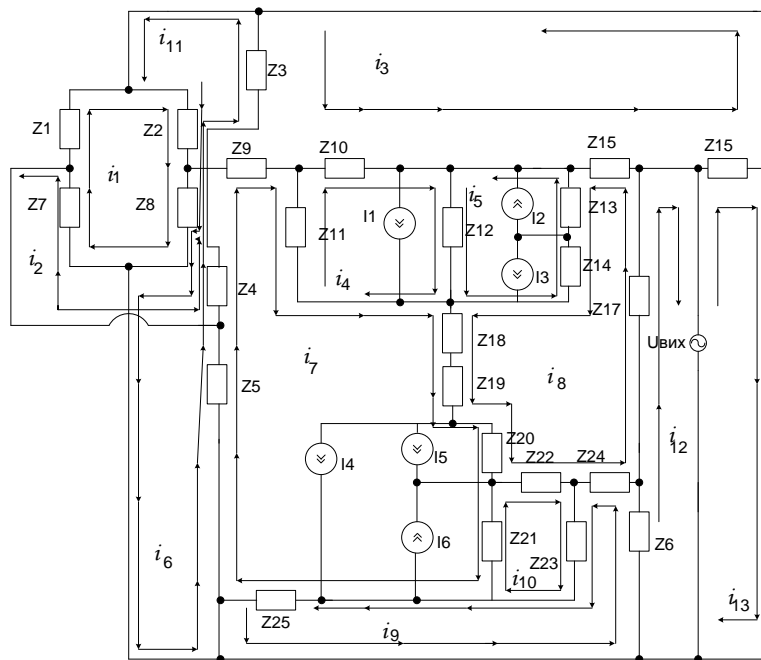


Рисунок 3.8 – Перетворена еквівалентна схема перетворювача витрат газу на основі польового і біполярного транзисторів

Залежність частоти генерації від дії газового потоку, що визначає функцію перетворення пристрою, визначимо з повного опору, який існує на електродах стік-колектор. Для цього скористаємось еквівалентною схемою, що подана на рис. 3.8. Згідно з напрямками контурних струмів, визначаємо рівняння Кірхгофа

$$\begin{cases}
 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_7 + Z_8)i_1 + Z_2i_{11} + Z_7i_2 + Z_8i_2 + Z_8i_6; \\
 0 = (Z_7 + Z_8 + Z_4)i_2 + Z_7i_1 + Z_8i_1 + Z_8i_6 + Z_7i_7 + Z_6i_6; \\
 0 = (Z_3 + Z_9 + Z_{10} + Z_{15} + Z_{16})i_3 - Z_3i_{11} + Z_9i_7 + Z_{10}i_4 + Z_{10}I_1 - Z_{15}I_8 + Z_{16}i_{13}; \\
 0 = (Z_{10} + Z_{11} + Z_{12})i_4 + Z_{10}i_3 + Z_{10}I_1 - Z_{11}i_7 + Z_{11}I_1 + Z_{11}i_5 + Z_{12}I_2 - Z_{12}I_3; \\
 0 = (Z_{12} + Z_{13} + Z_{14})i_5 + Z_{12}i_4 + Z_{12}I_1 + Z_{12}I_2 - Z_{12}I_3 - Z_{13}i_8 - Z_{13}I_2 + Z_{13}I_1 - \\
 - Z_{14}i_8 + Z_{14}I_1 - Z_{14}I_2 + Z_{14}I_3; \\
 0 = (Z_5 + Z_4 + Z_8)i_6 + Z_5i_7 + Z_4i_7 + Z_4i_2 + Z_8i_2 + Z_8i_1; \\
 0 = (Z_5 + Z_4 + Z_9 + Z_{11} + Z_{18} + Z_{19} + Z_{20} + Z_{21} + Z_{25})i_7 + Z_5i_6 + Z_4i_2 + Z_4i_6 + Z_9i_3 + Z_{11}i_4 - \\
 - Z_{11}I_1 + Z_{11}I_2 - Z_{11}I_3 + (Z_{18} + Z_{19})i_8 + Z_{20}i_8 - Z_{20}I_4 - Z_{20}I_5 + Z_{20}I_6 - Z_{21}i_{10} + Z_{21}I_6 - \\
 - Z_{21}I_5 - Z_{21}I_4 + Z_{25}i_9; \\
 0 = (Z_{15} + Z_{13} + Z_{14} + Z_{18} + Z_{19} + Z_{20} + Z_{22} + Z_{24} + Z_{17})i_8 - Z_{15}i_3 - Z_{15}i_5 + \\
 + Z_{13}I_2 - Z_{13}I_3 - Z_{13}I_1 - Z_{14}i_5 - Z_{14}I_3 + Z_{14}I_2 - Z_{14}I_1 + (Z_{18} + Z_{19})i_7 + Z_{20}i_7 - \\
 - Z_{20}I_5 + Z_{20}I_6 - Z_{20}I_4 + Z_{22}i_{10} - Z_{24}i_9 + Z_{17}i_{12}; \\
 0 = (Z_6 + Z_{24} + Z_{23} + Z_{25})i_9 + Z_6i_{12} - Z_{24}i_8 + Z_{23}i_{10} + Z_{23}I_6 - Z_{23}I_5 - Z_{24}I_4 + Z_{25}i_7; \\
 0 = (Z_{21} + Z_{22} + Z_{23})i_{10} + Z_{23}i_9 - Z_{23}i_6 + Z_{23}i_5 - Z_{23}I_4 + Z_{22}I_8 + Z_{22}I_6 - Z_{22}I_5 - \\
 - Z_{22}I_4 - Z_{21}i_7 - Z_{21}I_6 + Z_{21}I_5 + Z_{21}I_4; \\
 0 = (Z_3 + Z_2)i_{11} + Z_2i_1 - Z_3i_3; \\
 U_{aux} = (Z_{17} + Z_6)i_{12} + Z_6i_9 + Z_{17}i_8; \\
 U_{aux} = Z_{16}i_{13} + Z_{16}i_3.
 \end{cases} \quad (3.33)$$

де $Z_1 = R_1$; $Z_2 = R_2$; $Z_3 = R_3$; $Z_4 = R_4$; $Z_5 = R_5$; $Z_6 = R_6$;

$$Z_7 = \frac{R_{E1}}{1 + w^2 R_{E1}^2 C_{E1}^2} - j \frac{w R_{E1}^2 C_{E1}^2}{1 + w^2 R_{E1}^2 C_{E1}^2}; \quad Z_8 = \frac{R_{E2}}{1 + w^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2} - j \frac{w R_{E2}^2 C_{E2}^2}{1 + w^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2};$$

$$Z_9 = (R_g + R'_g) + jwL_g, Z_{10} = -j/(wC_{gd}); Z_{11} = \frac{R_{gs}}{1 + w^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2} - j \frac{w R_{gs}^2 C_{gs}^2}{1 + w^2 R_{gs}^2 C_{gs}^2};$$

$$Z_{12} = R_{ds}, Z_{13} = -j/(wC_{ed}); Z_{14} = \frac{R_n}{1 + w^2 R_n^2 C_{gs}^2} - j \frac{w R_n^2 C_{bd}^2}{1 + w^2 R_n^2 C_{gs}^2}; Z_5 = (R_d + R'_d) + jwL_d;$$

$$Z_{16} = jwL, Z_{17} = -j/(wC_1); Z_{18} = (R_s + R'_s) + jwL_s; Z_{19} = (R_e + R'_e) + jwL_e; Z_{20} = -j/(wC_{be});$$

$$Z_{21} = -j/(wC_{bc}); Z_{22} = R_b; Z_{23} = -j/(wC_{bx}); Z_{24} = R'_b + jwL_b; Z_{25} = (R_c + R'_c) + jwL_c;$$

де L_g – індуктивність електрода затвора; C_{gd} – ємність затвор-стік; C_{gs} – ємність затвор-витік; C_{bc} – ємність переходу підкладка-витік; C_{bd} – ємність переходу підкладка-стік; L_d – індуктивність електрода стоку; L_s – індуктивність електрода витоку.

Розв'язання системи рівнянь (3.33) дозволило отримати теоретичну залежність активної та реактивної складових повного вихідного опору, частоти генерації від витрат газу, рівняння чутливості. На рис. 3.9 і 3.10 подані теоретичні залежності активної та реактивної складових повного опору від витрат при різних значеннях напруги керування. Як видно з рис. 3.9 і рис. 3.10, активна та реактивна складові зростають при збільшенні напруги керування.

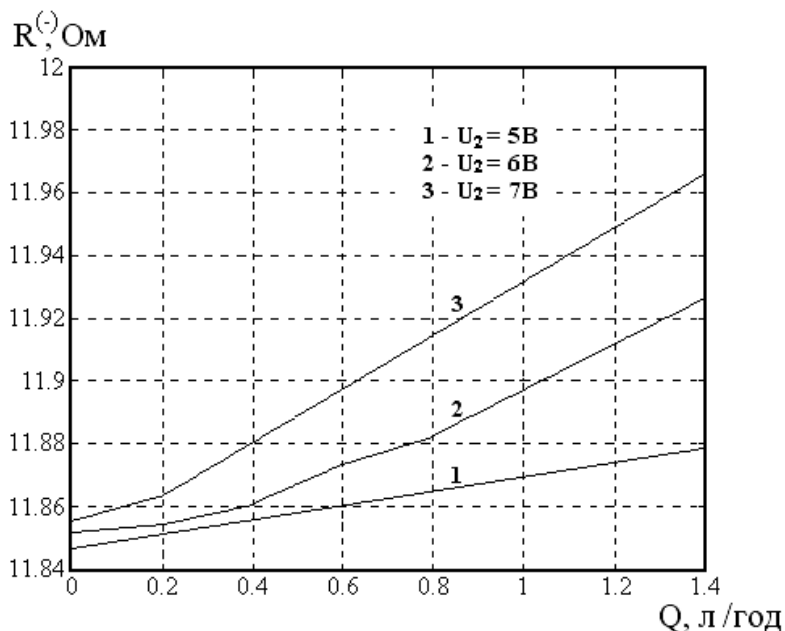


Рисунок 3.9 – Теоретична залежність активної складової повного опору від витрат

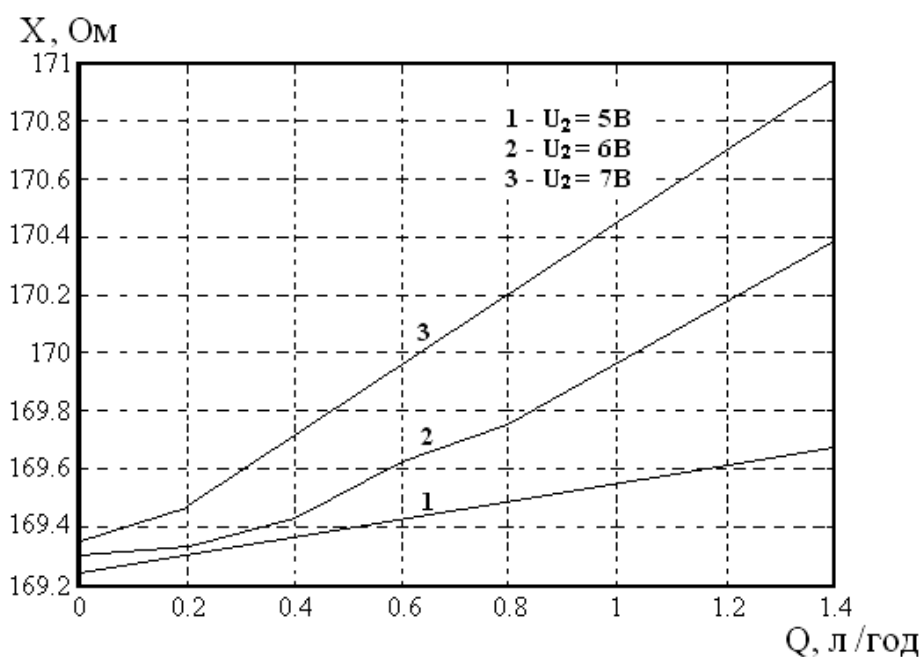


Рисунок 3.10 – Теоретична залежність реактивної складової повного опору від витрат

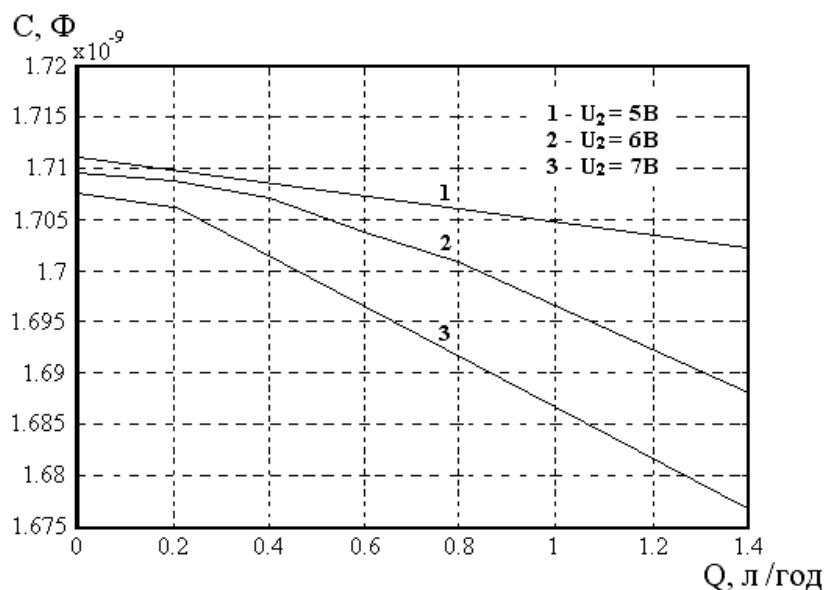


Рисунок 3.11 – Теоретична залежність еквівалентної ємності від витрат

Як видно з графіка (рис. 3.11), еквівалентна ємність зменшується із зростанням витрат, що дозволяє обирати необхідну величину частоти генерації. На рис. 3.1 подана схема радіовимірювального перетворювача витрат газу, в якій чутливими елементами використовувались напівпровідникові діоди, що розташовані у вимірювальній трубці. Довжина трубки складала 80 мм. Нагрівач виконаний із проводу ПЭВМ діаметром 0,05 мм, довжина обмотки 8 мм. Вимірювальна трубка захищена кожухом. Діоди виготовлені на основі безкорпусних транзисторів BC847, що дозволяє отримати високу точність перетворювача в порівнянні з приладами, що вимірюють температуру на основі диференціальних термобатарей [116]. Ця схема дозволяє реалізувати автогенераторний перетворювач витрат газу, в якому коливальний контур складається з еквівалентної ємності повного опору на електродах стік-колектор транзисторів VT1, VT2 та пасивної індуктивності. При проходженні потоку повітря через вимірювальну трубку відбувається зміна температури чутливих діодів VD1 і VD2, яка пропорційна кількості повітря, що пройшло через вимірювальну трубку.

Зміна температури діодів викликає зміну вихідної напруги моста, що приводить до зміни еквівалентної ємності коливального контуру, а це викликає зміну резонансної частоти автогенератора. Втрати енергії в коливальному контурі компенсуються від'ємним опором [15, 16].

Розглянемо залежність опору і ємності чутливих діодів від температури, а, отже, і від витрат. Згідно з теорією напівпровідникових приладів можна записати [2]

$$R_E = \frac{kT}{qI_E}; \quad (3.34)$$

$$C_E = I_E \frac{q}{kT} \tau_n, \quad (3.35)$$

де q – заряд електрона; k – стала Больцмана; T – температура; τ_n – час життя електронів, I_E – струм через діод.

У свою чергу, витрати газу Q залежать від зміни температури таким чином [35]

$$Q = \left[\frac{1}{k_2} \left(\frac{P}{T - T_0} - k_1 \right) \right]^{\frac{1}{n}}, \quad (3.36)$$

де k_1 і k_2 – константи приладу; P – потужність, що споживають діоди; T – температура діодів; T_0 – температура навколишнього середовища; $n \approx 0,5$.

Аналогічну залежність функції перетворення можна визначити на основі еквівалентної схеми пристрою, яка подана на рис. 3.8, виходячи з теорії стійкості Ляпунова [93]. Функція перетворення має вигляд [116, 117]

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 + 4L_1C_{GD}(R_E(Q)C_E(Q))^2}}{2L_1C_{GD}(R_E(Q)C_E(Q))^2}}, \quad (3.37)$$

де

$$B_1 = L_1C_{GD} - (R_E(Q)C_E(Q))^2 - C_{GD}C_E(Q)R_E^2(Q),$$

L_1 – зовнішня індуктивність; C_E, R_E – дифузійна ємність і опір чутливих діодів VD1 і VD2; C_{GD} – ємність затвор-стік польового транзистора VT1.

Графічна залежність функції перетворення подана на рис. 3.12.

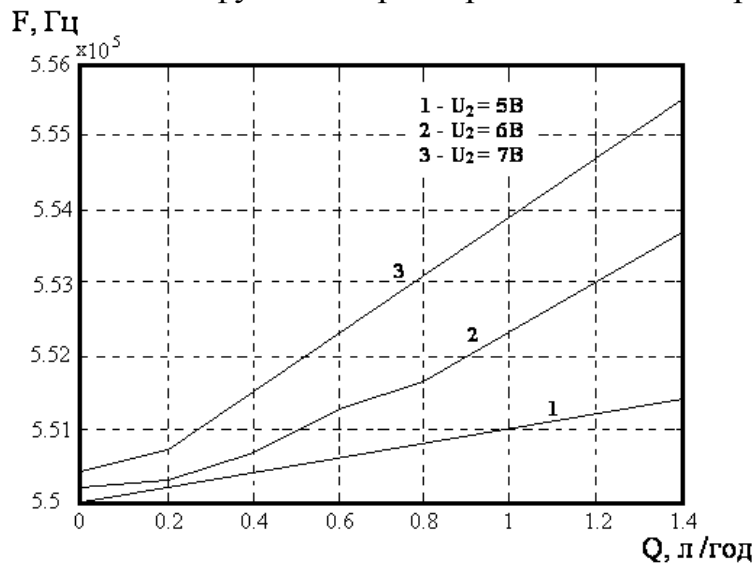


Рисунок 3.12 – Залежність частоти генерації від витрат

Чутливість витратоміра визначається на основі виразу (3.37) і описується рівнянням

$$\begin{aligned}
 S_Q^{F0} = & -0.0198[-2C_D(Q)R_E^3(Q)C_{GD}\left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right)\sqrt{B_1+2B_2} - 2C_D^2(Q)R_E^3(Q)\left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) - \\
 & - 2C_D^3(Q)R_E^2(Q)\left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) - 3C_D(Q)R_E^3(Q)C_{GD}\left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) - 2C_D^2(Q)R_E^2(Q)C_{GD} \times \\
 & \times \left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) + 8C_D^2(Q)R_E^3(Q)L_1C_{GD}\left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) + 8C_D^2(Q)R_E^2(Q)L_1C_{GD}\left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) - \\
 & + 4R_E(Q)L_1C_{GD}\left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right)\sqrt{B_1+2B_2} + 4R_E(Q)\left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right)L_1C_{GD} + 4C_D(Q)L_1C_{GD} \times \\
 & \times \left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right)\sqrt{B_1+2B_2} + 4C_D(Q)L_1C_{GD}\left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right)] / [(2\sqrt{B_1} + \sqrt{B_1+2B_2} / B_2) \times \\
 & \times R_E^3(Q)C_D^3(Q)L_1C_{GD}\sqrt{B_1+2B_2}],
 \end{aligned}
 \tag{3.38}$$

де $B_2 = 2L_1C_{GD}(C_D(Q)R_E(Q))^2$.

Графік залежності чутливості радіовимірювального перетворювача витрат газу подано на рис. 3.13. Як видно з графіка, чутливість пристрою складає 20...54 кГц/л/год. При напрузі живлення $U_{ж} = 7В$ чутливість має максимальне значення в діапазоні від 43 кГц/л/год. до 54 кГц/л/год. [118].

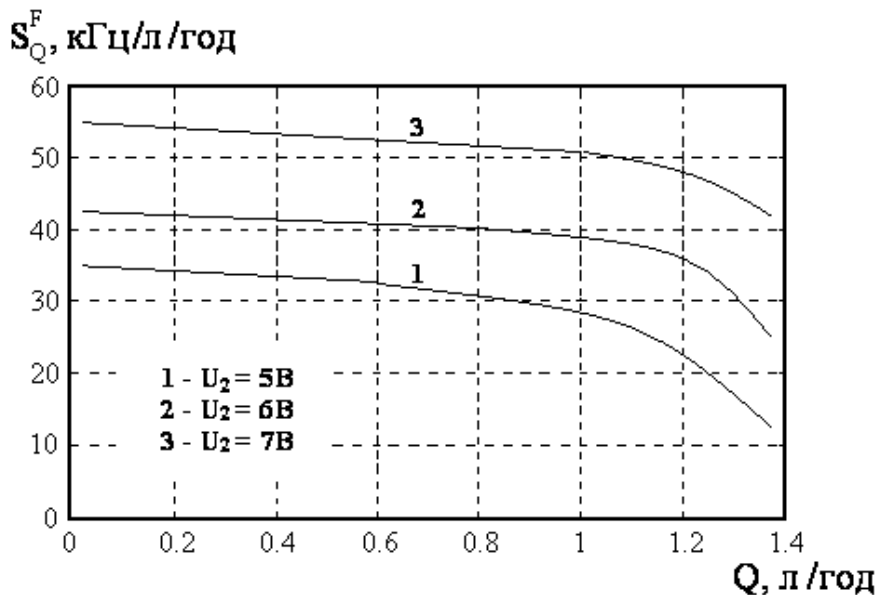


Рис. 3.13 Залежності чутливості пристрою від витрат газу

Проте недоліком такого пристрою є необхідність нагрівання вимірювальної трубки, що не завжди можливо зробити, особливо при великих діа-

метрах трубопроводів. Тому була запропонована ідея використовувати в якості чутливих елементів радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі польових і біполярних транзисторів, які споживають багато енергії, що викликає підвищення їх робочих температур. Окрім того, біполярні транзистори використовуються як активні елементи автогенераторних пристроїв, що додатково підвищує ефективність пристроїв.

3.4 Функція перетворення радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі біполярних транзисторів

Характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі біполярної транзисторної структури можливо отримати, виходячи з математичної моделі. До цих характеристик відносяться аналітичні залежності активної і реактивної складових повного опору на електродах колектор-колектор структури, функцій перетворення і чутливості від витрат газу. Розрахунки зроблені на основі електричної схеми пристрою (рис. 3.14), еквівалентна схема якого показана на рис. 3.15. Для зручності розрахунків подамо еквівалентну схему у вигляді, поданому на рис. 3.16.

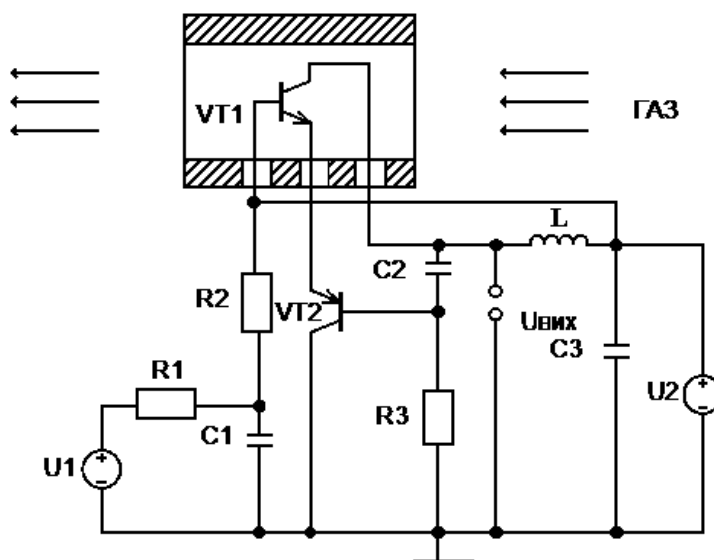


Рисунок 3.14 – Схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу

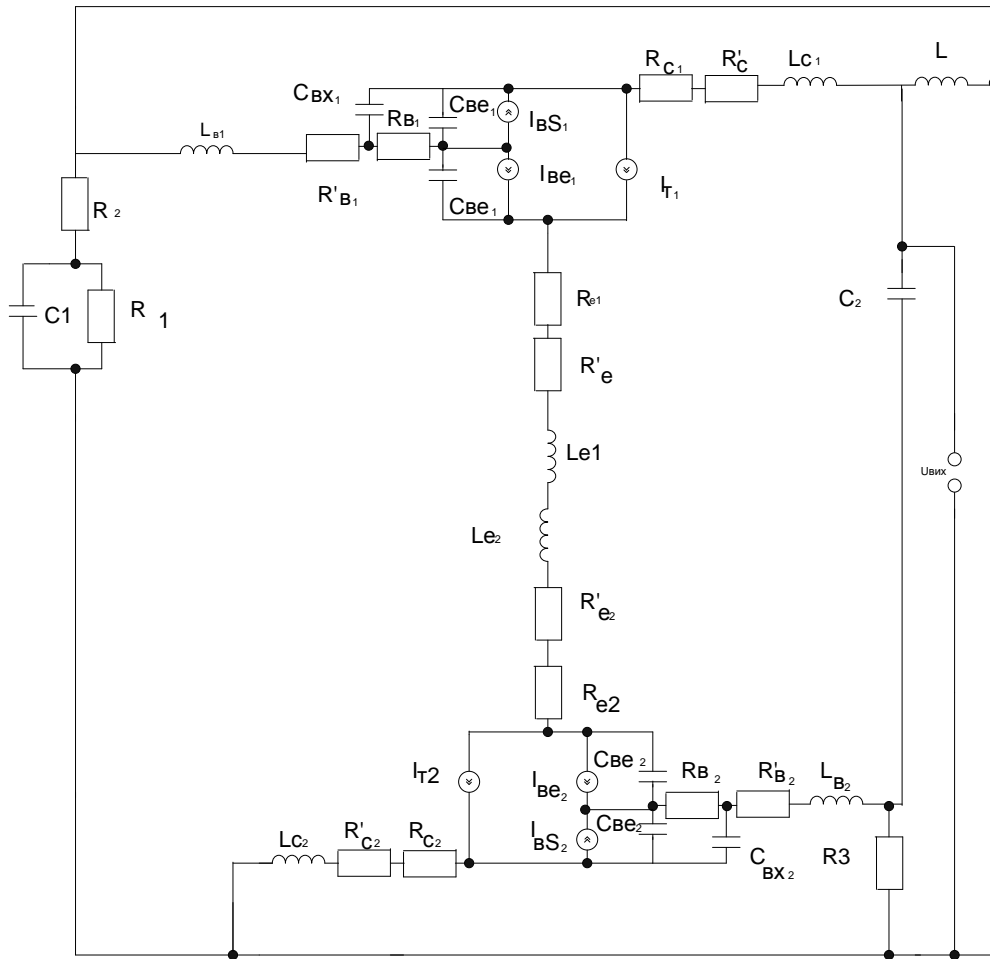


Рисунок 3.15 – Нелінійні еквівалентна схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі двох біполярних транзисторів

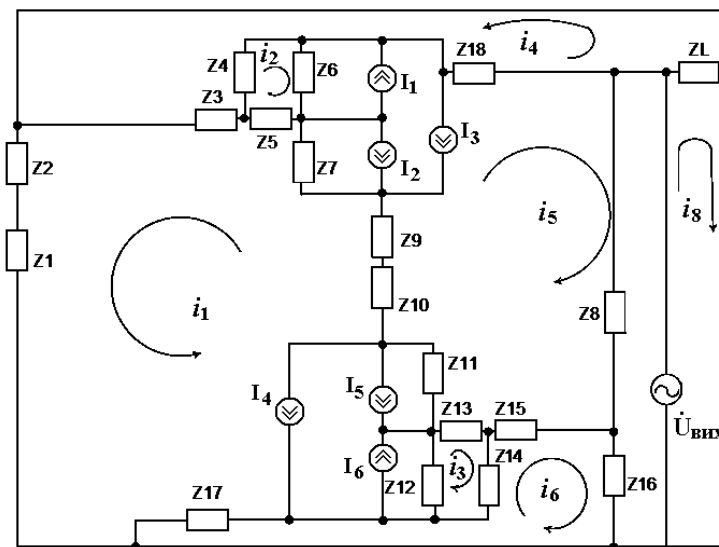


Рисунок 3.16 – Перетворена нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу

Коливальний контур перетворювача утворений еквівалентною ємністю повного опору на електродах колектор-колектор транзисторів VT1 і VT2 схеми перетворювача (див. рис. 3.14) і зовнішньою індуктивністю. Для визначення функції перетворення необхідно знайти залежність частоти генерації від витрат газу. Це можна зробити на основі розв'язання системи рівнянь Кірхгофа, яка складена згідно з еквівалентною схемою для змінного струму (див. рис. 3.16). Розв'язання системи рівнянь (3.39) дозволяє отримати величину повного опору на електродах колектор-колектор перетворювача. Розклавши аналітичний вираз повного опору на активну і реактивну складові, можна визначити еквівалентну ємність коливального контуру, яка залежить від витрат газу. Система рівнянь Кірхгофа, згідно з напрямками контурних струмів, має вигляд

$$\begin{cases}
 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_5 + Z_7 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{12} + Z_{17})i_1 - Z_3i_4 + Z_5i_2 + Z_5I_3 - Z_5I_1 + \\
 + Z_5I_2 + Z_7i_5 + Z_7I_2 + Z_7I_3 - Z_7I_1 + (Z_9 + Z_{10})i_5 + Z_{11}i_5 + Z_{11}I_5 - Z_{11}I_6 + Z_{11}I_4 + \\
 + Z_{12}i_3 - Z_{12}I_6 + Z_{12}I_4 - Z_{12}I_5 + Z_{17}i_6; \\
 0 = (Z_4 + Z_5 + Z_6)i_2 + Z_4i_4 - Z_4I_1 + Z_4I_2 + Z_4I_3 + Z_5i_1 - Z_5I_1 + Z_5I_2 + Z_5I_3 - Z_6i_5 + \\
 + Z_6I_1 - Z_6I_2 - Z_6I_3; \\
 0 = (Z_{12} + Z_{13} + Z_{14})i_3 + Z_{12}i_1 - Z_{12}I_6 + Z_{12}I_5 + Z_{12}I_4 - Z_{13}i_5 + Z_{13}I_6 - Z_{13}I_5 - Z_{13}I_4 - \\
 - Z_{14}i_6 + Z_{14}I_6 - Z_{14}I_5 - Z_{14}I_4; \\
 0 = (Z_3 + Z_4 + Z_6 + Z_{18})i_4 - Z_3i_1 + Z_4i_2 - Z_4I_1 + Z_4I_2 + Z_4I_3 + Z_{18}i_5 + Z_Li_8; \\
 0 = (Z_8 + Z_9 + Z_{10} + Z_6 + Z_7 + Z_{13} + Z_{15} + Z_{11} + Z_{18})i_5 + Z_8i_7 - Z_{15}i_6 - Z_{13}i_3 - Z_{13}I_6 + \\
 + Z_{13}I_5 + Z_{13}I_4 + Z_{11}i_1 + Z_{11}I_5 - Z_{11}I_6 + Z_{11}I_4 + (Z_9 + Z_{10})i_1 + Z_7i_1 + Z_7I_2 - Z_7I_1 + \\
 + Z_7I_3 - Z_6i_2 - Z_6I_1 + Z_6I_2 + Z_6I_3 + Z_{18}i_4; \\
 0 = (Z_{14} + Z_{15} + Z_{16} + Z_{17})i_6 + Z_{17}i_1 - Z_{14}i_3 - Z_{14}I_6 + Z_{14}I_5 + Z_{14}I_4 - Z_{15}i_5 + Z_{16}i_7; \\
 \dot{U}_{\text{вух}} = (Z_{16} + Z_{18})i_7 + Z_8i_5 + Z_{16}i_6; \\
 \dot{U}_{\text{вух}} = Z_Li_8 + Z_Li_4,
 \end{cases} \quad (3.39)$$

де

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \frac{R_1}{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2} - j \frac{\omega R_1^2 C_1}{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R'_6 + j\omega L_{61}; \quad Z_4 = -j / (\omega C_{\text{ex}1}); \quad Z_5 = R_{61}; \\
 Z_6 &= -j / (\omega C_{\text{ec}1}); \quad Z_7 = -j / (\omega C_{\text{ee}1}); \quad Z_8 = -j / (\omega C_2); \quad Z_9 = (R'_{e1} + R_{e1}) + j\omega L_{e1}; \\
 Z_{14} &= -j / (\omega C_{\text{ex}2}); \quad Z_{10} = (R'_{e2} + R_{e2}) + j\omega L_{e2}; \quad Z_{11} = -j / (\omega C_{\text{ee}2}); \quad Z_{12} = -j / (\omega C_{\text{ec}2}); \\
 Z_{13} &= R_{e2}; \quad Z_{15} = R'_{e2} + j\omega L_{e2}; \quad Z_{16} = R_3; \quad Z_{17} = (R'_{c2} + R_{c2}) + j\omega L_{c2}; \quad Z_{18} = (R'_{c1} + R_{c1}) + j\omega L_{c1}; \\
 Z_L &= j\omega L;
 \end{aligned}$$

R_1, C_1 – навантажувальний опір і ємність бази VT1; R'_6 – омичний опір базового електрода; R_6 – опір бази; L_6 – індуктивність базового електрода; C_{ec} – ємність колекторного переходу; C_{ee} – ємність емітерного переходу; C_{ex} –

вхідна ємність транзистора; R_c' – омичний опір колекторного електрода; R_c – опір колекторного переходу; R_e' – омичний опір емітерного електрода; R_e – опір емітерного переходу; L_e – індуктивність емітерного електрода; R_1, R_2 – опори дільника; L – індуктивність коливального контуру; C_2 – ємність термостабілізуючого кола; C_3 – охоронна ємність джерела напруги U_1 .

Ємність емітерного переходу визначається [114]

$$C_{ee} = C_{едиф} + C_{ебар};$$

$$C_{едиф} = \tau_N / (m_e \cdot \varphi_T) (I_{едиф} - I_{ев0});$$

$$C_{ебар} = C_{е0бар} \cdot [U_{кеои} / (U_{кеои} - U_e)] n_e,$$

де $C_{едиф}$, $C_{ебар}$ – дифузійна та бар'єрна ємності емітерного переходу; τ_N – ефективний час життя неосновних носіїв заряду в базовій області при нормальному режимі роботи транзистора; $C_{е0бар}$ – бар'єрна ємність емітерного переходу при нульовій напрузі зміщення; $U_{кеои}$ – контактна різниця потенціалів емітерного переходу; n_e – коефіцієнт, який залежить від характеру переходу.

Вираз для визначення ємності колекторного переходу має вигляд [114]

$$C_{ce} = C_{cdиф} + C_{сбар};$$

$$C_{cdиф} = \frac{\tau_i}{m_c \cdot \varphi_T} (I_{cdиф} - I_{вс0});$$

$$C_{сбар} = C_{с0бар} \cdot [U_{скои} / (U_{скои} - U_c)]^{n_c},$$

де $C_{cdиф}$, $C_{сбар}$ – дифузійна та бар'єрна ємності колекторного переходу; τ_i – ефективний час життя неосновних носіїв заряду в базовій області при інверсному режимі роботи транзистора; $C_{с0бар}$ – бар'єрна ємність колекторного переходу при нульовій напрузі зміщення; $U_{скои}$ – контактна різниця потенціалів колекторного переходу; n_c – коефіцієнт, який залежить від характеру колекторного переходу.

На основі розв'язання системи рівнянь (3.39) за допомогою пакета прикладних програм «Matlab 6.5» був визначений повний опір на електродах колектор-колектор транзисторів VT1 і VT2. Розрахунки повного опору структури дозволяють отримати всі необхідні теоретичні залежності. На рис. 3.17 подано теоретичну залежність активної складової повного опору від витрат при різній напрузі керування. Як видно з графіка, оптимальною ділянкою керування величиною від'ємного опору є інтервал напруг від 7,5 В до 7,7 В.

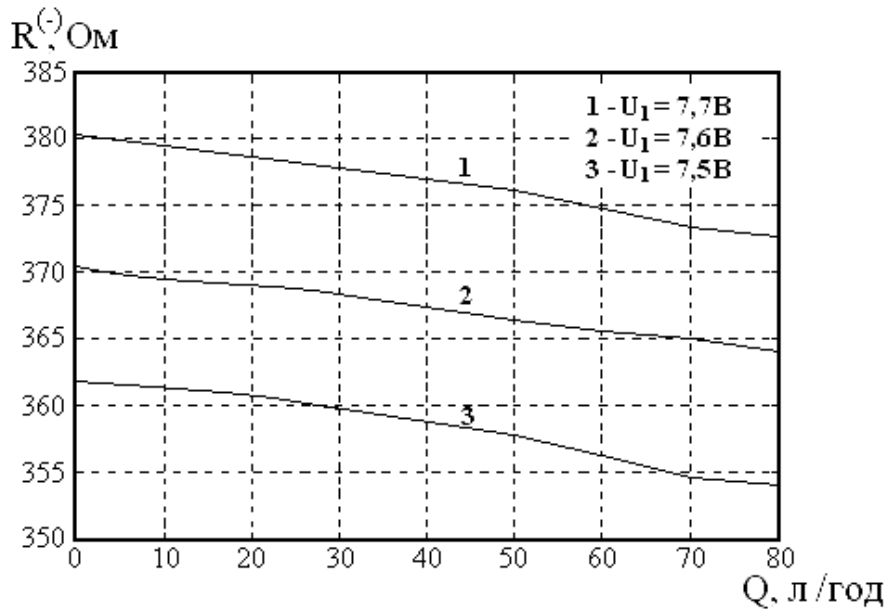


Рисунок 3.17 – Теоретична залежність активної складової повного вихідного опору від витрат

На рис. 3.19 подано теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від зміни витрат газу (повітря). Як видно з графіка, частота генерації в діапазонах від нуля до 50 л/год. змінюється майже лінійно. Оптимальною з точки зору чутливості пристрою є напруга керування $U_1 = 7,6$ В [119].

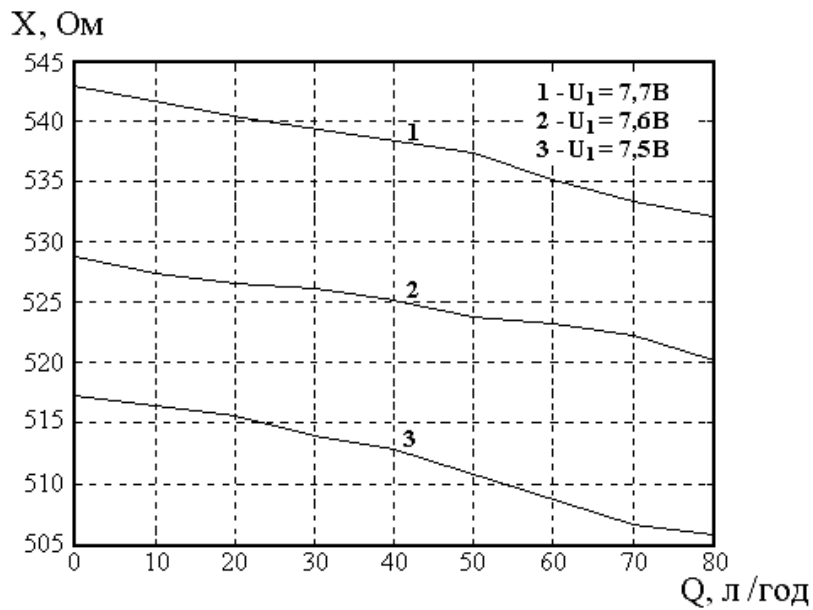


Рисунок 3.18 – Теоретична залежність реактивної складової повного вихідного опору від витрат

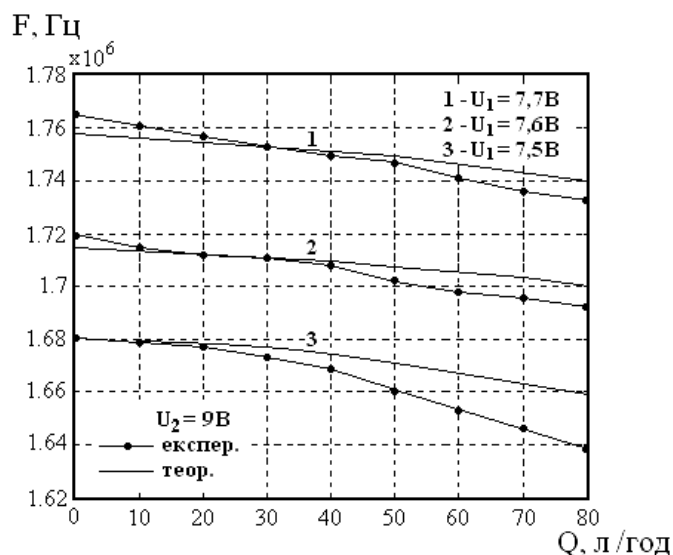


Рисунок 3.19 – Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від витрат повітря при дії на один біполярний транзистор

На рис. 3.20 показані теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від витрат повітря при його дії на два транзистора. Це дозволило значно підвищити чутливість витратоміра, майже у два рази, що пов'язано із значною зміною еквівалентної ємності коливального контуру і від'ємного опору. Біполярні безкорпусні транзистори BC847 і BC857 мають розміри $1 \times 2,5 \text{ мм}^2$, тому вони не впливають на характер руху повітря у вимірювальній трубці, яка мала довжину 120 мм і внутрішній діаметр 9,5 мм, виготовлена із сталі марки X18H01T.

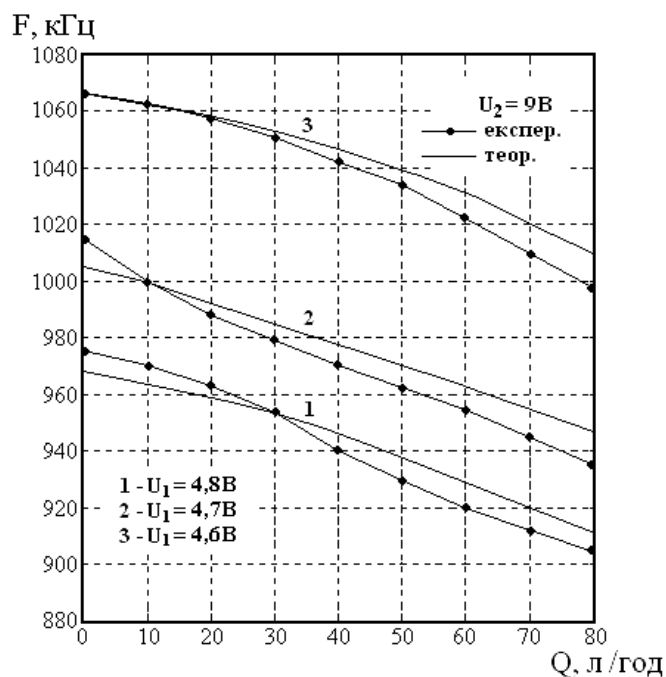


Рисунок 3.20 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від витрат повітря при дії на два біполярних транзистора

На основі еквівалентної схеми (див. рис. 3.16), згідно з теорією стійкості Ляпунова [92, 93], визначена функція перетворення. Вона описує залежність частоти генерації від витрат повітря та має вигляд [120]

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + LC_{\text{ex1}}(R_\partial(Q)C_{\text{екв}}(Q))^2}}{2LC_{\text{ex1}}(R_\partial(Q)C_{\text{екв}}(Q))^2}}, \quad (3.40)$$

де

$$A_1 = (C_{\text{екв}}(Q)R_\partial(Q))^2 + R_\partial^2(Q)C_{\text{екв}}(Q)C_{\text{ex1}} - LC_{\text{ex1}},$$

$C_{\text{екв}}(Q), R_\partial(Q)$ – еквівалентна ємність і динамічний опір коливального контуру перетворювача.

Чутливість пристрою визначається на основі виразу (3.40) і описується рівнянням

$$\begin{aligned} S_Q^F = & \frac{1}{8} \sqrt{2} \left(\frac{2C_{\text{екв}}(Q)R_\partial(Q) \frac{\partial R_\partial(Q)}{\partial Q} + 2B_3 \frac{\partial R_\partial(Q)}{\partial Q}}{LC_{\text{ex1}}R_\partial^2(Q)C_{\text{екв}}(Q)} + \right. \\ & \left. \frac{1}{2} \frac{4B_1C_{\text{екв}}(Q)R_\partial(Q) \frac{\partial R_\partial(Q)}{\partial Q} + 2B_3 \frac{\partial R_\partial(Q)}{\partial Q} + 8LB_3}{\sqrt{B_2}} \right) - \\ & \frac{(B_1 + \sqrt{B_2}) \frac{\partial R_\partial(Q)}{\partial Q}}{LC_{\text{ex1}}R_\partial^3(Q)C_{\text{екв}}(Q)} \Big/ \pi \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_2}}{LC_{\text{ex1}}R_\partial^2(Q)C_{\text{екв}}(Q)}}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

де

$$B_1 = (C_{\text{екв}}(Q)R_\partial(Q))^2 + R_\partial^2(Q)C_{\text{екв}}(Q)C_{\text{ex1}} - LC_{\text{ex1}};$$

$$B_2 = R_\partial(Q)C_{\text{екв}}(Q)C_{\text{ex1}};$$

$$B = B^2 + LC_{\text{ex1}}R_\partial^2(Q)C_{\text{екв}}^2(Q).$$

Графік залежності чутливості від витрат повітря показаний на рис. 3.21. Як видно з графіка, найбільша чутливість пристрою лежить в діапазоні від 10 до 30 л/год та змінюється від 1,5 до 1,0 кГц/л/год.

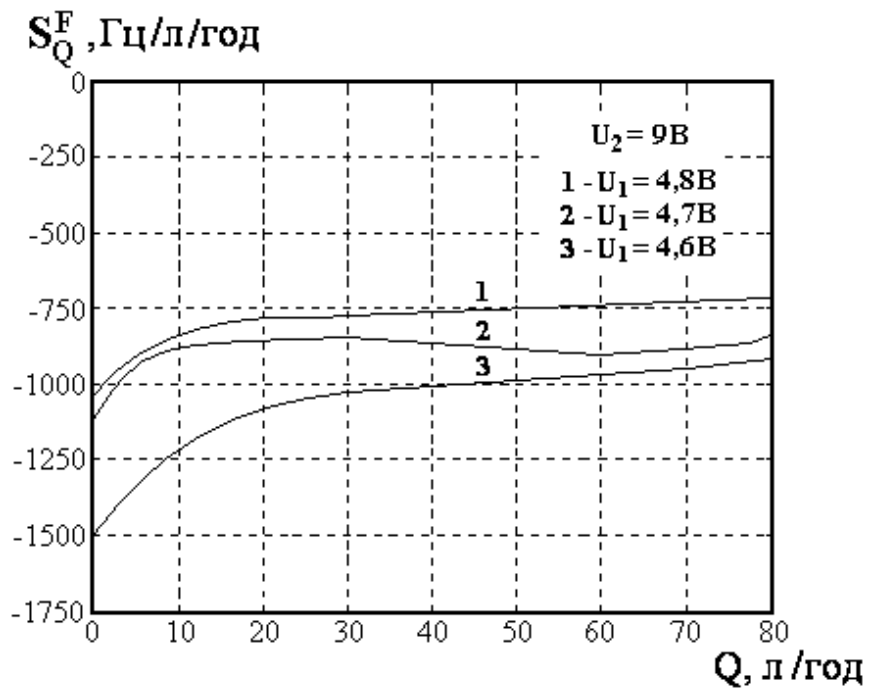


Рисунок 3.21 – Залежність чутливості від витрат газу

РОЗДІЛ 4
РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ВИТРАТ ГАЗУ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНИХ І ПОЛЬОВИХ
ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР
З АКТИВНИМ ІНДУКТИВНИМ ЕЛЕМЕНТОМ

Сучасний рівень розвитку інформаційно-вимірювальної техніки характеризується значною різноманітністю методів визначення витрат газу, в яких вихідним сигналом є напруга або струм. Представлення вимірювальної інформації в аналоговій формі приводить до необхідності використання аналого-цифрових перетворювачів, вартість яких при високих вимогах до точності можливо зрівняти з вартістю мікро-ЕОМ. Окрім того, аналого-цифрові перетворювачі потребують додаткових затрат, пов'язаних з забезпеченням захищеності системи від завад, що створює низку обмежень по використанню 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 [22].

Отже, для використання цих переваг виникає необхідність розробки мікроелектронних радіовимірювальних перетворювачів витрат газу на основі автогенераторних пристроїв з активною індуктивністю коливального контуру, що базується на транзисторних структурах з від'ємним опором. Це дозволяє повністю застосувати інтегральну технологію для виготовлення приладів.

4.1 Розрахунки вольт-амперної характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі структури з польового і біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом

Виконання радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат 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 витратоміра. Тому для розв'язання цієї проблеми запропоновано використати індуктивний характер повного опору біполярного транзистора з RC-колом, яке легко виконується у вигляді інтегральної схеми [15, 16]. Отже, схема радіовимірювального перетворювача витрат газу з активним індуктивним елементом подана на рис. 4.1.

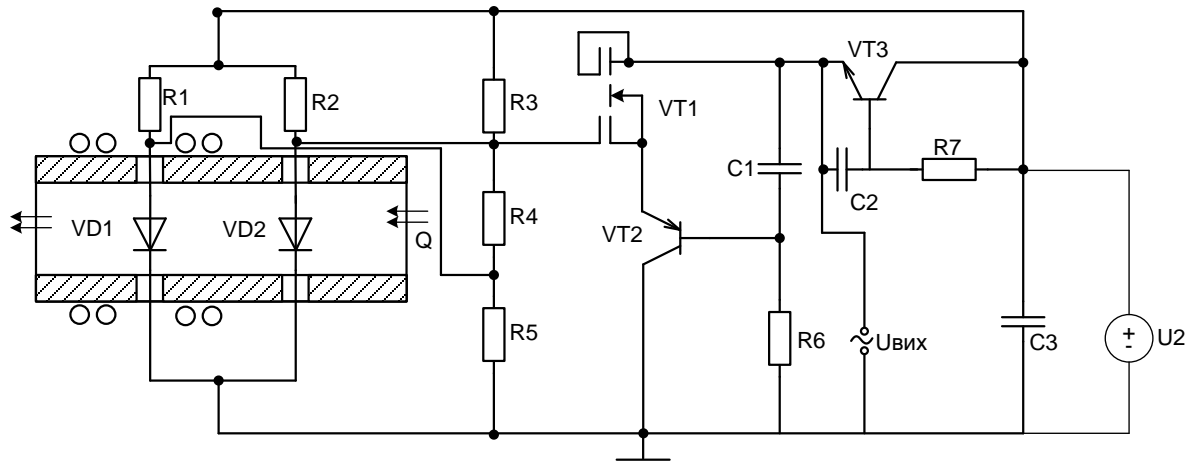


Рисунок 4.1 – Електрична схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі польового і біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом

Транзистори VT1, VT2 і VT3 реалізують генератор електричних коливань, в якому коливальний контур утворений ємнісною складовою повного опору на електродах стік-колектор транзисторів VT1 і VT2 та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT3. Таким чином, схема перетворювача повністю реалізується у вигляді інтегральної схеми. Доведемо, що на електродах колектор-стік транзисторів VT1, VT2 існує від’ємний опір. Для цього скористаємося еквівалентною схемою пристрою для постійного струму, яка подана на рис. 4.2.

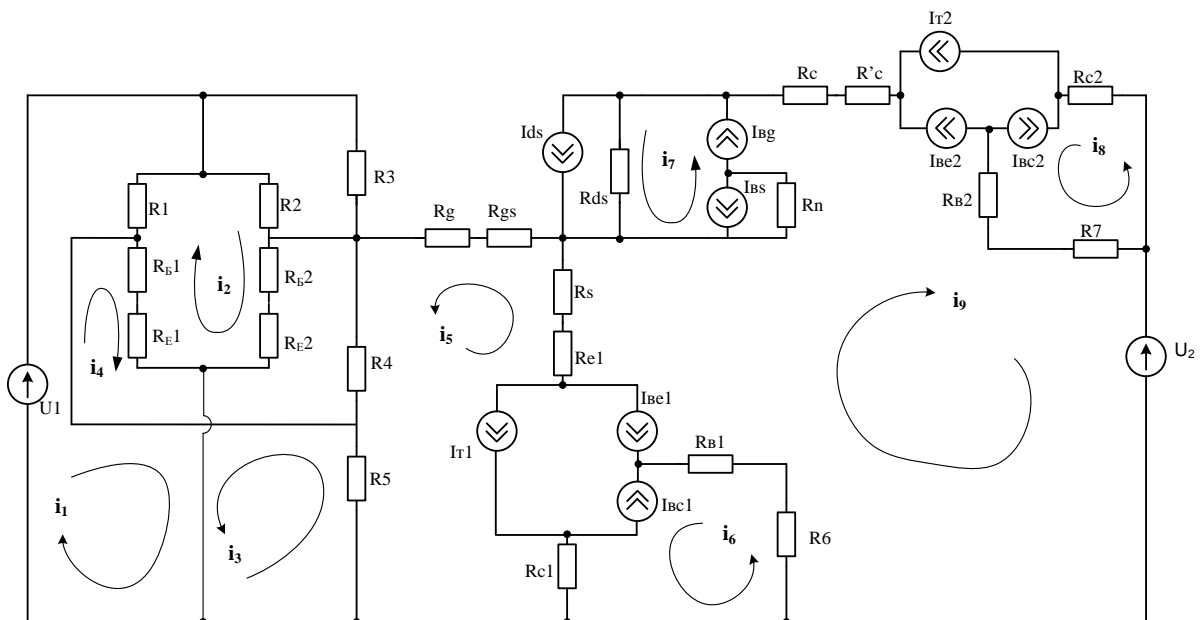


Рисунок 4.2 – Еквівалентна схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу з активним індуктивним елементом з постійного струму

Згідно з вибраними контурними струмами рівняння Кірхгофа мають вигляд

$$\begin{cases}
 U_1 = (R_1 + R_{B1} + R_{E1})i_1 + (R_{E1} + R_{B1} + R_1)i_2 + (R_{B1} + R_{E1})i_4; \\
 0 = (R_{E1} + R_{B1} + R_1 + R_2 + R_{B2} + R_{E2})i_2 + (R_{E1} + R_{B1} + R_1)i_1 + (R_2 + R_{B2} + R_{E2}) + (R_{E2} + R_{B2} + R_{E1} + R_{B1})i_4; \\
 0 = (R_5 + R_4 + R_3 + R_1 + R_2 + R_{B1} + R_{E2})i_3 - R_5(i_5 - I_{T1} + I_{BE1} - I_{BC1}) - \\
 - R_4(i_5 - I_{T1} + I_{BE1} - I_{BC1}) + (R_2 + R_{B2} + R_{E2})i_2 + (R_{B2} + R_{E2})i_4; \\
 0 = (R_4 + R_{B2} + R_{E2} + R_{E1} + R_{B1})i_4 + (R_{B2} + R_{E2} + R_{B1} + R_{E1})i_2 + (R_{B2} + R_{E2})i_3 - R_4(i_5 - I_{T1} + I_{BE1} - I_{BC1}); \\
 0 = (R_{c1} + R_{e1} + R_s + R_{gs} + R_g + R_4 + R_5)(i_5 - I_{T1} + I_{BE1} - I_{BC1}) - R_{C1}(i_6 - I_{BC1} + I_{BE1} - I_{T1}) + (R_{B1} + R_S) \times \\
 \times (i_9 - I_{BE1} + I_{BC1} + I_{T1} - I_{ds} - I_{BG} + I_{BS} - I_{BE2} + I_{BC2} + I_{T2}) - (R_4 + R_5)i_3 - R_4i_4; \\
 0 = (R_6 + R_{B1} + R_{C1})(i_6 - I_{BC1} + I_{BE1} - I_{T1}) - R_{C1}(I_5 - I_{T1} + I_{BE1} - I_{BC1}) + (R_6 + R_{B1}) \times \\
 \times (i_9 - I_{BE1} + I_{BC1} + I_{T1} - I_{DS} - I_{BG} + I_{BS} - I_{BE2} + I_{BC2} + I_{T2}); \\
 0 = (R_{DS} + R_n)(i_7 - I_{DS} + I_{BG} - I_{BS}) - R_{DS}(i_9 - I_{BE1} + I_{BC1} + I_{T1} - I_{DS} - I_{BG} - I_{BE2} + I_{BC2} + I_{T2}); \\
 0 = (R_{C2} + R_{B2} + R_7)(i_8 - I_{BC2} - I_{T2} + I_{BE2}) + R_{B2}(i_9 - I_{BE1} + I_{BC1} + I_{T1} - I_{DS} - I_{BG} + I_{BS} - I_{BE2} + I_{BC2} + I_{T2}); \\
 U_2 = (R_{B2} + R_7 + R_6 + R_{B1} + R_{E1} + R_S + R_{DS} + R_D + R_{E2})(i_9 - I_{BE1} + I_{BC1} + I_{T1} - I_{DS} - I_{BG} + \\
 + I_{BS} - I_{BE2} + I_{BC2} + I_{T2}) + (R_{B2} + R_7)(i_8 - I_{BC2} - I_{T2} + I_{BE2}) + R_6(i_6 - I_{BC1} - I_{T1} + I_{BE1}) + \\
 + R_{B1}(i_6 - I_{BC1} - I_{T1} + I_{BE1}) + (R_S + R_{E1})(i_5 - I_{BC1} - I_{T1} + I_{BE1}) - R_{DS}(i_7 - I_{DS} + I_{BG} - I_{BS}).
 \end{cases} \tag{4.1}$$

Для скорочення запису системи рівнянь (4.1) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= R_1 + R_{B1} + R_{E1}; \quad A_{10} = R_{e1} + R_S; \\
 A_2 &= R_{B1} + R_{E1}; \quad A_{11} = R_5 + R_4; \\
 A_3 &= R_{B1} + R_{E1} + R_1 + R_2 + R_{B2} + R_{E2}; \quad A_{12} = R_6 + R_{B1} + R_{c1}; \\
 A_4 &= R_2 + R_{B2} + R_{E2}; \quad A_{13} = R_6 + R_{B1}; \\
 A_5 &= R_{B2} + R_{E2} + R_{E1} + R_{B1}; \quad A_{14} = R_{ds} + R_n; \quad (4.2) \\
 A_6 &= R_5 + R_4 + R_3 + R_1 + R_2 + R_{B2} + R_{E2}; \quad A_{15} = R_{C2} + R_{B2} + R_7; \\
 A_7 &= R_{B2} + R_{E2}; \quad A_{16} = R_{B2} + R_7 + R_6 + R_{B1} + R_{e1} + R_S + R_{ds} + R_d + R_{e2}; \\
 A_8 &= R_4 + R_{B1} + R_{B2} + R_{E2} + R_{E1}; \quad A_9 = R_5 + R_4 + R_g + R_{e1} + R_S + R_{c1} + R_{gs}.
 \end{aligned}$$

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

$$\begin{cases}
 U_1 = A_1i_1 + A_1i_2 + A_2i_4; \\
 0 = A_3i_2 + A_1i_1 + A_4i_3 + A_5i_4; \\
 0 = A_6i_3 - R_5i_5 - R_S I_1 - R_4i_5 - R_4I_1 + A_4i_2 + A_7i_4; \\
 0 = A_8i_4 + A_5i_2 + A_7i_3 - R_4i_5 - R_4I_1; \\
 0 = A_9i_5 + A_9I_1 - R_{C1}I_1 + A_{10}i_9 + A_{10}(I_2 + I_3 + I_4) - A_{11}i_3 - R_4i_4; \\
 0 = A_{12}i_6 + A_{12}I_1 - R_{C1}I_1 - R_{C1}i_5 + A_{13}i_9 + A_{13}(I_2 + I_3 + I_4); \\
 0 = A_{14}i_7 + A_{14}I_5 - R_{ds}i_9 - R_{ds}(I_3 + I_3 + I_4); \\
 0 = A_{15}i_8 + A_{15}I_7 + R_{B2}i_9 + R_{B2}(I_2 + I_3 + I_4) + R_7i_9 + R_7(I_2 + I_6 + I_4); \\
 U_2 = A_{16}i_9 + A_{16}(I_2 + I_6 + I_4) + R_{B2}i_8 + R_{B2}I_7 + R_7i_8 + R_7I_8 + R_6I_6 + R_6I_1 + \\
 + R_{B1}I_1 + A_{10}i_5 + A_{10}I_1 - R_{ds}i_7 - R_{ds}I_5,
 \end{cases} \tag{4.3}$$

де

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{BE1} - I_{BC1} - I_{T1}; & I_5 &= -I_{dS} + I_{BG} - I_{BS}; \\
 I_2 &= -I_{BE1} + I_{BC1} + I_{T1}; & I_6 &= -I_{dS} + I_{BS} - I_{BG}; \\
 I_3 &= -I_{dS} - I_{BG} + I_{BS}; & I_7 &= -I_{BC2} - I_{T2} + I_{BE2}; \\
 I_4 &= -I_{BE2} + I_{BC2} + I_{T2}; & I_8 &= -I_{BC2} - I_{T2} + I_{BE2}.
 \end{aligned}$$

Введемо позначення

$$\begin{aligned}
 B_1 &= U_1; & B_5 &= -A_9 I_1 + R_{C1} I_1 - A_{10} (I_2 + I_3 + I_4); \\
 B_2 &= 0; & B_6 &= -A_{12} I_1 + R_{C1} I_1 - A_{13} (I_2 + I_3 + I_4); \\
 B_3 &= R_3 I_1 + R_4 I_1; & B_7 &= -A_{14} I_5 + R_{dS} (I_2 + I_3 + I_4); & (4.4) \\
 B_4 &= R_4 I_1; & B_8 &= -A_{15} I_7 - R_{B2} (I_2 + I_3 + I_4) - R_7 (I_2 + I_6 + I_4); \\
 B_9 &= U_2 - A_{16} (I_2 + I_6 + I_4) - R_{B2} I_7 - R_7 I_8 - R_6 I_1 - R_{B1} I_1 - A_{10} I_1 + R_{dS} I_5.
 \end{aligned}$$

Врахувавши позначення (4.4), система рівнянь (4.1) набуває вигляду

$$\begin{cases}
 B_1 = A_1 i_1 + A_2 i_2 + A_3 i_4; \\
 B_2 = A_4 i_2 + A_5 i_1 + A_6 i_3 + A_7 i_4; \\
 B_3 = A_8 i_3 - R_5 i_5 + A_9 i_2 + A_{10} i_4; \\
 B_4 = A_{11} i_4 + A_{12} i_2 + A_{13} i_3 - R_4 i_5; \\
 B_5 = A_{14} i_6 - R_{C1} i_5 + A_{15} i_9; \\
 B_6 = A_{16} i_7 - R_{dS} i_9; \\
 B_7 = A_{17} i_8 + R_{B2} i_9 + R_7 i_9; \\
 B_8 = A_{18} i_9 + R_{B2} i_8 + R_7 i_8 + R_6 i_6 + R_{B1} i_6 + A_{10} i_5 - R_{dS} i_7.
 \end{cases} \quad (4.5)$$

З першого рівняння системи (4.5) визначимо значення струму i_1

$$i_1 = D_1 - i_2 - D_2 i_4, \quad (4.6)$$

де

$$D_1 = B_1 / A_1, \quad D_2 = A_2 / A_1.$$

З другого рівняння системи (4.5), при підстановці (4.6), визначимо струм i_2

$$i_2 = D_3 - D_4 i_3 + D_5 i_5, \quad (4.7)$$

де

$$D_3 = \frac{B_2}{A_3 - A_1}; \quad D_4 = \frac{A_4}{A_3 - A_1}; \quad D_5 = \frac{A_1 D_2 - A_5}{A_1 - A_3}.$$

На основі третього рівняння системи (4.5), підставивши i_1 та i_2 , отримаємо:

$$i_3 = D_6 - D_7 i_5 + D_8 i_4, \quad (4.8)$$

де

$$D_6 = \frac{B_3}{A_6 - A_4 D_4}; \quad D_7 = \frac{A_{11}}{A_6 - A_4 D_4}; \quad D_8 = \frac{A_4 D_5 + A_7}{A_6 - A_4 D_4}.$$

З четвертого рівняння системи (4.5), врахувавши струми i_1, i_2, i_3 , визначимо струм i_4

$$i_4 = D_9 + D_{10} i_5 - D_{11}, \quad (4.9)$$

де

$$D_9 = \frac{B_4}{A_8 + A_5 D_5 - A_7 D_8 - A_5 D_4 D_8};$$
$$D_{10} = \frac{B_5 - A_7 D_5 + A_5 D_4 D_7}{A_8 + A_5 D_5 - A_7 D_8 - A_5 D_4 D_8}; \quad D_{11} = \frac{A_5 D_3 + A_7 D_6 + A_5 D_4 D_6}{A_8 + A_5 D_5 - A_7 D_8 - A_5 D_4 D_8}.$$

На основі п'ятого рівняння системи (4.5), при підстановці значень струмів i_1, i_2, i_3, i_4 , отримуємо струм i_5

$$i_5 = D_{12} + D_{13} i_6 - D_{14} i_9, \quad (4.10)$$

де

$$D_{12} = \frac{B_5 + A_{11} D_6 + R_4 (D_9 - D_{11})}{A_9 - A_{11} D_7 - R_4 D_{10} + A_{11} D_8 D_{10}}; \quad D_{13} = \frac{B_{C1}}{A_9 - A_{11} D_7 - R_4 D_{10} + A_{11} D_8 D_{10}};$$
$$D_{14} = \frac{A_{10}}{A_9 - A_{11} D_7 - R_4 D_{10} + A_{11} D_8 D_{10}}.$$

З шостого рівняння системи (4.5) з врахуванням значень струмів $i_1 - i_5$, знайдемо величину струму i_6

$$i_6 = D_{15} - D_{16} i_9, \quad (4.11)$$

де

$$D_{15} = \frac{B_6 - R_{C1} D_{14}}{A_{12} - R_{c1} D_3}, \quad D_{16} = \frac{A_{13} - R_{C1} D_{14}}{A_{12} - R_{c1} D_3}.$$

При підстановці (4.6)–(4.11) в сьоме рівняння системи (4.5) визначимо струм i_7

$$i_7 = D_{17} - D_{18} i_9, \quad (4.12)$$

де

$$D_{17} = \frac{B_7}{A_{14}}; \quad D_{18} = \frac{R_{dS}}{A_{14}}.$$

З восьмого рівняння системи (4.5) з врахуванням (4.6)–(4.12) отримаємо значення струму

$$i_8 = D_{19} - D_{20}i_9, \quad (4.13)$$

де $D_{19} = \frac{B_8}{A_{15}}; \quad D_{20} = \frac{R_{B2} + R_7}{A_{15}}.$

З дев'ятого рівняння системи (4.5) при підстановці (4.6)–(4.13) визначимо струм i_9 , який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми витратоміра (рис. 4.2), тобто

$$i_9 = \frac{B_9 - R_{B2}D_{19} - (R_{B2} + R_7)D_{19} - A_{13}D_5 - A_{10}D_{12} - A_{10}D_{13}D_{15} - R_{ds}D_{17}}{A_{16} - R_{B2}D_{20} - (R_{B2} + R_7)D_{20} - A_{13}D_{16} - A_{10}D_{13}D_{16} - A_{10}D_{14} + D_{18}R_{ds}}. \quad (4.14)$$

Згідно з виразом (4.14) розрахована вольт-амперна характеристика перетворювача газу на основі біполярного і польового транзисторів з активним індуктивним елементом.

На рис. 4.3 подана теоретична та експериментальна залежності вольт-амперної характеристики пристрою. Як видно з графіка, при збільшенні напруги керування U_1 збільшується ділянка від'ємного опору. Так, при $U_1 = 4$ В ділянка від'ємного опору по вісі U_2 лежить від 6 В до 12,5 В, при $U_1 = 4,6$ В від 7,5 В до 14 В, а при $U_1 = 5$ В вона становить від 8 до 15,5 В.

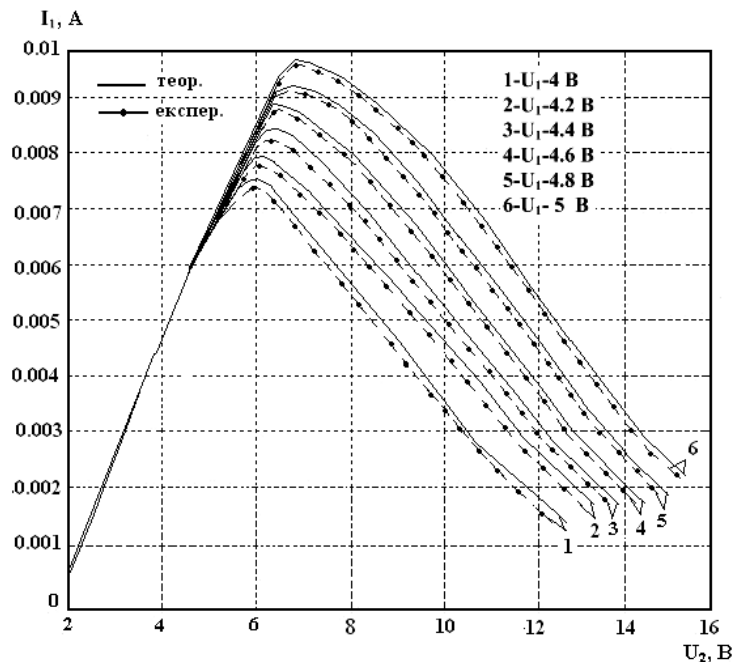


Рисунок 4.3 – ВАХ радіовимірювального перетворювача витрат газу на основі біполярного та МДН-транзисторів з активним індуктивним елементом

4.2 Розрахунки ВАХ радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Конструктивно радіовимірювальний перетворювач витрат газу складається з двох біполярних транзисторів VT1 і VT2, які утворюють ємність коливального контуру, та біполярного транзистора VT3 з RC-колом, що утворює індуктивний опір коливального контуру. Чутливими елементами виступають транзистори VT1, VT2, VT3, що дозволяє значно підвищити чутливість перетворювача. Електрична схема пристрою подана на рис. 4.4.

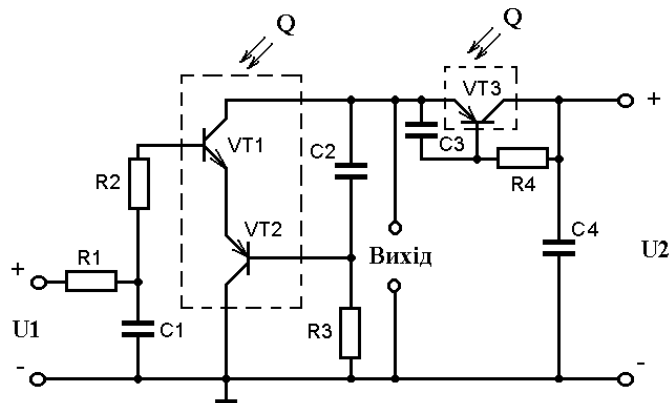


Рисунок 4.4 – Електрична схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу з активним індуктивним елементом

Необхідно довести, що на електродах колектор – колектор запропонованої структури існує від’ємний опір, що відповідає спадній ділянці на вольт-амперній характеристиці. Для цього скористаємося еквівалентною схемою перетворювача для постійного струму, яка подана на рис. 4.5.

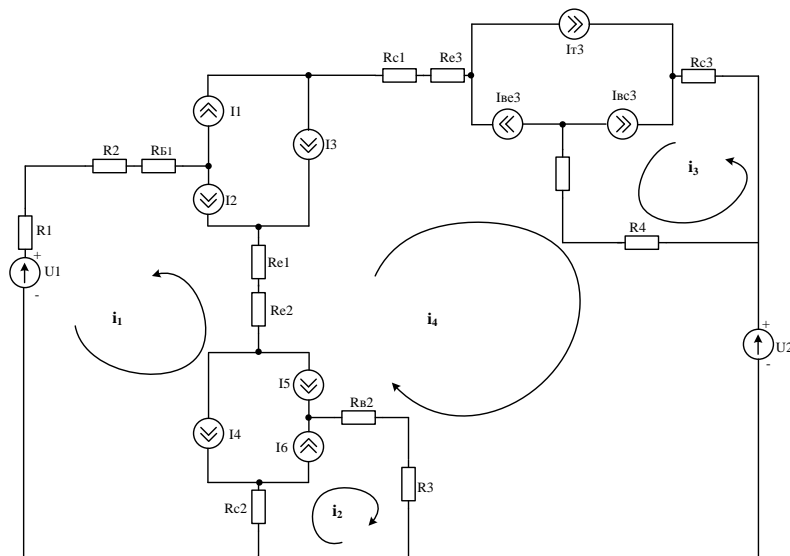


Рисунок 4.5 – Еквівалентна схема перетворювача витрат газу з активним індуктивним елементом з постійного струму

Згідно з вибраними контурними струмами рівняння Кірхгофа мають вигляд

$$\begin{cases}
 U_1 = (R_{C2} + R_{E2} + R_{E1} + R_{B1} + R_1)(i_1 - I_4 - I_6 + I_5 - I_2 + I_3 + I_1) + R_{C2}(i_2 + I_6 - I_4 + I_4) + \\
 + (R_{E1} + R_{E2})(i_4 - I_5 + I_6 + I_4 - I_{BE3} + I_{T3} + I_{BC3} - I_3 + I_2 - I_1); \\
 0 = (R_{C2} + R_{B2} + R_4)(i_2 + I_6 - I_5 + I_4) + R_{C2}(i_1 - I_4 - I_6 + I_5 - I_2 + I_3 + I_1) + (R_{B2} + R_3) \times \\
 \times (i_4 + I_6 - I_5 + I_4 - I_{BE3} + I_{T3} + I_{BC3} - I_3 + I_2 - I_1); \\
 0 = (R_{C3} + R_{B3} + R_4)(i_3 - I_{BC3} - I_{T3} + I_{BE3}) + (R_{B3} + R_4) \times \\
 \times (i_4 + I_6 - I_5 + I_4 - I_{BE3} + I_{T3} + I_{BC3} - I_3 + I_2 - I_1); \\
 U_2 = (R_3 + R_{B2} + R_{E1} + R_{E2} + R_{C1} + R_{E3} + R_{B3} + R_4)(i_4 + I_6 - I_5 + I_4 - I_{BE3} + I_{T3} + \\
 + I_{BC3} - I_3 + I_2 - I_1) + (R_{B2} + R_3)(i_2 + I_6 - I_5 + I_4) + (R_{E1} + R_{E2}) \times \\
 \times (i_1 - I_4 - I_6 + I_5 - I_2 + I_3 + I_1) + (R_{B3} + R_4)(i_3 - I_{BC3} - I_{T3} + I_{BE3}).
 \end{cases} \quad (4.15)$$

Для спрощення запису системи рівнянь (4.15) введемо такі позначення:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= R_{C2} + R_{E2} + R_{E1} + R_{B1} + R_2 + R_1; \\
 A_2 &= R_{E2} + R_{E1}; \\
 A_3 &= R_{C2} + R_{B2} + R_4; \\
 A_4 &= R_{B2} + R_3; \quad (4.16) \\
 A_5 &= R_{C3} + R_{B2} + R_4; \\
 A_6 &= R_{B3} + R_4; \\
 A_7 &= R_3 + R_{B2} + R_{E1} + R_{C1} + R_{E3} + R_{B3} + R_4.
 \end{aligned}$$

З врахуванням (4.16) система рівнянь (4.15) прийме вигляд

$$\begin{cases}
 U_1 = A_1(i_1 + I_7 + I_9) + R_{C2}(i_2 + I_8) + A_2(i_4 + I_8 + I_{10} + I_{11}); \\
 0 = A_3(i_2 + I_8) + R_{C2}(i_1 + I_7 + I_9) + A_4(i_4 + I_8 + I_{10} + I_{11}); \\
 0 = A_5(i_3 + I_{12}) + A_6(i_4 + I_8 + I_{10} + I_{11}); \\
 U_2 = A_7(i_4 + I_8 + I_{10} + I_{11}) + A_4(i_2 + I_8) + A_2(i_1 + I_7 + I_9) + A_6(i_3 + I_{12}),
 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\text{де } I_7 = I_4 - I_6 + I_4; \quad I_{10} = -I_{BE3} + I_{T3} + I_{BC3}; \quad (4.18)$$

$$I_9 = -I_2 + I_3 + I_1, \quad I_{12} = -I_{B3} + I_{T3} + I_{BE3}. \quad (4.19)$$

Введемо позначення:

$$\begin{aligned}
 B_1 &= U_1 - A_1 I_7 - A_1 I_9 - R_{C2} I_8 - A_2 (I_8 + I_{10} + I_{11}); \\
 B_2 &= -A_3 I_8 - R_{C2} (I_7 + I_9) - A_4 (I_8 + I_{10} + I_{11});
 \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$B_3 = -A_5 I_{12} - A_6 (I_8 + I_{10} + I_{11});$$

$$B_3 = U_2 - A_7 (I_8 + I_{10} + I_{11}) - A_4 I_8 - A_2 (I_7 + I_9) - A_6 I_{12}.$$

З першого рівняння системи (4.20) визначимо струм

$$i_1 = D_1 - D_2 i_2 - D_3 i_4, \quad (4.21)$$

де $D_1 = B_1 / A_1$; $D_2 = R_{C2} / A_1$; $D_3 = A_2 / A_1$.

При підстановці (4.21) в друге рівняння системи (4.20) визначимо струм

$$i_2 = D_4 + D_5 i_4, \quad (4.22)$$

де $D_4 = \frac{B_2 - R_{C2} D_1}{A_3 - R_{C2} D_2}$; $D_5 = \frac{R_{C2} D_3 - A_4}{A_3 - R_{C2} D_2}$.

З третього рівняння системи (4.20), враховуючи (4.21) і (4.22), знайдемо струм

$$i_3 = D_6 + D_7 i_4, \quad (4.23)$$

де $D_6 = B_3 / A_5$; $D_7 = A_6 / A_5$.

При підстановці (4.21)–(4.23) у четверте рівняння системи (4.20) визначимо струм i_4 , який протікає у вихідному колі еквівалентної схеми витратоміра (див. рис. 4.4), тобто

$$i_4 = \frac{B_4 - A_4 D_4 - A_2 D_1 + A_2 D_2 D_4 - A_6 D_6}{A_7 + A_4 D_5 - A_2 D_3 - A_2 D_2 D_5 - A_6 D_7}. \quad (4.24)$$

Згідно з виразом (4.24) розраховано вольт-амперну характеристику перетворювача. Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна мікросхема транзисторної структури з від'ємним опором. В гібридній мікросхемі були використані безкорпусні кристали біполярних транзисторів BC847 і BC857 [121].

На рис. 4.6 подано теоретичні і експериментальні залежності вольт-амперної характеристики радіовимірювального перетворювача. Як видно з графіка, при збільшенні напруги керування U_1 збільшується ділянка від'ємного опору по вісі напруг U_2 . Так, при $U_1 = 2$ В ділянка від'ємного опору знаходиться від 4 В до 11 В, при $U_1 = 2,1$ В – від 4 В до 9 В.

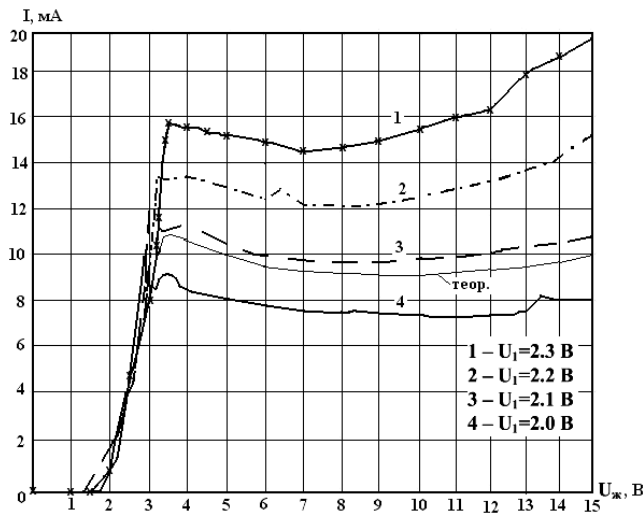


Рисунок 4.6 – Теоретичні і експериментальні вольт-амперних характеристик перетворювача з активним індуктивним елементом

4.3 Функція перетворення радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу на основі польових і біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Для визначення характеристик перетворювача в динамічному режимі необхідно отримати залежність повного опору на електродах стік-колектор, функції перетворення і рівняння чутливості від дії газу. Розрахунки зроблені на основі еквівалентної схеми пристрою (рис. 4.7), яка для зручності розрахунків перетворена у схему, яка подана на рис. 4.8.

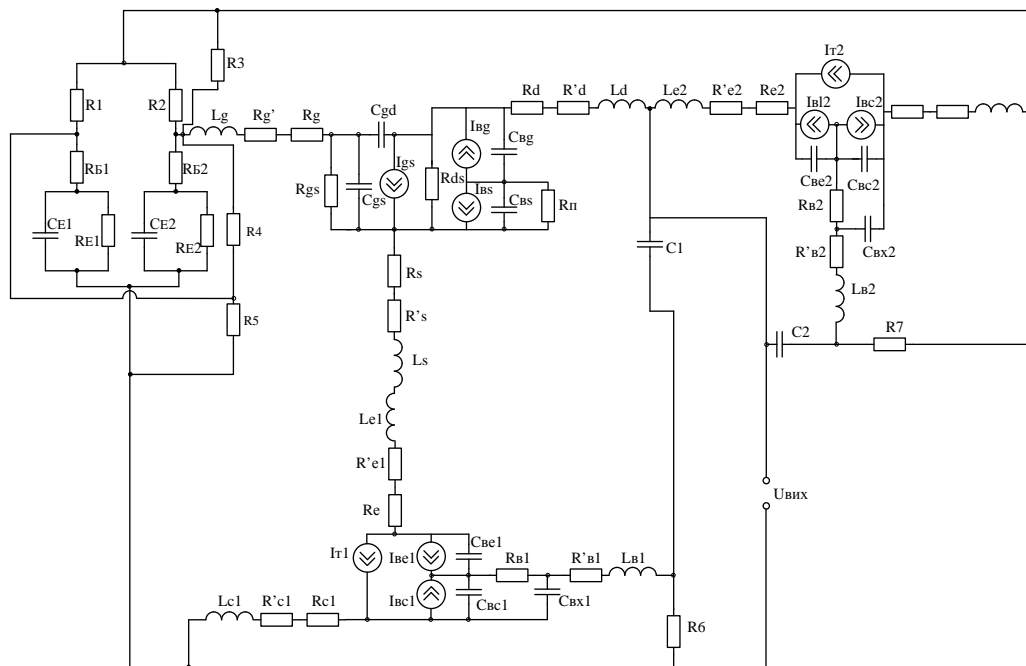


Рисунок 4.7 – Еквівалентна схема перетворювача витрат газу на основі польового і біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом

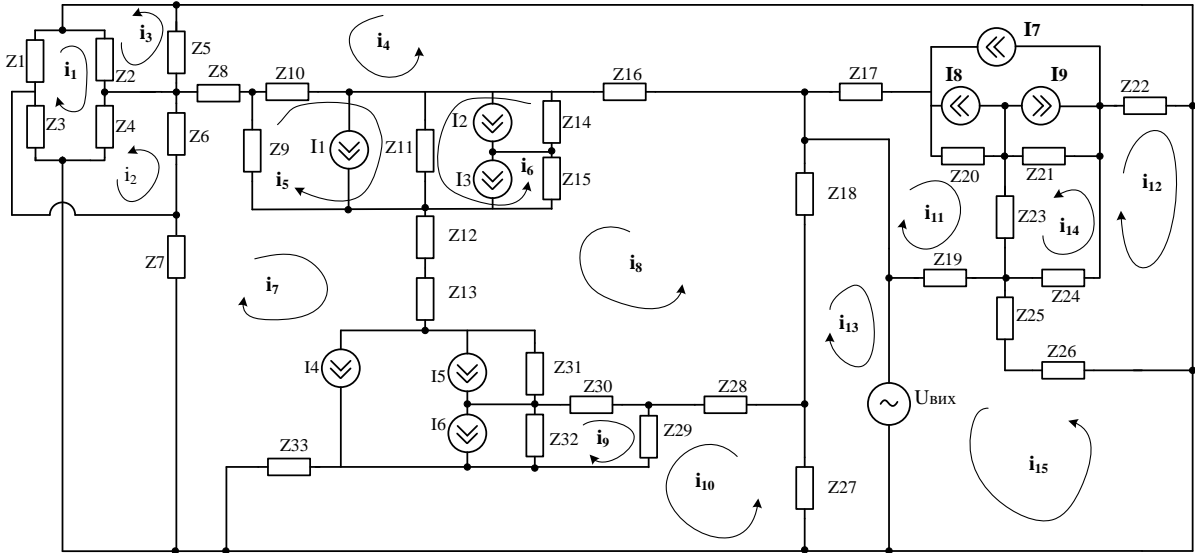


Рисунок 4.8 – Перетворена еквівалентна схема перетворювача витрат газу на основі польового і біполярного транзисторів з активним індуктивним елементом

Система рівнянь Кірхгофа, яка описує поведінку перетворювача і дозволяє визначити повний вихідний опір, має вигляд

$$\begin{cases}
 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)i_1 + (Z_2 + Z_4)i_3 + Z_4i_2 + Z_3i_2; \\
 0 = (Z_6 + Z_3 + Z_4)i_2 + Z_6i_7 + Z_6i_3 + Z_4i_3 + Z_3i_1 + Z_4i_1; \\
 0 = (Z_7 + Z_6 + Z_5 + Z_4 + Z_2)i_3 + Z_7i_7 + Z_6i_7 + Z_6i_2 - Z_5i_4 + (Z_2 + Z_4)i_1 + Z_4i_2; \\
 0 = (Z_5 + Z_8 + Z_{10} + Z_{17} + Z_{16} + Z_{20} + Z_{21} + Z_{22})i_4 - Z_5i_3 + Z_8i_7 + Z_{10}i_5 + Z_{10}I_1 - Z_{10}I_2 + Z_{10}I_3 - \\
 - Z_{16}i_8 + Z_{17}i_{11} + Z_{20}i_{11} - Z_{21}i_{14} + Z_{20}I_8 - Z_{20}I_9 + Z_{20}I_7 + Z_{21}I_8 - Z_{21}I_9 + Z_{21}I_7 + Z_{22}I_{12}; \\
 0 = (Z_9 + Z_{10} + Z_{11})i_5 + Z_9I_1 - Z_9I_2 + Z_9I_3 + Z_{10}(i_4 + I_1 - I_2 + I_3) - Z_{11}I_1 + Z_{11}I_2 - Z_{11}I_3 - Z_9i_7 + Z_{11}i_6; \\
 0 = (Z_{11} + Z_{14} + Z_{15})i_6 + Z_{11}i_5 - Z_{11}I_1 + Z_{11}I_2 - Z_{11}I_3 - (Z_{14} + Z_{15})i_8 + Z_{14}(-I_2 + I_3 + I_1) + Z_{15}(I_3 - I_2 + I_1); \\
 0 = (Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_9 + Z_{12} + Z_{13} + Z_{31} + Z_{32} + Z_{33})i_7 + Z_7i_3 + Z_6i_2 + Z_8i_4 - Z_9I_1 - Z_9I_3 + Z_9I_2 + \\
 + (Z_{12} + Z_{13})i_8 + Z_{31}i_8 - Z_{32}i_9 - Z_{31}I_5 - Z_{31}I_4 + Z_{31}I_6 + Z_{32}I_6 - Z_{32}I_5 - Z_{32}I_4 + Z_{33}i_{10}; \\
 0 = (Z_{16} + Z_{14} + Z_{15} + Z_{12} + Z_{13} + Z_{30} + Z_{28} + Z_{18})i_8 - Z_{16}i_4 - Z_{14}i_6 + Z_{14}I_2 - Z_{14}I_3 - Z_{14}I_1 - \\
 - Z_{15}i_6 - Z_{15}I_3 + Z_{15}I_2 - Z_{15}I_1 + \\
 + (Z_{12} + Z_{13})i_7 + Z_{30}i_9 + Z_{29}i_{10} + Z_{28}I_6 - Z_{29}I_5 - Z_{29}I_4; \\
 0 = (Z_{32} + Z_{30} + Z_{29})i_9 - Z_{32}i_7 - Z_{32}I_6 + Z_{32}I_5 + Z_{32}I_4 + Z_{30}i_8 + Z_{30}I_6 - Z_{30}I_5 - Z_{30}I_4 + \\
 + Z_{29}i_{10} + Z_{29}I_6 - Z_{29}I_5 - Z_{29}I_4 - Z_{28}i_8 + Z_{27}i_{23} + Z_{33}i_7; \\
 0 = (Z_{17} + Z_{20} + Z_{23} + Z_{19})i_{11} + Z_{17}i_4 + Z_{20}i_4 + Z_{20}I_8 - Z_{20}I_9 + Z_{20}I_7 + Z_{19}i_{15}; \\
 0 = (Z_{22} + Z_{26} + Z_{25} + Z_{24})i_{12} + Z_{22}i_4 + Z_{26}i_{15} + Z_{25}i_{15} + Z_{24}i_{14}; \\
 \dot{U}_{вих} = (Z_{18} + Z_{27})i_{13} + Z_{18}i_{18} + Z_{27}i_{10}; \\
 0 = (Z_{21} + Z_{23} + Z_{24})i_{14} - Z_{21}i_4 + Z_{21}I_9 - Z_{21}I_8 - Z_{21}I_7 + Z_{23}i_{11} + Z_{23}I_8 - Z_{23}I_9 + Z_{23}I_7 + \\
 + Z_{24}i_{12} + Z_{24}I_8 - Z_{24}I_9 + Z_{24}I_7; \\
 \dot{U}_{вих} = (Z_{29} + Z_{25} + Z_{26})i_{15} + Z_{19}i_{11} + Z_{25}i_{12} + Z_{26}i_{12},
 \end{cases} \quad (4.25)$$

$$\begin{aligned} \text{де } Z_1 &= R_1; Z_2 = R_2; Z_3 = R_{B1} + \frac{R_{E1}}{1 + \omega^2 R_{E1}^2 C_{E1}^2} - j \frac{\omega R_{E1}^2 C_{E1}}{1 + \omega^2 R_{E1}^2 C_{E1}^2}; \\ Z_4 &= R_{B2} + \frac{R_{E2}}{1 + \omega^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2} - j \frac{\omega R_{E2}^2 C_{E2}}{1 + \omega^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2}; Z_5 = R_3; Z_6 = R_4; Z_7 = R_5; \\ Z_8 &= (R_G + R'_G) + j\omega L_G; Z_9 = \frac{R_{GS}}{1 + \omega^2 R_{GS}^2 C_{GS}^2} - j \frac{\omega R_{GS}^2 C_{GS}}{1 + \omega^2 R_{GS}^2 C_{GS}^2}; Z_{10} = -j / (C_{Gd}); \\ Z_{11} &= R_{dS}; Z_{12} = (R_S + R'_S) + j\omega L_S; Z_{13} = (R_{E1} + R'_{E1}) + j\omega L_{E1}; Z_{14} = -j / (\omega C_{BG}); \\ Z_{15} &= \frac{R_n}{1 + \omega^2 R_n^2 C_{BS}^2} - j \frac{\omega R_n^2 C_{BS}}{1 + \omega^2 R_n^2 C_{BS}^2}; Z_{16} = (R_d + R'_d) + j\omega L_d; Z_{17} = (R_{E2} + R'_{E2}) + j\omega L_{E2}; \\ Z_{18} &= -j / (\omega C_1); Z_{19} = -j / (\omega C_2); Z_{20} = -j / (\omega C_{BE2}); \\ Z_{21} &= -j / (\omega C_{BC2}); Z_{22} = (R_{C2} + R'_{C2}) + j\omega L_{C2}; \\ Z_{23} &= R_{B2}; Z_{24} = -j / (\omega C_{BX2}); Z_{25} = R'_{B2} + j\omega L_{B2}; Z_{26} = R_7; Z_{27} = R_6; Z_{28} = R'_{B1} + j\omega L_{B1}; \\ Z_{29} &= -j / (\omega C_{BX1}); Z_{30} = R_1; \\ Z_{31} &= -j / (\omega C_{BE1}); Z_{32} = -j / (\omega C_{BC1}); Z_{33} = (R_{C1} + R'_{C1}) + j\omega L_{C1}. \end{aligned}$$

На рис. 4.9 подана залежність від'ємного опору від втрат при різній напрузі керування. Аналіз графіка показує, що зі збільшенням напруги живлення збільшується чутливість пристрою. Залежність реактивної складової від втрат подана на рис. 4.10. З поданого графіка видно, що зі зростанням U_2 у цій структурі витратоміра реактивна складова зростає, проте якщо напруга живлення дорівнює 4,5 В, то пристрій має найменшу чутливість.

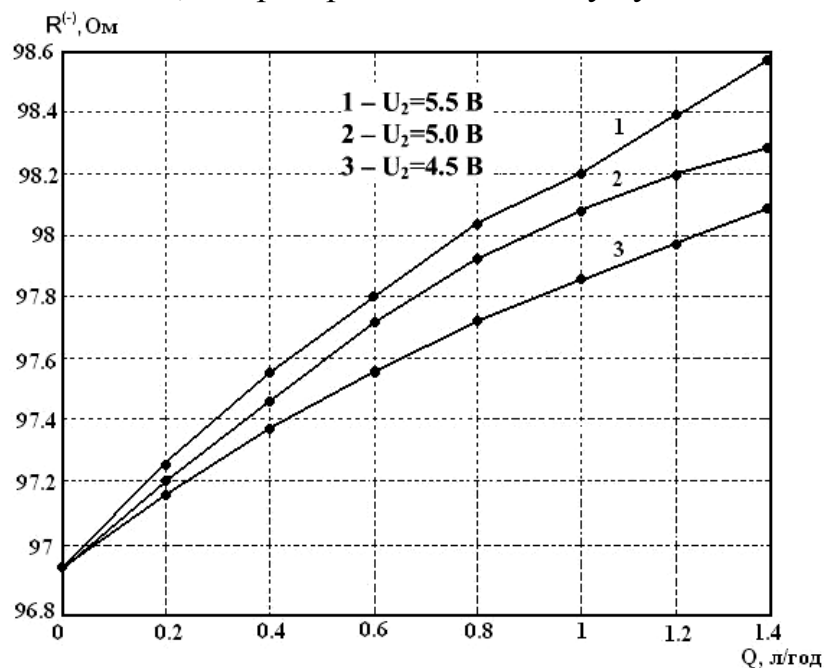


Рисунок 4.9 – Теоретична залежність активної складової повного вихідного опору від втрат

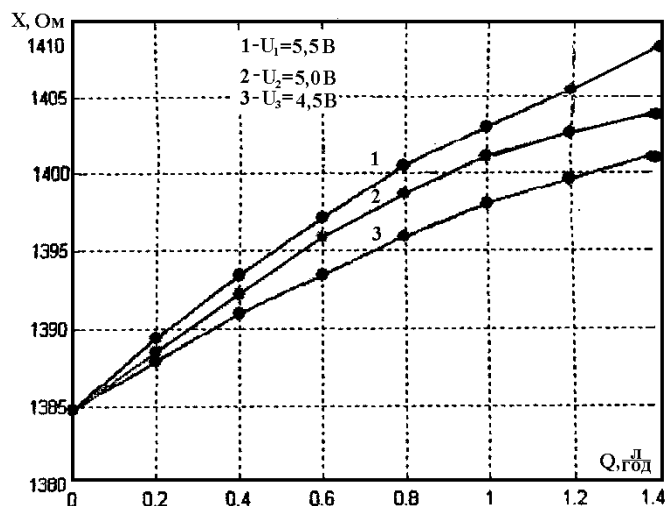


Рисунок 4.10 – Теоретична залежність реактивної складової повного вихідного опору від витрат

На рис. 4.11 подана теоретична залежність еквівалентної ємності від витрат. З рис. 4.11 видно, що ємність зменшується із збільшенням витрат. В діапазоні напруги керування (від 4,5 до 5,5 В) генератор стабільно генерує, тобто режим роботи перетворювача слід обрати в цьому діапазоні.

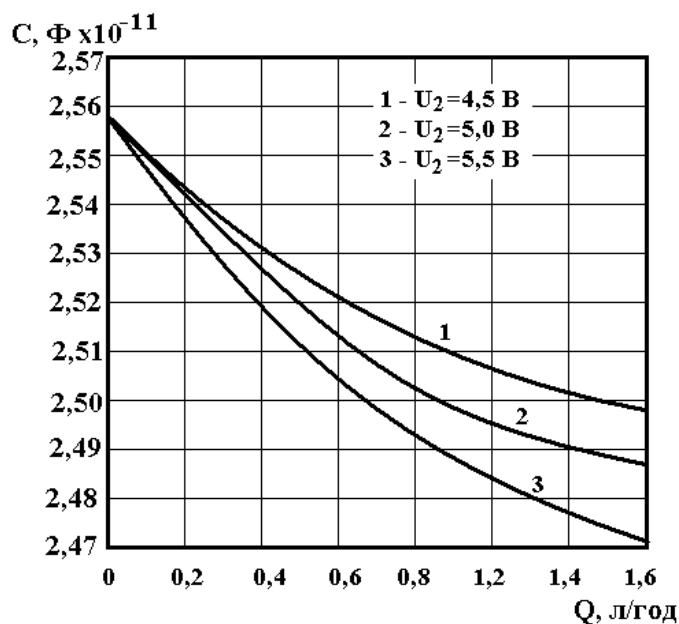


Рисунок 4.11 – Теоретична залежність еквівалентної ємності від витрат

Оскільки у конструкції пристрою використано активний індуктивний елемент, то розглянемо фізичний механізм роботи такого елемента на основі біполярного транзистора VT3 з фазозсуваючим колом R_7C_2 , яке дозволяє регулювати величину індуктивності і добротності елемента.

Виникнення індуктивних властивостей у біполярних структурах пов'язане з кінцевою швидкістю руху носіїв заряду в базовій області. Сиг-

нал, прикладений до емітера, не може з'явитися на колекторному переході, поки носії заряду проходять базу, у результаті чого виникає затримка в часі, яка отримала назву часу прольоту. Таким чином, струм колектора відстає в часі від напруги на емітері, яка викликала цей струм, що відповідає індуктивній реакції на електродах емітер-колектор біполярного транзистора. Величина індуктивності і добротності визначається на основі нелінійної моделі індуктивного транзистора, заснованої на моделі Еберса-Молла, яка отримана із загальної математичної моделі транзистора. Вихідними даними для цієї моделі є система основних рівнянь, які описують поведінку носіїв заряду в напівпровідниковому матеріалі, а також математичні співвідношення, які характеризують поведінку р-п переходів. Індуктивність теоретичної моделі залежить від електрофізичних параметрів напівпровідникового матеріалу бази, режиму живлення транзистора за постійною і змінною напругах, а також від геометричних розмірів транзистора, що дозволяє керувати її величиною як електричним, так і технологічним шляхами. Включення зовнішнього R_7C_2 -кола до транзистора VT3 дозволяє збільшити як індуктивність, так і добротність активного елемента з одного боку, а з іншого боку – повністю реалізувати як активний індуктивний елемент, так і весь пристрій за інтегральною технологією.

Величина еквівалентної індуктивності активного елемента визначається виразом [15]

$$L_{ekv} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{A_4 \cdot A_1 - A_3 \cdot A_2}{A_1^2 + A_2^2}, \quad (4.26)$$

$$A_1 = \omega \cdot C_2 \left[(r_B + r_E - R_7 \cdot \alpha_1)^2 - (R_7 \cdot \alpha_2)^2 + \frac{1}{(\omega \cdot C_2)^2} \right];$$

$$A_2 = \omega \cdot C_2 \cdot [2 \cdot R_7 \cdot \alpha_2 \cdot (r_B + r_E - R_7 \cdot \alpha_1)];$$

$$A_3 = \left[R_7 \cdot \alpha_1 (r_B + r_E - R_7) + (r_B + r_E) \cdot \frac{R_7^2}{r_K} - 2 \cdot \frac{R_7^3}{r_K} \cdot \alpha_1 + \frac{R_7^2 \cdot \alpha_2^2}{(\omega \cdot C_2)^2} \right];$$

$$A_4 = \left[2 \cdot R_7^2 \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2 - (r_B + r_E) \cdot R_7 \cdot \alpha_2 + \frac{2 \cdot R_7^3}{r_K} \cdot \alpha_2 \right];$$

$\alpha_1 = \frac{\alpha_0}{1 + (f/f_a)^2}$ – дійсна складова коефіцієнта передачі струму в схемі із загальною базою;

$\alpha_2 = \frac{\alpha_0 f/f_a}{1 + (f/f_a)^2}$ – уявна складова коефіцієнта передачі струму в схемі із загальною базою,

де $r_{\bar{o}}, r_k$ – відповідно опір бази і колектора транзистора VT3; f_{α} – гранична частота біполярного транзистора в схемі із загальною базою; f – робоча частота; $\omega = 2\pi f$ – кругова частота.

Добротність активного індуктивного елемента визначається за формулою

$$Q_e = \frac{(A_4 \cdot A_1 - A_3 \cdot A_2) \cdot \omega \cdot C_2}{\omega \cdot C_2 \cdot (A_3 \cdot A_1 + A_4 \cdot A_2) - (A_1^2 - A_2^2)}. \quad (4.27)$$

Функція перетворення визначається з еквівалентної схеми перетворювача (рис. 4.8) з використанням теорії стійкості Ляпунова і описується виразом [122]

$$F = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_1^2 + 4 \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD} \cdot (C_D(Q) \cdot R_E(Q))^2}}{2 \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD} \cdot (R_E(Q) \cdot C_D(Q))^2}}, \quad (4.28)$$

де

$$B_1 = L_{ekv} \cdot C_{GD} - (C_D(Q) \cdot R_E(Q))^2 - C_{GD} \cdot C_D(Q) \cdot R_E^2(Q);$$

L_{ekv} – еквівалентна індуктивність активного елемента; C_D, R_E – дифузійна ємність та опір термочутливих діодів VD1 і VD2; C_{GD} – ємність затвор-стік польового транзистора VT1.

Графічна залежність функції перетворення подана на рис. 4.12.

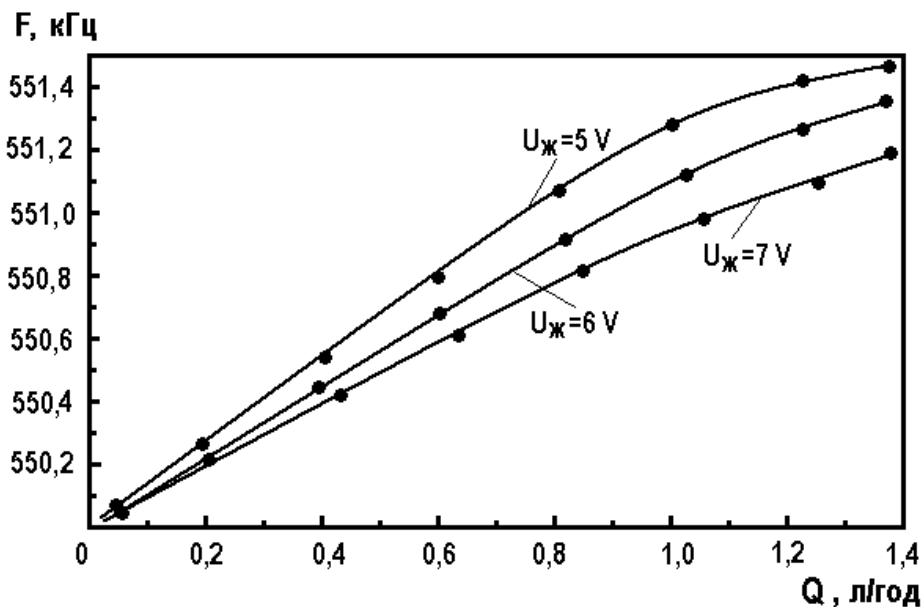


Рисунок 4.12 – Експериментальні залежності частоти генерації від витрат

Чутливість перетворювача визначається на основі виразу (4.28) і описується рівнянням

$$\begin{aligned}
 S_Q^{F_0} = & -0.0198 \cdot (-2 \cdot C_D(Q) \cdot R_E^3(Q) \cdot C_{GD} \cdot \left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) \cdot \sqrt{B_1 + 2 \cdot B_2} - 2 \cdot C_D^2(Q) \times \\
 & \times R_E^3(Q) \cdot C_{GD} \cdot \left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) - 2 \cdot C_D^3(Q) \cdot R_E^2(Q) \cdot \left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) - 3 \cdot C_D(Q) \cdot R_E^3(Q) \times \\
 & \times C_{GD} \cdot \left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) - 2 \cdot C_{GD} \cdot C_D^2(Q) \cdot R_E^2(Q) \cdot \left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) + 8 \cdot C_D^2(Q) \cdot R_E^3(Q) \cdot L_{ekv} \times \\
 & \times C_{GD} \cdot \left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) + 8 \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD} \cdot C_D^2(Q) \cdot R_E^2(Q) \cdot \left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) + 4 \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD}(Q) \cdot R_E(Q) \times \\
 & \times \left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) \cdot \sqrt{B_1 + 2 \cdot B_2} + 4 \cdot R_E(Q) \cdot \left(\frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q}\right) \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD}(Q) + 4 \cdot C_D(Q) \cdot L_{ekv} \times \\
 & \times C_{GD}(Q) \cdot \left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) \cdot \sqrt{B_1 + 2 \cdot B_2} + 4 \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD}(Q) \cdot C_D(Q) \cdot \left(\frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q}\right) / \\
 & / \left(\left(2 \cdot \sqrt{B_1 + \sqrt{B_1 + 2 \cdot B_2}} / B_2 \right) \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD} \cdot C_D^3(Q) \cdot R_E^3(Q) \cdot \sqrt{B_1 + 2 \cdot B_2} \right), \tag{4.29}
 \end{aligned}$$

де $B_2 = 2 \cdot L_{ekv} \cdot C_{GD} \cdot (C_D(Q) \cdot R_E(Q))^2$.

Графік залежності чутливості пристрою з частотним виходом подано на рис. 4.13. Як видно із графіка, чутливість перетворювача складає 500...1300 Гц/л/год.

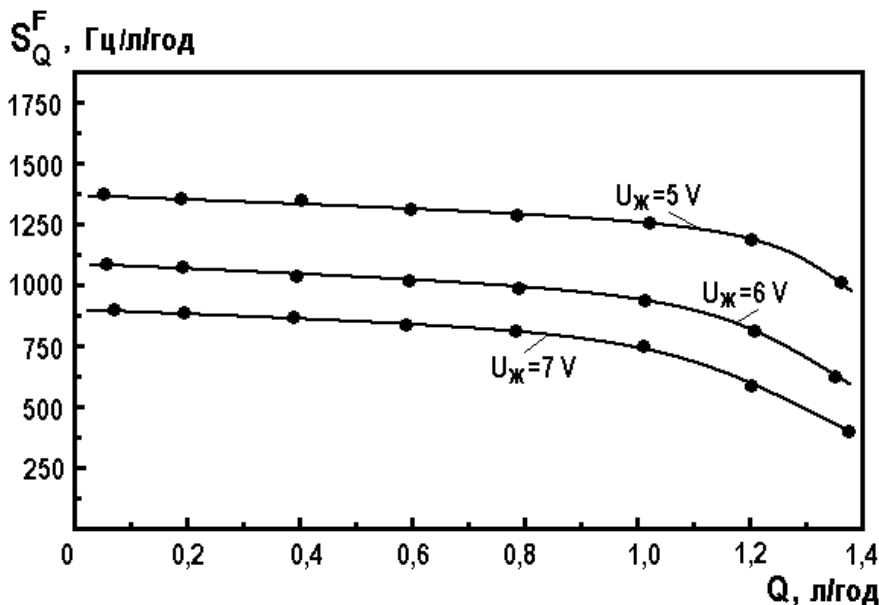


Рисунок 4.13 – Залежності чутливості перетворювача від витрат газового середовища

4.4 Функція перетворення радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу на основі біполярних транзисторних структур з активним індуктивним елементом

Функція перетворення визначається на основі еквівалентної схеми (рис. 4.14) з розрахунком повного опору на електродах колектор-колектор перетворювача, електрична схема якого подана на рис. 4.4. Еквівалентну схему (рис. 4.14) перетворено на більш зручну для проведення розрахунків (рис. 4.15).

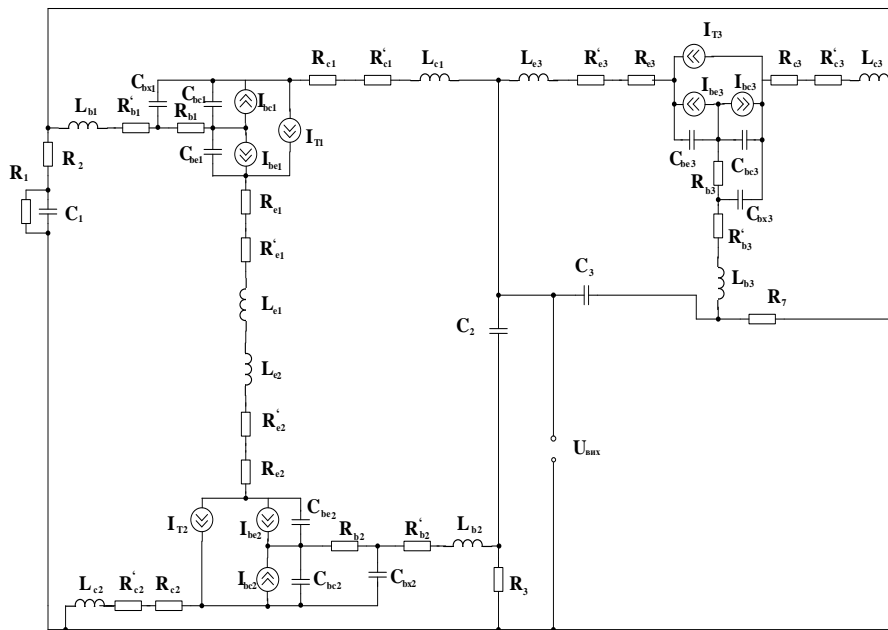


Рисунок 4.14 – Еквівалентна схема перетворювача на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

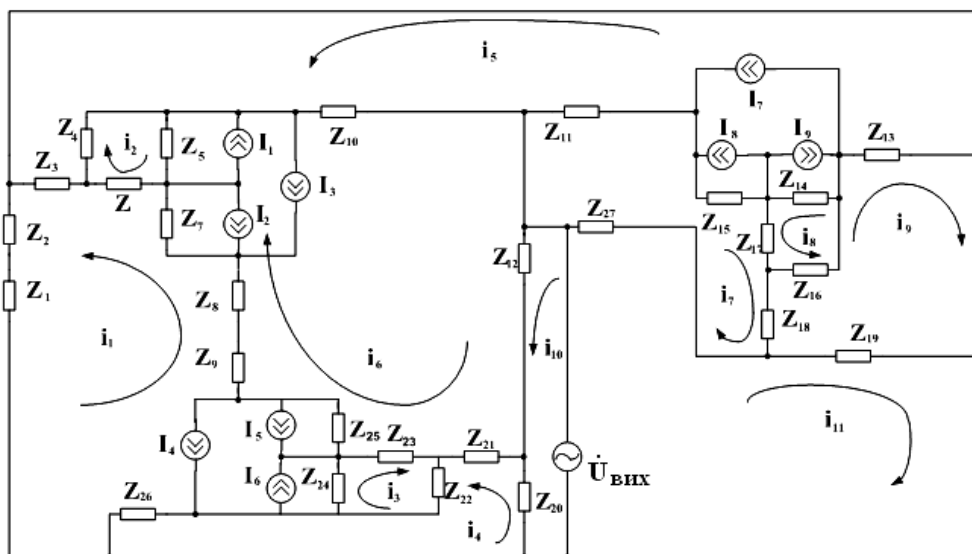


Рисунок 4.15 – Перетворена еквівалентна схема перетворювача на основі двох біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Система рівнянь Кірхгофа має вигляд:

$$\begin{cases}
 0 = (Z_1 + Z_2 + Z_6 + Z_7 + Z_8 + Z_9 + Z_{25} + Z_{24} + Z_{26})i_1 - Z_3i_5 + Z_6(i_2 - I_1 + I_2 + I_3) + \\
 + Z_7(i_6 + I_2 - I_1 + I_3) + (Z_8 + Z_9)i_6 + Z_{25}(i_6 + I_6 - I_6) + Z_{25}I_4 + Z_{24}(i_3 - I_6 + I_5 + I_4) - Z_{26}i_4; \\
 0 = (Z_4 + Z_5 + Z_6)i_2 + Z_4(i_5 - I_1 + I_2 + I_3) + Z_5(-i_6 + I_1 - I_2 - I_3) + Z_6(i_1 - I_1 + I_2 + I_3); \\
 0 = (Z_{24} + Z_{23} + Z_{22})i_3 + Z_{24}(i_1 - I_6 + I_5 + I_4) + Z_{23}(-i_6 + I_5 + I_6 - I_4) + Z_{22}(i_4 + I_6 - I_5 - I_4); \\
 0 = (Z_{20} + Z_{21} + Z_{22} + Z_{26})i_4 - Z_{20}i_{10} + Z_{21}i_6 + Z_{22}i_3 + Z_{22}I_6 - Z_{22}I_5 - Z_{22}I_4 - Z_{26}i_1; \\
 0 = (Z_3 + Z_4 + Z_{10} + Z_{11} + Z_{15} + Z_{14} + Z_{13})i_5 - Z_3i_1 + Z_4(i_2 - I_1 + I_2 + I_3) + Z_{10}i_6 + Z_{11}i_7 + \\
 + Z_{13}i_9 + Z_{15}(i_7 + I_8 - I_9 + I_7) + Z_{14}(-I_9 - i_8 + I_8 + I_7); \\
 0 = (Z_{12} + Z_{21} + Z_{23} + Z_{25} + Z_9 + Z_8 + Z_7 + Z_5 + Z_{10})i_6 + Z_{12}i_{10} + Z_{21}i_4 + Z_{23}(-i_3 - I_6 + I_5 + I_4) + \\
 + Z_{25}(i_1 + I_6 - I_6 + I_4) + (Z_9 + Z_8)i_1 + Z_7(i_1 + I_2 - I_1 + I_3) + Z_5(I_2 - i_2 - I_1 + I_3) + Z_{10}i_5; \\
 0 = (Z_{11} + Z_{15} + Z_{17} + Z_{18} + Z_{27})i_7 + Z_{11}i_5 + Z_{15}(I_8 - I_9 + I_7) + Z_{17}(i_8 + I_8 - I_9 + I_7) - Z_{18}i_9 - Z_{27}i_{11}; \\
 0 = (Z_{14} + Z_{17} + Z_{16})i_8 + Z_{14}(i_5 - I_8 + I_9 - I_7) + Z_{17}(i_7 - I_9 + I_8 + I_7) + Z_{16}(i_9 - I_9 + I_8 + I_7); \\
 0 = (Z_{13} + Z_{19} + Z_{18} + Z_{16})i_9 + Z_{13}i_5 - Z_{19}i_{11} - Z_{18}i_7 + Z_{16}(i_8 - I_9 + I_8 + I_7); \\
 U_{aux} = (Z_{12} + Z_{20})i_{10} + Z_{12}i_6 - Z_{20}i_4; \\
 U_{aux} = (Z_{27} + Z_{19})i_{11} - Z_{27}i_7 - Z_{19}i_9,
 \end{cases} \tag{4.30}$$

$$\text{де } Z_1 = \frac{R_1}{1 + j\omega C_1^2 R_1^2} - j \frac{\omega R_1^2 C_1}{1 + j\omega^2 C_1^2 R_1^2}; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R'_{b1} + j\omega L_{b1}; \quad Z_4 = -\frac{j}{\omega C_{bx1}};$$

$$Z_5 = -\frac{j}{\omega C_{bx1}}; \quad Z_6 = R_{b1}; \quad Z_7 = -\frac{j}{\omega C_{be1}}; \quad Z_8 = (R_{e1} + R'_{e1}) + j\omega L_{e1};$$

$$Z_{10} = (R_{c1} + R'_{c1}) + j\omega L_{c1}; \quad Z_{11} = (R_{e3} + R'_{e3}) + j\omega L_{e3}; \quad Z_{12} = -\frac{j}{\omega C_2};$$

$$Z_9 = (R_{e2} + R'_{e2}) + j\omega L_{e3}; \quad Z_{13} = (R_{c3} + R'_{c3}) + j\omega L_{c3}; \quad Z_{19} = R_7;$$

$$Z_{14} = -\frac{j}{\omega C_{bc3}}; \quad Z_{15} = -\frac{j}{\omega C_{be3}}; \quad Z_{16} = -\frac{j}{\omega C_{bx3}}; \quad Z_{17} = R_{b3}; \quad Z_{18} = (R'_{b3} + j\omega L_{b3});$$

$$Z_{20} = R_3; \quad Z_{21} = (R'_{b2} + j\omega L_{b2}); \quad Z_{22} = -\frac{j}{\omega C_{bx2}}; \quad Z_{23} = R_{b2}; \quad Z_{24} = -\frac{j}{\omega C_{bc2}};$$

$$Z_{25} = -\frac{j}{\omega C_{be2}}; \quad Z_{26} = (R_{c2} + R'_{c2}) + j\omega L_{c2}; \quad Z_{27} = -\frac{j}{\omega C_3}.$$

На рис. 4.16 подана теоретична залежність активної складової від втрат при різних значеннях напруги керування. Зростання напруги керування від 2,1 до 2,3 В приводить до збільшення активного опору від U_1 , так, при значенні $U_1 = 2,2$ В він має майже лінійну залежність.

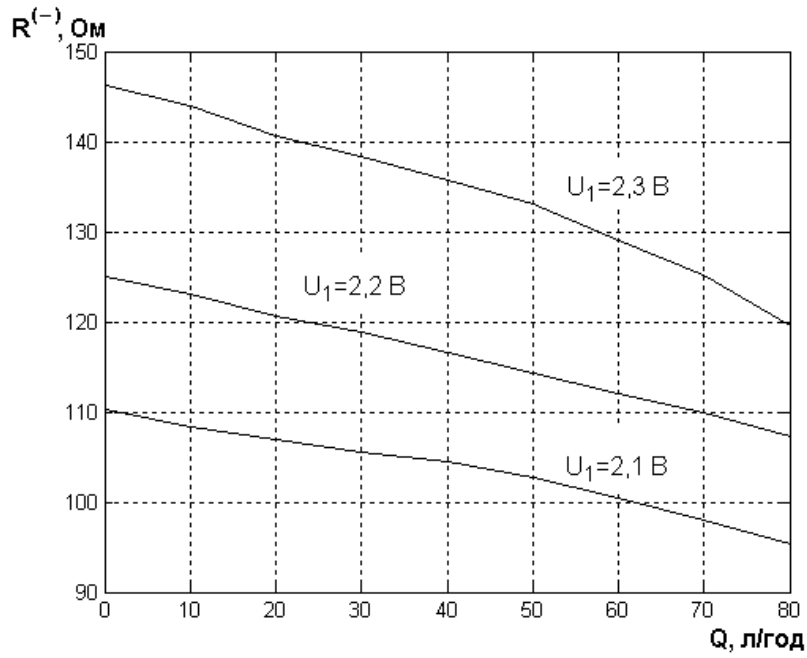


Рисунок 4.16 – Теоретична залежність активної складової повного вихідного опору від втрат

На рис. 4.17 наведена теоретична залежність реактивної складової повного опору від втрат. З графіка видно, що зі зростанням U_1 від 2,1 В до 2,3 В реактивна складова збільшується, а при зростанні витрат вона зменшується, проте при $U_1 = 2,2$ В вона має лінійний характер зменшення.

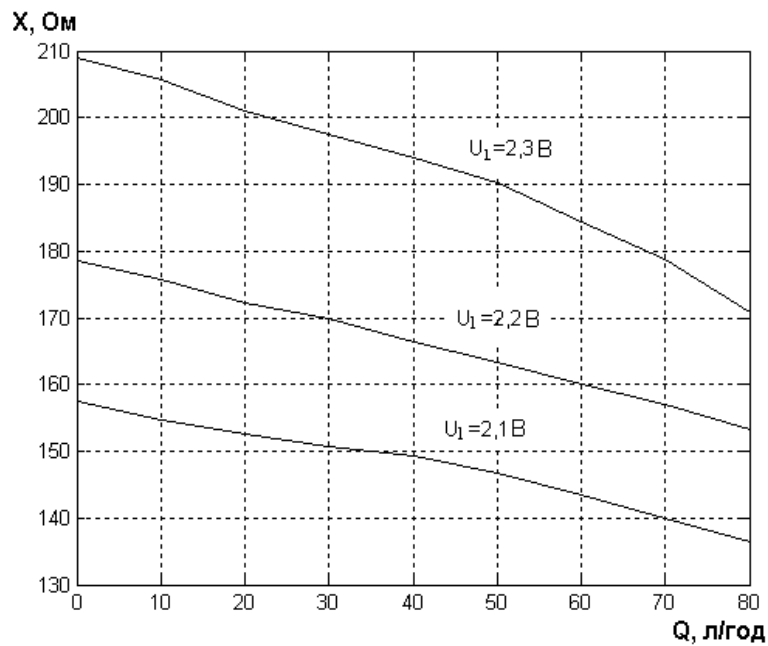


Рисунок 4.17 – Теоретична залежність реактивної складової повного вихідного опору від втрат

На рис. 4.18 показана залежність еквівалентної ємності від втрат при різній напрузі керування. З наведених графіків видно, що зі збільшенням напруги керування збільшується частотна область генерації.

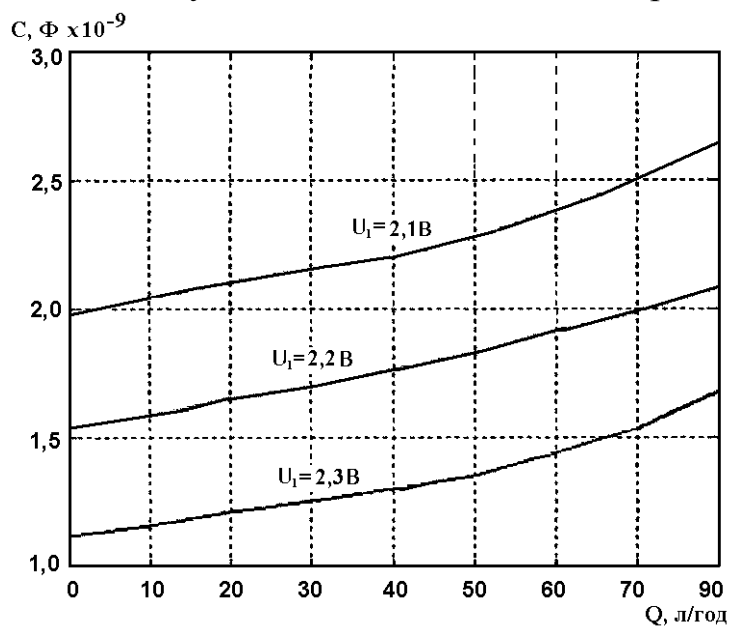


Рисунок 4.18 – Теоретична залежність еквівалентної ємності від втрат

На рис. 4.19 подана залежність частоти генерації від витрат повітря. Як видно з графіка, найкращу залежність для функції перетворення можна одержати, якщо напруга керування складає $U_1 = 2,3$ В, а напруга живлення $U_2 = 5$ В.

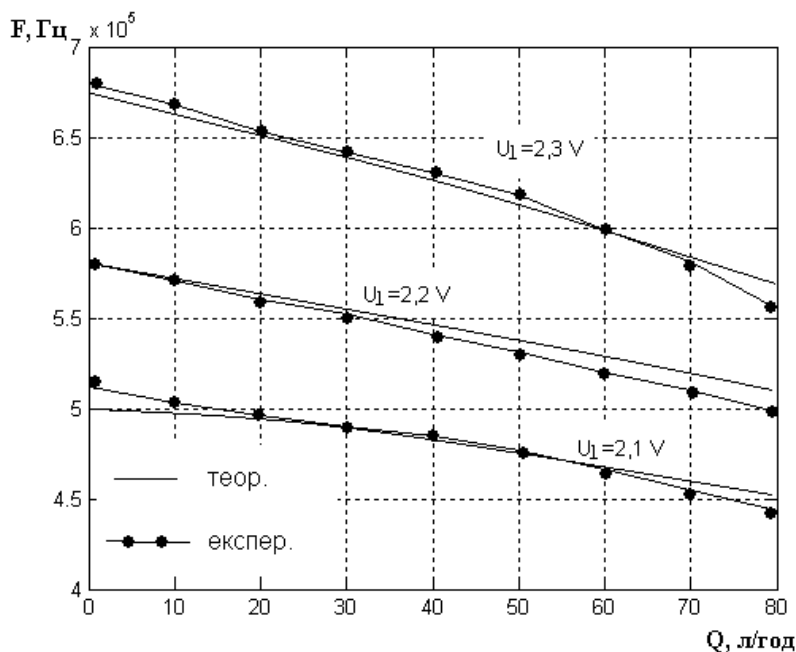


Рисунок 4.19 – Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від витрат

Залежність частоти генерації від витрат газу визначається по контуру зворотного струму згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 4.15). Функція перетворення описується таким виразом [124]:

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4 \cdot R_4^2 \cdot C_3 \cdot C_{bx1} \cdot R_a^2(Q) \cdot C_{ekv}^2(Q) \cdot C_{bx2} \cdot (C_{bx1} + C_{bx2})}}{2 \cdot R_4^2 \cdot C_3 \cdot C_{bx1} \cdot R_a^2(Q) \cdot C_{ekv}^2(Q) \cdot C_{bx2}}}, \quad (4.31)$$

де

$$A_1 = R_a^2(Q) C_{bx2} C_{ekv}^2(Q) + R_4^2 C_{ekv}(Q) C_{bx1} C_{bx2} + C_{bx1} R_a^2(Q) C_{ekv}^2(Q) - R_4^2 C_3 C_{bx1} C_{bx2}.$$

Графічна залежність функцій перетворення в порівнянні з експериментальним її визначенням наведені на рис. 4.19. Чутливість перетворювача визначається на основі виразу (4.31) та описується рівнянням

$$\begin{aligned} S_Q^F = & \frac{\sqrt{2}}{8} \left(\left(2C_{bx2} C_{ekv}(Q) R_a^2(Q) \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right) + 2C_{bx2} C_{ekv}^2(Q) R_a(Q) \left(\frac{\partial R_a(Q)}{\partial Q} \right) + R_4^2 \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right) \right) \times \right. \\ & \times C_{bx1} C_{bx2} + 2C_{bx1} R_a(Q) C_{ekv}^2(Q) \left(\frac{\partial R_a(Q)}{\partial Q} \right) + 2C_{bx1} C_{ekv}(Q) R_a^2(Q) \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right) + \frac{1}{2} (2A_1 (2C_{bx2} \times \\ & \times C_{ekv}(Q) R_a^2(Q) \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right) + 2C_{bx2} C_{ekv}(Q) \left(\frac{\partial R_a(Q)}{\partial Q} \right) + R_4^2 \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right) C_{bx1} C_{bx2} + 2C_{bx1} R_a(Q) \times \\ & \times C_{ekv}^2(Q) \left(\frac{\partial R_a(Q)}{\partial Q} \right) + 2C_{bx1} R_a^2(Q) \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right)) + 8R_4^2 C_3 C_{bx1} C_{bx2} C_{ekv}(Q) R_a^2(Q) (C_{bx1} + C_{bx2}) \times \\ & \times \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right) + 8R_4^2 C_3 C_{bx1} C_{bx2} C_{ekv}^2(Q) R_a(Q) (C_{bx1} + C_{bx2}) \left(\frac{\partial R_a(Q)}{\partial Q} \right) \Big) / \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1}}{B_2} - \\ & \left. \frac{2 \left(A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4R_4^2 C_3 C_{bx1} R_a^2(Q) C_{ekv}^2(Q) C_{bx2} (C_{bx1} + C_{bx2})} \right) \left(\frac{\partial C_{ekv}(Q)}{\partial Q} \right)}{2R_4^2 C_3 C_{bx1} R_a^2(Q) C_{ekv}^2(Q) C_{bx2}} \right) \\ & \frac{2 \left(A_1 + \sqrt{A_1^2 + 4R_4^2 C_3 C_{bx1} R_a^2(Q) C_{ekv}^2(Q) C_{bx2} (C_{bx1} + C_{bx2})} \right) \left(\frac{\partial R_a(Q)}{\partial Q} \right)}{2R_4^2 C_3 C_{bx1} R_a^2(Q) C_{ekv}^2(Q) C_{bx2}} \Big) / \pi \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + B_1}}{B_2}}, \end{aligned} \quad (4.32)$$

де

$$\begin{aligned} B_1 &= 4R_4^2 C_3 C_{bx1} R_a^2(Q) C_{ekv}^2(Q) C_{bx2} (C_{bx1} + C_{bx2}); \\ B_2 &= 2R_4^2 C_3 C_{bx1} R_a^2(Q) C_{ekv}^2(Q) C_{bx2}. \end{aligned}$$

Графік залежності чутливості поданий на рис. 4.20.

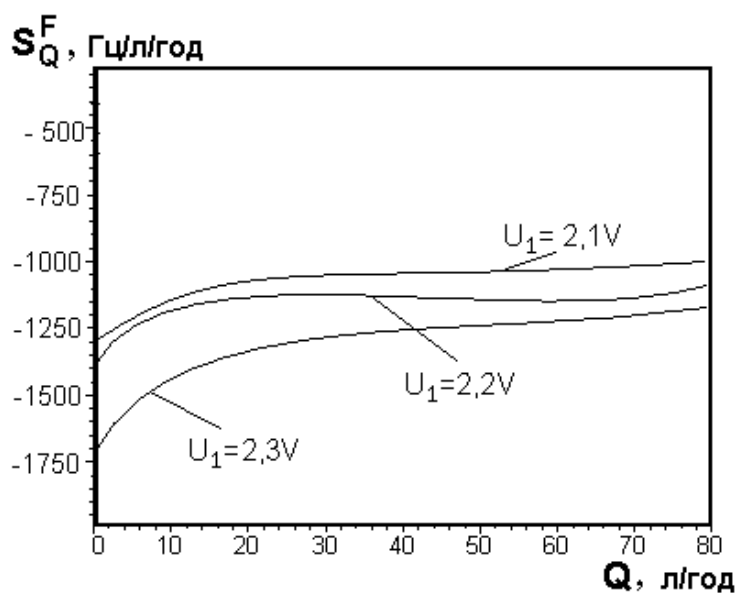


Рисунок 4.20 – Залежність чутливості від витрат газу

Згідно з графіком, найбільша чутливість пристрою лежить в діапазоні від 0,1 до 25 л/год і складає 1000...1750 Гц/л/год.

4.5 Опис експериментальної установки

Для проведення експериментальних досліджень із визначення витрат газу створено експериментальну установку, блок-схема якої подана на рис. 4.21. На рис. 4.21 введено такі позначення: 1 – трансформатор змінної напруги (ЛАТР-1), який живиться від напруги величиною 220 В; 2 – вентилятор, 3 – ротаметр типу РМА-01.УЗ; 4 – термочутливий елемент; 5 – вимірювальна камера; 6 – схема радіовимірювального перетворювача; 7, 8 – перше і друге джерело постійної напруги типу ВИП-010; 9 – вольтметр типу В7-35; 10 – частотомір ЧЗ-34; 11 – осцилограф С1-93; 12 – амперметр В7-35; 13 – термостат.

Установка працює таким чином. Трансформатор змінної напруги 1 визначає величину напруги, яка подається на вентилятор 2. Ця величина напруги визначає величину витрат газу, яку фіксує ротаметр 3, з якого газ подається у вимірювальну камеру 5, в якій розміщено чутливий елемент 4. Вимірювальна камера 5 являє собою металічну трубку із сталі Х18Н01Е, довжиною 120 мм із зовнішнім діаметром 10 мм і внутрішнім 9,5 мм. При зміні кількості витрат газу (повітря) відбувається зміна температури термочутливого елемента 4, а отже і величини його вихідної напруги, що приводить до зміни еквівалентної ємності і від'ємного опору коливального

контуру радіовимірювального перетворювача витрат газу 6. Це викликає зміну його частоти генерації, яка пропорційна витратам газу. Стабілізовані джерела постійної напруги 7 і 8 визначають режим роботи перетворювача 6 і температуру чутливого елемента 4. Вихідна напруга перетворювача вимірюється вольтметром змінної напруги В7-35, а частота вихідного сигналу вимірюється частотоміром 10 типу ЧЗ-34. Форма вихідного сигналу контролюється осцилографом 11 типу С1-93.

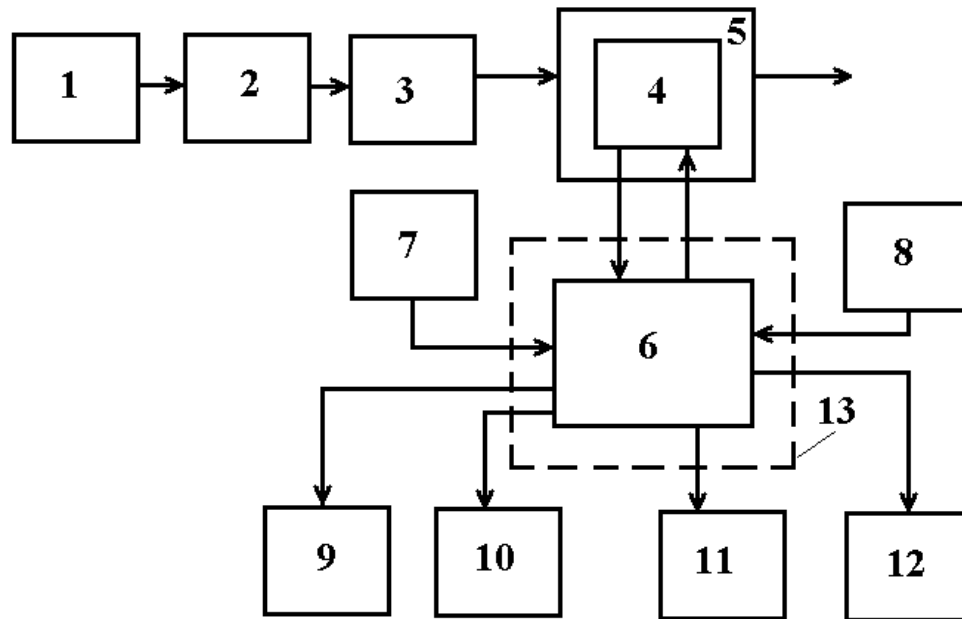


Рисунок 4.21 – Блок-схема експериментальної установки

Для контролю величини потужності, що споживає радіовимірювальний перетворювач, вимірюється величина споживаного струму пристроєм. Температура радіовимірювального перетворювача 6 підтримується постійною в діапазоні $53 \pm 0,05$ °С при розташуванні його у термостаті. Витраточутливі елементи у вигляді напівпровідникових діодів і біполярних транзисторів встановлювались у спеціальних отворах вимірювальної камери за допомогою епоксидного клею.

РОЗДІЛ 5

ВИКОРИСТАННЯ РОЗРОБЛЕНИХ ПРИСТРОЇВ У НАФТОГАЗОВІЙ ПРОМИСЛОВОСТІ

В теперішній час роль перетворювачів витрат газу та їх значення в економіці України безперервно зростає. Вони необхідні для керування технологічними процесами майже в усіх галузях промисловості, для контролю роботи енергетичних установ, для управління авіаційною і космічною технікою, вони необхідні в комунальному і сільському господарствах.

Без перетворювачів витрат газу неможливо забезпечити оптимальний технологічний режим найважливіших технологічних процесів в таких галузях промисловості, як енергетична, металургійна, нафтогазова, хімічна, целюлозно-паперова, переробна, авіаційна, космічна тощо. Без таких пристроїв неможливо автоматизувати відповідні процеси і отримати найкращі результати. У цьому розділі буде розглянуто використання розроблених радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу з частотним виходом і його проектування.

5.1 Сучасні вимоги до приладів для вимірювання витрат газу

У теперішній час до приладів для вимірювання витрат газів пред'являється багато різноманітних у деяких випадках, важко здійснених вимог. Розглянемо основні з них [37].

1. Підвищення точності вимірювання. Значна частина приладів, що служать для вимірювання витрат газу, має клас точності в межах 1-2. Якщо прийняти, що вимірювання переважно відбуваються на середині шкали приладу, то відносна похибка цих вимірів складе 2...4 %. Через нестабільність різних обставин, що впливають, дійсна похибка буде ще вищою. Тим часом багато сучасних технологічних процесів, а також операції, пов'язані із продажем нафтопродуктів і газу, вимагають значно більш точного вимірювання. Звідси виникає необхідність розробки та створення приладів, що мають клас 0,2–0,5.

2. Досягнення незалежності результатів вимірювання від зміни параметрів середовища. У більшості витратомірів і вимірювачів кількості зміна щільності середовища, зокрема, її тиски і температури, істотно позначаються на результатах вимірювання. Додаткова похибка, що при цьому виникає може досягати більших величин, особливо при вимірюванні витрат газу. Можливі два шляхи боротьби із цим. Перший шлях – широке впрова-

дження приладів (силових і теплових), які за принципом своєї дії вимірюють витрати маси та кількості, а також розробка і створення нових приладів, що вимірюють витрати та кількість в одиницях маси. Інший шлях – оснащення звичайних витратомірів і вимірювачів кількості автоматичними пристроями, що коректують їх показники на зміну тиску та температури або ж щільності. Для рідин, як правило, досить введення корекції тільки на зміну температури.

3. Збільшення надійності дії приладів. Безперервне підвищення ролі вимірювальних приладів у керуванні виробництвом змушує підвищувати вимоги до надійності та довговічності витратомірів і вимірювачів кількості. По мірі впровадження автоматизації виробництва вимоги до надійності приладів будуть ще більше підвищуватися.

4. Поліпшення динамічних властивостей приладів. Якщо раніше до вимірювальних приладів, головним чином, пред'являлися вимоги лише точності та надійності, то тепер у зв'язку із все більш зростаючою необхідністю вимірювання швидкозмінних витрат, збільшенням швидкості протікання технологічних процесів і широким застосуванням витратомірів у системах автоматичного керування виникають вимоги до збільшення їх швидкодії, тобто до підвищення їхніх динамічних характеристик (зменшенню постійної часу, збільшення частоти вільних коливань тощо). Частина сучасних витратомірів, наприклад, тахометричні, електромагнітні, ультразвукові та інші, має гарні динамічні властивості, в інших же, наприклад, теплових, динамічні характеристики значно гірше. У цих випадках використовують особливі коригувальні пристрої, типу схем, що диференціюють, які можуть істотно поліпшити справу.

5. Дуже великий діапазон вимірюваних витрат. Останні роки характеризуються значним розширенням границь вимірювання як у бік досить малих, так і в сторону дуже великих витрат. Дійсно, тепер потрібно вимірювати витрати рідин, принаймні від 10^{-3} до 10^7 кг/г, а газів – від 10^{-4} до 10^6 кг/г. В окремих випадках, наприклад на зрошувальних станціях, уже треба вимірювати витрати води в $5 \cdot 10^7 - 1 \cdot 10^8$ кг/г. Не далекий час, коли в магістральних газопроводах треба буде вимірювати витрати газу, які рівні 10^6 кг/г. Тим часом, наявні витратоміри і лічильники призначені переважно для вимірювання середніх витрат. При вимірюванні ж дуже великих і дуже малих витрат виникають специфічні труднощі, що вимагають свого подолання.

6. Розширення границь параметрів вимірюваних речовин. Раніше було необхідно вимірювати, головним чином, витрати середовищ, що мали середні температури і тиски. Тепер же не рідкі випадки, особливо в хімічних виробництвах, коли необхідно вимірювати витрати при високих тисках і, з іншого боку, при тисках нижче атмосферного.

Так само сильно розширився температурний діапазон. Широкий розвиток криогенної техніки і процесів, у яких як робочі тіла беруть участь зріджені гази, зокрема, водень і кисень, зажадав створення витратомірів, що можуть працювати при низьких температурах аж до -270°C . З іншого боку, необхідність вимірювання витрат розплавлених металів і газів при високих температурах підвищило верхню температурну межу застосування витратомірів до $800\dots 1000^{\circ}\text{C}$.

7. Широка номенклатура вимірюваних речовин. Порівняно недавно було потрібно вимірювати витрати лише води, водяної пари і газу. Тепер же треба вимірювати витрати біля тисячі одних тільки різних рідин, що мають різні щільності й в'язкості, а найчастіше, ще відрізняються агресивними, абразивними, токсичними або вибухонебезпечними властивостями [51].

Далі досить актуальне завдання вимірювання витрат дво- і трифазних середовищ. Причому це завдання має різні рішення і залежності від роду середовища. Нарешті, у зв'язку з розвитком атомних електростанцій виникла необхідність у вимірюванні витрат розплавлених металів (натрію, калію тощо), застосовуваних як теплоносії.

Такі сучасні основні вимоги до приладів для вимірювання витрат і кількості. Їх різноманіття і складність стали причиною розробки великої кількості різних методів і приладів для вимірювання витрат і кількості [52].

5.2 Застосування мікропроцесорів у системах вимірювання витрат газу у нафтогазовій 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 показують нові можливості їх використання. Радіовимірювальна техніка за широтою і ефективністю використання мікропроцесорів займає одне із перших місць. Зауважимо, що на цей час мікропроцесори здійснюють революцію в електронному приладобудуванні. Окрім того, використання їх у радіовимірювальній техніці підвищує точність, надійність, швидкодію приладів, значно розширює їх можливості вирішувати задачі, які

раніше не ставились [125]. За допомогою мікропроцесорних систем досягається багатофункціональність приладів, спрощення управління процесом вимірювання, автоматизація регулювання, самокалібрування і автоматична повірка, 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, компоновання, управління, включення обробки даних у вимірювальну процедуру. Крім того, на основі них можна будувати багатофункціональні прилади з гнучкими програмами роботи, завдяки цьому прилади стали більш економічними, полегшилось рішення задачі виходу на стандартну інтерфейсну шину і управління інтерфейсом. А це значно спростило експлуатацію приладів, різко підвищило продуктивність праці користувачів [125].

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 автоматизації, контрольно-вимірювальній техніці, апаратурі зв'язку, побутовій техніці тощо [126, 127]. 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 внутрішньосхемного 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 швидкодіючих зовнішніх периферійних пристроїв є основними напрямками однокристальних мікроЕОМ [126].

Розроблено вимірювальний блок для визначення витрат газу, структурна схема якого подана на рис. 5.1. Вимірювальна система, принципова схема якої показана на рис. 5.2, складається з блока для здійснення вимірювання витрат газу в об'єкті вимірювання, який складається з 8-розрядного мікроконтролера AT90S23113 фірми ATMEL, яка в досконалості володіє FLASH-технологією 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 КР1171СП42, інтерфейсу програмування контролера, кварцового резонатора. Крім того є термостат, який підтримує стабільну температуру частотного перетворювача в межах $53 \pm 0,05$ °С. Присутня звукова сигналізація досягнення граничних значень витрат газу.



Рис. 5.1. Структурна схема вимірювального блока витрат газу

Індикація результатів виміряних параметрів можлива в двох варіантах: перший – за допомогою рідиннокристалічного індикатора BC0802AGPLCW, другий – на екрані монітора ЕОМ.

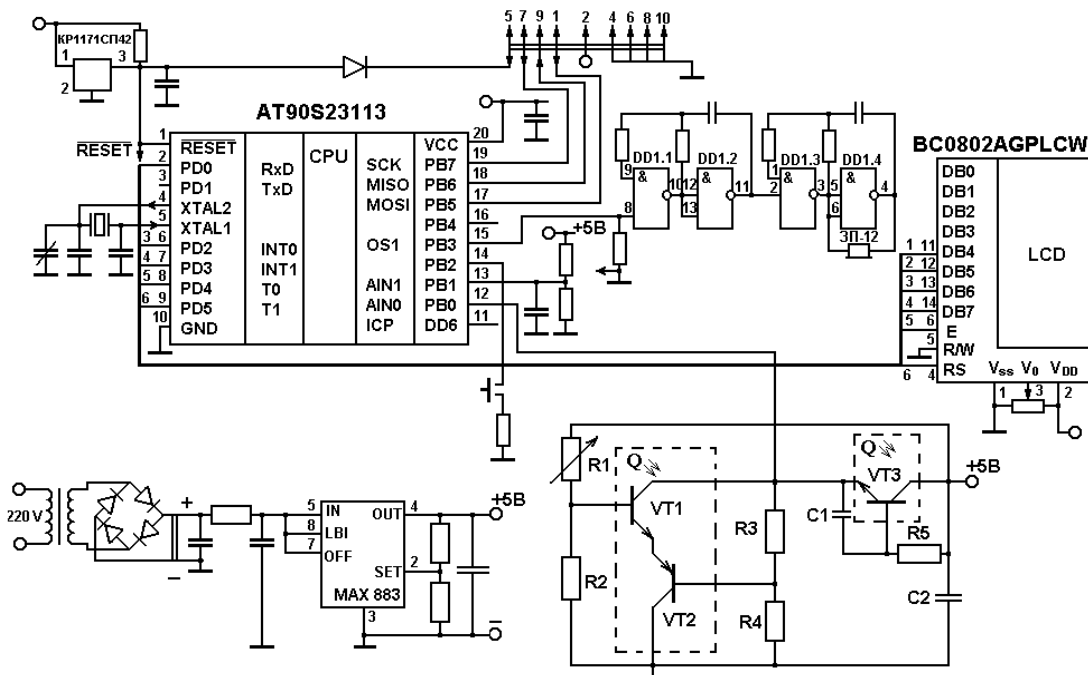


Рисунок 5.2 – Принципова схема вимірювального блока витрат газу

Вимірювання витрат газу здійснюється радіовимірвальним перетворювачем на основі біполярних транзисторів з активною індуктивністю. На рис. 5.3 подана апроксимована залежність частоти генерації від витрат газу цього перетворювача. Апроксимована функція перетворення описується аналітично функцією виду

$$y = a + bx + c(\ln x)^2 + d \ln x + \frac{e}{\ln x},$$

де x – визначений параметр (частота генерації); y – параметр впливу (витрати газу); a, b, c, d, e – коефіцієнти.

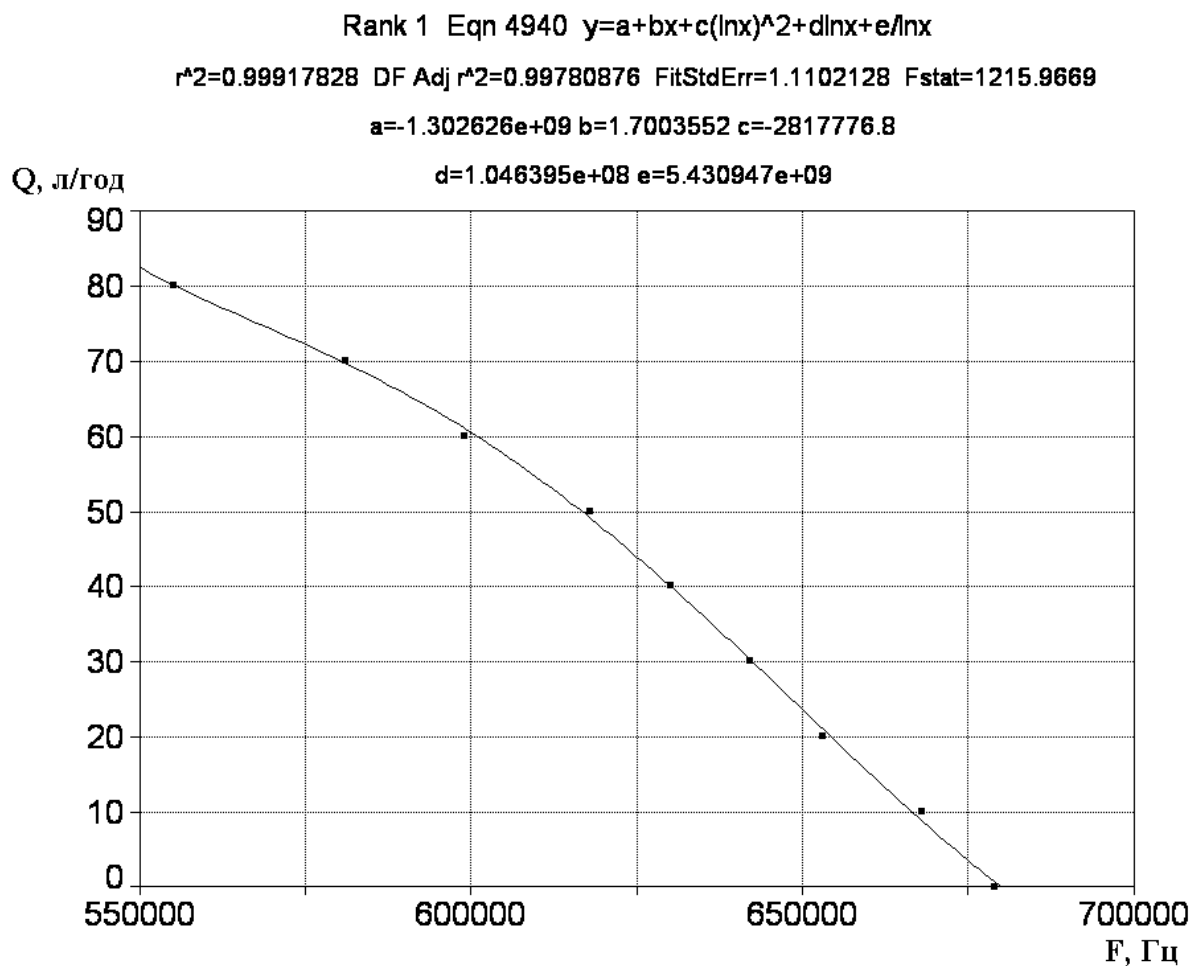


Рисунок 5.3 – Апроксимована залежність функції перетворення радіовимірвального перетворювача витрат газу

5.3 Розрахунок похибок вимірювання пристрою вимірювання витрат газу

Якими б 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 вимірювання, мінливість фізичних величин, що впливають на результат вимірювання, а також індивідуальні особливості експериментатора. Крім того, на точність вимірювання впливають зовнішні і внутрішні завади, кліматичні умови і поріг чутливості вимірювального приладу. Вимірювання можна вважати закінченим, якщо цілком визначене не тільки значення вимірюваної фізичної величини, але і можливий ступінь його відхилення від істинного значення [128].

Розглянемо похибки вимірювань витрат газу згідно з методикою, яка подана в роботі [23].

При оцінюванні похибки вимірювання витрати газу розраховують інтервал, в якому знаходиться із заданою довірчою імовірністю значення похибки вимірювання, тобто визначають значення граничної похибки вимірювання витрати газу при заданій довірчій імовірності.

Процедура розрахунку оцінки похибки вимірювання витрати газу пропонує наявність обмежень вихідної інформації, коли для засобів вимірювання нормовані тільки такі метрологічні характеристики:

- межа допустимих значень основної похибки;
- межа допустимих значень додаткових похибок при найбільших відхиленнях зовнішніх впливових величини від нормальних значень або максимального допустимого значення коефіцієнтів впливу.

У цьому випадку, і коли відсутня інформація про вигляд функції розподілу зовнішніх впливових величин та частотних характеристик зміни вимірювальної величини та зовнішніх впливових чинників, приймають такі допущення:

- середнє квадратичне відхилення основної похибки дорівнює половині межі допустимої похибки;
- середнє квадратичне відхилення додаткової похибки дорівнює половині межі допустимої похибки, а функція впливу приймається ступеневою;
- математичне сподівання основної та додаткової похибок приймаються такими, які дорівнюють нулю;
- за математичне сподівання коефіцієнта впливу приймають його нормуючі максимально допустимі значення;

- між окремими складовими похибки вимірювань не існує кореляційних зв'язків, і вони вважаються незалежними одна від одної;

- закон розподілу окремих складових похибки вимірювань відповідає нормальному (закону Гауса);

- за граничну відносну похибку вимірювання приймають максимально відносну похибку одноразового вимірювання з довірчою імовірністю 0,95.

Наведена нижче процедура розрахунку похибки вимірювання витрати газу застосовується при оцінюванні похибки перетворювачів витрат газу.

Якщо відомі тільки межі y_{\min} і y_{\max} для величини y , а вимірювання цієї величини не виконується, то відносну похибку результату визначення величини y (при рівномірному законі розподілу) розраховують за формулою

$$\delta_y = 200 \frac{(Y_{\max} - Y_{\min})}{\left(\sqrt{3}(Y_{\max} + Y_{\min})\right)}. \quad (5.1)$$

Відносну похибку засобів вимірювання параметра Y розраховують за такими рівнями:

при відомій абсолютній похибці

$$\delta_{oy} = \frac{\Delta y}{y} \cdot 100 \% ; \quad (5.2)$$

при відомій зведеній основній похибці y_0 (що тотожно класу точності S засобу вимірювання), якщо нормуючим параметром взятий діапазон вимірювання $y_e - y_n$,

$$\delta_{oy} = \gamma_0 \frac{y_e - y_n}{y}; \quad (5.3)$$

при відомій зведеній основній похибці Y_0 , якщо нормуючим параметром взята верхня границя вимірювання y_e ,

$$\delta_{0,y} = \gamma_0 \frac{y_e}{y}. \quad (5.4)$$

Відносну додаткову похибку засобів вимірювання параметра y розраховують за наведеними нижче формулами. При нормуванні межі допустимих значень похибки при найбільших відхиленнях зовнішньої величини впливу від нормального значення

$$\delta_{\partial y} = \delta_{\text{ПОД}} = \frac{\Delta_{\text{ПД}}}{y} \cdot 100 \% = \gamma_{\text{ПДП}} \frac{y_{\epsilon} - y_n}{y}, \quad (5.5)$$

де $\delta_{\text{ПДП}}$, $\Delta_{\text{ПД}}$, $\gamma_{\text{ПДП}}$ – відносна, абсолютна та зведена додаткові похибки.

При нормуванні межі допустимих значень коефіцієнтів впливу

$$\delta_{\partial y} = \frac{\delta_{\text{ПДП}}}{\Delta X} \Delta X_{\text{max}} = \frac{\Delta_{\text{max}}}{\Delta X} \frac{\Delta_{\text{ПДП}}}{y} \cdot 100 = \frac{\gamma_{\text{ПДП}}}{\Delta X} \Delta X_{\text{max}} \frac{y_{\epsilon} - y_n}{y}, \quad (5.6)$$

де $\delta_{\text{ПДП}}$ – межа допустимих значень додаткової похибки при відхиленні величини впливу на ΔX ; $\Delta_{\text{ПДП}}$ – межа допустимих значень додаткової абсолютної похибки при відхиленні величини впливу на ΔX ; $\gamma_{\text{ПДП}}$ – межа допустимих значень додаткової зведеної похибки при відхиленні величини впливу на ΔX , нормованої від різниці границь вимірювання; ΔX_{max} – найбільше відхилення зовнішньої величини впливу від нормального значення.

Довірчі границі, в межах яких знаходиться значення вимірюваного параметра з врахуванням додаткових складових похибок та похибок, викликаних основною похибкою вимірювального перетворювача або вимірювального пристрою, розраховують за формулою

$$\delta_y = \left[\delta_{\text{oy}}^2 + \sum_{i=1}^n \delta_{\partial yi}^2 \right]^{0.5}, \quad (5.7)$$

де n – кількість величин впливу; $\delta_{\partial yi}$ – додаткова похибка від i -ї величини впливу.

Похибку параметра y , який визначається непрямым методом та пов'язаний функціональною залежністю з параметрами y_i (наприклад, температурою, тиском, компонентним складом)

$$y = F(y_1, y_2, \dots, y_n),$$

розраховують за формулою

$$\delta_y = \left[\delta_{\text{MF}}^2 + \sum_{i=1}^n g_{yi}^2 \delta_{yi}^2 \right]^{0.5}, \quad (5.8)$$

де δ_{mF} – методична похибка функціональної залежності; δ_{yi} – похибка вимірювання i -го вимірюваного параметра; \mathcal{G}_{yi} – коефіцієнт впливу i -го вимірюваного параметра на величину параметра y , що визначається.

Коефіцієнт впливу розраховують за формулою

$$\mathcal{G}_{yi} = F'_{yi} \frac{y_i}{y}, \quad (5.9)$$

де F'_{yi} – часткова похідна функції F по параметру y_i , яка знаходиться за рівнянням

$$F'_{yi} = \frac{\partial y}{\partial y_i}. \quad (5.10)$$

Якщо невідома математична залежність параметра y з параметрами y_i або диференціювання функції F ускладнено, то коефіцієнт впливу розраховують за формулою

$$\mathcal{G}_{yi} = \frac{\Delta y}{\Delta y_i} \frac{y_i}{y}, \quad (5.11)$$

де Δy – зміна параметра (y), що визначається, при зміні вимірюваного параметра на величину Δy_i .

Оскільки витрати газу вимірюються непрямим методом, то застосовуючи рівняння (5.8), в якому $\delta_{mg} = 0$, визначено відносну похибку вимірювання витрат газу без застосування мікропроцесорної техніки. В цьому випадку сумарна похибка вимірювання витрат газу описується формулою [23]

$$\delta_Q = \sqrt{\delta_D^2 + 0,25(\delta_p^2 + \delta_\rho^2 + \delta_T^2 + \delta_\phi^2)}, \quad (5.12)$$

де $\delta_D = 0,2\%$ – відносна похибка вимірювання внутрішнього діаметра вимірювальної трубки; $\delta_\rho = 1,2\%$ – відносна похибка вимірювання внутрішнього тиску; $\delta_f = 1,4\%$ – відносна похибка вимірювання густини газу; $\delta_T = 1,5\%$ – відносна похибка вимірювання температури газу; $\delta_\phi = 0,5\%$ – відносна похибка вимірювання вологості газу.

Чисельні дані вищеперерахованих відносних похибок взяті з літератури [23, 36, 37]. Таким чином, підставляючи необхідні дані у формулу (5.12), отримано сумарну похибку вимірювання витрат газу без застосування мікропроцесорної техніки:

$$\delta_Q = \sqrt{0,04 + 0,25(1,44 + 0,25 + 1,96 + 0,36)} = \sqrt{1,0025} \approx 1\% . \quad (5.13)$$

Тепер розрахуємо відносну похибку із застосуванням мікропроцесорної техніки. 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 перетворювань 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 [129].

Вибір алгоритмів обчислень виходить із умови, щоб абсолютна похибка обчислень не перевищувала [129]

$$\Delta_0 = 2^{-n} , \quad (5.14)$$

де n – розрядність мікропроцесора, якщо $n = 8$, тоді інструментальна похибка округлень становить

$$\Delta_0 = 2^{-8} = 3,9 \cdot 10^{-3} \% .$$

Простим відсіканням неврахованих 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 виразом [129]

$$D_y \cong \frac{2^{-2n}}{12} = \frac{\Delta_0^2}{12} ,$$

$$D_y \cong \frac{2^{-2 \cdot 8}}{12} = \frac{(2^{-8})^2}{12} = 1,27 \cdot 10^{-6} .$$

Математичне очікування інструментальної похибки округлення визначається виразом [129]

$$M_y = \left[2^{-(n+l+1)} \right].$$

З врахуванням того, що $n = 16$, а $l = 4$, математичне очікування інструментальної похибки округлення становить

$$M_y = \left[2^{-(8+4+1)} \right] = 1,2 \cdot 10^{-4}.$$

Для будь-яких арифметичних операцій над числами, поданими у прямому і додатковому кодах похибки відсікання мають негативний знак. Похибки можуть нагромаджуватись і перевищувати допустимий 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 Δ , тобто [129]

$$\Delta = \Delta_{МПЗВ} + \frac{dx}{dt} \delta_t,$$

де $\Delta_{МПЗВ}$ – абсолютна похибка мікропроцесорного засобу вимірювання; δ_t – похибка датування відліків.

Похибка δ_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 допустимих 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 призводить до появи динамічної похибки.

Оскільки мікроконтролер використовується в режимі роботи періодоміра, тому визначимо похибку квантування періодоміра $\delta_{кп}$ для частоти $f_x = 100\text{кГц}$, що відповідає нижній межі вимірювання витрат газу.

Похибка квантування періодоміра визначається виразом [129]

$$\delta_{кп} = \frac{f_x}{f_0} \cdot 100 \%, \quad (5.15)$$

де f_x – вимірювана частота, f_0 – частота кварцового резонатора (16 МГц).

Згідно з виразом (5.2), розраховане значення похибки квантування періодоміра набуває значення $\delta_{кп} = 0,62 \%$.

Розглянемо похибки, які виникають в результаті зміни частоти генерації з коливаннями напруги живлення для структур на основі біполярних транзисторів з пасивною та активною індуктивністю.

Для визначення похибки зміни частоти генерації з коливаннями напруги живлення δ_{U_1} для структури з пасивною індуктивністю використані експериментальні дані. Діапазон зміни напруги живлення становить $U_1 = 2,5$ В, цьому діапазону відповідає діапазон частот 16500 Гц. Визначимо величину похибки від коливання напруги живлення при 1% зміні $U_2 = 0,025$ В, цій 1% зміні напруги живлення відповідає частота генерації 850 Гц. З врахуванням вищенаведених величин похибка коливання напруги живлення становить

$$\delta_{U_1} = \frac{f_1}{f_H} \cdot 100 \%, \quad (5.16)$$

де f_1 – частота генерації, при 1%-ій зміні напруги живлення; Гц, f_H – нереальна частота, Гц.

$$\delta_{U_1} = (850 \cdot 100 \%) / 184600 = 0,46 \%$$

Для стабілізації напруги живлення використовуємо стабілізатор напруги LM 323 [130]. Визначимо величину δ_{U_1} після використання вищенаведеного стабілізатора. Лінійна стабілізація LM 323 становить 5 мВ, їй відповідає частота генерації 300 Гц. В цьому випадку δ_{U_1} набуває значення

$$\delta_{U_1} = (300 \cdot 100 \%) / 184600 = 0,163 \%. \quad (5.17)$$

Ці розрахунки переконують, що використання стабілізатора напруги значно зменшить коливання напруги живлення, і відповідно зменшиться похибка коливання напруги живлення з 0,46 % до 0,163 %.

Розглянемо і визначимо похибку δ'_{U_1} транзисторної структури на основі біполярних транзисторів з активною індуктивністю. Діапазон зміни напруги живлення становить 4,5 В, йому відповідає діапазон частоти 530000 Гц. Визначимо δ'_{U_1} при 1 % зміни напруги живлення, в цьому випадку $U_1 = 0,045$ В, а $f_1 = 7900$ Гц.

$$\delta'_{U_1} = (7900 \cdot 100 \%) / 1160000 = 0,68 \%. \quad (5.18)$$

Визначимо величину цієї похибки після застосування стабілізатора напруги LM 323 [130], лінійна стабілізація якого становить 5 мВ, $f_1 = 2235$ Гц.

$$\delta'_{U_1} = (2235 \cdot 100 \%) / 1160000 = 0,193 \%. \quad (5.19)$$

Наведені розрахунки переконують, що використання стабілізатора напруги доцільне, тому що похибка від коливання напруги живлення зменшується з 0,68 % до 0,193 %.

Перейдемо до визначення похибки вимірювання, яка виникає у результаті нестабільності частоти генератора δ_1 . Оцінка цієї похибки визначається згідно з виразом [22]

$$\delta_1 = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\rho^2 A_0}{(R'_g)^2} \frac{\left[\frac{1}{3} Q a_1 a_2 + \frac{A_0^2}{192} (27 Q a_1 a_3 - 32 a_2^2) + \frac{A_0^2}{20} (8 Q a_1 a_4 + 5 a_2 a_3) + \frac{A_0^2}{24} (5 Q a_1 a_5 - 8 a_2 a_4) \right]}{\omega_0}, \quad (5.20)$$

де ρ – 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,

$$A_0 = \sqrt{\frac{-3a_3 + \sqrt{9a_3^2 - 40Qa_5(a_1 + R'_g/R_H + R_L R'_g/\rho^2)}}{5a_5}}, \quad (5.21)$$

R'_g – диференціальний 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 такими виразами:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = -2S_1(1-\gamma) - 4S_2(1-\gamma)^3 - 6S_3(1-\gamma)^5; \\ a_2 = S_1 + 6S_2(1-\gamma)^2 + 15S_3(1-\gamma)^4; \\ a_3 = -4S_2(1-\gamma) - 20S_3(1-\gamma)^3; \\ a_4 = S_2 + 15S_3(1-\gamma)^2; \\ a_5 = -6S_3(1-\gamma), a_6 = S_3; \\ S_1 = \frac{\alpha(2-3\beta^2) - \beta^6(1-\alpha)}{\beta^2(1-\beta^2)^2}; \\ S_2 = \frac{2\beta^2(1-\alpha) - \alpha(1-3\beta^4)}{\beta^4(1-\beta^2)^2}; \\ S_3 = \frac{\alpha(1-\beta^2)^2 - \beta^4}{\beta^4(1-\beta^2)^2}. \end{array} \right. \quad (5.22)$$

У виразу (5.22) прийнято такі позначення:

$$\begin{aligned} \alpha &= (I_{\max} - I_{\min}) / I_{\max}; \\ \beta &= (U_{\min} - U_{\max}) / U_{\min}; \\ \gamma &= U_o / U_{\min}, \end{aligned}$$

де I_{\max}, I_{\min} – максимальне та мінімальне значення струму на спадній ділянці статичної ВАХ перетворювача витрат газу; U_{\min}, U_{\max} – напруги, які ві-

дповідіають I_{\max} та I_{\min} ; U_0 – напруга зміщення, яка відраховується від початку координат (див. рис. 4.3); ω_0 – циклічна частота; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Згідно з виразами (5.21) та (5.22) отримані такі числові значення:

$a_1 = -2,1152$; $a_2 = 1,4076$; $a_3 = 10,4691$; $a_4 = -6,3579$;
 $S_1 = 5,7189$; $a_5 = -9,867$; $a_6 = S_3 = 6,578$; $S_2 = -12,5248$; $A_0 = 4,5$; $\alpha = 0,765$;
 $\beta = 0,546$; $\gamma = 0,75$; $R'_g = 1551$ Ом; $\rho = 1045,9$ Ом; $R_L = 11$ Ом; $\omega_0 = 6248698$ Гц.

З врахуванням значень, розрахованих на основі виразів (5.21), (5.22), похибка вимірювання (5.20), яка виникає в результаті нестабільності частоти генератора, становить $\delta_1 = 2,5 \cdot 10^{-2}$ %.

Сумарна похибка визначається виразом [131]

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_0^2 + \delta_{KП}^2 + (\delta'_{U_1})^2 + \delta_1^2}. \quad (5.23)$$

На основі розв'язання виразів (5.14)–(5.20) отримано такі значення статичних похибок блока вимірювання витрат газу: $\Delta_0 = 3,9 \cdot 10^{-3}$ %, $\delta_{KП} = 0,62$ %, $\delta'_{U_1} = 0,193$ %, $\delta_1 = 2,5 \cdot 10^{-2}$ %. Згідно з виразом (5.10) розрахована сумарна похибка, яка становить $\delta_{\Sigma} = 0,7$ %. З врахуванням формул (5.13) і (5.23) загальна відносна похибка вимірювання витрат газу становить $\pm 1,7$ %.

Граничне значення загальної відносної сумарної похибки набуває значення $\pm 3\delta_{\Sigma} = \pm 5,1$ %.

Якщо вимірюваною величиною є функція часу, то внаслідок інерційності засобів вимірювання та інших причин виникає динамічна похибка засобів вимірювання, яка є складовою загальної похибки [131]. Оскільки для розроблених мікроелектронних перетворювачів витрат газу час включення складає близько 20 нсек, то динамічна похибка, що виникає в результаті зміни витрат 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 табл. 5.1 наведено формули для визначення метрологічних характеристик частотних перетворювачів витрат газу, котрі складаються з швид-

кості 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 α , номінальної функції перетворення Y_H , похибки нелінійності Δ_H , мультиплікативної Δ_m і адитивної Δ_a похибок [132].

Нижче на рис. 5.4–5.10, згідно з функцією перетворення, що описана виразом (4.31), наведені графічні зображення розрахованих величин, які наведені в табл. 5.1 [132], для частотного перетворювача витрат газу на основі біполярних транзисторів з активною індуктивністю. В діапазоні зміни витрат газу від 0 л/г до 80 л/г.

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

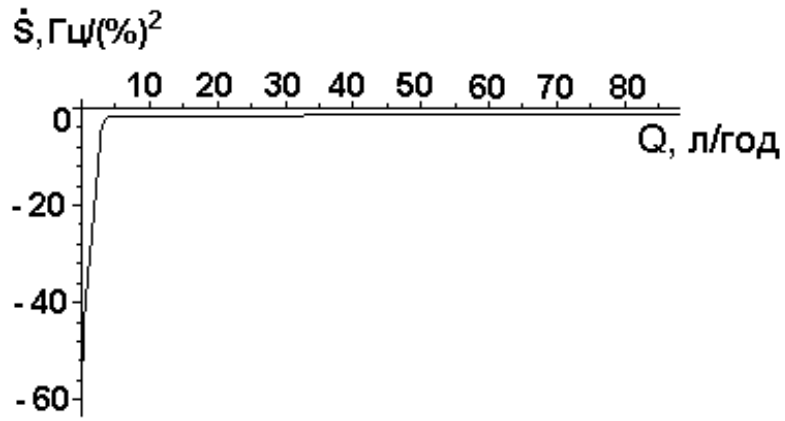


Рисунок 5.4 – Швидкість зміни чутливості

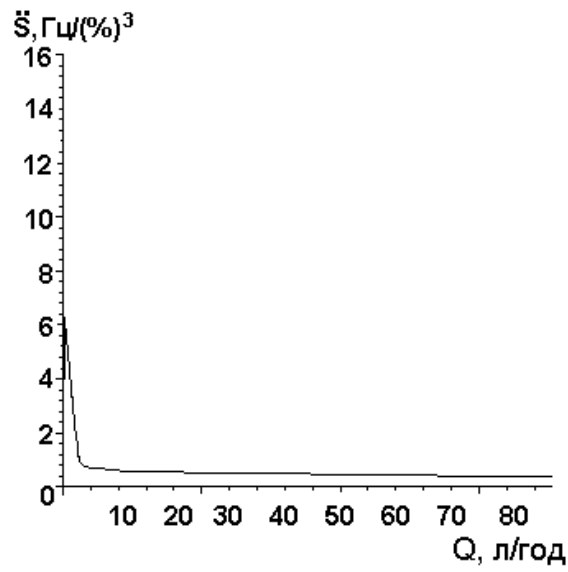


Рисунок 5.5 – Прискорення зміни чутливості

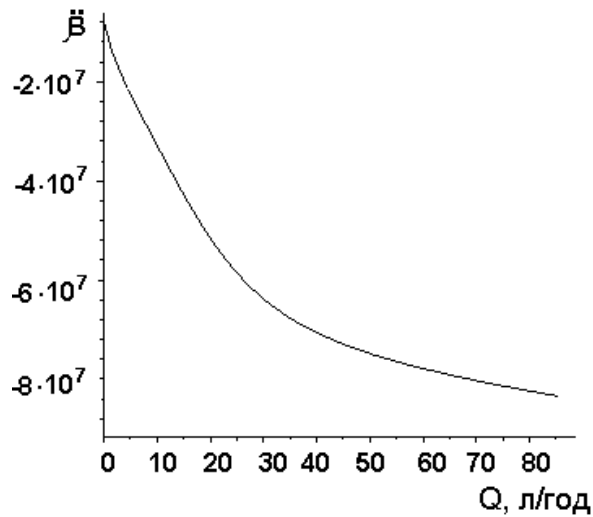


Рисунок 5.6 – Прискорення зміни коефіцієнта впливу впливових величин на вихідний параметр

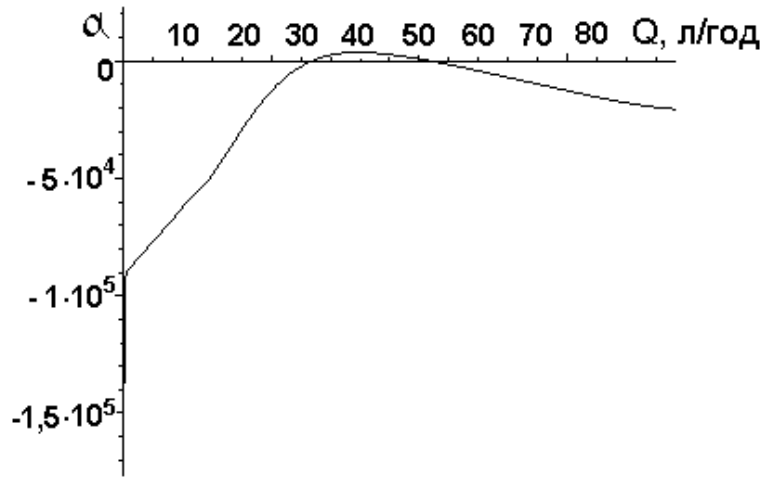


Рисунок 5.7 – Коефіцієнт впливу впливових величин на номінальну чутливість

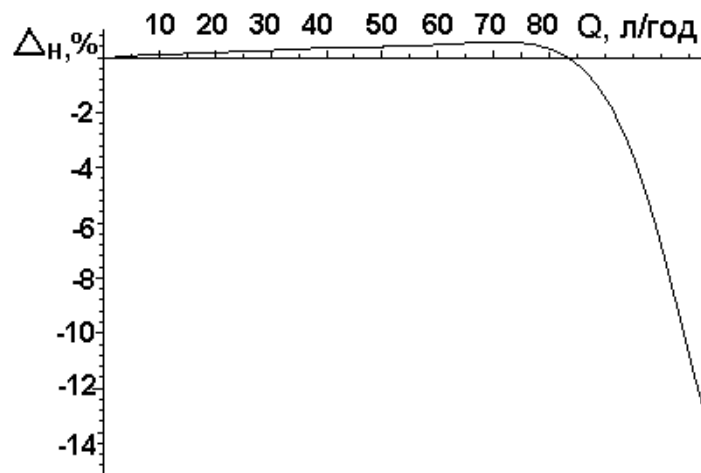


Рисунок 5.8 – Похибка нелінійності

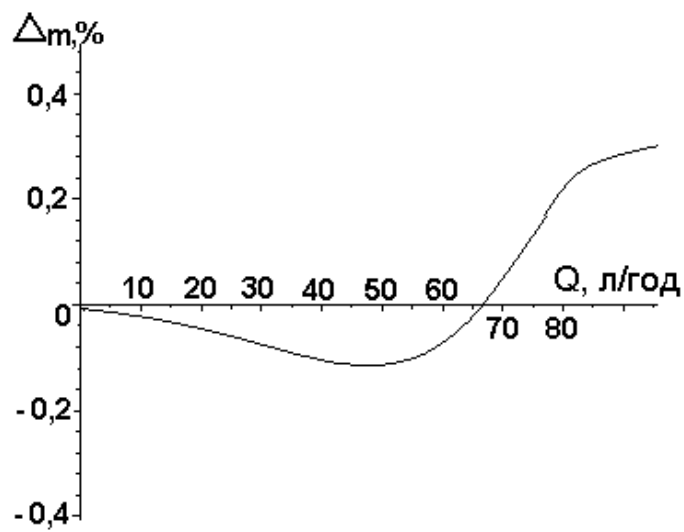


Рисунок 5.9 – Мультиплікативна похибка

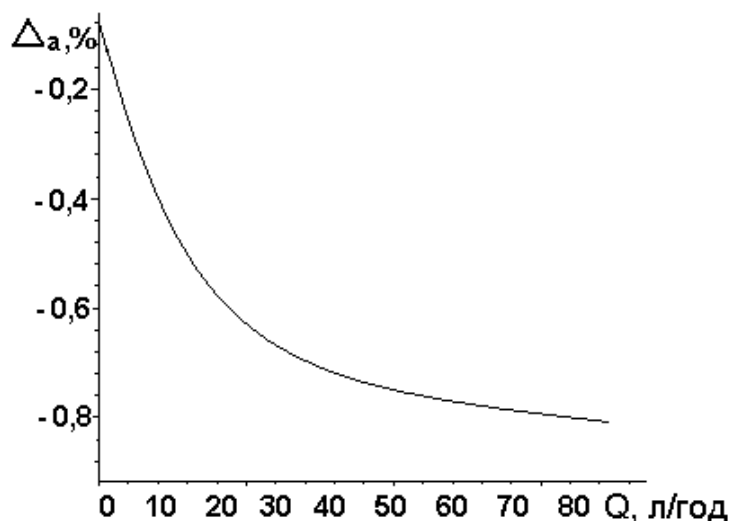


Рисунок 5.10 – Адитивна похибка

З рис. 5.9 видно, що мультиплікативна похибка радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат газу в діапазоні вимірювання витрат газу від 0 до 80 л/год змінюється від 0,2 % до 0,4 %, адитивна похибка вимірювання для цього ж діапазону вимірювання C змінюється від 0,6 % до 0,8 % (рис. 5.10).

5.4 Вибір критеріїв оцінювання технічного рівня розроблених перетворювачів витрат газу

Для оцінювання якості і порівняння різноманітних радіовимірювальних перетворювачів необхідно скористатись поняттям ефективності, під яким розуміють пристосованість пристрою до виконання поставленої задачі. При проведенні такого аналізу необхідно мати міру, яка придатна для цієї цілі, тобто критерій ефективності і якості.

Окремі критерії ефективності і якості характеризують окремі сторони функціонування перетворювачів. Пристрій оптимальний за одним із окремих критеріїв може бути не оптимальним за другим. Тому при проектуванні і оптимізації радіовимірювальних перетворювачів прагнуть не до екстремуму будь-якої окремої характеристики, а до загальної оптимальності пристрою, мірами якої є узагальнені критерії ефективності. Основою для формування узагальнених критеріїв є окремі критерії. Їх можна підрозділити на три групи: метрологічні, інформаційні і економічні.

Окремі метрологічні критерії збігаються з основними нормованими метрологічними характеристиками засобів вимірювання, які визначаються

державними стандартами, і дозволяють оцінити окремі властивості засобів вимірювання, які впливають на результати і похибки вимірювань [133].

Синтез радіовимірювальних перетворювачів необхідно починати з вибору критерію оцінки ефективності. При цьому необхідно вибрати такий критерій, який би дозволив синтезувати оптимальні пристрої з врахуванням найбільш важливих показників ефективності [134, 135]. До цих показників в першу чергу слід віднести:

- показники технічних характеристик;
- показники надійності та довговічності;
- показники конструктивної досконалості;
- показники складності пристрою;
- показники технологічності.

Окрім цих вимог, критерій повинен мати певну конструктивність, яка дозволяє визначити його числові значення, що допомагає оцінити ефективність не тільки процесу або приладу самого по собі з точки зору наближення його до потенціальної досконалості, але і порівняти за сукупністю однотипні прилади або процеси [134, 135]. Для отримання кількісних оцінок технічного рівня розроблених пристроїв скористаємося критеріями, які запропоновані в роботах [134, 135]. Розрахунки комплексного показника технічного рівня виконуються за допомогою безрозмірних відносних показників. Нормування показників P_{ij} , тобто розрахунки їх відносних значень q_{ij} , виконуються за допомогою показників базового виробу P_{i0} . В якості базового використовують «ідеальний» виріб, який містить сукупність найвищих досягнень за всіма без виключення показникам, що аналізуються для досліджуваної групи виробів. Розрахунки нормованих показників виконуються за формулами

$$q_i = \frac{P_i}{P_{i0}}; \quad q_i = \frac{P_{i0}}{P_i}. \quad (5.24)$$

Для однорідних виробів комплексний показник розраховується згідно з формулою

$$N_j = \sum_{i=1}^n \lg(q_{ij}), \quad (5.25)$$

де n – число показників.

Для неоднорідних виробів комплексний показник визначається як

$$N_j = \sqrt{\sum_{i=1}^n (1 - q_{ij})^2}. \quad (5.26)$$

Розрахунки нормованих показників виконуються за тією формулою, за якою зростання q_{ij} відповідає зростанню якості виробу. Чим менша абсолютна величина комплексного показника N_j , тим вищий рівень j – го виробу. В табл. 5.2 подано показники перетворювачів витрат газу, а в табл. 5.3 комплексні показники технічного рівня перетворювачів витрат газу.

Таблиця 5.2 – Перетворювачі витрат газу

№	Показники перетворювачів витрат газу	Перетворювач витрат газу ядерно-магнітного типу	Ультразвукові перетворювачі витрат газу	Тахометричні перетворювачі витрат газу	Теплові перетворювачі витрат газу	Доплеровські перетворювачі витрат газу	Перетворювачі витрат газу на основі реактивних властивостей транзисторних елементів	Ідеальний перетворювач витрат газу
		M_1	M_2	M_3	M_4	M_5	M_6	
1	Похибка вимірювання, %	1–2	0,3 – 0,5	2 – 3	1,5 – 2,5	1,5 – 3,0	0,5 – 1,7	0,3 – 0,5
2	Чутливість, Гц/л/год	750	1720	650	820	690	1750	1750
3	Інерційність, с	3	10^{-6}	10^{-3}	10	100	1	10^{-6}
4	Рівень вихідного сигналу, В	1	0,1	0,1	0,01	1	5	5
5	Нелінійність	0	1	1	0	1	0	1
6	Робочій діапазон частот, Гц	10^3	10^2	10^5	10^5	10^7	10^9	10^9
7	Повторюваність результатів	1	1	1	1	1	1	1
8	Споживана потужність, мВт	10^5	10	10	10^3	500	5	5
9	Надійність	1	1	1	1	1	1	1
10	Технологічність	0	0	0	0	0	1	1
		$M_1 = 2,35$	$M_2 = 1,79$	$M_3 = 2,30$	$M_4 = 2,43$	$M_5 = 2,38$	$M_6 = 1,58$	

Таблиця 5.3 – Комплексні показники технічного рівня перетворювачів витрат газу

№	Пристрій	Абсолютне значення комплексного показника	Місце пристрою в ряду
1	M ₁	2,35	4
2	M ₂	1,79	2
3	M ₃	2,30	3
4	M ₄	2,43	6
5	M ₅	2,38	5
6	M ₆	1,58	1

Розрахований за формулою (5.26) комплексний показник технічного рівня розробленого перетворювача витрат газу складає 1,58, що в 1,13 рази краще в порівнянні з існуючими.

5.5 Рекомендації по проектуванню радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів витрат газу

В автоколивальних радіовимірювальних перетворювачах частотно залежне коло безпосередньо входить в генератор і джерелом вихідного сигналу є сам генератор. До генератора при конструюванні перетворювачів витрат газу висовуються такі вимоги:

1. Генератор повинен стійко працювати в усьому діапазоні перебудови частотно залежної системи.
2. При постійному значенні вхідної величини вихідна частота повинна бути стабільною, при цьому не відбувається повільний дрейф (довгочасова стабільність), ні швидкі флуктуації частоти (короткочасова стабільність).
3. Вплив зовнішніх факторів – температури, напруг живлення тощо – повинен бути мінімальним.
4. Амплітуда і форма вихідної напруги генератора повинні відповідати вимогам наступних вузлів пристроїв в усьому діапазоні перебудов і робочих умов.
5. Схема генератора повинна бути простою і надійною, некритичною до зміни параметрів її елементів.

В автоколивальних перетворювачах в першу чергу повинні бути задоволені вимоги стабільності. Цю вимогу можна задовольнити найкращим шляхом при побудові генератора у вигляді двополюсника, в якому існує від'ємний опір, тому що такі схеми є простими і мають добру стабільність [136].

Під час проектування автогенераторного перетворювача необхідно вибрати напівпровідникові структури з від'ємним опором, що легко реалізуються на основі двох транзисторів з протилежним типом провідності базової області для біполярних транзисторів і каналу для польових.

Ця умова підтверджується ще і тим, що як біполярні, так і польові транзистори виступають при цьому ще і в якості чутливих елементів до дії зовнішніх факторів, таких як витрати газу. З другого боку, робоча частота транзисторів визначає робочу частоту автогенераторних перетворювачів, а як відомо, діапазон робочих частот транзисторів є дуже широким ($10^2 \dots 10^{10}$ Гц), тому це дає можливість широкого вибору і регулювання частотного діапазону роботи перетворювачів.

Враховуючи, що інформація по колу перетворювачів передається потоком енергії, першим і найбільш загальним принципом конструювання радіовимірювальних перетворювачів є принцип забезпечення найбільш ефективної передачі енергії цими перетворювачами. Цей принцип витікає з теорії електричних кіл і є принципом узгодження вхідних і вихідних опорів перетворювачів. Згідно з теорією енергетичної ефективності генераторних вимірювальних перетворювачів Е. П. Осадчого для визначення співвідношень, які характеризують передачу енергії по колу перетворювачів, достатньо проаналізувати таку передачу між двома будь-якими перетворювачами, які ідуть один за одним. Якщо попередній перетворювач (або об'єкт вимірювання) характеризується вихідним внутрішнім опором R_i , на якому в режимі холостого ходу виникає ЕРС E , а наступний за ним перетворювач є навантаженням для попереднього і має вихідний опір R_H , то потужність сигналу, яка виділяється у R_H , має вигляд

$$P_H = I^2 R_H = \frac{E^2}{(R_i + R_H)^2} \cdot R_H = \frac{E^2}{R_i} \cdot \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} . \quad (5.27)$$

У випадку автогенераторного перетворювача його внутрішній опір R_i не несе інформації і може вважатися сталою величиною. Носієм інформації є $E = f(x)$, де x – вимірювана величина.

Для аналізу енергетичної ефективності генераторних перетворювачів основним співвідношенням є вираз (5.27), в якому перший множник E^2 / R_i характеризує параметри самого перетворювача, а другий

$$\chi = \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} \quad (5.28)$$

залежить від узгодження опору навантаження R_H і внутрішнього опору R_i перетворювача. При введенні поняття ступеня узгодження $b = R_H / R_i$ видно, що b не залежить від абсолютних значень R_H і R_i , а є функцією тільки їх відношення. Вираз (5.28) можна подати у вигляді

$$\chi = \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} = \frac{R_H / R_i}{1 + (2R_H / R_i) + (R_H / R_i)^2} = \frac{b}{(1+b)^2}.$$

Максимум потужності, яка виділяється на опорі навантаження генераторного перетворювача, досягається при $b = 1$, тобто, коли $R_H = R_i$, і складає $P_{H \max} = 0,25E^2 / R_i$.

Таким чином, показником енергетичної ефективності генераторних перетворювачів є величина E^2 / R_i , яку можна розуміти як максимальну потужність, що може розвинути генераторний перетворювач на власному внутрішньому опорі R_i при короткому замиканні його виходу. Корисна потужність сигналу пристрою на зовнішньому опорі навантаження R_H завжди складає деяку частину від E^2 / R_i , проте не може бути більшою, ніж $0,25E^2 / R_i$. Електрична енергія вихідного сигналу генераторного перетворювача отримується тільки шляхом перетворення енергії, яка надходить від об'єкта вимірювання. Після припинення надходження енергії від об'єкта зникає і вихідний сигнал. Тому ефективність роботи генераторних перетворювачів можна характеризувати значенням їх коефіцієнта корисної дії як відношення потужності вихідного сигналу до потужності потоку енергії, яка надходить від об'єкта вимірювання.

Оцінювання частотної чутливості до зміни опору втрат R_{BTP} зробимо на основі виразу [106]

$$S_{R_{BTP}}^{\omega_0} = \frac{1}{4Q_0^2} \left(1 - \frac{R_{BTP}}{R_g^{(-)}} \right), \quad (5.29)$$

де Q_0 – добротність коливального контуру генератора; R_{BTP} – опір втрат контуру; $R_g^{(-)}$ – від'ємний опір.

Внаслідок того, що $R_{BTP} > R_g^{(-)}$ частотна чутливість завжди відрізняється від нуля. Аналіз виразу (5.29) показує, що $S_{R_{BTP}}^{\omega_0}$ буде мати тим менше значення, чим менше відрізняється значення опорів R_{BTP} і $R_g^{(-)}$. Тому

від'ємний опір, який є стійким до режиму короткого замикання для паралельного контуру, повинен мати значення не набагато менше опору втрат $R_{втр}$. З другого боку величина від'ємного опору повинна вибиратись такою, щоб забезпечувався режим самозбудження, тобто вимоги малої чутливості задовольняє такий генератор, який працює поблизу границі стійкості.

Велике значення має добротність коливального контуру, тому що частотна чутливість зменшується пропорційно квадрату добротності Q_0 .

Перейдемо до оцінювання температурної нестабільності перетворювача витрат газу. Додаткова температурна похибка, яка виникає при відхиленні температури перетворювача від тої, при якій виконувалось його градування, у більшості перетворювачів суттєво перевищує всі решту похибок. Тому міри зі зменшення температурної похибки складають основну задачу при розробці перетворювачів, а правильне відображення ступеня зменшення температурної похибки складає основну задачу при розробці радіовимірjuвальних перетворювачів у загальному виразі об'єму можливостей приладу і має першочергове значення [137].

Діапазон зміни температури перетворювача в робочих умовах від мінімальної T_{\min} до T_{\max} лежить звичайно як нижче, так і вище температури градування. При цьому температурна похибка перетворювача при T_{\min} і T_{\max} має, як правило, протилежні знаки, проте нормується однією величиною $\pm\gamma_0$. Тому середнє значення температурного коефіцієнта перетворювача можна виразити як $\beta_0 = 2\gamma_0 / \Delta T$, де $\Delta T = T_{\max} - T_{\min}$. Розробник перетворювача всіма можливими методами (підбором матеріалів з відповідними температурними коефіцієнтами, введенням кіл температурної корекції тощо) намагається зменшити температурний коефіцієнт β_0 перетворювача. Проте досягнення малих значень β_0 суттєво залежить від протяжності діапазону ΔT . При малій протяжності діапазону ΔT досягнення малих значень β_0 є суттєво більш легким, ніж при більш широких діапазонах.

Проте, якщо вважати, що ефективність конструкції перетворювача визначається відношенням $\Delta T / \beta_0$, то при підстановці виразу для β_0 отримаємо [137]:

$$\frac{\Delta T}{\beta_0} = \frac{\Delta T}{2\gamma_0 / \Delta T} = \frac{(\Delta T)^2}{2\gamma_0}. \quad (5.30)$$

Аналіз (5.30) показує, що температурна похибка γ_0 зростає при збільшенні діапазону ΔT робочих температур пропорційно квадрату ΔT .

Таким чином, проведено аналіз і визначено аналітичні вирази для енергетичних і метрологічних критеріїв ефективності автогенератора, який є основним елементом частотних перетворювачів. На рис. 5.11–5.20 подані графіки цих залежностей, що дозволяють вибрати найкращі режими роботи автогенератора і згідно з цими режимами спроектувати автогенератор з оптимальними властивостями для радіовимірювальних перетворювачів витрат газу.

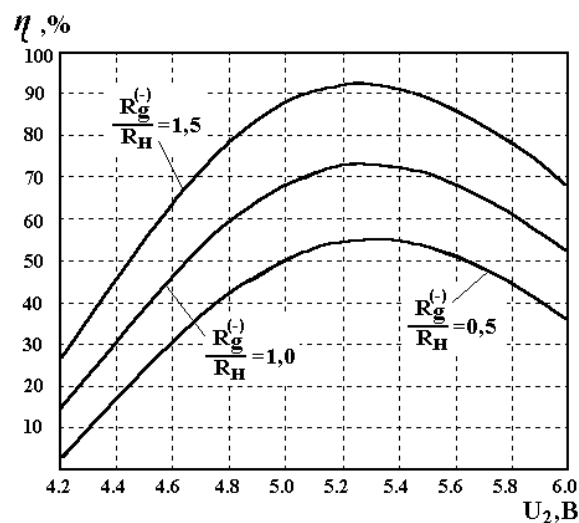


Рисунок 5.11 – Залежність коефіцієнта корисної дії генератора від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

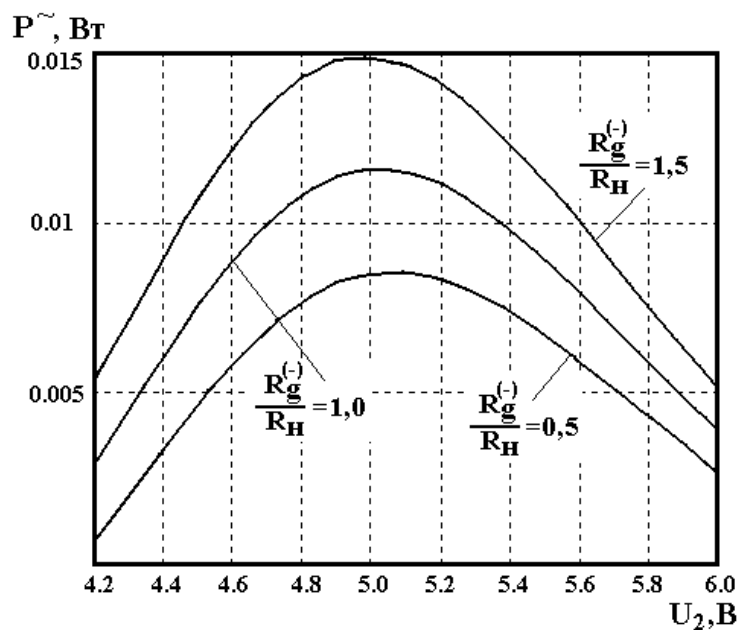


Рисунок 5.12 – Залежність вихідної потужності генератора від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

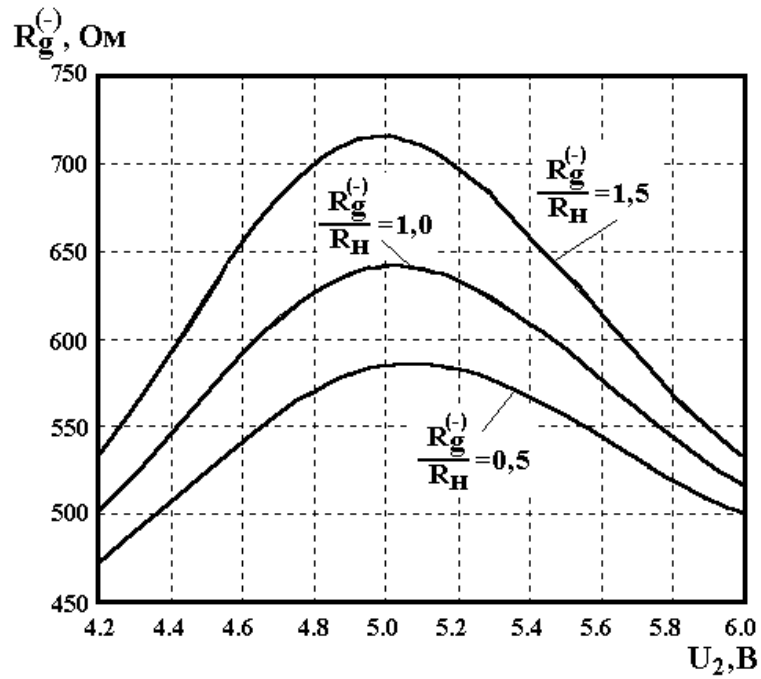


Рисунок 5.13 – Залежність від’ємного опору від напруги живлення при різних відношеннях опору до опору навантаження

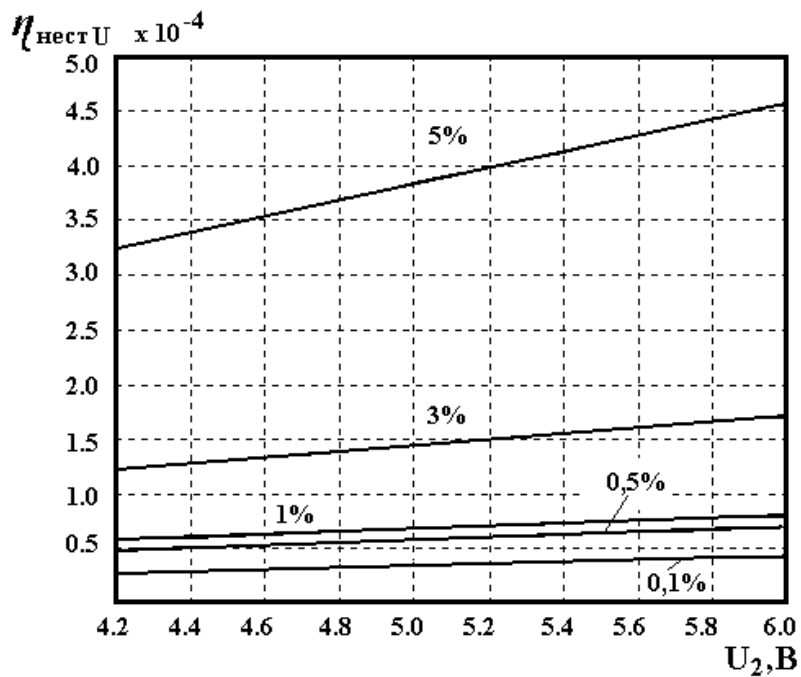


Рисунок 5.14 – Залежність коефіцієнта нестабільності за частотою від напруги живлення при різних змінах управляючої напруги

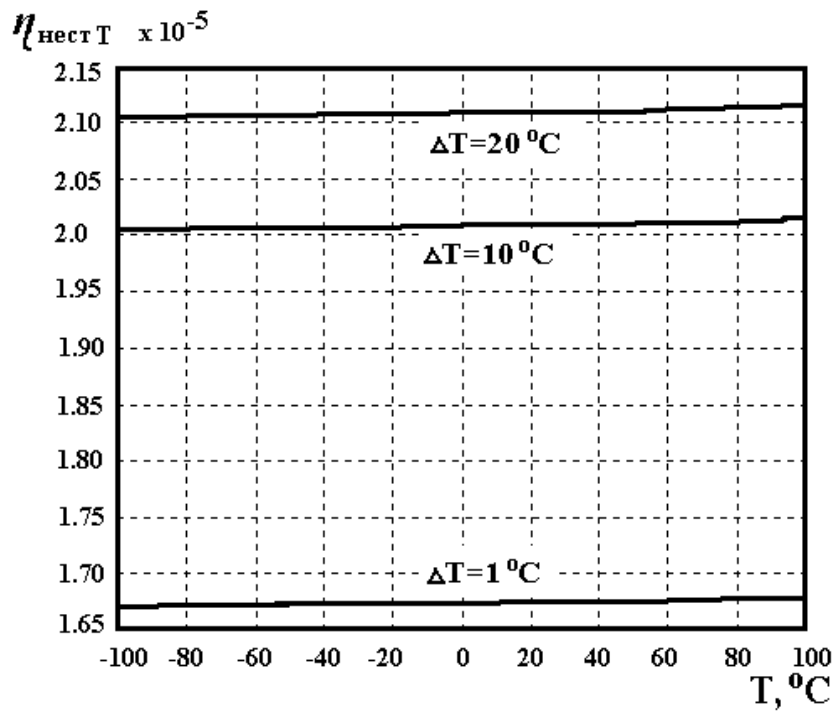


Рисунок 5.15 – Залежність коефіцієнта нестабільності за частотою від температури при різних відхиленнях температури

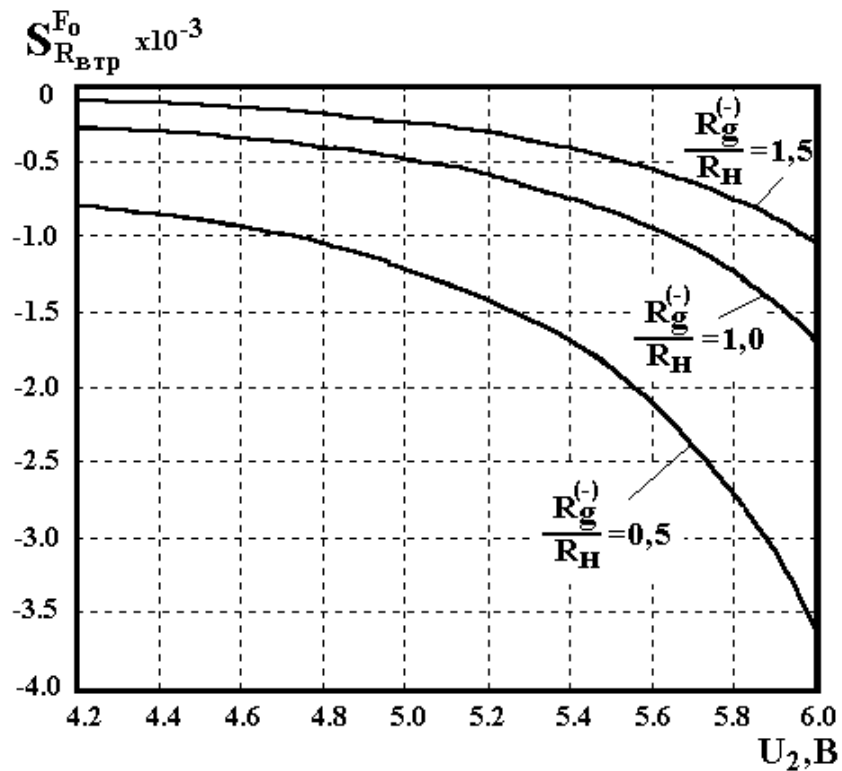


Рисунок 5.16 – Залежність чутливості за частотою від напруги живлення при різних відношеннях від'ємного опору і опору навантаження

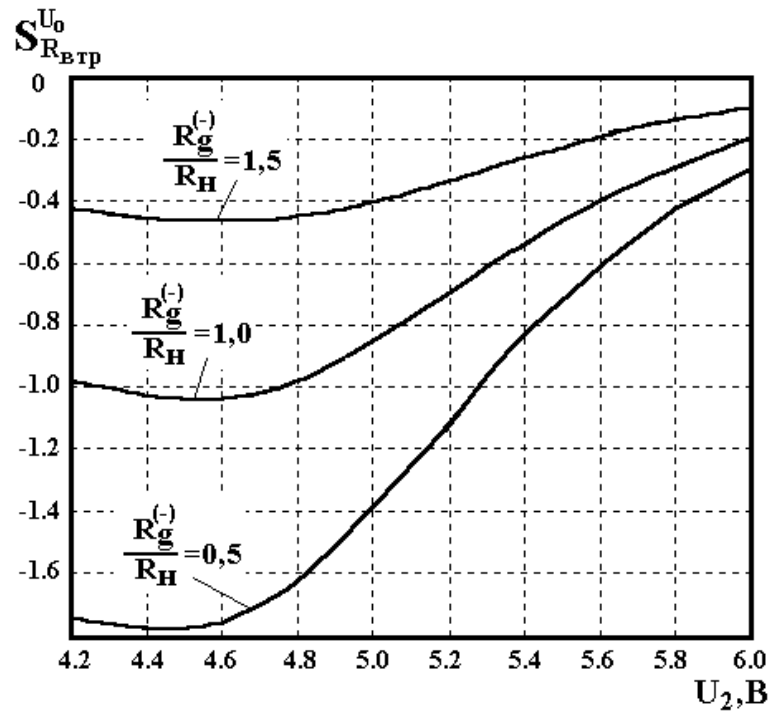


Рисунок 5.17 – Залежність чутливості за амплітудою від напруги живлення при різних відношеннях від’ємного опору до опору втрат

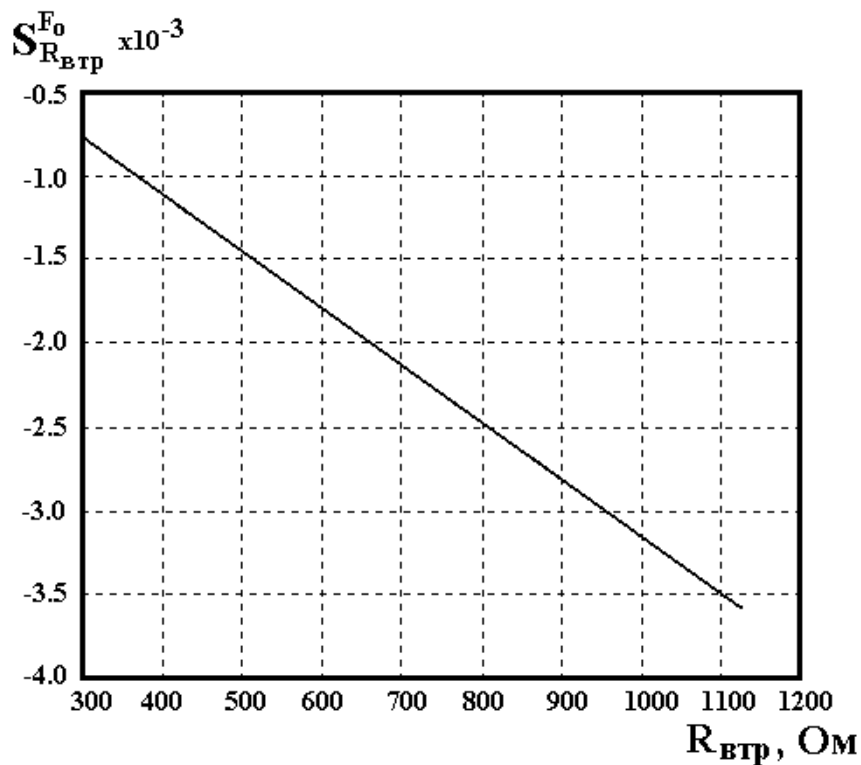


Рисунок 5.18 – Залежність чутливості за частотою від опору втрат

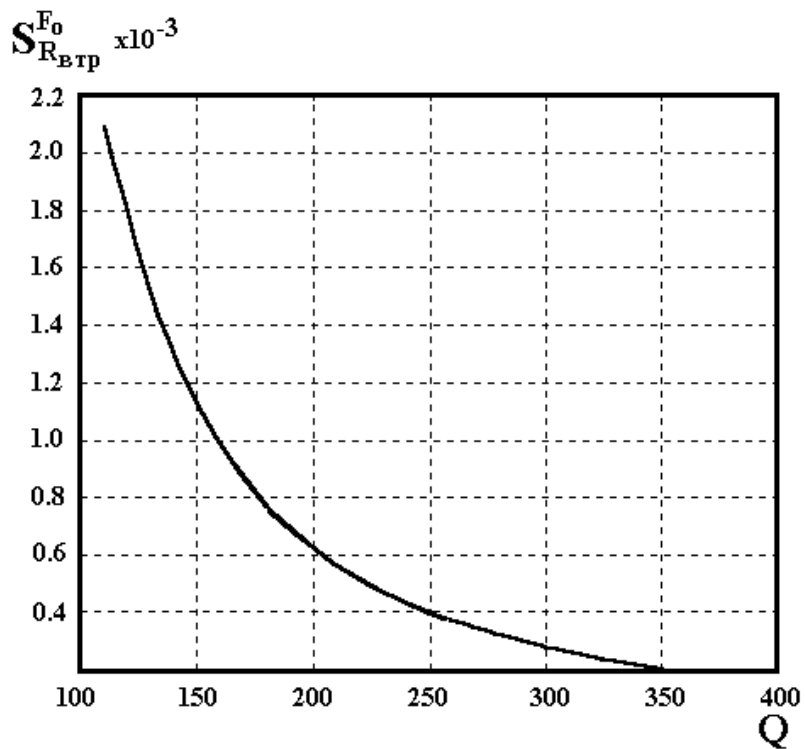


Рисунок 5.19 – Залежність чутливості за частотою від добротності коливальної системи

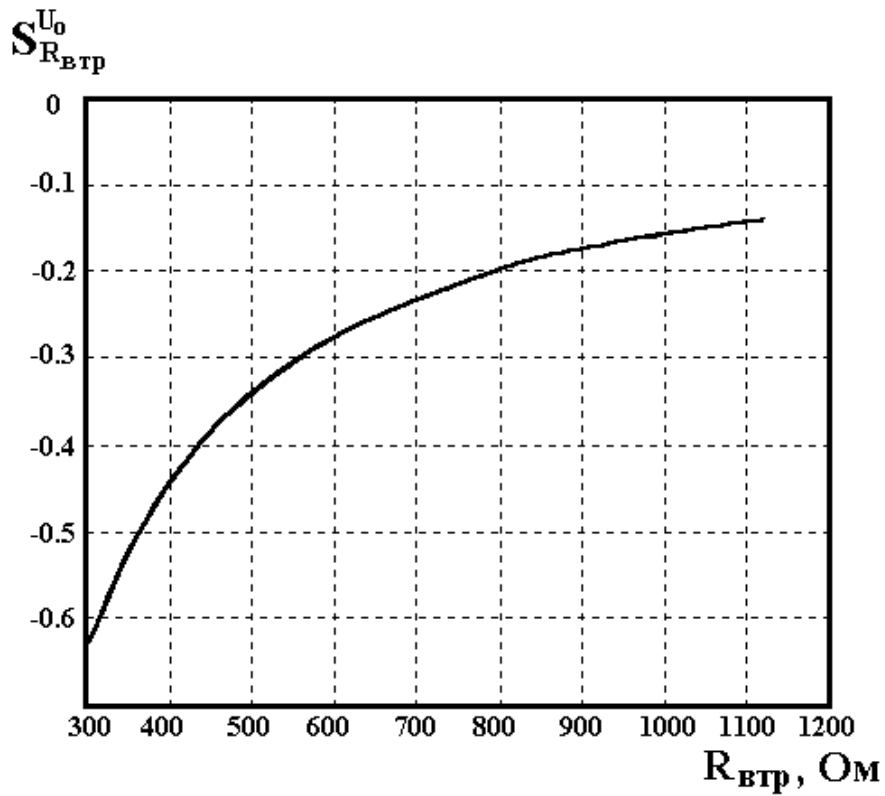


Рисунок 5.20 – Залежність чутливості за амплітудою від опору втрат

ЛІТЕРАТУРА

1. Викулин И. М. Полупроводниковые датчики / И. М. Викулин, В. И. Стафеев. – М. : Советское радио, 1975. – 104 с.
2. Викулин И. М. Физика полупроводниковых приборов / И. М. Викулин, В. И. Стафеев. – М. : Радио и связь, 1990. – 263 с.
3. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: навчальний посібник / За ред. З. Ю. Готри. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 1. – 2002. – 475 с.
4. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: навчальний посібник / За ред. З. Ю. Готри. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 2. – 2003. – 592 с.
5. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: навчальний посібник / За ред. З. Ю. Готри. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 3. Книга 1. – 2007. – 246 с.
6. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: навчальний посібник / За ред. З. Ю. Готри. – Львів : Ліга-Прес. – Т. 3. Книга 2. – 2007. – 364 с.
7. Кошовий М. Д. Пристрої та системи для вимірювання тиску / М. Д. Кошовий, Т. Г. Рожнова // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – № 3. – С. 157–158.
8. Построение информационно-измерительных систем с коммутацией каналов / [М. Д. Кошовий, А. Г. Михайлив, А. С. Кулик, Т. Г. Рожнова] // Вісник Харківського державного технічного університету сільського господарства. – 2003. – Т. 2. – Вип. 19. – С. 141–145.
9. Костенко В. Л. Исследование твердотельных структур для датчиков специализированных информационно-измерительных систем / В. Л. Костенко, Р. В. Нягу // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2007. – Спецвипуск. – С.185–187.
10. Кухарчук В. В. Елементи контролю динамічних параметрів електронних машин / Василь Васильович Кухарчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 127 с.
11. Манойлов В. Ф. Неинвазивный метод определения вязкостных свойств крови по параметрам пульсовой волны / В. Ф. Манойлов, Т. Н. Никитчук // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии. 15-я международная Крымская конференция. – Севастополь, 12–16 сентября 2005 г. – Севастополь : Вебер, 2005. – Т. 2. – С. 902–903.
12. Скрипник Ю. О. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НДЧ-діапазону / Ю. О. Скрипник, В. Ф. Манойлов, О. П. Яненко. – Житомир : ЖІТІ, 2001. – 374 с.

13. Вимірювання температури: теорія та практика / [Луцик А. Т. Гук О. П., Лах О. І., Стадник Б. І.]. – Львів : Бескід БІТ, 2006. – 559 с.
14. Енциклопедія термометрії / [Луцик А. Т., Буняк Л. К., Рудавський Ю. К., Стадник Б. І.]. – Лівів : Видавництво національного університету «Львівська політехніка», 2003. – 414 с.
15. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах / Владимир Степанович Осадчук. – К. : Вища школа, 1987. – 155 с.
16. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 1999. – 275 с.
17. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. Г. Вербицький. – Вінниця : УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2001. – 195 с.
18. Осадчук В. С. Сенсори вологості / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Л. В. Крилик. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2003. – 208 с.
19. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – 207 с.
20. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2007. – 162 с.
21. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением / Александр Владимирович Осадчук. – Винница : Континент, 1998. – 129 с.
22. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / Олександр Володимирович Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2000. – 302 с.
23. Пістун Е. П., Лесовой Л. В. Нормування витрат змінного перепаду тиску / Е. П. Пістун, Л. В. Лесовой. – Львів : Інститут енергоаудиту та обліку енергоносіїв, 2006. – 570 с.
24. Поджаренко В. О. Оцінка статистичних метрологічних характеристик опосередкованих вимірювань / В. О. Поджаренко, В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук // Вісник державного університету «Львівська політехніка». Автоматика, вимірювання та керування. – 2001. – № 420. – С. 37–47.
25. Бабичев Г. Г. Вертикальный двухколлекторный транзистор с ускоряющими электронными полями в базе и эмиттере / Г. Г. Бабичев,

С. И. Козловский, В. А. Романов // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33, № 3. – С.370–379.

26. Кремниевый однопереходной тензотранзистор / [Г. Г. Бабичев, С. И. Козловский, В. А. Романов, Н. Н. Шаран] // Журнал технической физики. – 2002. – Т. 72, № 2. – С. 66–71.

27. Скрипник Ю. А. Частотно-дисперсійні аналізатори складу та властивостей матеріалів та речовин / Ю. А. Скрипник, Д. Б. Головка, К. Л. Шевченко. – Київ : МП ЛЕСЯ, 2002. – 182 с.

28. Скрипник Ю. А. Методи і засади частотно-дисперсійного аналізу речовин та матеріалів / Ю. А. Скрипник, Д. Б. Головка. – Київ : Фаза – ЛТД, 2000. – 198с.

29. Шарапов В. М. Трехкоординатный пьезоэлектрический акселерометр / В. М. Шарапов, А. Н. Гурский, Н. Ю. Плосконос // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2007. – Спецвипуск. – С. 258–260.

30. Шарапов В. М. Симметричный биморфный пьезокерамический преобразователь с линейной амплитудно-частотной характеристикой / В. М. Шарапов, Ю. Ю. Балковская // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2002. – № 3. – С. 43–46.

31. Арутюнян В. М. Микроэлектронные технологии – магистральный путь для создания химических твердотельных сенсоров / В. М. Арутюнян // Микроэлектроника. – 1991. – № 4. – С. 337–355.

32. Аш Ж. Датчики измерительных систем. В 2-х томах / Ж. Аш. – М. : Мир, 1992. –Т. 1. – 424 с.

33. Бутурлин А. Н. Микроэлектронные датчики влажности. Сборник обзоров / А. Н. Бутурлин, С. А. Крутоверцев, Ю. Д. Чистяков // Зарубежная электроника. – 1984. – № 9. – С. 3–54.

34. Бутурлин А. Н. Влияние режимов получения на структуры пироли- тических пленок оксида олова и на их газочувствительные свойства / А. Н. Бутурлин, Т. А. Габузян, Н. А. Голованов // Полупроводниковые ма- териалы. Сб. научн. тр. –М. : МИЭТ. – 1984. – С. 95–98.

35. Виглеб Г. Датчики / Г. Виглеб. – М. : Мир, 1989. – 196 с.

36. Кремлевский П. П. Расходомеры и счетчики количества / П. П. Кремлевский. – Л. : Машиностроение, 1975. – 776 с.

37. Кремлевский П. П. Расчет и конструирование расходомеров / П. П. Кремлевский. – Л. : Машиностроение, 1978. – 224 с.

38. Новицкий П. В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П. В. Новицкий, В. Г. Кноринг, В. С. Гутников. – Л. : Энергия, 1970. – 424 с.
39. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин / А. М. Туричин. – М. : Госэнергоиздат, 1959. – 684 с.
40. Измерение параметров цифровых интегральных микросхем / [Под ред. чл.-корр. АН Литовской ССР Д. Ю. Эйдукаса и канд. техн. наук Б. В. Орлова]. – М. : Радио и связь, 1982. – 367с.
41. Філінюк М. А. Аналіз впливу зворотнього зв'язку на параметри негatronу на польовому транзисторі / М. А. Філінюк, О. О. Лазарєв // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2000. – № 6. – С. 94–97.
42. Филинюк Н. А. Краткий исторический обзор развития научного направления «Негатроника» / Николай Филинюк // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 3. – С. 38–43.
43. Філінюк М. А. Дослідження енергетичних властивостей нелінійної індуктивності / М. А. Філінюк, О. О. Лазарєв // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 2. – С. 44–46.
44. Кичак В. М. Радиоимпульсные логические НВЧ элементы / Василь Кичак. – Вінниця : УНВІВЕРСУМ–Вінниця, 1999. – 249 с.
45. Chu F. Chemische sensoren Grundlagen / F. Chu, K. Zucholl // Trends und Anwendungen. Technische Rundschau. – 1988. – № 42. – P. 154–159.
46. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника / Ю. Р. Носов. – М. : Советское радио, 1980. – 230 с.
47. Ющенко Ю. А. Огляд сучасного стану вимірювання витрат речовини на основі теплових методів / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. А. Ющенко // Матеріали II Міжнародної науково-практичної конференції: «Перспективні напрямки науки і техніки - 2007», 16-30 листопада 2007, м. Пшемишль, 2007. Польща. – С.74–79.
48. А.с. 1809313. СССР. МКИ G01 F 3/16. Устройство для измерения расхода жидкости / Б. Н. Ковальский, А. Л. Гайдуков (СССР). – № 4935409/10; заявлено 12.05.1990; опубликовано 15.04.1993; бюл. №14.
49. Пат. 15311 Україна, МКІ G01 F 1/00. Витратомір палива / М. Д. Кошовий, В. П. Сіроклин, В. А. Дергачов, М. Ю. Іванцов (Україна). – № 200600393; заявлено 16.01.2006; опубліковано 15.06.2006; бюл. № 6.

50. Пат. 15903 Україна, МКІ G01F 3/00. Пристрій для вимірювання витрати палива рідини / М. Д. Кошовий, М. Ю. Іванцов, В. П. Сіроклин, В. А. Дергачов (Україна). – №200606716; заявлено 16.06.2006; опубліковано 15.11.2006; бюл. № 11.

51. Пат. 4478076 США, МКІ G 01 F1/68. Flow sensor / Philip J Voches (США); Honeywell, Inc. – № 431537; заявлено 30.09.1982; опубліковано 23.10.1984; НКІ 73/204.

52. Кремлевский П. П. Технология и классификация приборов для измерения расходов и количеств / П. П. Кремлевский // Измерительная техника. – 1988. – № 11. – С. 19–21.

53. Kimura M. Microheater and Microbolometer using Microbrige of SiO₂ Film on Silicon / M. Kimura // Electronics letters. – 1981. – Vol. 17. – №2. – P. 80–82.

54. Каханович В. С. Выбор оптимального модуля сужающего устройства и повышения точности измерения расходов / В. С. Каханович, Р. А. Калько // Измерительная техника. – 1971. – № 5. – С. 38–40.

55. Каплан М. Б. Новая конструкция установки сужающих устройств расходомеров / М. Б. Каплан // Измерительная техника. – 1986. – № 1. – С. 46–49.

56. Вайнштейн А. Л. К вопросу об измерении расхода вязких сред / А. Л. Вайнштейн // Измерительная техника. – 1989. – № 1. – С. 58–62.

57. Пат. 2002 /0043710A1 США, МКІ Н 01L 23/48. Flow sensor in a housing / Felix Mayer, Marc R. Hornung (CH). – № 09931511; заявлено 16.08.2001; опубліковано 18.04.2002.

58. Пат. 2004/0025585 A1 США, МКІ G 01 F1/68. Flow sensor and method of manufacturing the same / Koji Seki, Nobuhiko Zushji Kamiunten. – № 101434563; заявлено 9.05.2003; опубліковано 12.02.2004.

59. Пат. 6349596B1 США, МКІ G 01 F1/68. Thermal type air flow sensor / Kelichi Nakada, Igumi Wakanabe, Hiroshi Yoneda. – № 09461190; заявлено 15.12.1999; опубліковано 26.02.2002.

60. А.с. 1597561 СССР, МКІ G 01 F1/20. Расходомер жидкости и газа / В. В. Дутчак, В. Л. Чумаков. – № 445528424–10; заявлено 05.07.88; опубліковано 07.10.90; бюл. № 37.

61. Таршин М. С. Ротаметр повышенной чувствительности / М. С. Таршин // Измерительная техника. – 1985. – № 4. – С. 39–42.

62. Улечко Д. Н. Симметричный расходомер постоянного перепада / Д. Н. Улечко // Измерительная техника. – 1980. – № 9. – С. 56–57.
63. Пат. 6382014В1 США, МКІ G 01 15/00. Real time on road vehicle exhaust gas modular flow metter and emissions reporting system / Leo Alphonse Gerard Breton. – № 09685946; заявлено 12.10.2000; опубликовано 07.05.2002.
64. Бошняк Л. Л. Практический метод градуирования ротаметров / Л. Л. Бошняк // Измерительная техника. – 1983. – № 7. – С. 46–50.
65. Атабеков Н. Г. Счетчики жидкости ковшового типа / Н. Г. Атабеков, Л. А. Арутюнов, Э. Р. Цабкевич // Нефтяное хозяйство. – 1975. – № 9. – С.54–58.
66. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учебное пособие / [Н. Н. Евтихеев, Я. А. Купершмидт, В. Ф. Папуловский, В. Н. Скугоров. Под общей редакцией академика Н. Н. Евтихеева]. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 350 с.
67. Утямышев Р. Н. Электронный измеритель расхода топлива с ненагруженной вертушкой / Р. Н. Утямышев // Приборостроение. – 1959. – № 2. – С. 29–30.
68. Шонин Л. Н. Промышленное применение скоростных шариковых расходомеров / Л. Н. Шонин, Ю. А. Комаров // Труды НИИ теплоприборостроения. – 1966. – № 1. – С. 70–82.
69. Перспективы теплоанемометрических методов измерения расхода газа или жидкости / [М. А. Ураксеев, А. Ф. Романченко, Д. Р. Абрашитова, С. А. Шилов] // Электронный журнал «Исследовано в России». – С. 587–593. <http://zhurnal.ape.relarm.ru/articles/2001/051.pdf>.
70. А.с. 1137304 СССР, МКІ G 01 1/00. Способ измерения расхода / В. Б. Эткин, М. Я. Метро, А. С. Перевердиев, Г. Б. Рабинович (СССР). – № 3632310/24–10; заявлено 04.08.83; опубликовано 30.01.85; бюл. № 4.
71. А.с. 1161826 СССР, МКІ G 01 F 1/66. Тепловой расходомер / С. И. Артюх, В. Х. Галюк, С. Н. Постников, Ю. Д. Седов (СССР). – № 3687590/24–10; заявлено 16.11.83; опубликовано 15.06.85; бюл. №22.
72. А.с. 1190197 МКІ G 01 F 1/00. Тепловой расходомер /А. М. Зингер, С. А. Баранов, Г. П. Виноградов (СССР). – № 3714114/24–10; заявлено 23.03.84; опубликовано 07.11.85; бюл. № 41.

73. Александрович Г. В. Тепловой трубчатый расходомер / Г. В. Александрович, В. Н. Колесов // Заводская лаборатория. – 1967. – № 3. – С. 380–382.
74. Пат. 6446504В1 США, МКИ G 01 F1/68. Constant temperature gradient differential thermal mass flow sensor / Thomas O. Maginnis, Ir. Dracut. – № 09539109; заявлено 30.03.2000; опубликовано 10.09.2002.
75. Игумнов Н. Н. Термопреобразователь скорости потока / Н. Н. Игумнов // Измерительная техника. – 1986. – № 6. – С. 76–78.
76. Коротков П. А. Неконтактные расходомеры с полупроводниковым нагревателем / П. А. Коротков, Д. В. Беляев, Я. Б. Рукин // Известия вузов. Приборостроение. – 1965. – № 4. – С. 123–126.
77. Опыт изготовления первичных преобразователей неконтактных расходомеров / [Н. В. Долецкий, М. А. Новоселова, Д. В. Беляев, З. А. Шишкин] // Приборы и системы управления. – 1973. – № 11. – С. 46–47.
78. Пат. 2277699 Российской Федерации, МКИ G 01 F 1/00. Электромагнитный датчик расхода / Пасечник Н. В., Сивак Б. А., Прохоров А. В., Коптев В. С., Грачев В. Г., Солодовник Ф. С. (RU). – № 20041381–10; заявлено 27.12.04; опубликовано 10.06.2006.
79. А.с. 1117449 СССР, МКИ G 01 F 1/58. Электромагнитный расходомер с частотным выходом / А. А. Вирбалис, Б. Н. Кришчюнас (СССР). – № 3649803/24–10; заявлено 04.10.83; опубликовано 07.10.84; бюл. № 37.
80. А.с. 1159398 СССР, МКИ G 01 F 1/56. Бесконтактный измеритель расхода жидких металлов / В. Н. Типикин, Б. В. Кебадзе, М. Н. Арнольд, В. П. Козлов (СССР). – № 3225592/24–10; заявлено 29.12.80; опубликовано 23.08.88; бюл. №31.
81. А.с. 1012026 СССР, МКИ G 01 F 1/58. Электромагнитный расходомер с частотным выходом / А. А. Вирбалис, С. С. Берташюс, А. П. Радшюнас, Р. С. Вайкакас (СССР). – № 3313088/18–10; заявлено 09.07.81; опубликовано 15.04.83; бюл. №14.
82. А.с. 1015252 СССР, МКИ G 01 F 1/58. Электромагнитный расходомер с частотным выходом / В. Л. Вирбалене, П. И. Мицкунене, Б. Н. Кришчунас (СССР). – № 3229772/18 – 10; заявлено 04.01.81; опубликовано 30.04.83; бюл. №16.

83. Корсунский Л. М. Развитие электромагнитных расходомеров / Л. М. Корсунский // Приборы и системы управления. – 1972. – № 9. – С. 28–31.
84. Михеев М. А. Основы теплопередачи / М. А. Михеев. – М. : Госэнергоиздат, 1956. – 390 с.
85. Абрикосов А. А. Основы теории металлов / А. А. Абрикосов. – М. : Наука, 1987. – 519 с.
86. Красильникова В. В. Моделирования тепловых режимов интегральных теплопреобразователей / В. В. Красильникова. // Приборы и системы управления. – 1991. – № 7. – С. 16–17.
87. Осадчук В. С. Дослідження теплових режимів мікроелектронного частотного перетворювача магнітного поля / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, О. Г. Яровенко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 3. – С. 47 – 51.
88. А.с. 1675908 СССР, МКИ G 06 F 15/46. Способ теплового контроля качества объемных интегральных схем / Осадчук В. С., Паламарчук Е. А., Стронский В. В., Яровенко А. Г. (СССР). – № 4617305/24; заявлено 06.12.88; опубликовано 07.09.91; бюл. № 33.
89. Осадчук В. С. Математична модель температурного перетворювача на основі транзисторної структури з від'ємним опором / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 3. – С. 47–51.
90. Березин А. С. Технология и конструирование интегральных микросхем / А. С. Березин, О. Ф. Мочалкина. – М. : Радио и связь, 1983. – 231 с.
91. Беляев Н. М. Термодинамика: Учебное пособие / Н. М. Беляев – К. : Вища школа, 1987. – 343 с.
92. Смирнов М. М. Дифференциальные уравнения в частных производных второго порядка / М. М. Смирнов. – М. : Наука, 1964. – 206 с.
93. Бронштейн Н. Н. Справочник по математике / Н. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – М. : Наука, 1981. – 718 с.
94. Потемкин В. Г. Система научных расчетов. В двух томах. Matlab 5.x. Том 1 / В. Г. Потемкин. – М. : Диалог – МИФИ, 1999. – 366 с.
95. Осадчук В. С. Методы построения микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей с частотным принципом работы /

В. С. Осадчук, А. В. Осадчук // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2004. – № 3. – С. 26–33.

96. Осадчук В. С. Фотореактивный эффект в транзисторах со структурой металл-диэлектрик-полупроводник / В. С. Осадчук, С. И. Одобецкий // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34, – № 11. – С. 2387–2393.

97. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчет / [Под ред. Н. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого]. – М. : Советское радио, 1969. – 579 с.

98. Осадчук О. В. Дослідження параметрів генераторів на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 2. – С. 55–60.

99. Ко W. H. Designing tunnel diode oscillators / Ко W. H. // Electronics. – 1961. – Vol. 34, – № 6. – P. 68–72.

100. Семеновський В. К. Время переключения туннельного диода при запуске наклонным фронтом напряжения / В. К. Семеновський // Радиотехника и электроника. – 1962. – Т. 7, – № 12. – С. 2092–2094.

101. Малышев В. А. Об аппроксимации вольтамперной характеристики туннельного промежутка полиномами для квазилинейного анализа особенностей его работы / В. А. Малышев // Радиотехника и электроника. – 1965. – Т. 10, – №9. – С. 1635–1638.

102. Сидоров А. С. Теория и проектирование нелинейных импульсных схем на туннельных диодах / А. С. Сидоров. – М. : Советское радио, 1971. – 262 с.

103. Микроэлектронные устройства СВЧ. Учебное пособие. [Под редакцией проф. Г. П. Веселова]. – М. : Высшая школа, 1988. – 280 с.

104. Баркан В. Ф. Проектирование радиотехнических устройств / В. Ф. Баркан, В. К. Жданов. – М. : Оборонгиз, 1963. – 515 с.

105. Стабильность частоты генератора на туннельном диоде при изменении питающего напряжения. Полупроводниковые приборы и их применение / [Кемпе Ф., Попов Н. А.]; Под ред. Я. А. Федотова. – Вып. 11, 1964. – С. 208–206.

106. Бенинг Ф. Отрицательное сопротивление в электронных схемах / Ф. Бенинг. – М. : Советское радио, 1975. – 286 с.

107. Пат. 34249А Україна, МКІ Н03В 7/00. Напівпровідниковий генератор електричних коливань / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ковальчук О. М., Семеренко М. М. – № 99063411; заявлено 18.06.1999; опубліковано 15.02.2001; бюл. №1.
108. Пат. 24375 Україна, МКІ Н03В 7/00. Електрично керований генератор гармонійних коливань / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Осадчук Є. В. – № 97041546; заявлено 02.04.97; опубліковано 17.07.98.
109. Осадчук В. С. Аналіз роботи генератора на основі транзисторної структури з від'ємним опором / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2000. – № 4. – С. 97–103.
110. Пат. 24002 Україна. МКІ G 01 F 1/34. Витратомір газу / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. – № U200702067; заявлено 26.02.2007; опубліковано 11.06.2007; бюл. №8.
111. Пат. 24005 Україна. МКІ G 01 F 1/34. Мікроелектронний вимірювач витрати газу / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. – № U200702076; заявлено 26.02.2007; опубліковано 11.06.2007; бюл. №8.
112. Пат. 26479 Україна. МКІ G 01 F 1/34. Мікроелектронний пристрій для виміру витрат газу / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А., Ярославцев О. О. – № U200704955; заявлено 03.05.2007; опубліковано 25.09.2007; бюл. №15.
113. Пат. 29964 Україна МКІ G01F 1/34. Мікроелектронний витратомір газу / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А., Ярославцев О. О. – № U200704522; заявлено 23.04.2007; опубліковано 11.02.2008; бюл. №2.
114. Разевиг В. Д. Применение программ Р-САД и Rspise для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2: Модели компонентов аналоговых устройств / В. Д. Разевиг. – М. : Радио и связь, 1992. – 64 с.
115. Ющенко Ю. А. Радіовимірювальний пристрій витрат газу / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Ю. А. Ющенко // Матеріали II Міжнародної науково-практичної конференції «Перспективні інновації в науці, освіті і транспорті. – Одеса, 20-30 червня 2008. – С. 26–30.
116. Мікроелектронний частотний витратомір на основі біполярного і польового транзисторів / [Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А., Ярославцев О. О.] // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – № 3. – С. 173–175.

117. Ющенко Ю. А. Тепловий частотний витратомір газу / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. // Матеріали III Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікації та приладобудування» (СПРТП-2007). м. Вінниця, 31 травня–2 червня 2007 року. – С. 50–52.
118. Ющенко Ю. А. Тепловий витратомір на основі транзисторної структури з від'ємним опором / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. // Вісник Черкаського державного технологічного університету. Спецвипуск. – 2007. – С.221–223.
119. Ющенко Ю. А. Радіовимірювальний перетворювач витрат газу / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. // Тези Міжнародної науково-технічної конференції «Датчики, прилади та системи – 2008». – Гурзуф, 2008. 22-24 вересня 2008. – С.95–96.
120. Yushenko Y. A. Radiomeasuring thermal flowmeter of gas on the basis of transistor structure with the negative resistance / Osadchuk V. S., Osadchuk A. V., Yushenko Y. A. // Electronics and Electrical Engineering. – Kaunas: Technologia. – 2008. – № 4 (84). – С. 89–93.
121. Ющенко Ю. А. Вольт-амперна характеристика витратоміра газу з активним індуктивним елементом / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. // Матеріали II Міжнародної науково-практичної конференції «Наука і технологія – крок у майбутнє –2008», 1-15 березня 2008. – Прага, 2008. Чехія. – С. 58–63.
122. Радіовимірювальний тепловий витратомір з частотним виходом / [Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А., Ярославцев О. О.] // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2008. – № 2 (12). – С. 12–18.
123. Ющенко Ю. А. Мікроелектронний витратомір на основі транзисторної структури з активним індуктивним елементом / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2007. – № 7. – С.89–92.
124. Ющенко Ю. А. Мікроелектронний радіовимірювальний тепловий витратомір газу / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Ющенко Ю. А. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2008. – № 2. – С. 88–93.
125. Мирский Г. Я. Электронные измерения / Г. Я. Мирский. –М. : Радио связь, 1986. – 440 с.

126. Дементьев Ю. В. Семейство микроконтролерів MCS – 51: навчальний посібник / Ю. В. Дементьев. – Вінниця : ВДТУ. – 1998. – 99 с.
127. Шагурин Н. Н. Микропроцессоры и микроконтроллеры фирмы Motorola. Справочное пособие / Н. Н. Шагурин. – М. : Радио и связь, 1998. – 560 с.
128. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: Учебное пособие / [Под ред. В. Н. Нефедова]. – М. : Высшая школа, 2001. – 383 с.
129. Поджаренко В. О. Вимірювання і комп'ютерно-вимірювальна техніка. Навчальний. посібник / В. О. Поджаренко, В. В. Кухарчук. – Київ : НВК ВО, 2001. – 240 с.
130. Росадо Л. Физическая электроника и микроэлектроника / Л. Росадо [Перевод с испанского С. И. Баскакова. Под ред. В. А. Терехова]. – М. : Высшая школа, 1991. – 351 с.
131. Электрические измерения. Учебное пособие. Изд. 4-е / [Под ред. А. В. Фремке]. – Л. : Энергия, 1973. – 424 с.
132. Кухарчук В. В. Аналіз та практична реалізація мікропроцесорного засобу вимірювання кутової швидкості обертання електричних машин / В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1995. – № 2. – С. 12–16.
133. Анализ измерительных информационных систем / [Маликов В. Т., Дубовой В. М., Кветный Р. Н., Исмагулаев П. Р.]. – Ташкент : ФАМ, 1984. – 176 с.
134. Кузьмин И. В. Оценка эффективности и оптимизации АСКУ / Иван Васильевич Кузьмин. – М. : Советское радио, 1971. – 294 с.
135. Байковский В. М. Некоторые аспекты информационного обеспечения управления новой техникой. Сб. «Методические материалы по подготовке докладов о важнейших движениях приборостроения» / В. М. Байковский, Т. В. Кашуба. – М. : Из-во ЦНТИ приборостроения, 1977. – С. 1–38.
136. Осадчук О. В. Математична модель температурного перетворювача на основі транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1999. – № 3. – С. 81–86.
137. Проектирование датчиков для измерения механических величин / [Под. ред. Е. П. Осадчого]. – М. : Машиностроение, 1979. – 480 с.

Наукове видання

**Осадчук Володимир Степанович
Осадчук Олександр Володимирович
Ющенко Юрій Андрійович**

**РАДІОВИМІРЮВАЛЬНІ МІКРОЕЛЕКТРОННІ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ВИТРАТ ГАЗУ
З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ**

Монографія

Редактор Н. Мазур

Оригінал-макет підготовлено О. В. Осадчуком

Підписано до друку 01.09.2012 р.
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.
Гарнітура Times New Roman.
Друк різнографічний. Ум. др. арк. 8,08
Наклад 100 прим. Зам № 2012-151

Вінницький національний технічний університет,
КІВЦ ВНТУ,
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-85-32.
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті,
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі,
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,
ВНТУ, ГНК, к. 114.
Тел. (0432) 59-81-59
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.