

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

**МІКРОЕЛЕКТРОННІ СИГНАЛЬНІ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ  
ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ ПОТОКУ**

Вінниця  
ВНТУ  
2012

УДК 681.586: 621.382  
ББК 32.96-04:32.844.1  
М59

Автори:

**З. Ю. Готра, С. В. Павлов, Р. Л. Голяка, В. Вуйцик,  
О. В. Осадчук, С. С. Куленко**

Рецензенти:

**О. Д. Азаров**, доктор технічних наук, професор

**З. М. Микитюк**, доктор фізико-математичних наук, професор

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки, молоді та спорту України (протокол № 4 від 25 листопада 2010 р.)

**Мікроелектронні** сигнальні перетворювачі теплових сенсорів потоку : монографія / З. Ю. Готра , С. В. Павлов , Р. Л. Голяка та ін. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 240 с.

ISBN 978-966-641-500-7

В монографії розглядаються наукові проблеми розробки інтегральних сигнальних перетворювачів для мікроелектронних теплових сенсорів потоку біомедичного призначення, зокрема, в пристроях вимірювання параметрів дихальної системи, біохімічного аналізу, технологічних процесах фармакології тощо. Пропонуються нові підходи до їх електротеплового моделювання та запропоновано низку сигнальних перетворювачів теплових сенсорів потоку, що базуються на новітній мікроелектронній елементній базі.

Монографія розрахована на фахівців, які працюють в галузі мікроелектроніки, а також може бути корисною студентам і аспірантам відповідного спрямування.

**УДК 681.586: 621.382  
ББК 32.96-04:32.844.1**

**ISBN 978-966-641-500-7**

© З.Готра, С. Павлов, Р. Голяка, В. Вуйцик, О. Осадчук, С. Куленко, 2012

## ЗМІСТ

	Стор.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП .....	6
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ТА ОБГРУНТУВАННЯ ЗАДАЧІ РОЗРОБКИ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СЕНСОРІВ ПОТОКУ ЗАГАЛЬНОГО ТА БІОМЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ.....	7
1.1. Аналіз стану розвитку теплових сенсорів потоку загального та біомедичного призначення .....	7
1.2. Особливості теплового розрахунку теплових сенсорів потоку загального та біомедичного призначення.....	19
1.3. Тенденції розвитку інтегральних сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв.....	28
1.4. Аналіз інтегральних сигнальних перетворювачів мікроелектронних теплових сенсорів потоку загального та біомедичного застосування.....	30
1.5. Особливості температурного розподілу в біомедичних об'єктах .....	40
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ТА ЕЛЕКТРОТЕПЛОВЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРВИННИХ КІЛ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ ПОТОКУ.....	44
2.1. Математична модель теплового поля інтегральної структури .....	45
2.2. Електротеплове моделювання вимірювальних перетворювачів в імпульсних режимах роботи.....	53
2.3. Електротеплове моделювання температурно-залежних вольт-амперних характеристик резистивних перетворювачів.....	62
2.4. Електротеплове моделювання температурно-залежних ВАХ перетворювачів діодного типу.....	73
2.5. Електротеплове моделювання температурно-залежних ВАХ перетворювачів транзисторного типу .....	78
РОЗДІЛ 3. АНАЛІЗ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КІЛ ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ ПОТОКУ.....	84
3.1. Вимірювальні кола одинарних інтегрованих резистивних перетворювачів.....	84
3.2. Вимірювальні кола диференційних інтегрованих резистивних перетворювачів.....	94

3.3. Вимірювальні кола диференційних сенсорів температури.....	105
<b>РОЗДІЛ 4. СХЕМОТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ БІОМЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ.....</b>	<b>122</b>
4.1. Рекомендації щодо побудови контролерів температурного режиму .....	123
4.2. Схемотехнічна реалізація диференціального термометра .....	145
4.3. Практична реалізація сигнальних перетворювачів теплових сенсорів потоку біомедичного призначення.....	152
<b>РОЗДІЛ 5. ЧАСТОТНІ ПЕРВИННІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР.....</b>	<b>165</b>
5.1. Резонансні первинні вимірювальні перетворювачі.....	155
5.2. Обґрунтування методики розрахунку автогенераторних вимірювальних перетворювачів на основі методу Ляпунова.....	168
5.3. Розрахунок перетворювачів температури з резонансним контуром на основі двозатворного МДН-транзистора...	169
5.4. Перетворювачі температури на основі МДН-транзисторних структур.....	176
5.5. Напівпровідникові вимірювачі температури на основі двох МДН-транзисторів.....	183
5.6. Частотні перетворювачі температури на основі біполярних транзисторів.....	197
5.7. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з термоопором.....	207
5.8. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом....	211
<b>ПІДСУМКИ.....</b>	<b>217</b>
<b>ЛІТЕРАТУРА.....</b>	<b>219</b>
<b>ДОДАТКИ.....</b>	<b>229</b>

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП	аналого-цифровий перетворювач
БІ	біомедична інформація
ВП	вимірювальний перетворювач
ІЧ	інфрачервоний
МП	мікропроцесор
ПЗ	програмне забезпечення
СП	сенсор потоку
ТА	термоанемометр
ISFET	Ion Selective Field Effect Transistor
LTCC	Low Temperature Coffered Ceramics
MEMS	Micro-Electromechanical Systems

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Розвиток сучасної діагностичної апаратури біомедичного призначення характеризується стрімким розширенням фізичних методів вимірювального перетворення функціональних можливостей, підвищенням технічних характеристик, широким впровадженням мікроелектронних технологій та мікропроцесорної техніки. Ці тенденції яскраво проявляються в одному з важливих класів діагностичної апаратури – пристроях вимірювання швидкості потоку газів та рідин (сенсорах потоку), що застосовуються для вимірювання параметрів дихальної системи (зокрема, при астматичних захворюваннях), в системах штучного дихання, засобах біохімічного аналізу. Крім того, сенсори потоку знаходять широке застосування в технологічних процесах фармакології та пристроях екологічного моніторингу.

З точки зору біохімічної сумісності матеріалів, високої надійності функціонування, мінімального впливу на параметри досліджуваного потоку та можливості вимірювати як малі, так і великі потоки рідин та газів пріоритетність в біомедичній апаратурі мають теплові сенсори потоку (термоанемометри, thermal flow sensors, hot-wire anemometer) – пристрої, вимірювальна здатність яких базується на визначенні температурного поля в локально нагрітій речовині потоку.

Розвитку наукового напрямку сигнальних перетворювачів теплових сенсорів потоку загального та біомедичного призначення потрібно завдячити, насамперед, видатним науковцям, відомих вітчизняної та зарубіжної шкіл: З. Ю. Готри, В. С. Осадчука, О. В. Осадчука, О. Д. Азарова, Р. Л. Голяки, В. С. Гутнікова, а також Allen B. Holmes, Richard Miller, David W. Spitzer, N. T. Nguyen, D. Lee та ін.

Актуальність проблеми розробки нового покоління інтегральних сигнальних перетворювачів для мікроелектронних теплових сенсорів потоку обумовлена декількома факторами. По-перше, структурно-схемні рішення, що застосовуються в традиційних сигнальних перетворювачах, зокрема, для вимірювальних кіл терморезистивного типу, не забезпечують вимог щодо мінімізації енерговитрат мікроелектронних теплових сенсорів потоку. По-друге, з переходом на низьковольтні джерела живлення набуває особливої важливості мінімізація паразитного впливу на результат вимірювання опорів ліній передач сигналу. По-третє, в процесі розробки сенсорних пристроїв вимірювання швидкості потоку повинні враховуватися всі вимоги щодо їх відповідності сучасним напрямкам розвитку мікроелектронних сенсорів, зокрема, інтерфейсна сумісність, можливість програмного керування процесом вимірювання, розширені функціональні можливості, відповідність стандарту до інтелектуальних сенсорів IEEE1451.2 Intelligent Sensors, відповідність вимогам до техніки біомедичного призначення тощо.

Тому, принципово важливою є реалізація отриманих в роботі підходів на сучасній елементній базі, зокрема, інтегральних високопрецизійних CMOS rail-to-rail операційних підсилювачах, двонаправлених мультиплексорах типу ADG, мікроконвертерах типу ADuC, потужних D-MOS HEX FET транзисторах тощо. Таким чином, задача розробки сучасних інтегральних сигнальних перетворювачів мікроелектронних теплових сенсорів потоку виходить за межі інженерних підходів та вимагає нових підходів та наукових досліджень.

# 1 АНАЛІЗ ТА ОБГРУНТУВАННЯ ЗАДАЧІ РОЗРОБКИ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ ПОТОКУ ЗАГАЛЬНОГО ТА БІОМЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

## 1.1. Аналіз стану розвитку теплових сенсорів потоку загального та біомедичного призначення

Тепловий сенсор потоку (термоанемометр, thermal flow sensors, hot-wire anemometer) – це пристрій вимірювання швидкості потоку рідини чи газу, який базується на принципі вимірювання температурного поля локально нагрітої речовини потоку [40–43].

Розрізняють декілька базових методів формування сигналу обумовленого швидкістю потоку. В найпростішому методі вимірюють температуру розміщеного в потоці нагрівника – із збільшенням швидкості потоку, внаслідок тепловіддачі, температура нагрівника зменшується. Більш прогресивні методи передбачають локальний нагрів середовища потоку та вимірювання різниці температур в потоці в областях до (S1) та після (S2) нагрівника (heater) в напрямку поширення потоку (рис. 1.1). Це дозволяє, по-перше, вимірювати не лише швидкість потоку, але і його напрям, і, по-друге, мінімізувати вплив на результат вимірювання температури речовини потоку.

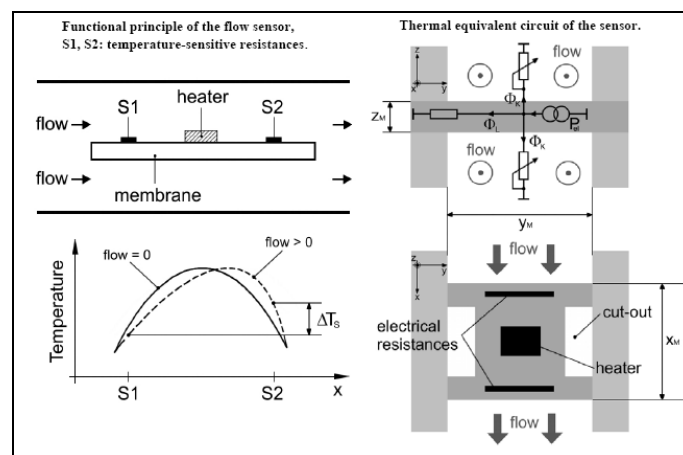


Рисунок 1.1 – Структура та функціональний принцип роботи мікроелектронних теплових сенсорів потоку

Розрізняють статичні та динамічні (часозалежні генераційні вимірювальні перетворювачі, Thermal Time-of-Flight Mode Transducers) схеми формування інформативного сигналу, зокрема, як це показано на прикладі біомедичного теплового сенсора потоку з інтегрованим сигнальним перетворювачем (рис. 1.2) [44–47].

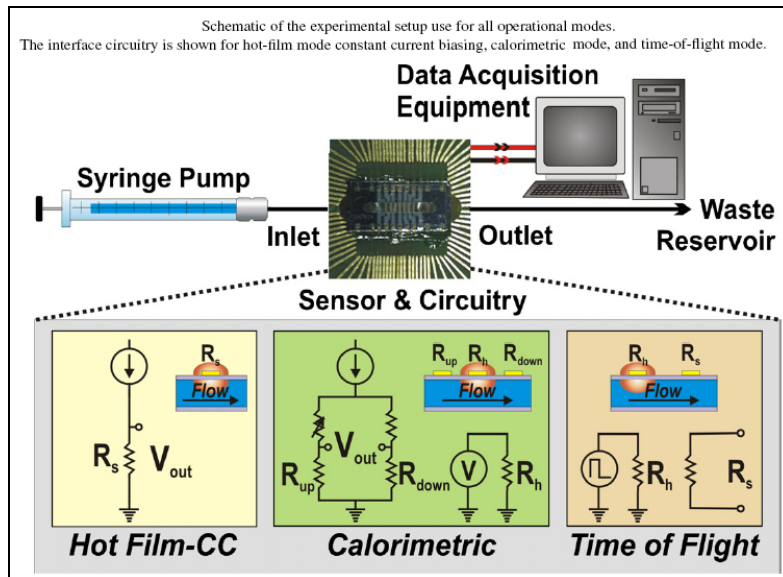
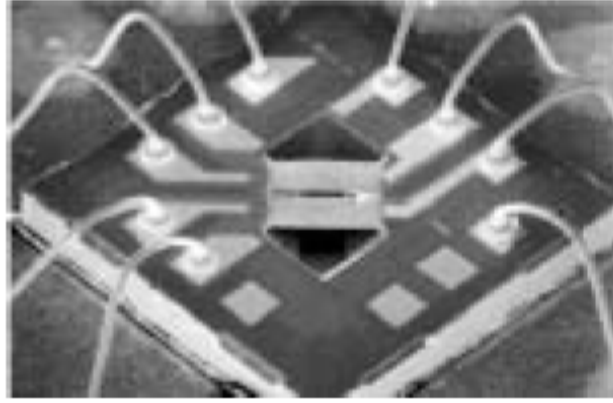


Рисунок 1.2 – Принципи формування сигналу в теплових сенсорах потоку

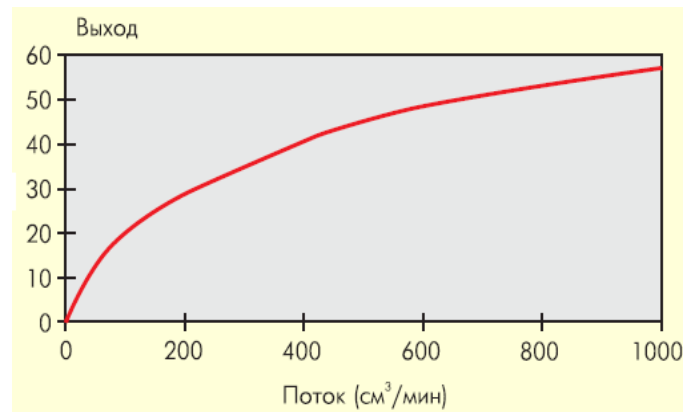
При необхідності вимірювати значні об'єми потоків в магістралі великого діаметра в останній формують байпасну (паралельно під'єдану до основної магістралі) трубку невеликого діаметра, потік в якій є пропорційним до потоку в магістралі. Вимірюючи швидкість потоку лише в байпасній трубці та апроксимуючи отриманий результат вимірювання на швидкість потоку в основній магістралі, досягають зменшення енерговитрат на нагрів потоку та мінімізують температурний вплив теплового витратоміра на потік в цілому.

В низці функціонально-структурних вирішень теплових сенсорів потоку їх сенсори різницевої температури поєднують з нагрівачами. В такому випадку сенсор потоку складається з двох функціонально інтегрованих елементів, кожний з яких нагрівається і, характеризуючись відомим значенням температурного коефіцієнта опору, забезпечує можливість формування сигналу про температуру. Температура першого в напрямку поширення потоку функціонально інтегрованого елемента є меншою відносно другого, аналогічного за розмірами та енергією нагріву, елемента, що обумовлено теплопереносом між цими елементами середовищем потоку. Приклад реалізації мікроелектронного сенсора потоку на основі функціонально інтегрованих елементів терморезистивного типу, зокрема моделі AWM2100V, – світового лідера в галузі мікроелектронної сенсорної електроніки фірми Honeywell наведено на рис. 1.3 [48].





а)



б)

Рисунок 1.3 – Мікроелектронна MEMS структура (а) теплового сенсора потоку та його типова характеристика (б)

Мембранна структура сенсора, що забезпечує мінімальне значення теплопередачі між функціонально інтегрованими елементами та чіпом інтегральної схеми, формується технологією кремнієвих MEMS структур (Micro-Electromechanical-Systems, Мікро-Електро-Механічні Системи). Габарити сенсора потоку на основі MEMS структури типово не перевищують декількох міліметрів при розмірах чутливих елементів (зокрема, функціонально інтегрованих елементів) порядку 100 мкм.

Важливе значення в теплових сенсорів потоку має також режим нагріву та взаємне розміщення сенсорів різницевої температури відносно нагрівника, зокрема про це йдеться в [49].

Новітній напрям Art of Science (мистецтво науки) теплових сенсорів потоку представлений багатодіапазонним MEMS сенсором потоку на основі матриці функціонально інтегрованих елементів [50]. Конструкцію такого сенсора показано на рис. 1.4, розподіл температури елементів – на рис. 1.5, а його зовнішній вигляд та приклад функціональної характеристики – на рис. 1.6.

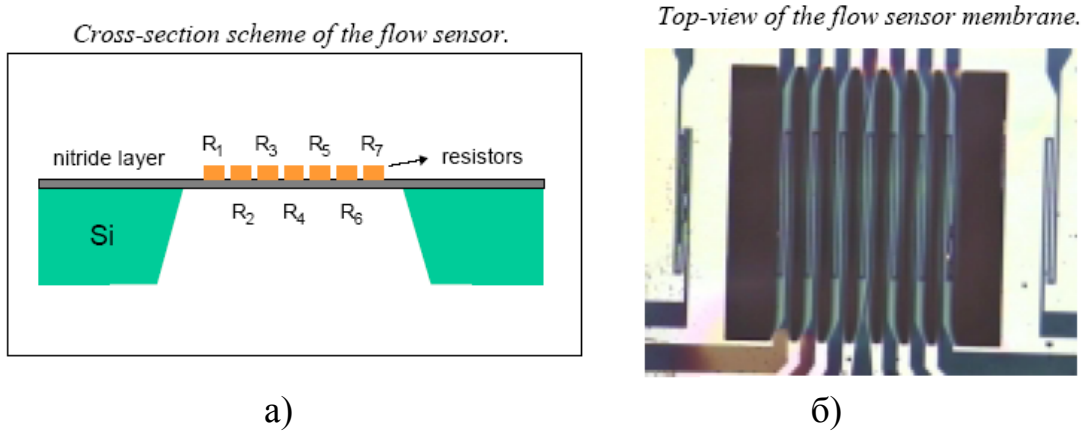


Рисунок 1.4 – Конструкція (схематичний поперечний переріз) теплового матричного MEMS сенсора потоку (а) та його фотографія (б)

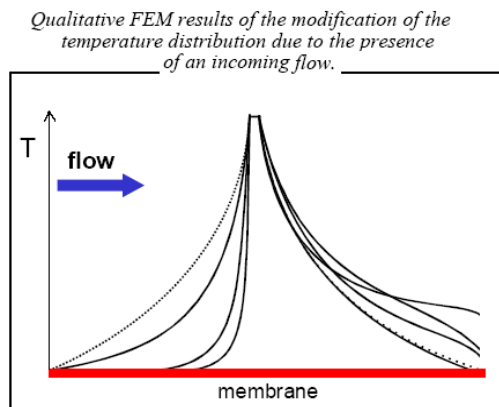


Рисунок 1.5 – Розподіл температури в теплому матричному сенсорі потоку

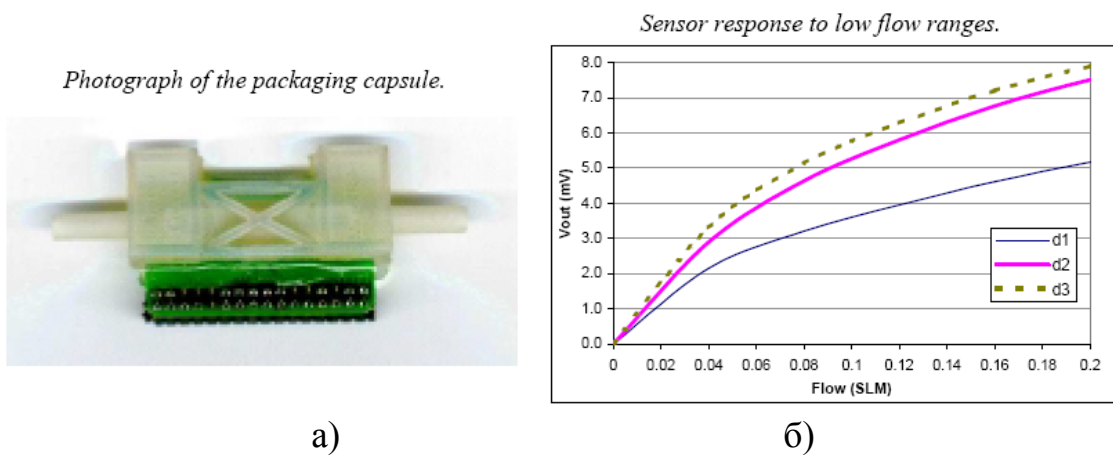


Рисунок 1.6 – Фотографія (а) та приклад функціональної характеристики (б) теплового матричного сенсора потоку

Конструкція, принцип формування сигналу та функціональні характеристики матричного сенсора потоку, що базується на частотному

методі формування інформативного сигналу (Thermal Time-of-Flight Mode), показані, відповідно, на рис. 1.7, 1.8 [51]. Такий метод забезпечує подальше зменшення енергоспоживання та можливість мікропроцесорного сигнального перетворення без використання аналого-цифрових перетворювачів.

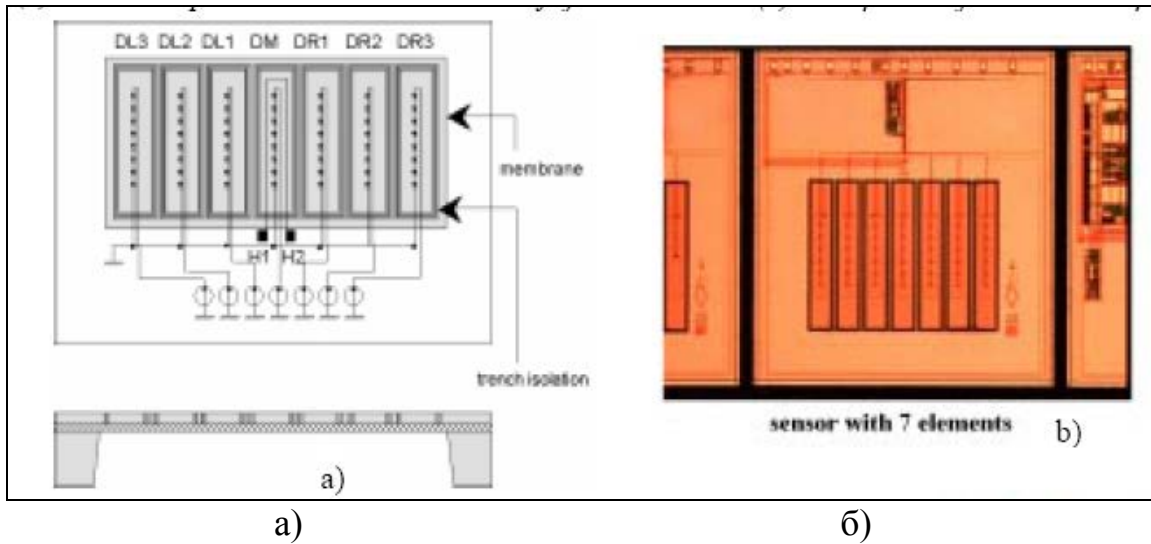


Рисунок 1.7 – Конструкція (а) та зовнішній вигляд (б) матричного Thermal Time-of-Flight Mode сенсора потоку

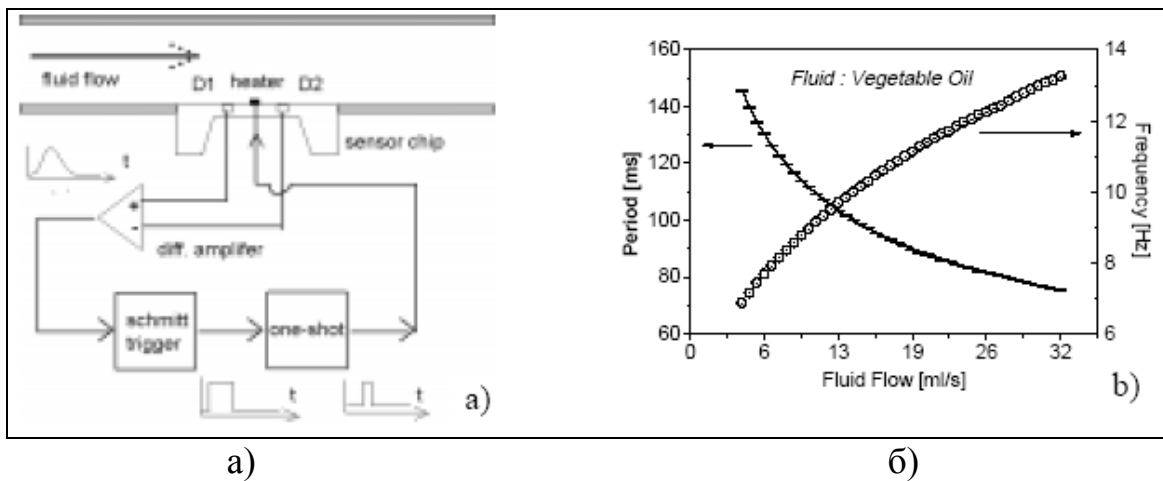


Рисунок 1.8 – Функціональна схема формування сигналу (а) та характеристики перетворення (б) матричного Thermal Time-of-Flight Mode сенсора потоку

Переважає більшість розглянутих вище теплових сенсорів потоку ще не отримали промислового впровадження – наведені публікації свідчать про реалізацію лише лабораторних зразків. Тому, з метою

більш повного представлення сучасного стану розвитку теплових сенсорів потоку, наведемо декілька прикладів масових та комерційно доступних пристроїв такого типу. Це, зокрема, теплові сенсори потоку компанії ELDRIDGE products Inc. (рис. 1.9), термоанемометри А-471 (рис. 1.10), Testo 405 (рис. 1.11) та Testo 425 (рис. 1.12), що представлені на ринку України Асоціацією «Індустрія-Україна» [52, 53]. Область застосування останніх – моніторинг умов праці на виробництвах, техніка безпеки, екологія тощо

**ELDRIDGE PRODUCTS INC - Thermal Gas Mass Flow Measurement and Control Instrumentation**

Eldridge Products Inc - Abbreviated as EPI, has more than 20 years experience in the design and production of thermal mass flow meters and flow switches.

The Eldridge Master-Touch flowmeters include microprocessor technology and remains at the forefront of thermal gas mass flow instrumentation.

Eldridge manufactures a range of in-line and insertion style thermal mass flow meters with integral and remote electronics options. Single point and multipoint units as well as the new Thermal Flow Averaging tube is unique to Eldridge Products Inc.

Рисунок 1.9 – Інформаційні матеріали компанії ELDRIDGE products Inc

**А-471 Цифровой термо-анемометр**

**А-471 Цифровой термо-анемометр**

Четыре выбираемых при эксплуатации диапазона от 500 до 15000 футов/мин

Цифровые термо-анемометры серии 471 представляют собой универсальные приборы с двумя функциями, которые быстро и легко определяют скорость воздушного потока, либо в футах в минуту, либо метрах в секунду, а также температуру воздуха в F или C. Высококонтрастный ЖК дисплей показывает, как выбранный диапазон, так и текущую скорость.

В условиях плохой освещенности хорошая видимость обеспечивается достаточной задней подсветкой. Для экономии батареи через 2-1/2 минуты подсветка автоматически выключается. Есть предупреждение о низкой емкости батареи. В модели 471 на зонде из нержавеющей стали с удобной ручкой выгравирована маркировка глубины погружения для 0-8 дюймов и 0-20 см. В полностью

**Модели**

Номер диапазона	Скорость, футов/мин (FPM)	Скорость, м/сек (MPS)	Точность
1	0-500	0-3,0	±3% F.S.
2	0-1500	0-7,0	±3% F.S.
3	0-5000	0-30	±4% F.S.
4	0-15000	0-75	±5% F.S.

Номера модели

Модель 471-1  
Модель 471-2  
Модель 471-3


Цифровой термо-анемометр включает батарею, антистатический браслет, 6-ступенчатое сверло, сумку для переноски и инструкции.

Цифровой термо-анемометр с телескопическим зондом включает батарею, антистатический браслет, 6-ступенчатое сверло, сумку для переноски и инструкции.

Цифровой термо-анемометр с телескопическим изгибаемым наконечником включает батарею, антистатический браслет, 6-ступенчатое сверло, сумку для переноски и инструкции.

Рисунок 1.10 – Коротка характеристика термоанемометра А-471


### Компактный термоанемометр testo 405 с поворотной головкой



- Дисплей на гибком шарнире с фиксатором.
- Точные "профессиональные сенсоры" впервые применяемые в недорогих приборах Стик-Класса.
- Управление при помощи одной кнопки.
- Большой и удобный для считывания данных дисплей.
- Встроенный колпачок для защиты датчиков влажности и скорости.
- Пользователь может легко заменить батарейки.
- Многофункциональный держатель (только для Стиков м/с, % ОВ и °С).
- Фиксатор для газопроводов (только для Стиков % ОВ и м/с).

<b>Диапазон изм.:</b>	0...5 м/с при -20...0 °С 0...10 м/с при 0...+50 °С 0...99990 м³/ч -20...+50 °С
<b>Разрешение:</b>	±0,01 м/с / ±0,1 °С
<b>Погрешность:</b>	±5 % от изм. знач. ±0,10 м/с (до 2 м/с) ±0,30 м/с (свыше 2 м/с) ± 0,5 °С
<b>Рабочая темп.:</b>	0...+50 °С
<b>Темп. хранения:</b>	-20...+70 °С
<b>Тип батареек:</b>	3 шт. размер AAA
<b>Ресурс батареек:</b>	Около 25 ч.
<b>Зонд:</b>	Ø 12/16 мм, Длина: около 300 мм
<b>Самоотключение:</b>	Через 5 мин.
<b>Гарантия:</b>	1 год

Рисунок 1.11 – Коротка інформація термоанемометра Testo 405



**testo 425**

Компактный анемометр testo 425 со стационарно подсоединенным обогреваемым зондом температуры/скорости воздуха и телескопической рукояткой.

Объемный расход отображается непосредственно на дисплее. Точный расчет объемного расхода благодаря тому, что зонд легко помещается в воздуховод. Также возможно переключение на отображение показаний текущей температуры.

Функция усреднения по времени и количеству замеров, позволяет получить усредненные значения объемного расхода, скорости потока и температуры.

Мин/макс значение можно также увидеть на дисплее. Функция Hold позволяет зафиксировать текущие данные измерений на дисплее.

Технические данные		
Тип зонда	Обогреваемый	NTC
Диапазон измер.	0 до +20 м/с	-20 до +70 °С
Погрешность ±1 цифра	±(0.03 м/с +5% от изм. зн.)	±0.5 °С (0 до+60 °С) ±0.7 °С (в ост. diap.)
Разрешение	0.01 м/с	0.1 °С
Рабочая темп.	-20 до +50 °С	Габариты
Темп. хранения	-40 до +85 °С	182 x 64 x 40 мм
Тип батареек	Алкалиновая	Вес
Ресурс батареек	20 ч	285 г
		Материал/корпус
		ABS
		Гарантия
		2 года

Рисунок 1.12 – Коротка інформація термоанемометра Testo 425

Розглянемо більш детально теплові сенсори потоку біомедичного призначення. Цій тематиці присвячено низку інформаційних ресурсів,



які відображають, зокрема, специфіку пристроїв біомедичного призначення [131–135], наукові роботи зі створення сенсорів потоку біомедичного призначення в лабораторіях Bio-MEMS & Microsystems Laboratory of University of South Florida (рис. 1.13) [54] та State of Utah Center of Excellence for Biomedical Microfluidics (рис. 1.14) [55].

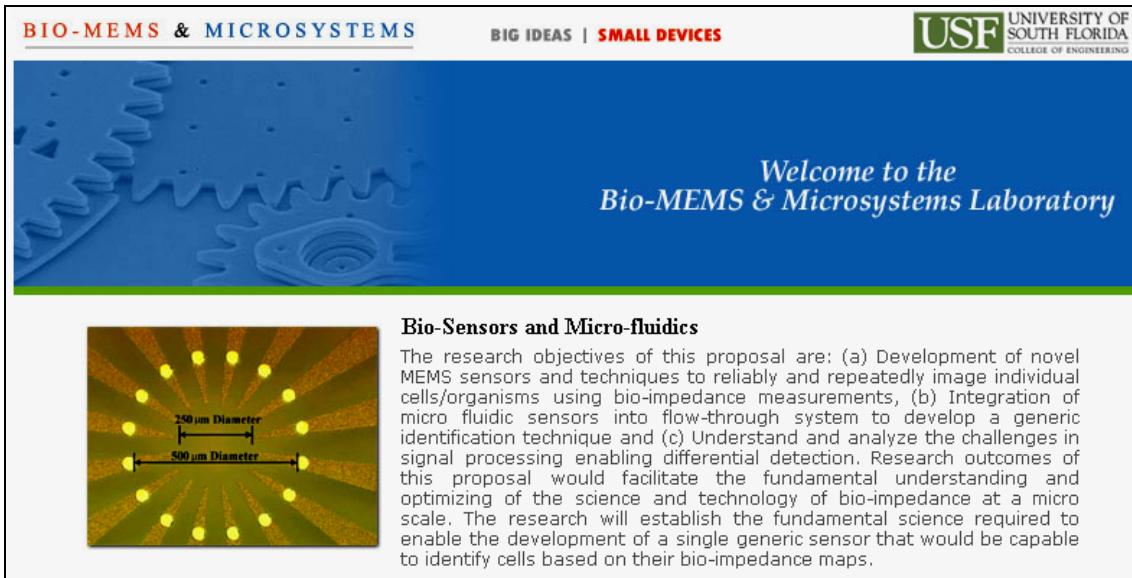


Рисунок 1.13 – Інформаційний ресурс Bio-MEMS & Microsystems Laboratory of University of South Florida

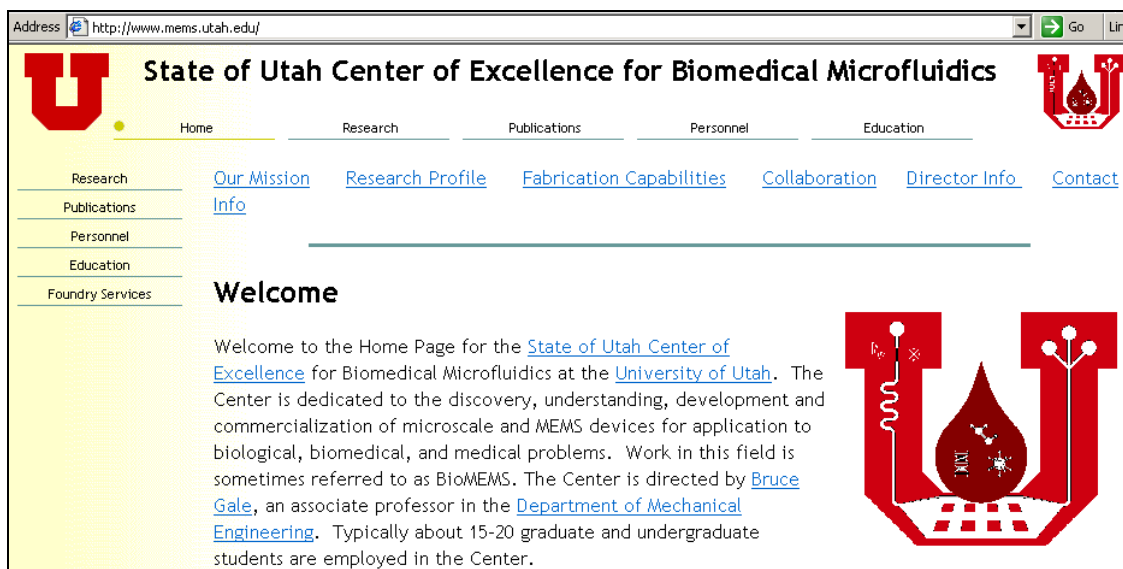


Рисунок 1.14 – Інформаційний ресурс State of Utah Center of Excellence for Biomedical Microfluidics

Основними вимогами до сенсорів потоку біомедичного призначення є біохімічна сумісність матеріалів та здатність вимірювати малі

значення швидкості (масопереносу) досліджуваного потоку рідини чи газу. У випадку використання цих сенсорів для дослідження параметрів дихальної системи основною вимогою є мінімальна інертність та ергономічні показники. Сенсори для біомедичних in-situ досліджень повинні характеризуватися мінімальними габаритами та енергоспоживанням.

Зокрема, на рис. 1.15 наведено конструкцію та функціональну характеристику мікроелектронного сенсора потоку біомедичного призначення [47]. Сенсор виготовлено на основі LTCC (Low Temperature Coffered Ceramics) кераміки з використанням елементів товстоплівкової технології, що забезпечує біохімічну сумісність з досліджуваними рідинами.

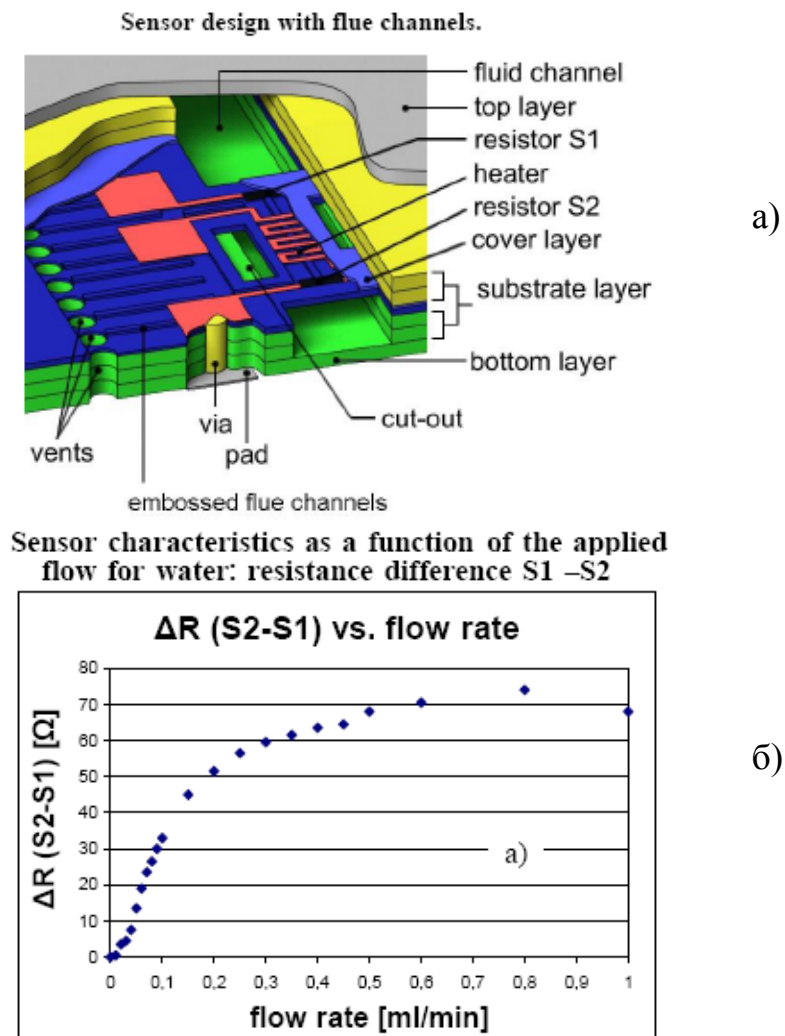


Рисунок 1.15 – Конструкція (а) та функціональна характеристика (б) LTCC мікроелектронного сенсора потоку біомедичного призначення

Іншим характерним прикладом сенсора потоку біомедичного призначення є мікроелектронний модуль на основі біосумісної MEMS матриці [46]. Матриця сенсора реалізована на основі біосумісної парилінової мембрани (Parylene C Membrane) з платиновими сенсорними елементами. З метою покращення термічної ізоляції теплового сенсора потоку його мембрана «підвішена» над балочним мікромеханічним каналом, виготовленим з кремнію. Принцип функціонування та конструкція сенсора показані на рис. 1.16, послідовність формування його структури – на рис. 1.17, а зовнішній вигляд – на рис. 1.18. Широкий набір функціональних характеристик вказаного сенсора потоку в різноманітних режимах його роботи можна бачити на рис. 1.19–1.22.

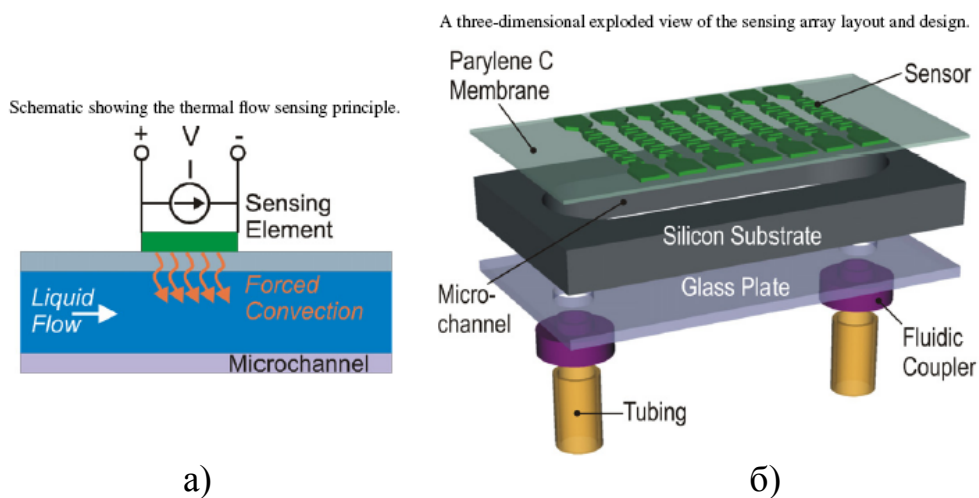


Рисунок 1.16 – Принцип функціонування (а) та конструкція (б) мікроелектронного сенсора потоку біомедичного призначення на основі Parylene C Membrane [46]

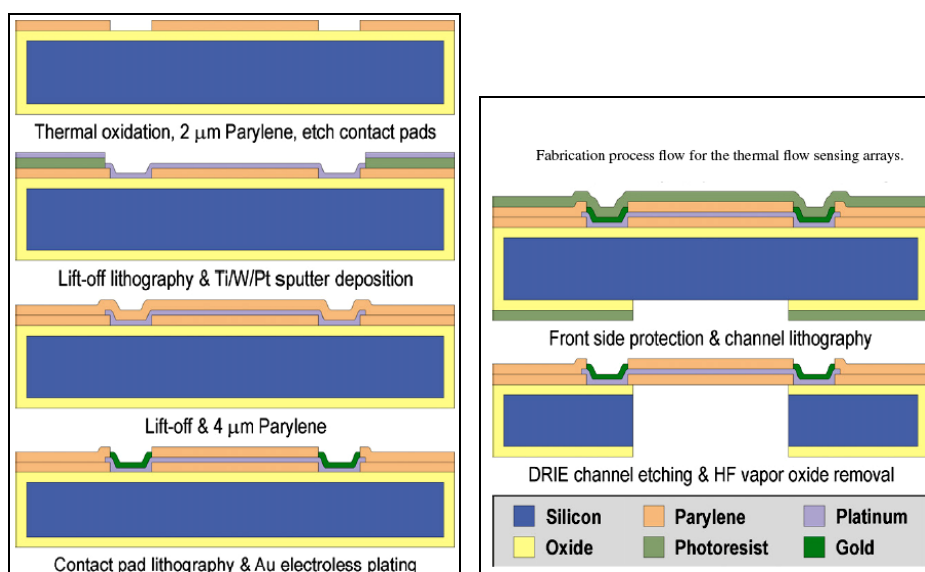


Рисунок 1.17 – Послідовність формування структури сенсора потоку [46]



Photographs of completely packaged thermal flow sensing arrays.

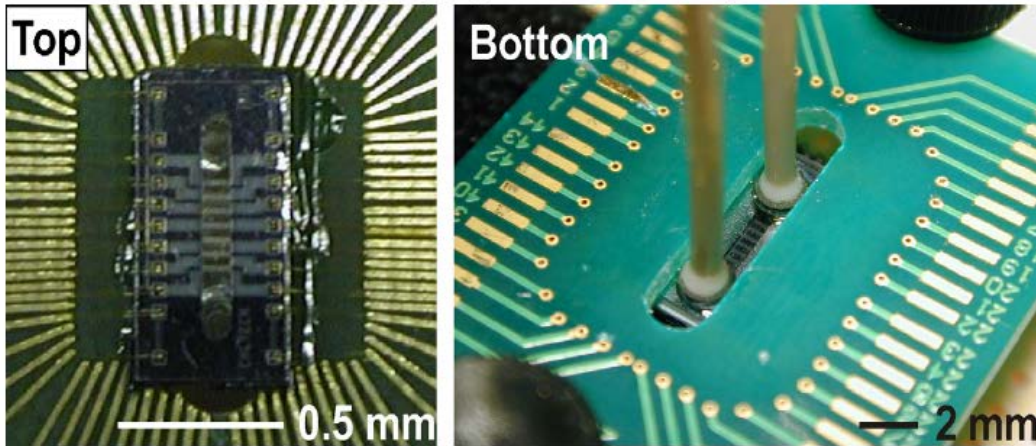


Рисунок 1.18 – Зовнішній вигляд сенсора потоку [46]

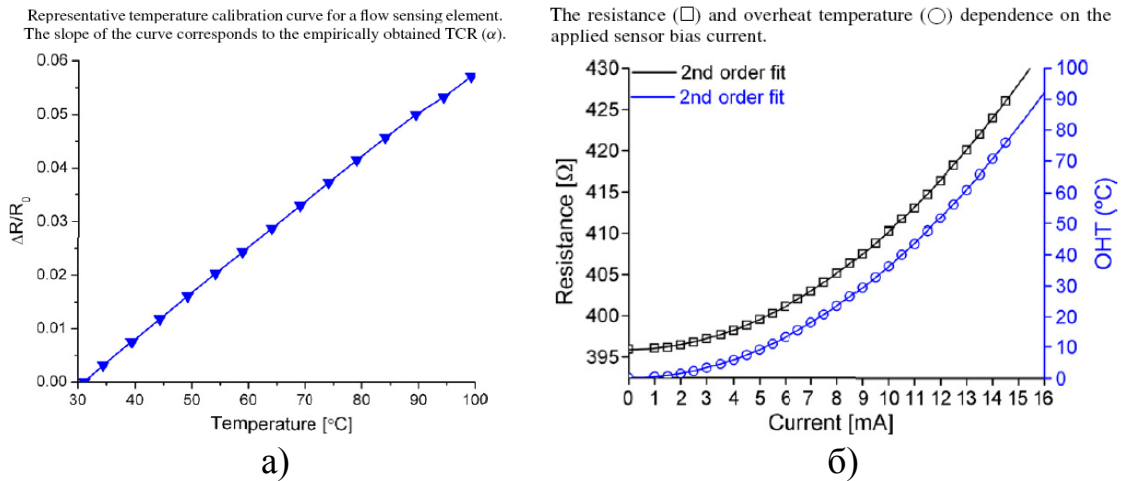


Рисунок 1.19 – Температурна (а) та струмова (б) терморезистивних елементів сенсора потоку [46]

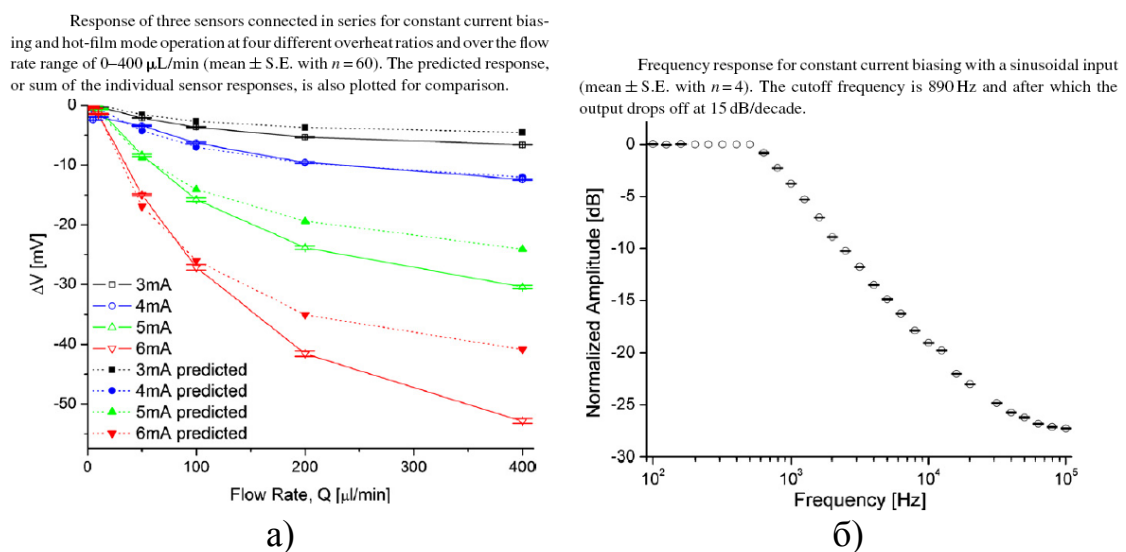


Рисунок 1.20 – Функціональна (а) та частотна (б) характеристики сенсора потоку [46]

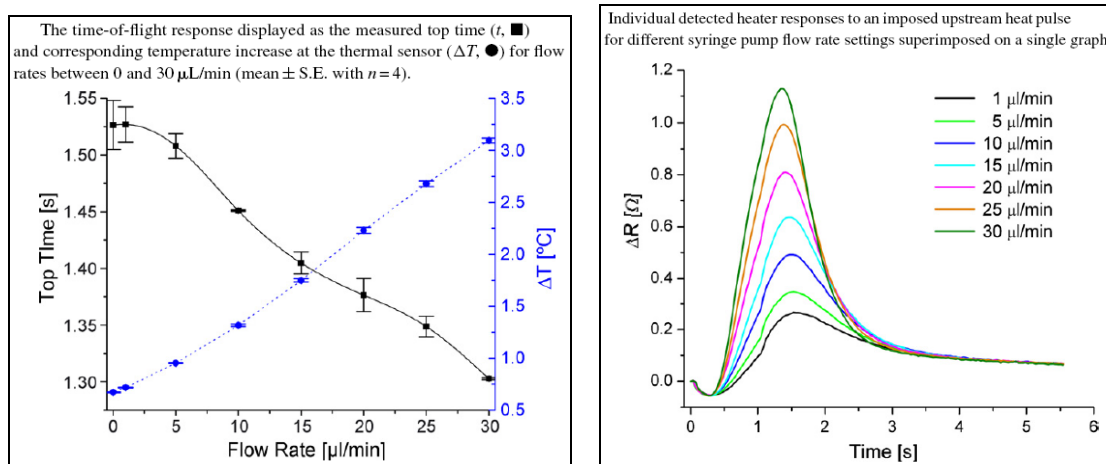


Рисунок 1.21 – Часові функціональні характеристики сенсора потоку [46]

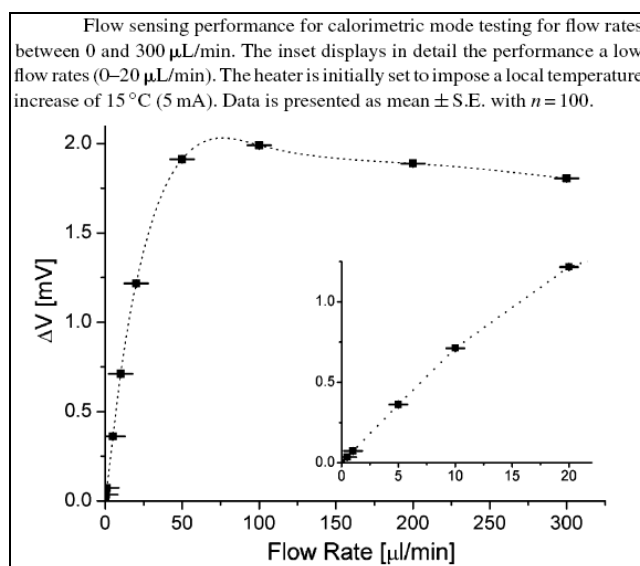


Рисунок 1.22 – Функціональна характеристика сенсора потоку при великій та малій швидкості потоку [46]

Аналіз характеристик розглянутих сенсорів дозволяє зробити низку важливих з точки зору задач цієї роботи висновків.

По-перше, сучасні мікроелектронні сенсори потоку, і зокрема сенсори біомедичного призначення, характеризуються значним різноманіттям принципів формування сигналу – від елементарних лінійних перетворювачів на основі одного чутливого елемента і до нелінійних (генераційних, часозалежних) перетворювачів на основі матриць функціонально інтегрованих елементів. Реалізація цих принципів ставить задачу розробки відповідних сигнальних перетворювачів, що відповідають вимогам сучасної мікроелектроніки.

По-друге, розширення діапазону вимірювання швидкості потоків має значну проблематику – характеристика перетворення сенсорів, що дозволяють вимірювати малі потоки, стає дуже нелінійною при збільшенні швидкості потоку. При певних критичних значеннях швидкості спостерігається екстремум функції перетворення, і це робить неможливим вимірювання як малих, так і великих швидкостей. Вирішення цієї проблеми потребує відповідного керування тепловою потужністю нагрівачів сенсора та низки інших схемотехнічних вирішень.

По-третє, актуальною залишається проблема енергоспоживання теплових сенсорів потоку. Особливо це характерно при живленні сенсорів біомедичного призначення від автономних, тобто малогабаритних малопотужних низьковольтних електрохімічних елементів. Адже нагрів речовини потоку в порівнянні з енергоспоживанням сучасних мікропотужних CMOS інтегральних схем вимагає суттєво більшої енергії. Крім того, із зменшенням напруги живлення (для малогабаритних автономних джерел живлення – це типово не більше 3 В), необхідно зменшувати і опір нагрівних елементів. При використанні функціонально інтегрованих елементів, що використовуються як для нагріву, так і для вимірювання температури, зменшення опору (типово до величин менше 100 Ом) призводить до паразитного впливу на результат вимірювання сигнальних ліній. Таким чином, зменшення енергоспоживання (потужності та температури нагріву) призводить до виникнення паразитного впливу опорів сигнальних ліній і, як наслідок, до погіршення функціональних характеристик, зокрема, зменшення точності вимірювання швидкості потоку.

Вирішення цих задач, поряд з низкою інших, мова про які піде далі, стало основним завданням цієї роботи.

## **1.2. Особливості теплового розрахунку теплових сенсорів потоку загального та біомедичного призначення**

У загальному випадку залежність між температурними параметрами термоанемометричного первинного перетворювача та параметрами потоку може бути записана у вигляді рівняння Н'ютона-Ріхмана [1–5]

$$P_n = K_1 \alpha F \Delta t, \quad (1.1)$$

де  $K_1$  – коефіцієнт, який вводиться, оскільки в більшості випадків вимірюється не різниця температур поверхні теплообміну та рідини, а якась інша величина  $\Delta t$ ;  $\alpha$  – коефіцієнт тепловіддачі;  $F$  – поверхня теплообміну;  $\Delta t$  – різниця температур.

У загальному вигляді коефіцієнт тепловіддачі визначається критеріальною залежністю

$$Nu = A Re^n Pr^b Gr^c \left( \frac{Pr_\delta}{Pr_c} \right)^d, \quad (1.2)$$

де  $Nu$  – критерій Нуссельта, який характеризує теплообмін між поверхнею стінки та рідиною (газом);  $Re$  – критерій Рейнольдса, який характеризує співвідношення сил інерції і в'язкості та визначає характер течії рідини (газу);  $Pr$  – критерій Прандтля, який характеризує фізичні властивості рідини (газу);  $Gr$  – критерій Грасгофа, який характеризує підйомну силу, що виникає в рідині (газі) внаслідок різниці густин.

Критерій подібності Прандтля  $Pr$  є суто фізичним параметром, який характеризує властивості потоку. Критерій Грасгофа  $Gr$  також не містить швидкості потоку і лише характеризує взаємодію молекулярного тертя та підйомної сили, що обумовлена різницею густин в окремих точках потоку через його неізотермічність. Лише критерій Рейнольда  $Re$  містить в собі швидкість потоку, яка нас цікавить. Тому в загальному випадку зв'язок (1.2) між критерієм Нуссельта  $Nu$ , який містить коефіцієнт тепловіддачі, та критерієм Рейнольда, який містить швидкість потоку  $v$ , може бути записаний у вигляді

$$Nu = C Re^n, \quad (1.3)$$

де  $C$  – питома теплоємність вимірювального середовища;  
або

$$\frac{\alpha d}{\lambda} = C \left( \frac{v d \rho}{\mu} \right)^n, \quad (1.4)$$

звідки

$$\alpha = C \frac{\lambda d^{n-1} \rho^n}{\mu^n} v^n = C \frac{\lambda d^{n-1}}{\mu^n} G_m^n, \quad (1.5)$$

де  $d$  – діаметр трубки, в якій вимірюють швидкість потоку;  $v$  – швидкість потоку;  $\rho$ ,  $\mu$ ,  $\lambda$  – відповідно густина, в'язкість, теплопровідність вимірюваного середовища;  $G_m$  – масова витрата.

Враховуючи рівняння (1.5) та об'єднуючи всі величини, які характеризують властивості потоку та конструкцію первинного перетворювача, можна записати замість рівняння (1.1) рівняння для витратомірів теплового шару та термоанемометричних у вигляді

$$P_n = KG_m^n \Delta t. \quad (1.6)$$

Для калометричних витратомірів, в яких інформативною величиною є кількість тепла, віднесеного потоком, за відсутності теплових втрат та постійності теплофізичних властивостей потоку справедливим буде рівняння балансу тепла для одиниці площі поперечного перерізу

$$P_n = G_m c_p \Delta t, \quad (1.7)$$

де  $c_p$  – ізобарна питома теплоємність потоку;  $\Delta t$  – різниця температур до та після нагрівача.

Процес зміни температурного поля на можна представити з двох компонентів: 1) відбір тепла від нагрівача потоком без порушення симетрії первинного температурного поля; 2) підвищення температури на поверхні стінки в напрямку руху потоку. Результатом першого компоненту процесу є зменшення температури у всіх точках поля, результатом другого – деяке зростання температури у всіх точках за лінійним законом в напрямку потоку. Температурне поле, яке створене нагрівачем на поверхні за відсутності потоку, є одномірним; температура змінюється тільки вздовж осі:  $t = f(x)$ .

Відлік температури проводять від температури потоку (газу чи рідини)  $t_p$  до нагрівача, температура якого  $t_n$ , та після нього

$$\mathcal{G}_n = t_n - t_p.$$

На відстані  $x$  від нагрівача виділяємо елемент довжиною  $dx$  з площею поперечного перерізу  $F$ . Рівняння теплового балансу для елемента, що розглядається, можна записати (рис. 1.23)

$$Q_1 - Q_2 = dQ, \quad (1.8)$$

де  $Q_1$  – кількість тепла, що входить в елементи кільця;  $Q_2$  – кількість тепла, що виходить з елемента;  $dQ$  – кількість тепла, відданого внутрішньою поверхнею елемента поперечного перерізу потоку, що знаходиться в трубці термоанемометра.

Відповідно до закону Фур'є

$$Q_1 = -\lambda \frac{d\vartheta}{dx} F; \quad Q_2 = -\lambda \frac{d}{dx} \left( \vartheta + \frac{\vartheta}{dx} \right) F,$$

де  $\vartheta$  – надлишкова температура біля нагрівача;  $\lambda$  – теплопровідність вимірювального середовища;  $F$  – поверхня теплообміну.

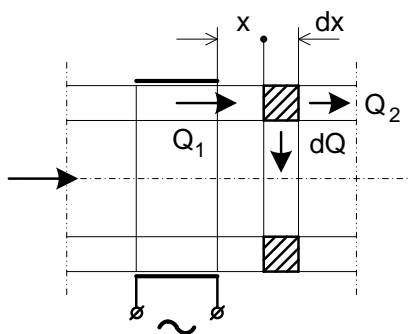


Рисунок 1.23 – До розрахунку температурного поля теплового сенсора потоку

Звідси випливає рівняння

$$dQ = \lambda F \frac{d^2 \vartheta}{dx^2} dx. \quad (1.9)$$

В той же час, відповідно до закону Н'ютона–Ріхмана це тепло можна виразити рівнянням

$$dQ = \alpha \vartheta \Pi dx, \quad (1.10)$$

де  $\Pi$  – внутрішній діаметр трубки термоанемометра.

Прирівнявши рівняння (1.9) та (1.10), отримуємо диференціальне рівняння, що описує зміну температури стінки трубки

$$\frac{d^2 \vartheta}{dx^2} = \frac{\alpha \Pi}{\lambda F} \vartheta = m^2 \vartheta, \quad (1.11)$$

де  $m = \sqrt{\frac{\alpha \Pi}{\lambda F}}$ .

Загальний інтеграл рівняння (1.11) набуває вигляду

$$\vartheta = C_1 e^{mx} + C_2 e^{-mx}. \quad (1.12)$$

Константи  $C_1$  та  $C_2$  визначаються з граничних умов, а саме: при  $x = 0$ ,  $v = v_n$  при довжині трубки  $l = \infty$  все тепло, яке підводиться до трубки, віддається рідині і при  $x = \infty$   $v = 0$ .

Підставляючи граничні умови в рівняння (1.12) отримуємо при  $x = 0$

$$\vartheta_n = C_1 + C_2;$$

а при  $x = \infty$

$$C_1 e^{\infty} = 0.$$

Підставивши значення  $C_1$  та  $C_2$  в рівняння (1.12), отримуємо

$$\vartheta = \vartheta_n e^{-mx}. \quad (1.13)$$

В безрозмірній формі це рівняння має вигляд

$$\Theta \frac{\vartheta}{\vartheta_n} = e^{-mx}. \quad (1.14)$$

З виразу  $m = \sqrt{\frac{\alpha \Pi}{\lambda F}}$  випливає, що величина параметра  $m$  пропорційна тепловіддачі з внутрішньої поверхні труби та зворотно пропорційна  $\sqrt{\lambda F}$  – фактора, що визначає передачу тепла, теплопровідність вздовж трубки. На рис. 1.24 показано залежність безрозмірної температури  $\Theta$  від довжини трубки при різних значеннях параметра  $m$ .

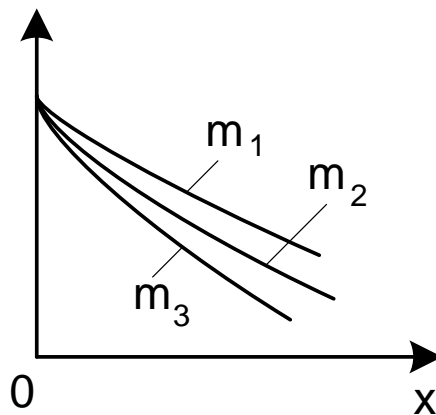


Рисунок 1.24 – Зміна безрозмірної температури вздовж за відсутності потоку для різних значень  $m$  ( $m_1 < m_2 < m_3$ )

Чим більше значення  $m$ , тим сильніше зменшується безрозмірна температура  $\Theta$ . При  $x \rightarrow \infty$  всі криві асимптотично наближаються до  $\Theta = 0$ .

Для вимірювання витрати необхідно виміряти температурне поле на поверхні первинного перетворювача, що визначається процесами теплообміну при протіканні потоку, які в свою чергу описуються системою чотирьох диференціальних рівнянь:

рівняння руху

$$-\frac{dp}{dx} + \mu \left( \frac{d^2 v}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dv}{dr} \right) = 0; \quad (1.15)$$

рівняння суцільності

$$\frac{dv}{dx} = 0; \quad (1.16)$$

рівняння енергії у циліндричних координатах

$$pc_p \left( v_r \frac{dt}{dr} + v \frac{dt}{dx} \right) = \lambda \left( \frac{d^2 t}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dt}{dr} + \frac{d^2 t}{dx^2} \right); \quad (1.17)$$

рівняння тепловіддачі

$$\left( \frac{dt}{dn} \right)_c = -\frac{\alpha}{\lambda} (t_c - t_p), \quad (1.18)$$

де  $p$  – тиск потоку;  $r$  – радіус трубопроводу;  $v_r$  – швидкість в радіальному напрямку;  $\frac{dt}{dn}$  – градієнт температури;  $\mu$  – в'язкість вимірювального середовища.

Останнє рівняння є основною умовою або умовою однозначності. Воно об'єднує градієнт температури біля поверхні розділу стінки та рідини з умовами тепловіддачі до потоку у термоанемометрі.

Розв'язати систему рівнянь (1.15) – (1.18) аналітичним способом досить складним. Тому для розв'язання задач теплообміну використовують експериментальний метод із залученням теорії подібності. В цьому випадку рівняння зводяться до безрозмірного вигляду. Тоді величини, що входять до їх складу, будуть або критеріями подібності, або співвідношенням однорідних величин. Так, замість швидкості  $v_x$  у розглянутій точці радіуса  $r$ , температури потоку  $t_p$  та повздожньої координати  $x$  по осі трубки (в напрямку руху потоку) в рівняннях будуть фігурувати безрозмірні величини:

$$\bar{V} = \frac{v}{v}, \quad R = \frac{r}{r_0}, \quad \Theta = \frac{t_p}{t_c}, \quad X = \frac{x}{l_0},$$

де  $\bar{v}$  – середня швидкість потоку;  $r_0$  – радіус трубки;  $l_0$  – координати вздовж трубки термоанемометра;  $t_c$  – температура середовища.



Рівняння тепловіддачі та енергії в безрозмірній формі буде мати вигляд:

$$Nu \approx - \left( \frac{\partial \Theta}{\partial R} \right)_{r=0}; \quad (1.19)$$

$$Pe \left( v \frac{\partial \Theta}{\partial X} + v_r \frac{\partial \Theta}{\partial R} \right) = \frac{\partial^2 \Theta}{\partial R^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial X}{\partial R} + \frac{\partial^2 \Theta}{\partial X^2}. \quad (1.20)$$

Відповідний вигляд набувають також рівняння руху та суцільності.

Для практичного застосування використовуються, як правило, критеріальні рівняння, які отримують в результаті експериментальних досліджень. Необхідно відзначити, що із зменшенням розмірів мікроелектронних сенсорів потоку, що особливо характерно в пристроях біомедичного застосування, проблема теоретичного опису поведінки потоку з врахуванням граничних умов, флуктуацій та поверхневого натягу рідин набуває особливої актуальності. Ця тематика, а також проблеми математичного моделювання, розрахунку параметрів та методів калібрування теплових сенсорів потоку висвітлюється в значній кількості публікацій, зокрема в роботах останніх років [54 – 63].

Так, на рис. 1.25 показано результати експериментальних акустичних досліджень розподілу фронту потоку при його контакті з поверхнею та залежність розподілу тиску в потоці від параметрів критеріальних рівнянь.

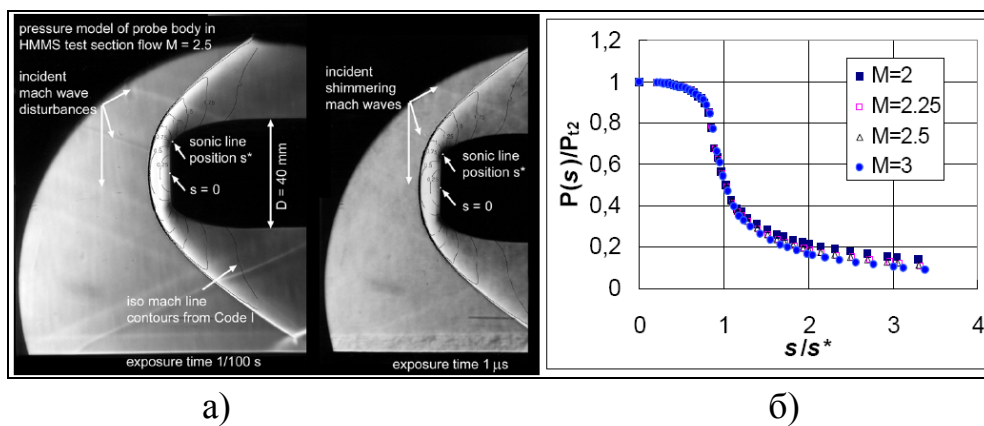


Рисунок 1.25 – Розподіл фронту потоку при його контакті з поверхнею (а) та залежність розподілу тиску (б) в потоці від параметрів критеріальних рівнянь

Низка інших прикладів експериментальних досліджень залежності сигналу мікроелектронних сенсорів потоку від параметрів останнього, що базуються на поєднанні теплових та манометричних методів вимірювального перетворення наведено на рис. 1.26 та 1.27 [61].

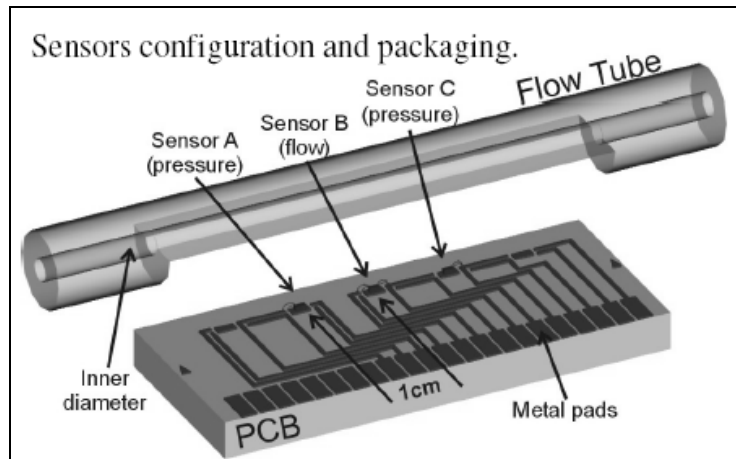


Рисунок 1.26 – Структурна схема мікроелектронного сенсора потоку, що поєднує тепловий та манометричний методи вимірювального перетворення

Проблема математичного моделювання теплових сенсорів потоку безпосередньо пов'язана з розрахунком розподілу температури в структурі сенсора

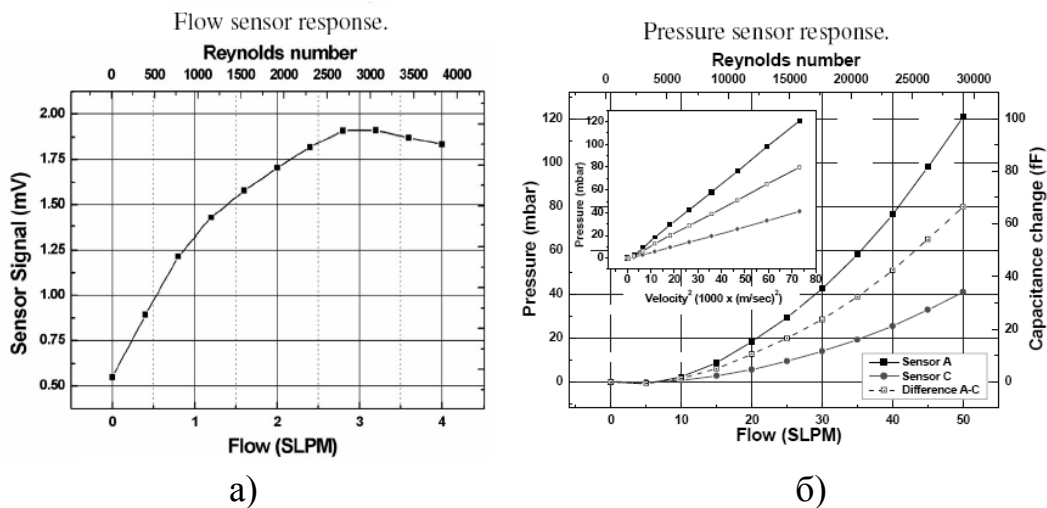


Рисунок 1.27 – Залежність вихідного сигналу теплового (а) та манометричного (б) сенсорів потоку від значення критерію Рейнольдса (Reynolds number)

Методи теплового розрахунку в даний час є загальновідомими, а для їх реалізації використовується доволі широка низка програмних продуктів, зокрема, Simulink (бібліотека SimPowerSystem) середовища MATLAB компанії Math Work Inc., COMSOL чи SEMISEL [64, 65]. Приклад зіставлення результатів модельного (а) та експериментального (б) досліджень температурного поля мікроелектронного нагрівача наведено на рис. 1.28. Модельні дослідження проводилися з використанням COMSOL™ script language, а експериментальні – з допомогою відеоапаратури інфрачервоного діапазону.

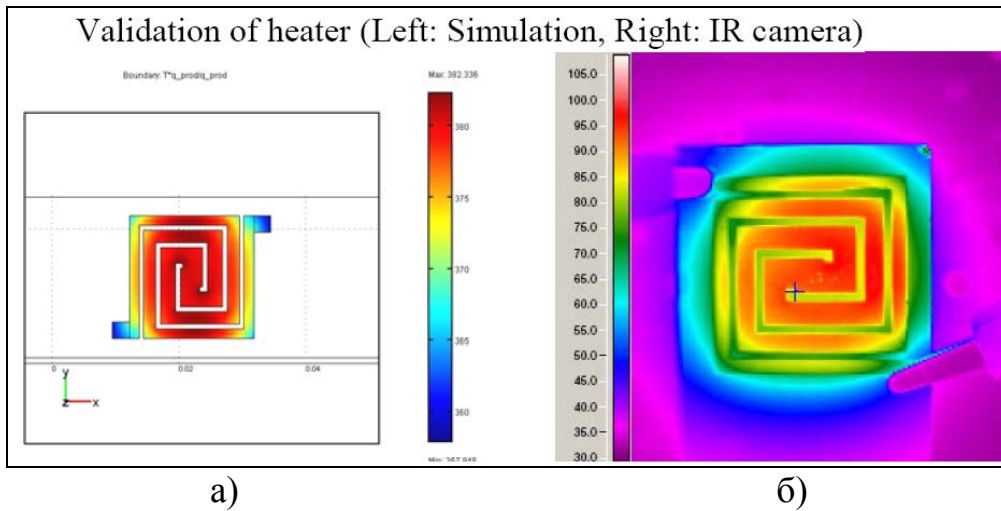


Рисунок 1.28 – Результати модельного (а) та експериментального (б) досліджень температурного поля мікроелектронного нагрівача

При необхідності розрахунків динамічних теплових процесів доволі ефективним є використання програмних продуктів типу SEMISEL, які використовують електротеплову аналогію – теплові процеси в окремих ділянках структури заміщаються на відповідні RC-ланки. Приклад таких розрахунків показано на рис. 1.29.

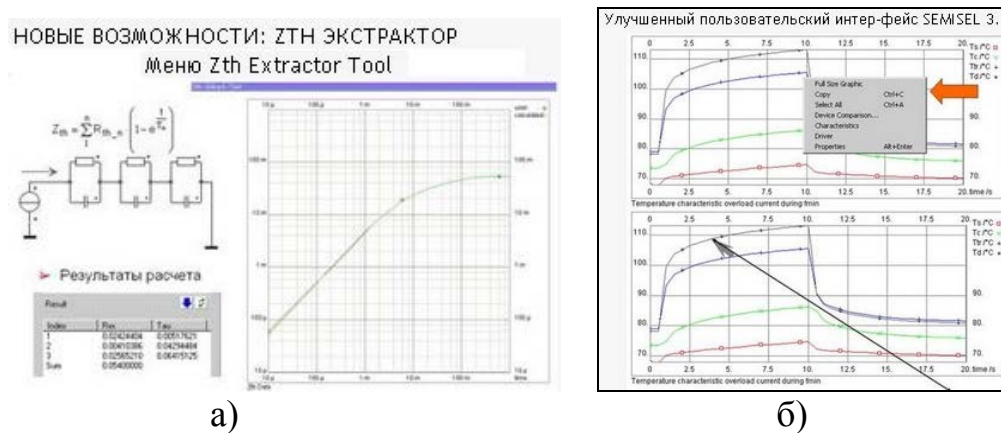


Рисунок 1.29 – Принцип електротеплової аналогії (а) та результати модельного розрахунку динамічних теплових процесів

І все-ж, не дивлячись на значний об'єм інформації та різноманітність комерційно доступних програмних продуктів теплового моделювання, проведений нами аналіз показав, що методи математичного моделювання режимів роботи теплових сенсорів потоку потребують подальшого розвитку. В першу чергу це пов'язано з необхідністю поєднання теплового та електричного моделювання в єдину систему, яка б дозволяла проводити оптимізацію структурно-схемотехнічних рі-

шень режимів роботи первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку з динамічною тепловою модуляцією вольт-амперної характеристики цих перетворювачів власним струмом нагріву.

Відзначимо, що проблема поєднання теплового та електричного моделювання вже частково вирішена, зокрема в останніх версія програмного забезпечення для схемного моделювання PSPICE та MicroCAP [66, 67]. Однак, як нами було показано, використання вказаних програмних продуктів для задач динамічного електротеплового моделювання теплових сенсорів потоку вимагає вирішення проблеми синтезу електротеплових моделей терморезистивних, діодних та транзисторних структур первинних перетворювачів, вольт-амперна характеристика яких модулюється робочим струмом. Ці та інші проблеми електротеплового моделювання первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку розглядаються в наступному розділі монографії.

### **1.3. Тенденції розвитку інтегральних сигнальних перетворювачів сенсорних пристроїв**

Сучасний стан розвитку сенсорної електроніки в значній мірі визначається мікропроцесорною технікою. Широке впровадження сучасних мікропроцесорів дозволяє суттєво підвищити технічні характеристики мікроелектронних сенсорів, розширити їх функціональні можливості, забезпечити взаємосумісність та можливість формування вимірювально-діагностичних систем [68-72]. Формується прогресивний напрям - інтелектуальні (Intelligent, smart) сенсори [73-78]. Критерії та параметри інтелектуалізації процесу вимірювання параметрів фізичного середовища та вимоги до мікроелектронних засобів, що забезпечують цей процес, визначені міжнародним стандартом IEEE 1451 – Networked smart transducer interface standard [79-80]. Розробляються високоефективні та зручні інтерфейси, з допомогою яких сенсори приєднуються до комп'ютеризованих систем збору інформації [81-84]. Значна увага приділяється зменшенню енергоспоживання пристроїв та забезпеченню можливості їх функціонування з малопотужними низьковольтними джерелами живлення [85-91].

Для прикладу на рис. 1.30 наведено узагальнену функціональну схему інтелектуального MEMS пристрою, яка містить:

- MEMS сенсор (sensor), як показано на рисунку це можуть бути фо-

то-сенсори (Light), сенсори звуку (Sound), тиску (Pressure), хімічно чутливі сенсори (Chemicals) чи сенсори температури (Temperature);

- вузол обробки вхідного аналогового сигналу (Analog Signal Processing);
- вузол обробки цифрового сигналу (Digital Signal Processing);
- вузол обробки вихідного аналогового сигналу (Analog Signal Processing);
- MEMS актюатор (actuators), тобто зворотний відносно сенсора за функціональною дією перетворювач, що забезпечує механічну дію (Mechanics), візуалізацію результату вимірювання (Display), генерацію електричної енергії живлення пристрою (Electrical Power) чи іншу функцію (Other devices);
- оптичний чи електричний зв'язок (Optical or Electrical Communication).
- 

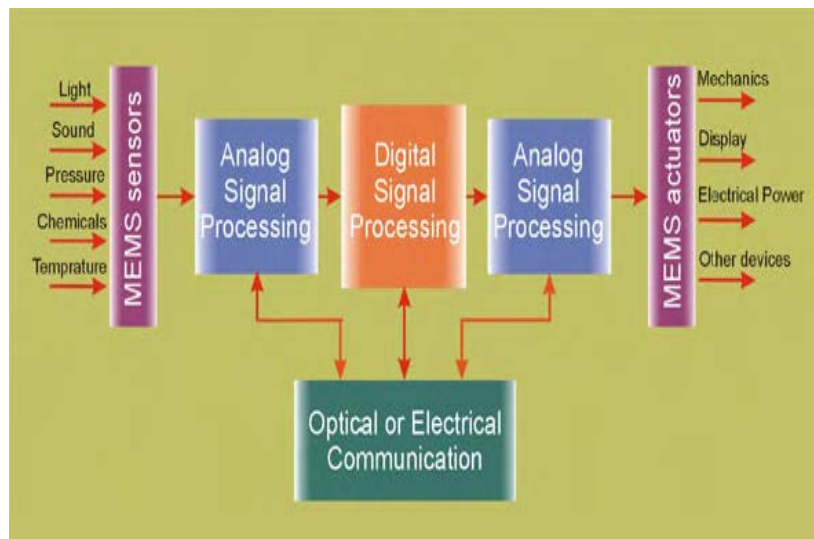


Рисунок 1.30 – Функціональна схема інтелектуального MEMS пристрою

На відміну від сенсорних пристроїв температури, магнітного поля, механічного напруження, вологості тощо, сенсори вимірювання потоку все ще знаходяться на початковій стадії розвитку методів та засобів їх інтелектуалізації. І хоча процес вимірювання електричного сигналу, наприклад, термоанемометричного сенсора потоку мостового типу, є доволі простим, все ж забезпечення всіх вимог до сучасної інтелектуальної електроніки є набагато складнішою задачею. Розглянемо цю задачу з точки зору методів, які реалізуються сигнальними перетворювачами теплових сенсорів потоку.

Можна сформулювати такі основні методи та підходи, які забезпечують інтелектуалізацію сенсора вимірювання потоку :

- підвищення точності вимірювального перетворення на основі спеціальних схемотехнічних вирішень;
- адаптація режимів роботи перетворювача у відповідності до параметрів потоку та умов вимірювання;
- мінімізація енергоспоживання та забезпечення можливості функціонування з низьковольтними малопотужними джерелами живлення;
- зв'язок (інтерфейс) з сучасними операційними системами комп'ютерної техніки, збирання та візуалізація результатів вимірювання.

Узагальнену структуру сенсора потоку, компонентами якої є первинний перетворювач, сигнальний аналоговий перетворювач (вторинний перетворювач), аналого-цифровий перетворювач, мікроконтролер та інтерфейс показано на рис. 1.31.

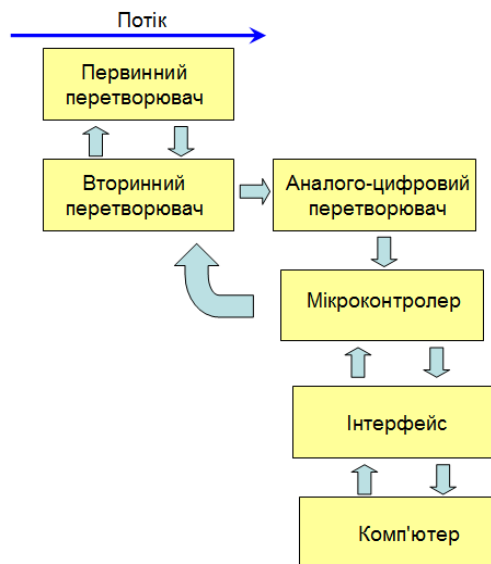


Рисунок 1.31 – Функціональна схема інтелектуального сенсора потоку

#### **1.4. Аналіз інтегральних сигнальних перетворювачів мікроелектронних теплових сенсорів потоку загального та біомедичного застосування**

В останні роки має місце значний розвиток принципів побудови сигнальних перетворювачів мікроелектронних сенсорів, створюється елементна база нового покоління, реалізуються проекти з уніфікації інтерфейсів та параметрів живлення, виникло таке поняття, як мистецтво схемотехніки. З цієї тематики можна відзначити монографії [92 –

101] та статті [102 – 107]. Останні досягнення в галузі аналого-цифрових перетворювачів (АЦП, ADC) висвітлено в [108, 109].

Відмітимо, що інколи має місце хибне уявлення про повне витіснення мікропроцесорами засобів аналогової обробки сигналу. Насправді це характерно лише для простих сенсорних пристроїв, які не претендують на високі метрологічні характеристики. А оскільки навколишній світ за своєю природою є аналоговим (очевидно, що тут мова не йде про дуальну природу мікросвіту), сигнальні перетворювачі аналогового сигналу є і залишатимуться визначальними компонентами високопрецизійних та функціонально складних сенсорних пристроїв. Про це свідчать численні сучасні публікації в цій галузі, зокрема у серії видавництва IEEE [110 – 116] та процес постійного оновлення аналогових інтегральних схем, зокрема операційних підсилювачів [117, 118].

Новим напрямком розвитку сигнальних перетворювачів є їх інтегрування безпосередньо в структуру твердотільної інтегральної схеми інтелектуального сенсора, зокрема в біомедичний катетерний CMOS сенсор потоку крові [119].

Однак, як нами було встановлено в процесі літературного аналізу, більшість сигнальних перетворювачів теплових сенсорів потоку в значній мірі не відповідають вимогам сучасної електроніки. Це можна показати на прикладі схеми сигнального перетворювача теплового сенсора потоку біомедичного призначення, наведеного на рис. 1.32 [46] (відмітимо, що цитована стаття опублікована у найбільш визнаному в наукових колах журналі з мікроелектронних сенсорів *Sensor and Actuator* видавництва Elsevier у 2008 р.). Як бачимо, схема сигнального перетворювача вимагає двополярного  $\pm 15$  В джерела живлення, що ніяк не відповідає вимогам сучасної електроніки (як це вже відмічалося, сучасні мікроелектронні сенсорні пристрої переважно повинні забезпечувати нормальне функціонування при однополярному 3 В живленні), сигнальний перетворювач не забезпечує компенсації паразитного впливу сигнальних ліній, наявною є також низка неоптимальних схемотехнічних вирішень.

Важливо відмітити, що задача переходу на малопотужні низьковольтні джерела живлення є однією з найбільш складних, адже тільки в останні роки стали доступними низьковольтні високопрецизійні аналогові інтегральні схеми (цей клас схем отримав назву *Low Voltage*

Rail-to-Rail Circuits), коректне використання низьковольтних аналогових схем вимагає нових схемотехнічних вирішень, а щодо теплових сенсорів потоку, то визначальною проблемою тут є зменшення напруги живлення кола функціонально інтегрованих елементів «нагрів–вимірювання температури».

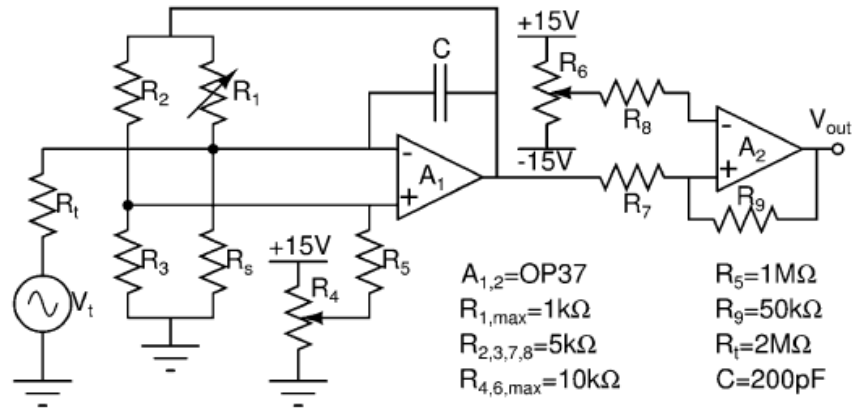


Рисунок 1.32 – Схема сигнального перетворювача теплового сенсора потоку [46]

Розглянемо цю проблему більш детально. Тож, враховуючи вимоги до сучасної енергоекономної електронної техніки, опір нагрівача теплового сенсора потоку повинен бути доволі низьким, зокрема, при напрузі живлення 3 В та потужності розігріву 0,1 Вт, опір нагрівача повинен бути не більшим 100 Ом. При цьому опір лінії передачі сигналу може становити декілька Ом, що обумовлює значну похибку (декілька процентів) вимірювання опору нагрівача. З іншого боку, точність вимірювання опору сенсора температури повинна бути на декілька порядків вища (типова похибка вимірювання опору повинна не перевищувати 0,03%). Таким чином, теплові сенсори потоку з функціонально інтегрованими елементами «нагрів–вимірювання температури» вимагають спеціальних схемних вирішень щодо сигнального перетворення.

В найпростішому зменшення впливу опору сигнальної лінії на результат вимірювання, забезпечують використанням трипровідної лінії. Приклади таких перетворювачів наведено на рис. 1.33 [94–97, 101]. Перша схема (рис. 1.33а) базується на елементарному інвертуючому підсилювачі. При нехтуванні опорами лінії вихідна напруга перетворювача становить  $U_{out} = -U_0 R_x / R_0$ . Вплив сигнальної лінії в перет-



ворювачі зменшується за рахунок з'єднання одного з виводів ( $r_1$ ) послідовно з вимірювальним резистором  $R_X$ , другого ( $r_2$ ) – послідовно з  $R_0$ , а третього ( $r_3$ ) – послідовно з високим вхідним опором операційного підсилювача (ОП). Враховуючи опори цих виводів та виконавши умови  $r_1 \ll R_X$ ,  $r_2 \ll R_0$  визначимо

$$U_{out} = -U_0 \frac{R_X + r_1}{R_0 + r_2} \approx -U_0 \frac{R_X}{R_0} \left( 1 + \frac{r_1}{R_X} - \frac{r_2}{R_0} \right).$$

Далі, прийнявши  $r_1/R_X \approx r_2/R_0$ , отримуємо

$$1 + \frac{r_1}{R_X} - \frac{r_2}{R_0} \approx 1,$$

а, отже, вплив опорів ліній передачі на вихідну напругу стає мінімальним. Необхідно зупинитися і на проблематичності точного забезпечення необхідних співвідношень – опір сигнальної лінії з часом може змінюватися, а зміна вимірювального резистора  $R_X$ , що лежить в основі процесу вимірювання, в свою чергу, також змінює задане співвідношення.

Наступна схема перетворювача (рис. 1.33б) передбачає виконання співвідношення  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ , при якому струм через  $R_X$  не залежить від зміни цього резистора. Вихідна напруга визначається виразом

$$U_{out} = U_0 \frac{R_X}{R_3} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{1 + r_3/R_X}{1 + r_2/(R_3 \parallel R_4)}.$$

Похибка опору лінії зменшується при  $r_2 \approx r_3$  та зміні  $R_X$  у відносно вузьких межах  $R_X \approx R_3 \parallel R_4 = R_3 R_4 / (R_3 + R_4)$ .

Ще одна схема з трипровідною сигнальною лінією показана на рис. 1.33в. Її позитивною особливістю є незалежність умови взаємоденсації опорів лінії від зміни опору вимірювального резистора  $R_X$ . ОП охоплено через  $r_2$ ,  $r_3$  від'ємним зворотним зв'язком з коефіцієнтом  $\beta_- = 1$ , а через  $R$  – додатним зворотним зв'язком з коефіцієнтом  $\beta_+ = 0,5$ . Тому на входах ОП і на низькопотенційному виводі  $R_X$  підтримується напруга  $U = -I_0 r_2$ . Це пояснюється тим, що за відсутності додатного зворотного зв'язку вихідна напруга ОП становить  $-I_0 r_2$ , а на входах спостерігається нульовий потенціал.

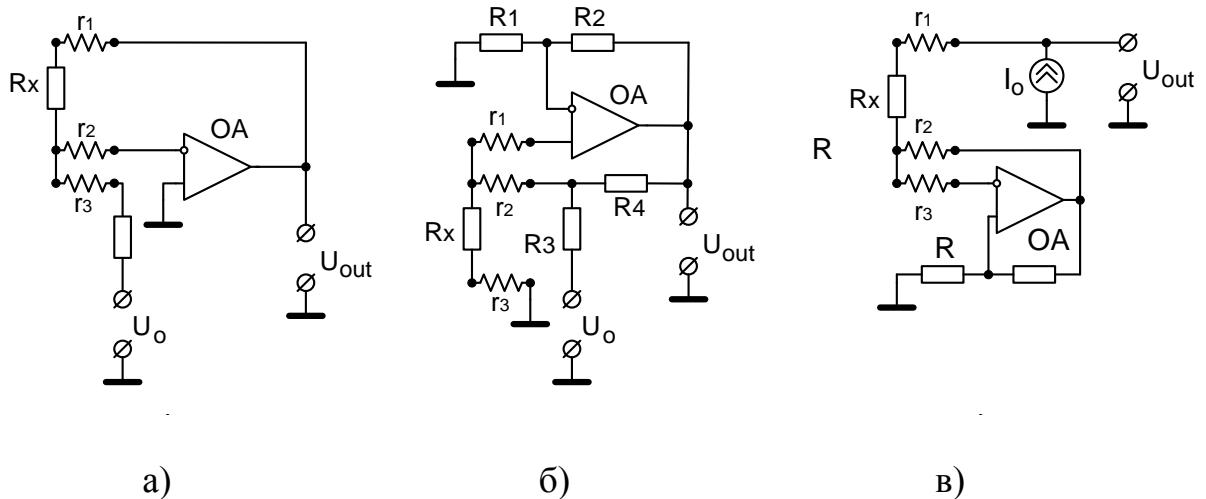


Рисунок 1.33 – Схеми трививідних перетворювачів активного опору

Враховуючи додатний зворотний зв'язок, на виході ОП одержуємо подвоєну напругу  $-2I_0r_2$ . Половину цієї напруги через резистивний подільник приведено до неінвертуючого входу ОП. Очевидно, що така сама напруга буде сформована і на інвертуючому вході. Стабільність схеми забезпечується перевагою від'ємного зворотного зв'язку над додатним  $\beta_- > \beta_+$ . Отже, вихідна напруга перетворювача становить

$$U_{out} = I_0(R_x + r_1 - r_2),$$

що при  $r_1 = r_2$  зумовлює відсутність впливу на вихідний сигнал опорів сигнальної лінії. Зміна  $R_x$  на точність балансування не впливає.

Чотирипровідні лінії зв'язку забезпечують істотніше зменшення похибок, спричинених впливом опорів ліній. Типові схеми таких перетворювачів наведено на рис. 1.34. Перша схема (див. рис. 1.34а) містить гальванічно розв'язане джерело струму та чотирипровідну лінію зв'язку. Таке джерело струму (без зв'язку із «землею») дозволяє спростити схему підсилення. Вибравши підсилювач з вхідним опором  $R_{in}$ , значно більшим, ніж опори сигнальної лінії  $R_{in} \gg r_1, r_4$ , останніми можна знехтувати. Опори сигнальної лінії  $r_2, r_3$  в коло формування вихідної напруги не входять, а, отже, на результат вимірювання не впливають.

Вимога гальванічної розв'язки джерела струму знімається, якщо використати диференціальні підсилювачі з високим вхідним опором (рис. 1.34б). Як і в першій схемі, опори сигнальної лінії на результат вимірювання не впливають.

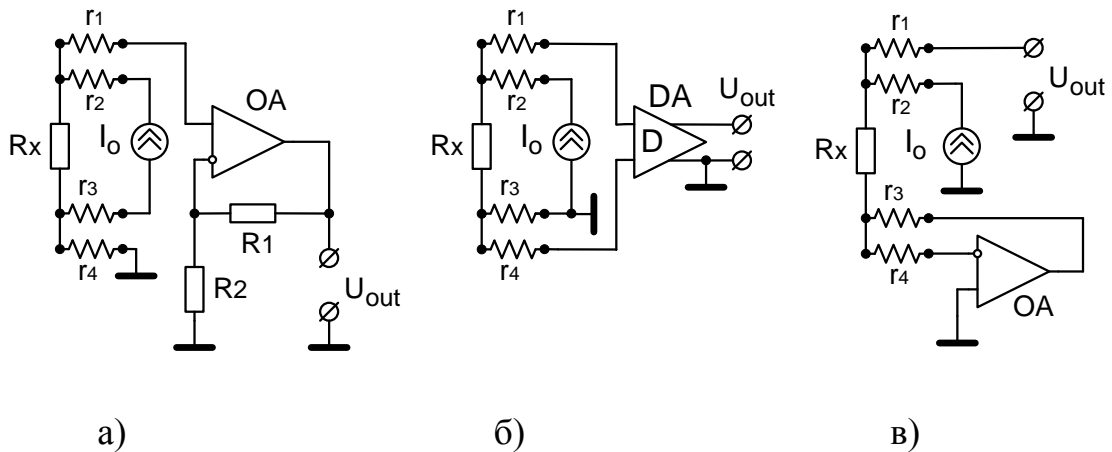


Рисунок 1.34 – Схеми чотирипроводних перетворювачів активного опору

Альтернативний варіант схеми перетворювача, що не вимагає ні гальванічно розв'язаного джерела струму, ні диференціального підсилювача, показано на рис. 1.34в. Повторювач напруги на ОП підтримує нульовий потенціал на нижньому виводі вимірювального резистора  $R_x$ . Завдяки цьому зникає залежність вихідної напруги перетворювача від падіння напруги на виводі  $r_3$ . Опори лінії  $r_1, r_2, r_4$  не впливають на результат вимірювання, оскільки  $r_2, r_3$  послідовно з'єднані з високим вихідним опором джерела струму, а  $r_1$  – з входним опором ОП сигнального кола (на схемі не показано). Однак цей варіант вимагає додаткового ОП для зменшення вихідного опору перетворювача.

Перетворювачі активного опору прямого вимірювання мають істотний недолік, зумовлений залежністю вихідної напруги від абсолютного значення вимірювального резистора, а не від його зміни. Як буде показано нижче, цей недолік усувається перетворювачами мостового типу. Однак формування напруги, величина якої пропорційна зміні приросту  $R_x$  відносно деякого початкового значення  $R_{x0}$  можна здійснити і за допомогою перетворювачів прямого вимірювання. Основні способи їх реалізації показано на рис. 1.35.

Першу схему побудовано на основі розглянутого вище перетворювача. Проте, у ній використовується чотирипроводна лінія, а на неінвертуючий вхід ОП подано частину опорної напруги  $U_0$  (рис. 1.35а). Опори виводів  $r_2$  та  $r_3$  входять у коло глибокого зворотного зв'язку, і тому їх вплив на вихідну напругу є мінімальним. Опір  $r_1$  дещо збільшує вихідний опір перетворювача, однак у разі забезпечення високого вхідного опору наступного підсилювача ця обставина є також неісто-

тною. Опір вивода  $r_4$  послідовно з'єднується з  $R_1$  і безпосередньо впливає на вихідну напругу

$$U_{out} = \frac{U_0}{1 + R_3/R_2} \left( \frac{R_3}{R_2} - \frac{R_X}{R_1 + r_4} \right).$$

Цей вплив зменшують збільшенням  $R_1$ , забезпечуючи умову  $R_1 \gg r_4$ , а задану величину робочого струму вимірювального резистора  $R_X$  формують відповідною зміною опорної напруги  $U_0$ . Співвідношення резисторів  $R_2$  та  $R_3$  встановлюють з умови рівності нулю вихідної напруги при заданому початковому значенні вимірювального резистора  $R_X = R_{X0}$ .

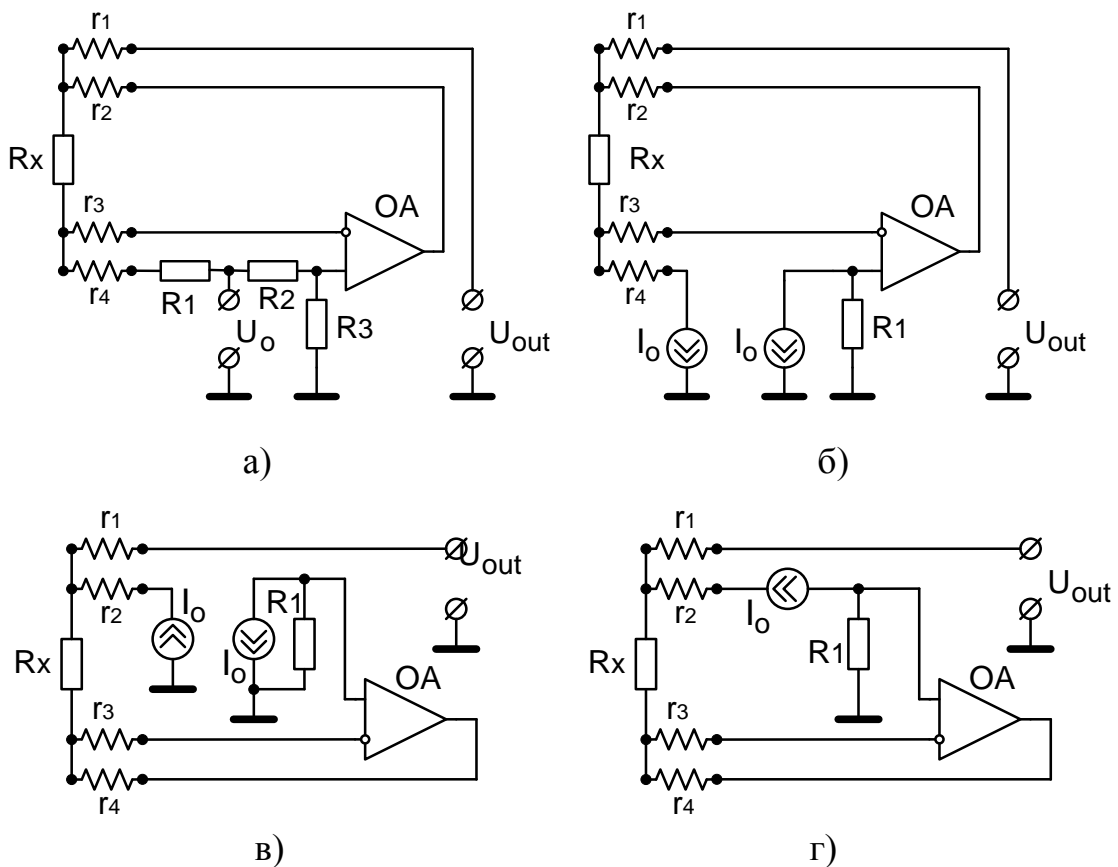


Рисунок 1.35 – Схеми перетворювачів з пропорційністю до приросту опору

У схемі, наведеній на рис. 1.35б, використано два джерела взаєморівних струмів. Вихідна напруга перетворювача становить

$$U_{out} = I_0 (R_X - R_1).$$

Джерела взаєморівних струмів виконуються як однокристалні струмові дзеркала. Точність взаєморівності струмів у цьому випадку є

високою, що робить цю схему конкурентною з перетворювачами мостового типу.

Іншу модифікацію перетворювача такого типу наведено на рис. 1.34в. Така сама функціональна залежність вихідної напруги формується за рахунок використання двох джерел струму, величини яких взаєморівні, а знаки протилежні. Варіант перетворювача з формуванням вихідної напруги, пропорційної зміні вимірювального резистора, що базується на гальванічно розв'язаному джерелі струму, наведено на рис. 1.35г.

У теплових сенсорах потоку з структурою півмостового перетворювача можуть використовуватись схеми, які показані на рис. 1.36. У першій схемі (див. рис. 1.36а) міст живиться від двох симетричних напруг  $+U_0$  та  $-U_0$ . Для зменшення похибки, зумовленої падінням напруги в колах живлення, напруги  $+U_0$ ,  $-U_0$  подаються на вимірювальні резистори через повторювачі напруг на ОА1, ОА2. Вихідна напруга через вивід  $r_3$ , в загальному випадку – п'ятививідного півмоста, підсилюється недиференціальним підсилювачем з високим входним опором (на схемі цей ОП не наводиться). Вихідну напругу визначають таким чином:

$$U_{out} = U_0 \frac{R_2 - R_1}{R_1 + R_2} \cdot$$

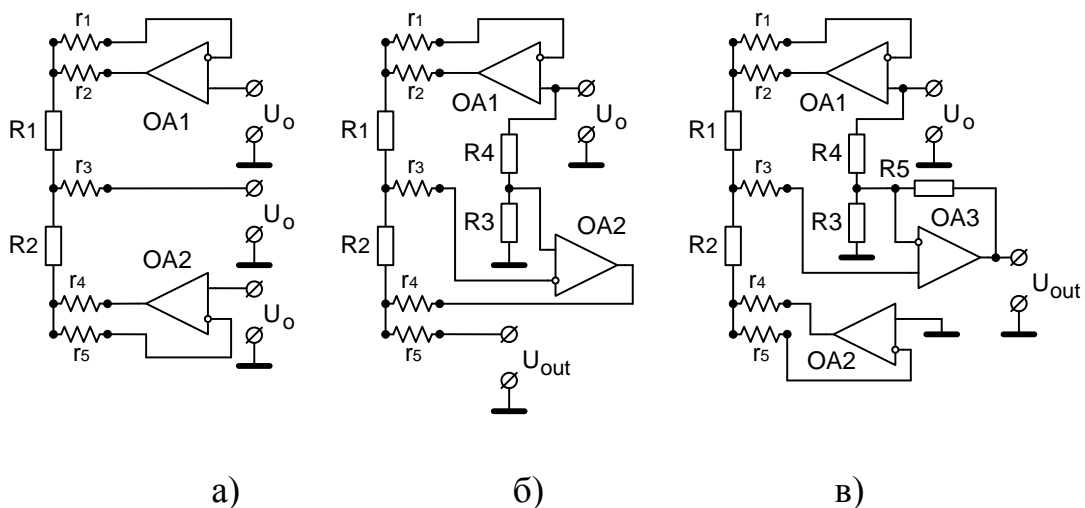


Рисунок 1.36 – Схеми півмостових перетворювачів

Недоліком схеми є високі вимоги до симетрії напруг живлення півмоста – нерівність їх модулів безпосередньо впливає на результати вимірювання.

У другій схемі (див. рис. 1.36б) також використовується п'ятививідний півміст, однак його живлення забезпечується лише однією напругою  $U_0$ . Операційний підсилювач ОА1 підтримує цю напругу на верхньому виводі півмоста. ОА2 формує на нижньому виводі півмоста напругу, при якій вирівнюються потенціали в середній точці півмоста та на виході подільника з резисторів  $R_3, R_4$ . В результаті через півміст протікає струм

$$I = U_0 \frac{R_4}{R_1(R_3 + R_4)},$$

а вихідна напруга, сформована на нижньому виводі півмоста, становить

$$U_{out} = U_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4} - IR_2 = U_0 \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R_1(R_3 + R_4)}.$$

В окремому випадку, якщо  $R_3 = R_4$  маємо

$$U_{out} = U_0 \frac{R_1 - R_2}{2R_1}.$$

У схему перетворювача, показаного на рис. 1.36в, входять три операційні підсилювачі і це, крім мінімальної похибки опорів лінії, дозволяє підсилити вихідну напругу

$$U_{out} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{R_5}{R_3} + \frac{R_5}{R_4} + 1 \right) - U_0 \frac{R_5}{R_3} = U_0 \frac{R_2 R_3 (R_4 + R_5) - R_1 R_4 R_5}{(R_1 + R_2) R_3 R_4}.$$

Якщо забезпечена умова, вихідна напруга становить

$$U_{out} = U_0 \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1} \frac{R_5}{R_3}.$$

Типові схеми побудови мостових резистивних перетворювачів термоанемометричних сенсорів показано на рис. 1.37. Перша з них (див. рис. 1.37а) – шестививідний міст – для підсилення вихідного сигналу передбачає диференціальний підсилювач з великим вхідним опором. Вихідна напруга дорівнює

$$U_{out} = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

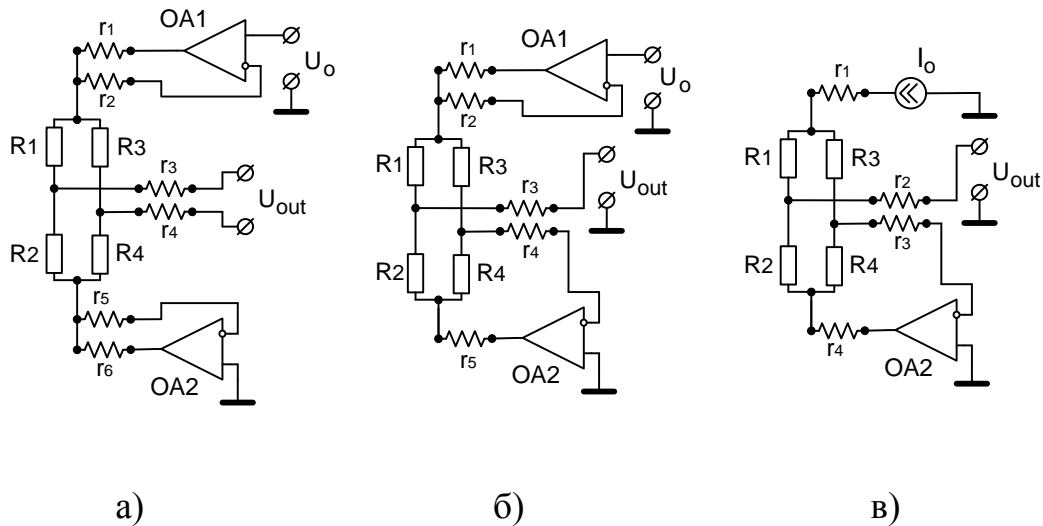


Рисунок 1.37 – Схеми мостових перетворювачів

Досконаліший варіант перетворювача показано на рис. 1.37б. Перевагами схеми є п'ятививідний міст та можливість використання недиференційного підсилювача. На верхню (в схемі) вершину моста з допомогою А1 подається напруга  $U_0$ . На нижній вершині моста формується напруга, при якій потенціал на лівій вершині дорівнює нулю. Ця умова виконується при нарузі на нижній вершині  $U = -U_0 R_2 / R_1$ .

Третій варіант перетворювача, схему якого показано на рис. 1.37в, забезпечує компенсацію опорів сигнальних ліній лише при чотирьох виводах моста. Міст живиться стабільним струмом  $I_0$ , який поділяється на дві складові:  $I_1$  – через резистори  $R_1 + R_2$  та  $I_2$  – через резистори  $R_3 + R_4$ :

$$I_1 = I_0 \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}; \quad I_2 = I_0 \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

За допомогою ОП напруга між резисторами  $R_1$  та  $R_2$  підтримується на нульовому рівні, що визначає вихідну напругу

$$U_{out} = I_1 R_1 - I_2 R_2 = I_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

Вищенаведений аналіз схем півмостових та мостових вимірювальних перетворювачів показує, що задачі компенсації паразитного впливу ліній передач здебільшого мають достатньо ефективні вирішення. Однак цей висновок не в повній мірі розповсюджується на вимірювальні перетворювачі теплових сенсорів потоку.

Причин тут, принаймні, дві. По-перше, в найбільш типових теплових сенсорах потоку з функціонально інтегрованими елементами «нагрів – вимірювання температури» має місце виділення тепла не лише на цих елементах (корисна частина енергоспоживання), але і на керуючих елементах - вихідних транзисторах ОП. Це обумовлює надлишкове енергоспоживання та, у випадку монолітної інтеграції кола первинного перетворювача з сигнальним перетворювачем сенсорного пристрою, паразитного нагріву структури сенсора в зонах розміщення керуючих транзисторів. В свою чергу, такі зони паразитного нагріву спотворюють температурне поле первинних перетворювачів, що призводить до збільшення похибки вимірювання потоку. По-друге, при переході на малогабаритні малопотужні низьковольтні джерела живлення падіння напруги на керуючих транзисторах кола нагріву може виявитися співрозмірним з напругою на первинному функціонально інтегрованому перетворювачі, що значно зменшує ефективність споживання енергії та точність функціонування сенсорного пристрою. Саме ці проблеми сигнального перетворення теплових сенсорів потоку стали основою при формуванні задач цієї монографії.

Щодо питань цифрового сигнального перетворення, інтерфейсів, програмного забезпечення тощо, то на думку авторів, останні в повній мірі відповідають вимогам до вузлів сучасних сенсорних пристроїв та є доволі універсальними.

## **1.5. Особливості температурного розподілу в біомедичних об'єктах**

Накопичення тепла в біомедичному середовищі, яке складається з дрібних часток в середині оптично однорідного оточення можуть бути поділені на дві компоненти: накопичення тепла в одиничних частинках, які поглинуть і накопичення тепла в середовище (наприклад, біотканина), що оточує ці частинки.

При терапевтичному впливі відбуваються процеси перетворення електромагнітної енергії лазерного променя в теплову енергію. Це перетворення енергії випромінювання в тепло може бути здійснено в тому випадку, якщо лазерне випромінювання поглинається специфічними тканинами хромофору [100].



Щільність енергії джерела тепла  $q$  (Вт/м<sup>3</sup>) в об'ємі тканини, що опромінюється, є функцією коефіцієнта поглинання  $\alpha$  та загальної щільності опромінювання  $L$ , що складається з спадної частини оптичного променя  $L_c$  та частини випромінювання з оточуючої тканини, що розсіюється

$$q(r,t) = \alpha[L_c(r,t) + L_s(r,t)]$$

де  $r$  – радіус-вектор точки спостереження,  $t$  – час.

Перетворена в тепло енергія світла спричиняє в об'ємі, що опромінюється, локальне підвищення температури. Якщо не виникає фазових переходів, то температура  $T$  підвищується пропорційно щільності енергії  $q$ . Частина тепла відводиться в залежності від температурного градієнта шляхом теплопровідності в більш холодну оточувану ділянку. За рахунок цього обмежується максимально досяжна температура ділянка, що опромінюється, при повній інтенсивності опромінювання, тобто при заданій інтенсивності випромінювання пов'язана певна максимальна температура. Для кожної тканини існує специфічний поріг інтенсивності, який необхідно перейти для досягнення необхідної локальної температури [100].

Внаслідок того, що частина енергії за рахунок теплопровідності і інших процесів транспортується в сусідні області, то нагрівається не тільки об'єм, що опромінюється, але і сусідні ділянки. Локальним кровотоком *in vivo* тепло відводиться від тканини, що опромінюється. Термічні властивості живої тканини визначаються в цілому трьома процесами: теплопровідність; накопичення тепла; відведення тепла судинною системою.

*Теплопровідність.* Тепло переходить від більш теплих до більш холодних ділянок тканини. Потік тепла  $dQ/dt$  прямопропорційний температурному градієнту, тобто в одновимірному випадку в ідеальному однорідному зразку тканини довжиною  $S$  та поперечним перерізом  $A$  до місця з більш низькою температурою  $T_2$  відповідно до формули [100]

$$\frac{dQ}{dt} = \gamma A(T_1 - T_2)/S, \quad (1.20)$$

де  $\gamma$  – коефіцієнт пропорційності (характеризує теплопровідність)

Теплопровідність рідин та твердих тіл практично не залежить від температури. Вона підвищується, наприклад, у воді від 0,62 Вт/мК при 37 °С тільки до 0,64 Вт/мК при 57 °С. Що стосується біотканини, то ці значення складають 0,3÷0,5 Вт/мК в залежності від концентрації води. Для цього випадку справедливе таке співвідношення

$$\gamma = (0,06 \div 0,057 \omega / \rho),$$

де  $\rho$  – щільність тканини (кг/м<sup>3</sup>);  $\omega$  – вміст води в тканині (кг/м<sup>3</sup>).

Значення теплопровідності для біологічних речовин наведено в табл. 1.1.

Таблиця 1.1 – Значення теплопровідності для біологічних речовин

Речовина	$\gamma$ [Вт/м·К]
Етанол	0,17
Жирова тканина	≈0,3
Тканина, що містить повітря	≈0,5
Кров	0,62

При перетворенні світлової енергії в теплову прискорюється хаотичний рух атомів та молекул. Передача енергії шляхом теплопровідності здійснюється в напрямку більш низької температури, при цьому більш швидкі молекули в теплій зоні передають кінетичну енергію шляхом зіткнень повільних молекулам в більш холодній зоні тканини.

*Накопичення тепла.* Властивість тканини приймати та накопичувати тепло описується через питому теплоємність  $c$  (кДж/кг ·К). Ця величина дорівнює кількості тепла  $Q$ , що приводить до підвищення температури одиниці маси на 1 К

$$c = (1,55 \div 2,8 \omega / \rho).$$

Значення питомої теплопровідності для жиру – 1,930, крові – 3,22.

При фазовому переході уся теплова енергія використовується для подолання міжмолекулярних сил, при цьому температура досліджуваного об'єму при досягненні температури фазового переходу залишається сталою, доки не закінчиться зміна фаз.

Загальна просторова та часова характеристики температурного розподілу в об'ємі тканини, що опромінюється, описується загальним рівнянням теплопровідності [100]

$$\frac{dT}{dt} = (q / \rho c) + (\gamma \nabla^2 T / c) \quad (1.21)$$

де  $\nabla^2 = (d^2 / dx^2 + d^2 / dy^2 + d^2 / dz^2)$  – оператор Лапласа,  $q/\rho c$  – температурна зміна в об'ємі, яка пов'язана з поглинанням випромінювання,  $\gamma \Delta^2 T / \rho c$  – відповідає температурній зміні, що пов'язана з віддачею тепла в оточуюче середовище.

Температурний розподіл в момент часу  $t'$  в точці  $x'$  при виділенні кількості тепла  $Q$  описується

$$T_o(x, t) = \frac{Q \cdot \exp\left\{-\frac{(x-x')^2}{4\gamma(t-t')}\right\}}{2\rho c(\pi\gamma(t-t'))^{1/2}} = \frac{Q e^{-\frac{(x-x')^2}{4\gamma(t-t')}}}{2\rho c\sqrt{\pi\gamma(t-t')}}. \quad (1.22)$$

Для поля випромінювання з просторовими та часовими змінами при щільності розподілу тепла  $q(x', t')$  отримуємо

$$T(x, t) = \frac{1}{\rho c\sqrt{\pi\gamma}} \int_0^t \int_{-\infty}^{\infty} \frac{q(x', t')}{\sqrt{t-t'}} e^{-\frac{(x-x')^2}{4\gamma(t-t')}} dx' dt' \quad (1.23)$$

Для практичного розрахунку часової характеристики розподілення локального нагріву вводять час термічної релаксації.

$$\tau = [d^2 \rho c] / \gamma = d^2 / \chi, \quad (1.24)$$

де  $d$  – глибина біотканини.

Тобто, якщо на поверхню тканини подається короткий імпульс тепла, то проходить час  $\tau$ , поки на глибині не почнеться відчутний нагрів.

*Відведення тепла кровотоком та інші механізми.* Теплова енергія з ділянки, що опромінюється, відводиться не тільки за рахунок теплопровідності, але також через судинну систему. При цьому кров надходить в об'єм, що опромінюється, з нормальною артеріальною температурою і зразу нагрівається до локальної температури в капілярній області [100].

Для оцінювання температурного розподілу під впливом судин вводять час перфузії  $t_b$ , тобто час, за який вся кров змінюється в одиниці об'єму тканини.

Перенесення тепла кровотоком може стати домінуючим фактором при встановленні стаціонарного температурного розподілу, особливо, при безперервному опромінюванні.

Вплив кровотока на стаціонарний температурний розподіл є тільки у випадку, коли площа опромінюваної області тканини більша, ніж глибина термічного проникнення. Якщо область опромінювання менша, то перенесення тепла визначається коефіцієнтом теплопровідності. Також тепло може бути відведене шляхом метаболічних процесів, шляхом випаровування води з поверхні та конвекції.

## **2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ТА ЕЛЕКТРОТЕПЛОВЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРВИННИХ КІЛ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ ПОТОКУ**

Інформативним сигналом первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку є їх температура, яка залежить від інтенсивності теплообміну між структурою перетворювача та середовищем потоку (газу чи рідини). Модельні дослідження кіл вказаних вимірювальних перетворювачів, які проводяться з метою оптимізації їх структури та режимів живлення, вимагають поєднання аналізу електричних та теплових процесів в єдиному комплексі.

Нажаль, відомі пакети схемного моделювання, зокрема PSpice та MicroCAP, не дозволяють поєднувати електричний та тепловий аналізи – в ході таких модельних досліджень температура елементів не може змінюватися при зміні електричної потужності, що виділяється в цих елементах. Тому була поставлена задача розробки методу адаптації процедури схемного моделювання у вказаних пакетах для реалізації можливості комплексного аналізу електричних та теплових процесів в колах первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку. Для цього необхідно створити моделі (схеми заміщення) елементів, вольт-амперна характеристика яких зазнає впливу в процесі саморозігріву цих елементів.

В цьому розділі представлена комплексна методика електротеплового моделювання вимірювальних перетворювачів теплових сенсорів потоку, що включає в себе синтез кола заміщення імпульсної температурної релаксації та спосіб формування вольт-амперних характеристик (ВАХ) перетворювачів в режимі їх самонагріву струмом живлення. Розглядаються проблеми нестабільності ітераційних процесів при аналізі ВАХ вимірювальних перетворювачів з від'ємним диференціальним опором, обумовленим самонагрівом.

Запропоновано спосіб синтезу електротеплових моделей терморезистивних, діодних та транзисторних структур первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку. На відміну від відомих пакетів схемного моделювання цей спосіб дозволяє за один цикл DC аналізу отримати ВАХ з врахуванням самонагріву вищевказаних перетворювачів [136, 137].

## 2.1. Математична модель теплового поля інтегральної структури

Методи та моделі розрахунку температурних полів електронної апаратури, і зокрема, твердотільних та гібридних інтегральних схем вичерпно представлені в численних публікаціях. Доступними є також ряд спеціалізованих програмних продуктів, зокрема WinTherm (розробник ANALYSIS TECH; [www.analysisstech.com](http://www.analysisstech.com)), T3Step та Thermodel (розробник MICRED; [www.micred.com](http://www.micred.com)), BETAsoft Board (розробник DYNAMIC SOFT ANALYSIS; [www.betasoft-thermal.com](http://www.betasoft-thermal.com)) тощо [54-65]. Враховуючи, що наукові аспекти більшості теплових розрахунків є вичерпаними, принаймні з точки зору задач, поставлених в цій роботі, далі приведемо лише опис теплової моделі в загальній формі та часткові приклади результатів розрахунку теплових полів інтегральних структур теплових термоанемометрів. Матеріал цього підрозділу необхідно розглядати лише як вихідні дані для представлених в подальших частинах монографії розроблених нами нових підходів електротеплового моделювання, в якому поєднуються динамічні теплові та схемні розрахунки елементів, температура яких є інформативною величиною сигнального перетворювача сенсорного пристрою потоку.

При тепловому розрахунку інтегральних структур їх розбивають на ділянки, зокрема на шари та паралелограми, кожний з яких описують незалежною системою параметрів – коефіцієнтом теплопровідності, теплоємністю, потужністю тепловиділення тощо. Система рівнянь теплопровідності в декартовій системі координат  $x, y, z$  для  $i$ -го шару багатшарової структури (приймавши, що нижня границя  $i$ -го шару відповідає координаті  $z_i = 0$ , а верхня –  $z_i = \delta_i$ , де  $\delta_i$  – товщина  $i$ -го шару) має вигляд [120, 121]

$$\frac{\partial^2 T_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_i}{\partial z^2} = 0.$$

Граничними умовами є:

- на бокових гранях при  $x = 0, x = L_x, y = 0, y = L_y$

$$\frac{\partial T_i}{\partial x} = 0; \quad \frac{\partial T_i}{\partial y} = 0$$

- на границі  $i$ -го та  $(i+1)$ -го шарів при  $z_i = \delta_i, z_{i+1} = 0$

$$T_i = T_{i+1}; \quad \lambda_i \left( \frac{\partial T_i}{\partial z_i} \right) = \lambda_{i+1} \left( \frac{\partial T_{i+1}}{\partial z_{i+1}} \right)$$

- на поверхні  $S$  при  $z_1 = 0$

$$\frac{\partial T_1}{\partial z_1} = -\frac{1}{\lambda_1} \sum_{j=1}^k \frac{P_j}{a_j b_j} h_j(x) h_j(y) h_j(z) + \frac{\alpha_0}{\lambda_1} T_1$$

- на поверхні  $S_N$  при  $z_N = \delta_N$

$$\frac{\partial T_N}{\partial z_N} = \frac{1}{\lambda_N} \sum_{j=1}^k \frac{P_j}{a_j b_j} h_j(x) h_j(y) h_j(z) - \frac{\alpha_N}{\lambda_N} T_N,$$

де  $T_i$  – надлишкова температура (температура перегріву)  $i$ -го шару над температурою оточуючого середовища ( $i = 1, 2, 3 \dots N$ );  $N$  – число шарів;  $\lambda_i$  – коефіцієнт теплопровідності  $i$ -го шару;  $P_j$  – потужність  $j$ -го джерела тепла ( $j = 1, 2, 3 \dots k$ );  $k$  – число джерел тепла;  $a_j, b_j$  – розміри джерела тепла з номером  $j$  по осях  $x$  та  $y$ , відповідно;  $h_j(x), h_j(y)$  – координатнозалежні функції, що приймають значення 1 в області джерела та 0 поза областю  $j$ -го джерела тепла;  $h_j(z)$  – координатнозалежні функції, що приймають значення 1 на поверхні  $S_N$  та 0 на поверхні  $S_0$ , відповідно;  $\alpha_0, \alpha_N$  – коефіцієнти теплопередачі з поверхонь  $S_0, S_N$ .

Розрахунок температурного поля, що обумовлене розміщенням на поверхні  $S_N$  джерелом тепла, можна провести числовим методом використовуючи ряди

$$\begin{aligned} \frac{T_{ij}}{P_j} = & \frac{(1-k_i)Z_c\alpha_0+1}{Z_c\alpha_0\alpha_N+\alpha_0+\alpha_N} \frac{1}{L_x L_y} + \frac{8L_x}{\pi^2 a_i a_j L_y} \times \\ & \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{W(n,0,k_i)}{n^2} \cos n\pi \frac{\phi_i}{L_x} \cos n\pi \frac{\phi_j}{L_x} \sin n\pi \frac{a_j}{2L_x} \sin n\pi \frac{a_i}{2L_x} + \\ & + \frac{8L_y}{\pi^2 b_i b_j L_x} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{W(0,m,k_i)}{m^2} \cos m\pi \frac{\psi_i}{L_y} \sin m\pi \frac{b_i}{2L_y} \cos m\pi \frac{\psi_j}{L_y} \times \\ & \times \sin m\pi \frac{b_i}{2L_y} + \frac{64L_x L_y}{\pi^4 a_i a_j b_i b_j} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{W(n,m,k_i)}{n^2 m^2} \cos n\pi \frac{\phi_i}{L_x} \cos n\pi \frac{a_i}{2L_x} \times \\ & \times \cos n\pi \frac{\phi_i}{L_x} \sin n\pi \frac{a_j}{2L_x} \sin m\pi \frac{\psi_i}{L_y} \sin m\pi \frac{b_i}{2L_y} \cos m\pi \frac{\psi_j}{L_y} \sin m\pi \frac{b_i}{2L_y}, \end{aligned}$$

де  $T_{ij}$  – середня температура  $i$ -ї ділянки, що нагріта  $j$ -м джерелом тепла;  $a_i, a_j, b_i, b_j$  – розміри ділянок;  $\phi_i, \phi_j$  – координати центрів ділянок по осі

$x$ ;  $\psi_i, \psi_j$  – координати центрів ділянок по осі  $y$ ;  $L_x, L_y$  – розміри структури по осях  $x$  та  $y$ ;  $Z_c = \sum_{i=1}^N \delta_i / \lambda_i$  – тепловий опір;  $\delta_i, \lambda_i$  – товщина та тепловий опір  $l$ -го шару ( $l = 1, 2, 3, \dots, N$ );  $N$  – число шарів структури;  $W(n, m, k_i) = (G_N(1 - k_i) + k_i) \frac{Z_N}{Z_N \alpha_N + 1}$ .

Змінна  $k_i$  приймає значення 1 в точці, що знаходиться на поверхні  $S_N$ , та 0 – на поверхні  $S_N$ . Функції  $G$  та  $Z_N$  розраховуються послідовно проходячи шари структури, починаючи з першого і закінчуючи  $N = m$ , використовуючи рекурентні вирази

$$Z_i = \frac{v\lambda_i Z_{i-1} + 1 + (v\lambda_i Z_{i-1} - 1)e^{-2v\delta_i}}{v\lambda_i Z_{i-1} + 1 - (v\lambda_i Z_{i-1} - 1)e^{-2v\delta_i}}; G_i = \frac{G_{i-1} 2v\lambda_i Z_{i-1} e^{-v\delta_i}}{v\lambda_i Z_{i-1} + 1 + (v\lambda_i Z_{i-1} - 1)e^{-2v\delta_i}},$$

де  $i$  – номер шару;  $v = \sqrt{n^2 \pi^2 / L_x^2 + m^2 \pi^2 / L_y^2}$ .

В доповнення до вищенаведених систем рівнянь математичного опису температурних полів, в теплових сенсорах потоку необхідно розрахувати взаємодію нагрітої структури первинного перетворювача сенсора з потоком. В загальному випадку залежність між температурними параметрами термоанемометричного первинного перетворювача та параметрами потоку може бути записана у вигляді рівняння [1–5]

$$P_i = K_1 \alpha F \Delta t,$$

де  $K_1$  – коефіцієнт пропорційності;  $\alpha$  – коефіцієнт тепловіддачі;  $F$  – поверхня теплообміну;  $\Delta t$  – різниця температур.

Основним параметром теплової моделі є критерій Нуссельта  $Nu$ , який характеризує теплообмін між поверхнею нагрівача та середовищем потоку

$$Nu = A Re^n Pr^b Gr^c \left( \frac{Pr_\delta}{Pr_c} \right)^d,$$

де  $Re$  – критерій Рейнольдса, який характеризує співвідношення сил інерції і в'язкості та визначає характер течії рідини (газу);  $Pr$  – критерій Прандтля, який характеризує фізичні властивості рідини (газу);  $Gr$  – критерій Грасгофа, який характеризує підйомну силу, що виникає в рідині (газі) внаслідок різниці густин.

Критерій подібності Прандтля  $Pr$  є суто фізичним параметром, який характеризує властивості потоку. Критерій Грасгофа  $Gr$  також не

містить швидкості потоку і лише характеризує взаємодію молекулярного тертя та підйомної сили, що обумовлена різницею густин в окремих точках потоку через його неізотермічність. Лише критерій Рейнольда  $Re$  містить в собі швидкість потоку, яка і вимірюється тепловим сенсором. Тому в загальному випадку зв'язок між критерієм Нуссельда  $Nu$ , який містить коефіцієнт тепловіддачі, та критерієм Рейнольда, який містить швидкість потоку  $v$ , може бути записаний у вигляді:  $Nu = C Re^n$ , де  $C$  – питома теплоємність вимірюваного середовища;

або

$$\frac{\alpha d}{\lambda} = C \left( \frac{v d \rho}{\mu} \right)^n,$$

звідки

$$\alpha = C \frac{\lambda d^{n-1} \rho^n}{\mu^n} v^n = C \frac{\lambda d^{n-1}}{\mu^n} G_m^n,$$

де  $d$  – діаметр трубки, в якій вимірюють швидкість потоку;  $v$  – швидкість потоку;  $\rho$ ,  $\mu$ ,  $\lambda$  – відповідно густина, в'язкість, теплопровідність вимірювального середовища;  $G_m$  – масова витрата.

Необхідно вказати, що для практичного застосування, як правило, використовуються критеріальні рівняння, які отримують в результаті експериментальних досліджень.

Нижче наведено низку результатів, проведених нами, теплових розрахунків двох типових конструктивних рішень інтегральних структур теплових сенсорів потоку. Перша з них (рис. 2.1а) – це кристал (В) кремнієвої інтегральної схеми, в центрі якої на мембрані (М) сформовано один нагрівач (Н) а на периферії – два або чотири сенсори ( $S1$ ,  $S2$ ) різницевої температури  $\Delta T = T_{S2} - T_{S1}$ . Для мінімізації передачі тепла від нагрівача до сенсорів тепловий опір мембрани повинен бути якомога вищим – в ідеальному випадку передача тепла має відбуватися лише через середовище (газ або рідину) вимірювального потоку. Тому товщина мембрани є мінімальною, типово – не більше 0,05 мм.

Сенсори різницевої температури повинні також мати максимальний тепловий опір відносно структури інтегральної схеми, а тому формуються з діелектричним підшаром з низькою теплопровідністю. Натомість тепловий опір структури інтегральної схеми в цілому повинен мати мінімальний тепловий опір з тепловідводом на якому ця схема змонтована. Це забезпечує фіксовану температуру структури та відсутність температурних градієнтів, обумовлених прямою передачею тепла через мембрану до сенсорів.



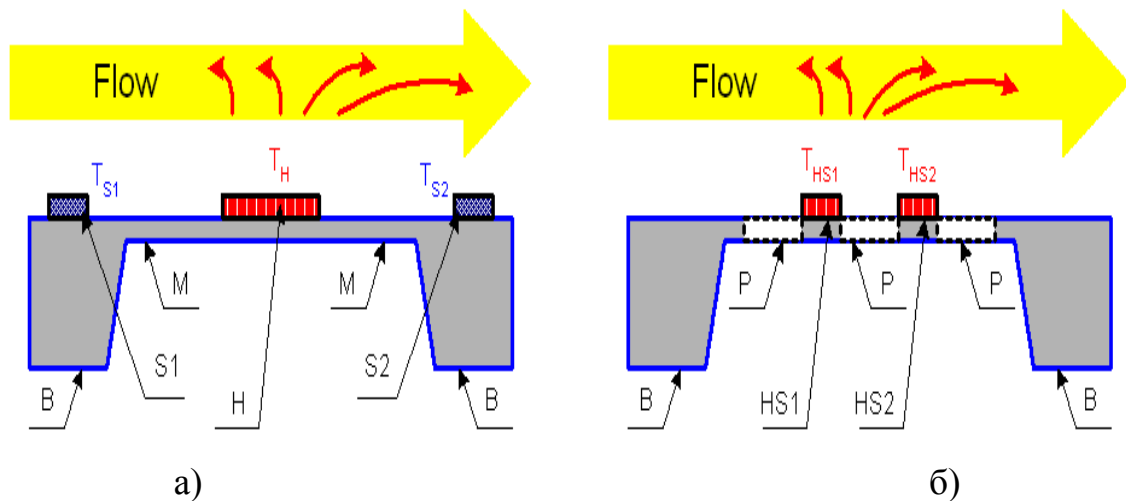


Рисунок 2.1 – Типові конструктивні вирішення теплових сенсорів потоку

Реалізація вищевказаної вимоги не є проблематичною, адже коефіцієнт теплопровідності  $\lambda_{Si}$  кремнію (базового напівпровідника твердотільних інтегральних схем) та евтектичного сплаву золото-кремній  $\lambda_{Si-Au}$  (шар який з'єднує кристал інтегральної схеми з радіатором) є достатньо високими –  $\lambda_{Si} = 120 \text{ Вт/(м}\cdot\text{К)}$ ,  $\lambda_{Si-Au} = 150 \text{ Вт/(м}\cdot\text{К)}$ , відповідно. Натомість, коефіцієнт теплопровідності більшості діелектричних шарів, на яких формуються сенсори температури (окисел чи нітрид кремнію), є в декілька десятків разів меншим, що і забезпечує хорошу теплоізоляцію сенсорів температури від кристалу інтегральної схеми первинного перетворювача сенсора потоку.

Приклади результатів розрахунку температурного поля структури сенсора потоку без наявності потоку показано на рис. 2.2а при теплопередачі через потік (при різних величинах нормованої швидкості Flow1...4) – на рис. 2.3. Температурне поле має три характерні ділянки: В – кристалу інтегральної схеми, температура якого є практично сталою, М – периферійної частини мембрани та Н – центральної частини мембрани на якій розміщено нагрівач.

При гранично малих швидкостях потоку (Flow 1) температурне поле залишається практично незмінним, а різниця температур між ділянками розміщення сенсорів температури Sensor 1 та Sensor 2 – незначною. Збільшення швидкості потоку (Flow 2) та (Flow 3) приводить до переносу тепла в напрямку його руху та відповідного збільшення різниці температур  $\Delta T = T_{S2} - T_{S1}$ . При цьому температура нагрівача зменшується, що обумовлює нелінійність функції перетворення сенсора потоку.

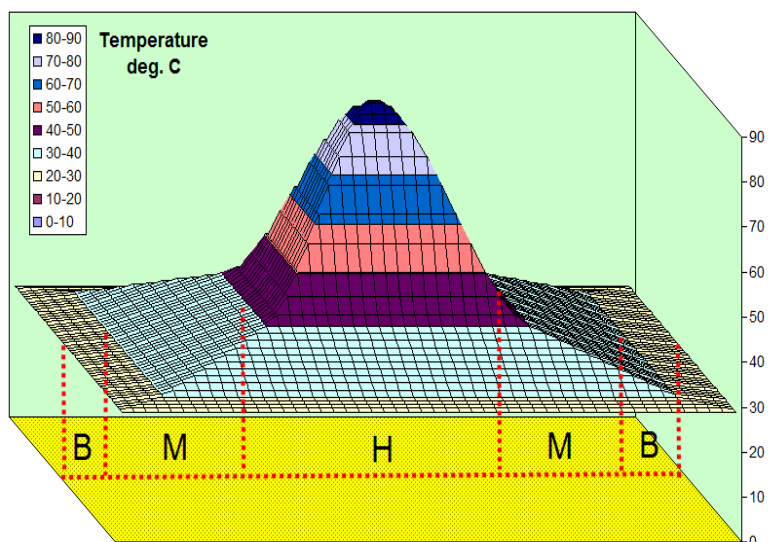


Рисунок 2.2 – Температурне поле інтегральної структури (рис. 2.1а) без впливу теплопереносу через потік

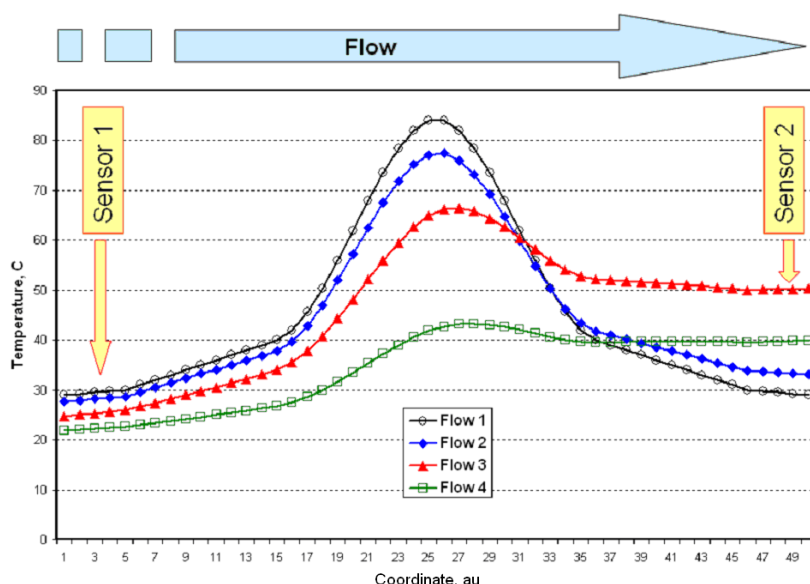


Рисунок 2.3 – Температурне поле інтегральної схеми (див. рис. 2.1а) при різних швидкостях потоку (в нормованих одиницях – Flow1...4)

Подальше зростання швидкості потоку (Flow 4) призводить до значного охолодження нагрівача при недостатньому нагріві середовища потоку, що обумовлює зменшення нагріву структури в ділянці розміщення сенсора температури Sensor 2, а отже і зменшення різниці температур  $\Delta T$ . На рис. 2.4 показано типову залежність різниці температур  $\Delta T$  від швидкості потоку. Ця залежність є визначальною при розробці структури первинного перетворювача сенсора потоку і визначає лінійність функції перетворення та допустимий діапазон вимірювання.

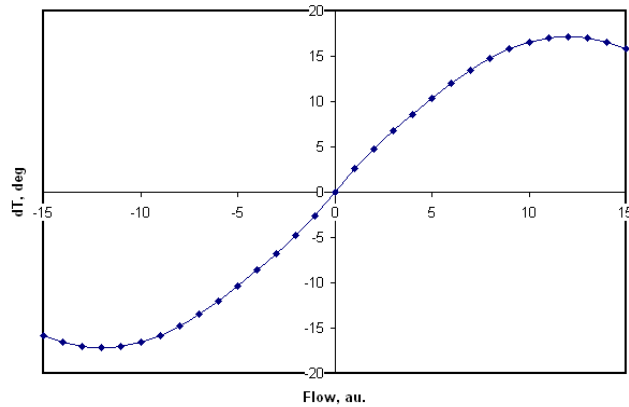


Рисунок 2.4 – Залежність різниці температур  $\Delta T = T_{S2} - T_{S1}$  від швидкості потоку

Аналогічні розрахунки були проведені і для другої типової конструкції структури первинного перетворювача теплового сенсора потоку (див. рис. 2.1б), яка містить два інтегровані елементи (HS1, HS2), кожний з яких служить і нагрівачем, і сенсором температури. З метою мінімізації теплопередачі ці елементи виконані у вигляді містків, які контактують з структурою кристалу лише в двох місцях. Бокові сторони елементів є підвішеними, тобто теплообмін здійснюється лише через середовище (P) потоку.

Типова картина температурного поля такої структури без впливу теплопереносу через потік показана на рис. 2.5. Температуру середовища між інтегрованими елементами (HS1, HS2) беремо сталою величиною (на рисунку зображена заниженими областями P). Інформативною величиною первинного перетворювача сенсора потоку служить різниця температур інтегрованих елементів  $\Delta T = T_{HS2} - T_{HS1}$ .

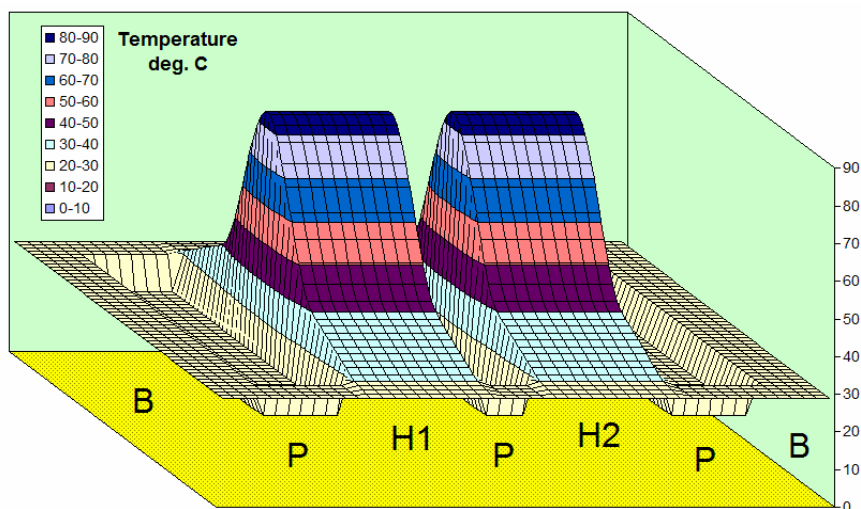


Рисунок 2.5 – Температурне поле інтегральної структури (див. рис. 2.1б) без впливу теплопереносу через потік

Приклад розрахунку температурного поля структури з двома інтегрованими елементами при певній швидкості потоку наведено на рис. 2.6. Аналогічно до вищенаведених розрахунків, при збільшенні швидкості потоку спостерігається збільшення різниці температур  $\Delta T = T_{HS2} - T_{HS1}$ , яка обумовлена зменшенням тепловіддачі між нагрівачами та потоком в напрямку його поширення. В даному випадку це обумовлено підвищенням температури середовища потоку при проходженні його над нагрівачами (враховуючи значні градієнти температур в потоці, температура останнього на рисунку не представлена – прийнята фіксованою величиною  $T_A = 20^\circ\text{C}$ ). Як і в попередньому випадку з одним нагрівачем, при певній критичній швидкості потоку функція різниці температур приймає екстремальне значення, після чого різниця температур зменшується. Це обмежує діапазон вимірювання швидкості потоку.

Проведений аналіз підтверджує опубліковані в літературі дані [1–5], що функція перетворення теплових сенсорів потоку є нелінійною, а при певному значенні швидкості потоку настає режим в якому при збільшенні швидкості потоку градієнт температур перестає збільшуватися і починає зменшуватися.

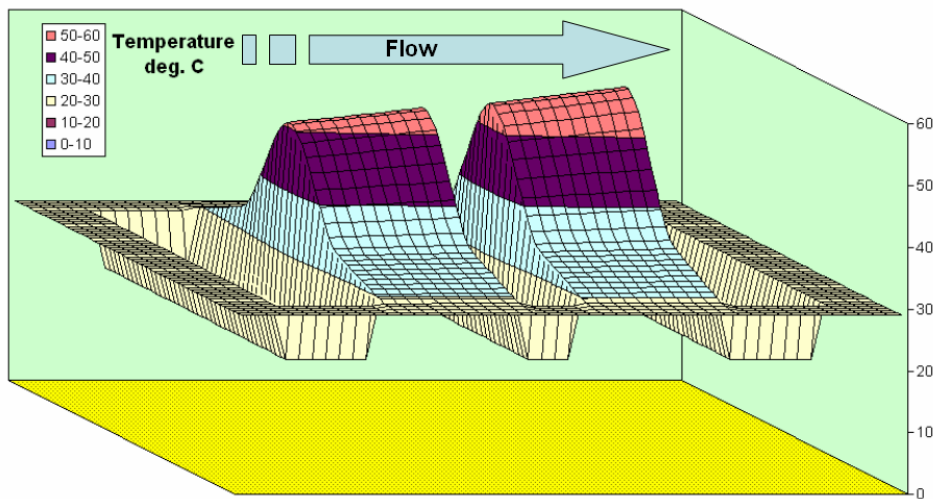


Рисунок 2.6 – Температурне поле інтегральної схеми (див. рис. 2.1б) при певній швидкості потоку

В наступних розділах нами буде показана можливість мінімізації цього негативного ефекту шляхом термостабілізації температури нагрівача. Як буде далі показано, новизною запропонованого нами вирішення є спосіб термостабілізації при якому поєднується висока чутливість та мінімальні втрати теплової енергії в колах керування процесом нагріву.

## 2.2. Електротеплове моделювання вимірювальних перетворювачів в імпульсних режимах роботи

В основі високоефективної стабілізації температури нагрівача, що дозволяє мінімізувати втрати теплової енергії на елементах керування (здебільшого, транзисторах), лежить імпульсний режим роботи. На відміну від лінійних схем керування, в яких потужність нагріву змінюється шляхом відповідної зміни напруги на нагрівачі, в імпульсних схемах керування потужність нагріву змінюється відповідною модуляцією тривалості імпульсів нагріву чи періоду їх слідування. При цьому амплітуда імпульсу напруги на нагрівачі практично рівна напрузі живлення, тобто падіння напруги та тепловиділення на елементі керування є мінімальними.

Особливу високу ефективність імпульсних схем нагріву отримують використанням сучасних МДН транзисторів, виготовлених за D-MOS та V-MOS (HEXFET) технологіями, які забезпечують практично ідеальні ключові характеристики – високу швидкодію та мінімальний опір у провідному стані  $R_{ON}$  (типово  $R_{ON} < 0,1$  Ом). Мова про подальший розвиток імпульсних схем керування з точки зору їх застосування для температурної стабілізації нагрівача теплових сенсорів потоку піде в наступному розділі.

Розглянемо основні підходи схемного моделювання вказаних імпульсних схем. Ставиться задача розробити метод аналізу імпульсного нагріву елементів в середовищі пакетів PSpice та MicroCAP. Зауважимо, вказані пакети не дозволяють проводити електричне та температурне моделювання в єдиному циклі аналізу.

Використаємо електротеплову аналогію, суть якої розглянемо на прикладі одновимірного теплового потоку у твердому тілі. Приймавши в першому наближенні незалежність коефіцієнта теплопровідності тіла від температури, систему рівнянь теплового потоку можна записати у вигляді

$$\begin{cases} -dT/dx = P/\lambda S \\ d^2T/dx^2 = j\omega c\rho T/\lambda \end{cases},$$

де  $\lambda$  – коефіцієнт теплопровідності;  $S$  – площа ізотермічної поверхні;  $P$  – тепловий потік;  $c$  – питома теплоємність;  $\rho$  – питома густина речовини.

Натомість, система рівнянь, що характеризує пасивну RC лінію з розподіленими параметрами при встановленому синусоїдальному режимі, може бути записана у вигляді

$$\begin{cases} -dV/dx = R_i I \\ d^2V/dx^2 = j\omega R_i C_i V \end{cases}$$

де  $V, I$  – комплексні амплітуди напруги та струму;  $R_i, C_i$  – опір та ємність на одиницю довжини лінії.

Порівнюючи ці дві системи рівнянь, можна встановити формальну аналогію між тепловими та електричними величинами: кількість тепла в тепловій моделі відповідає електричному заряду в електричній моделі; різниця температур – різниці потенціалів; тепловий потік – електричному струму; густина теплового потоку – густині струму; тепловий опір – електричному опору; коефіцієнт теплопровідності – питомій електричній провідності; теплоємність – електричній ємності. Просторові та часові параметри обох моделей є ідентичними.

Відомо, що часова залежність температури  $T(t)$  в імпульсному режимі нагріву–остигання може бути представлена виразом

$$T(t) = T_A + PZ_Q(t),$$

де  $Z_Q(t)$  – тепловий опір;  $Z_Q(t) = \sum_{i=1}^N Z_{Qi} \left( 1 - \exp\left(-t/\tau_i\right) \right)$  – при нагріві;

$Z_Q(t) = \sum_{i=1}^N Z_{Qi} \exp\left(-t/\tau_i\right)$  – при остиганні;  $Z_{Qi}$  – часонезалежні теплові опори параметричних ділянок структури в постійному режимі нагріву;  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$  – теплові постійні цих ділянок структури  $\tau_i = Z_{Qi} \cdot C_{Ti}$ ;  $C_{Ti}$  – теплоємність  $i$ -ї ділянки структури.

Для теплового аналізу структури інтегральної схеми теплового витратоміра, в останній достатньо виділити, принаймні, дві параметричні ділянки, кожен з яких описати характерними для неї величинами  $Z_{Ti}, C_{Qi}$ . Перша ділянка відповідає мембрані, тепловий опір якої є найвищим, а тепла постійна найменшою. Друга ділянка відповідає кристалу інтегральної схеми. При необхідності можна розглянути і нагрів радіатора та прилеглого до нього середовища, ввівши третю та четверту параметричні ділянки.

Розроблений нами метод синтезу моделі та аналізу імпульсного нагріву елементів в середовищі пакетів PSpice та MicroCAP склада-

ється з двох етапів – на першому формують величину, чисельно рівну температурі досліджуваного елемента, а на другому, – враховуючи цю температуру, розраховують температурну релаксацію параметрів цього елемента, зокрема, його температурну зміну опору, струму чи падіння напруги.

Використовуючи електротеплову аналогію процес нагріву представимо електричною схемою заміщення (рис. 2.7), в якій імпульсне джерело струму  $I_0$  формує перехідний процес в ланці паралельно з'єднаних електричного опору (резистор  $R1$ ), значення якого чисельно рівне тепловому опору в режимі постійного нагріву та ємності (конденсатор  $C1$ ), значення якої чисельно рівне теплоємності структури. Для зручності можна ввести коефіцієнт масштабування вказаних величин, ввівши відповідний коефіцієнт між струмом та тепловим потоком.

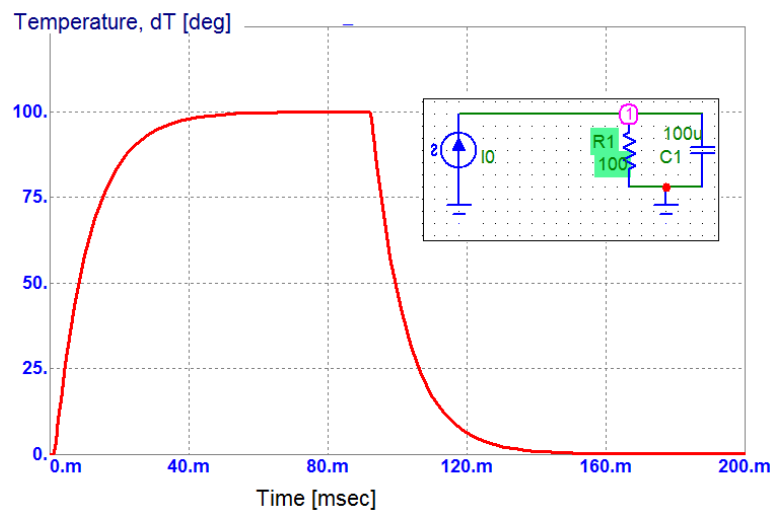


Рисунок 2.7 – Перехідний процес одноланкової електротеплової моделі

Як це відзначалося вище, тепловий аналіз інтегральної структури теплового сенсора потоку вимагає використання, принаймні, двох параметричних ділянок. Приклад перехідного процесу дволанкової електротеплової моделі показаний на рис. 2.8. Теплова релаксація мембрани та кристалу представлена «зарядом» теплоємності першої [2] та другої [3] параметричної ділянок інтегральної схеми структури первинного перетворювача теплового сенсора потоку.

Для опису температури навколишнього середовища  $T_A$  в схему заміщення вводять джерело постійної напруги, значення якої чисельно

рівне  $V_1 \equiv T_A$ . Перехідний процес дволанкової електротеплової моделі  $T_S$  з врахуванням температури середовища  $T_A$  показано на рис. 2.9, де **1** – сумарне значення температури  $T_S$  нагрівача; **2** – температура середовища  $T_A$ ; **3** – приріст температури на мембрані  $\Delta T_1$  відносно температури кристалу; **4** – приріст температури кристалу інтегральної схеми  $\Delta T_2$  відносно температури середовища.

Приклади результату аналізу температури нагрівача при коротких імпульсах нагріву, коли процес нагріву-охолодження структури відбувається за декілька періодів, показано на рис. 2.10.

Очевидно, що температура нагріву залежить від потужності, яка виділяється на нагрівнику, а вищенаведена модель не містить інформації про вказану потужність. Тому, як це буде показано далі, при синтезі моделі теплової релаксації напруга на RC колах повинна слугувати не значенням температури, а лише часозалежним показником, зокрема функцією теплового опору  $Z_Q(t)$ .

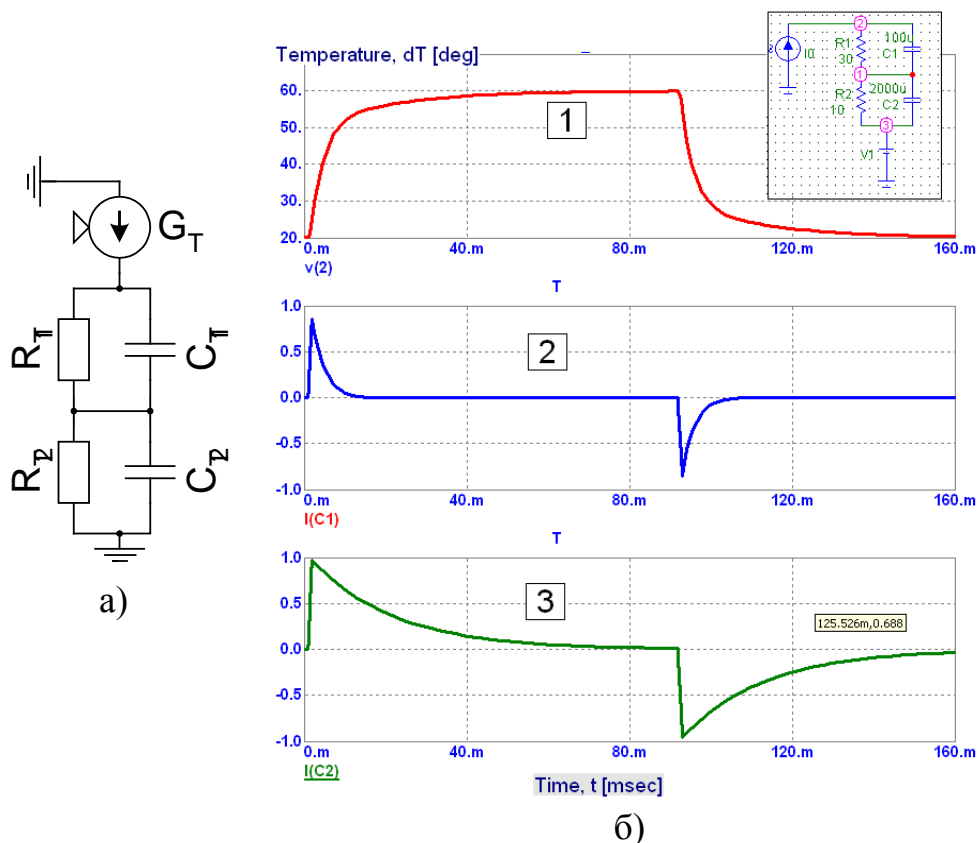


Рисунок 2.8 – Дволанкова електротеплова модель (а) та її перехідний процес (б): **1** – температура (напруга); **2**, **3** – «заряд» теплоємності, відповідно, першої та другої параметричної ділянок



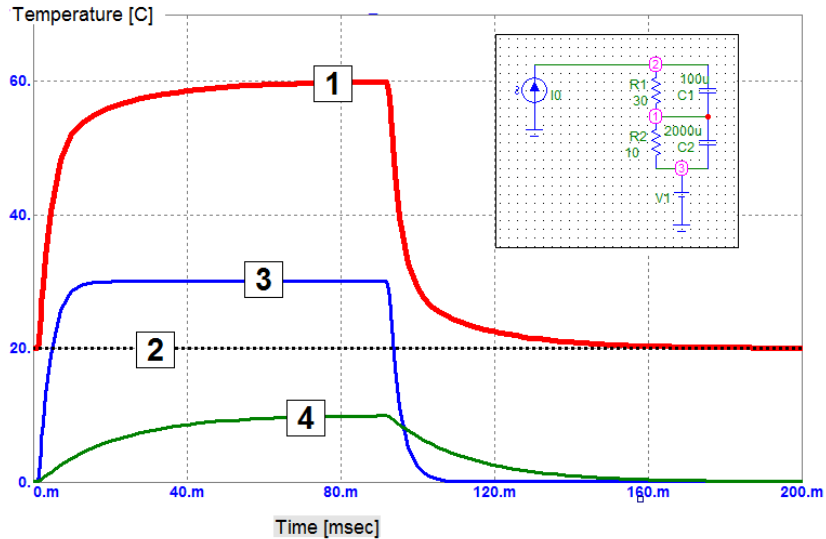


Рисунок 2.9 – Перехідний процес дволанкової електротеплової моделі  $T_S$  з врахуванням температури середовища  $T_A$

В ході синтезу моделі проводять верифікацію її параметрів по відношенню до експериментально визначених параметрах нагріву та остигання реальних структур. В процесі такої верифікації використовують два основні підходи. Перший підхід передбачає графічну ідентифікацію параметричних ділянок, для чого вхідні дані про хід нагріву досліджуваного елемента  $T(t)$  представляють у виді логарифмічного графіка  $\text{Log}[T(t)_{\text{MAX}} - T(t)]$ , зокрема, як це показано на рис. 2.11.

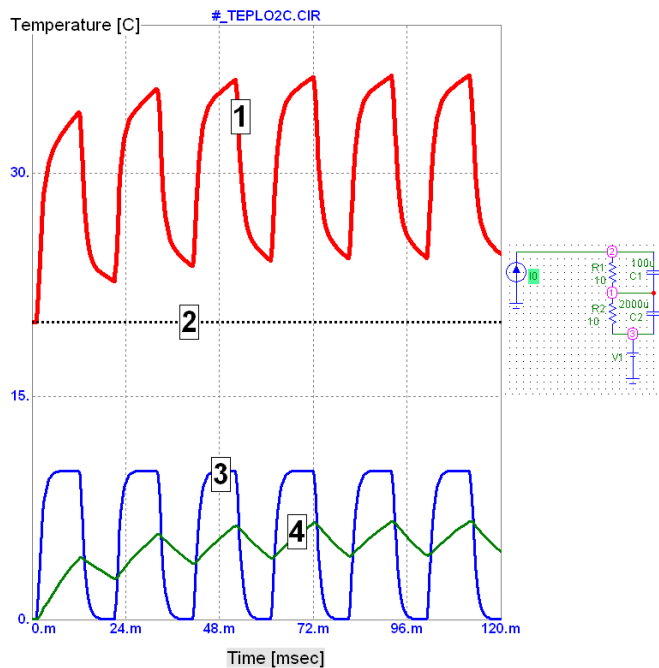


Рисунок 2.10 – Перехідний процес моделі при коротких імпульсах нагріву: **1** – температура (напруга); **2**, **3** – «заряд» теплоємності, відповідно, першої та другої параметричної ділянок

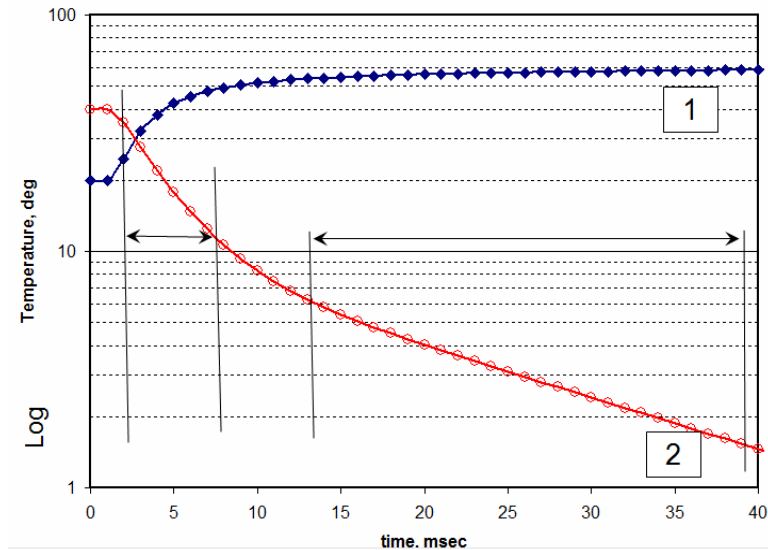


Рисунок 2.11 – Аналіз експериментальних даних: **1** –  $\text{Log}(T(t))$ ;  
**2** –  $\text{Log}[T(t)_{\text{MAX}} - T(t)]$

Аналіз даних в логарифмічному масштабі дозволяє наочніше визначити лінійні відрізки, які відповідають параметричним ділянкам структури. Другий підхід передбачає ітерацію (stepping) параметрів моделі, для чого під час модельного аналізу задають певний крок чи список параметрів ітерації, зокрема як це показано на рис. 2.12. В процесі такої ітерації визначають числові параметри моделі, які відповідають результатам експериментальних досліджень.

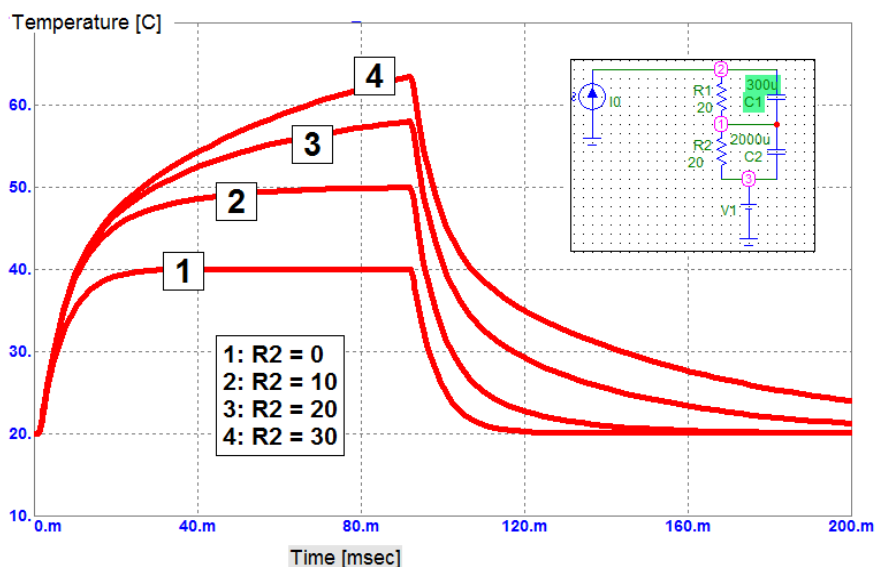


Рисунок 2.12 – Перехідний процес дволанкової електротеплової моделі при ітерації теплового опору  $Z_2 \equiv R_2$

На другому етапі синтезу моделі формують схему заміщення досліджуваного нагрівника, напруга на якому при аналізі нагрівника сенсора потоку служить інформативною величиною про його температуру. Для цього нагрівник представляють ланкою з двох послідовно з'єднаних елементів (рис. 2.13) – власне, резистора (на схемі  $R_4$ ) та керованого джерела напруги (на схемі  $E1$ ).

В бібліотеках PSpice та MicroCAP є декілька типів керованих джерел напруги та струму (VofV, VofI, IofV, IofI, NFV тощо), синтаксис яких дозволяє таблично або аналітично задати залежність вихідної величини джерела від певних напруг чи струмів схеми. Провівши аналіз можливостей вищезгаданих джерел для синтезу температурно залежної релаксації опору резистивного нагрівника нами встановлено, що максимально для цього підходить кероване джерело типу NFV.

На рис. 2.13 показано модель електротеплового аналізу нагрівника з використанням керованого джерела напруги типу NFV та приклад запису його функції. Для проведення такого запису використаємо інформацію про часову залежність теплової релаксації нагрівника, отриману на першому етапі синтезу моделі – у відповідності до наведеного прикладу – це величина, чисельно рівна напрузі у вузлі  $V_2(t)$ . Далі, записавши рівняння температурної залежності напруги на нагрівнику

$$V_{OUT}(t) = V_{OUT0}(1 + \alpha \Delta T(t));$$

$$\Delta T(t) = P_Q Z_Q(t) = I_R V_{OUT} Z_Q(t) \approx I_{R0} V_{OUT0} Z_Q(t),$$

знаходимо

$$V_{OUT} \approx V_{OUT0} + V_{OUT0}^2 I_{R0} \alpha Z_Q(t).$$

Першим доданком отриманого виразу є напруга на номінальному (температурно незалежному) значенні опору нагрівника  $V_{OUT0}$ . В моделі цей опір представлено резистором  $R_4$ . Другий доданок, який моделюється керованим джерелом напруги типу NFV і в моделі представлено елементом  $E1$ , запишемо у вигляді

$$V(E1) = V_{OUT0}^2 I_{R0} \alpha Z_Q(t) = V(R_4)^2 I(R_4) K_V V_2(t),$$

де  $K_V = \frac{\alpha Z_Q(t)}{V_2(t)}$  – коефіцієнт пропорційності, який в моделі представлено додатково введеним джерелом напруги  $V_2$  (мова йде лише про представлення його числового значення, а не розмірності).

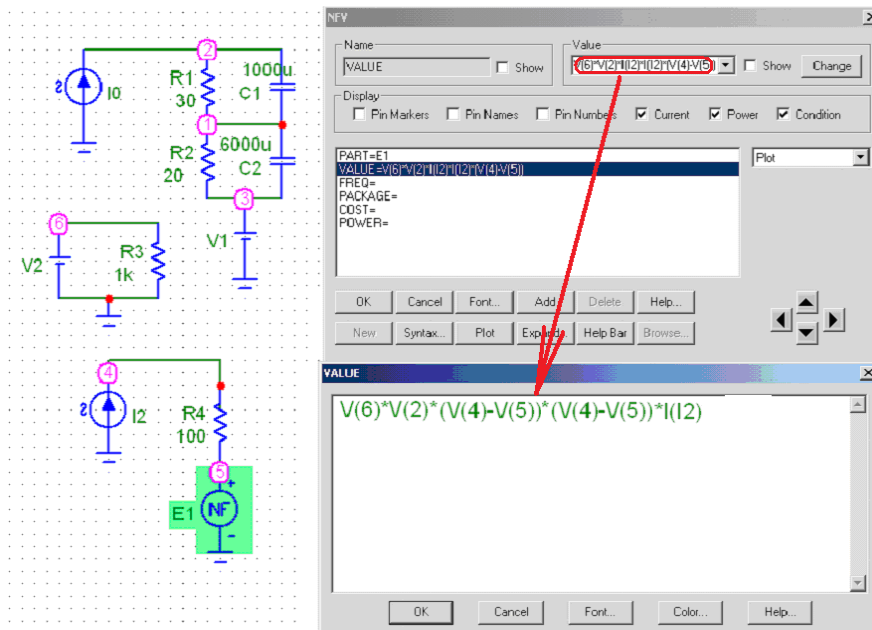


Рисунок 2.13 – Модель електротеплового аналізу та запис функції керованого джерела напруги типу NFV

Приклад результатів моделювання теплової релаксації резистивного нагрівника теплового сенсора потоку, в якому використано розроблену нами електротеплову модель, показано на рис. 2.14. Можна бачити, що при подачі імпульсу струму [1] відбувається нагрів [2] та зміна опору, що показано падінням напруги при фіксованій амплітуді імпульсу струму [3]. З метою більшої наочності температурний коефіцієнт опору нагрівника вибрано суттєво більшим, ніж це має місце на практиці.

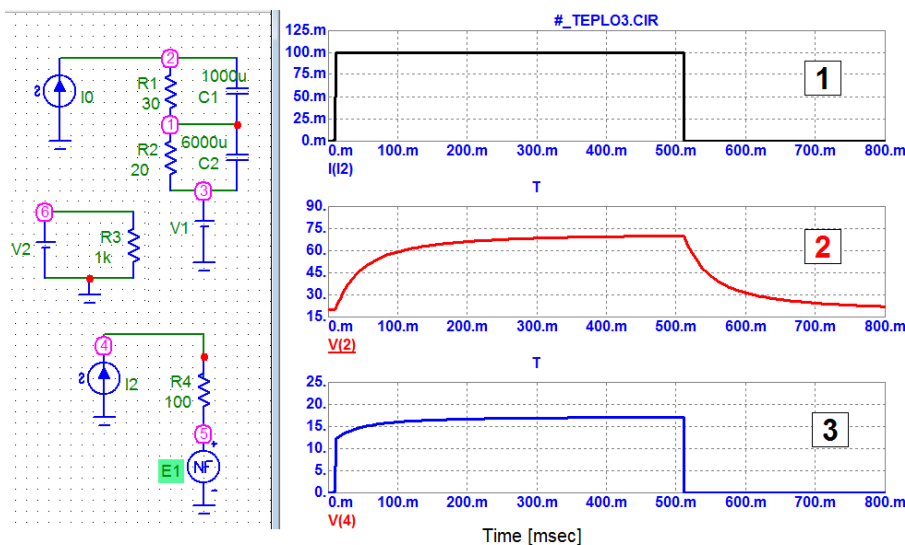


Рисунок 2.14 – Результат електротеплового моделювання резистивного нагрівника: [1] – імпульс струму нагріву; [2] – температура; [3] – напруга на нагрівнику

Очевидно, що коефіцієнт пропорційності  $K_V$  може безпосередньо бути заданим числовою величиною у формулі, що описує функцію керованого джерела типу NFV. Однак, представлення цього коефіцієнта джерелом напруги  $V_2$  має перевагу при ітераційному моделюванні, коли ставиться задача визначити зміну вихідної напруги на нагрівнику при зміні його температурного коефіцієнта опору чи теплового опору. Приклади такого ітераційного моделювання наведені на рис. 2.15 (при додатному температурному коефіцієнті опору  $\alpha > 0$ ) та на рис. 2.16 (при  $\alpha < 0$ ).

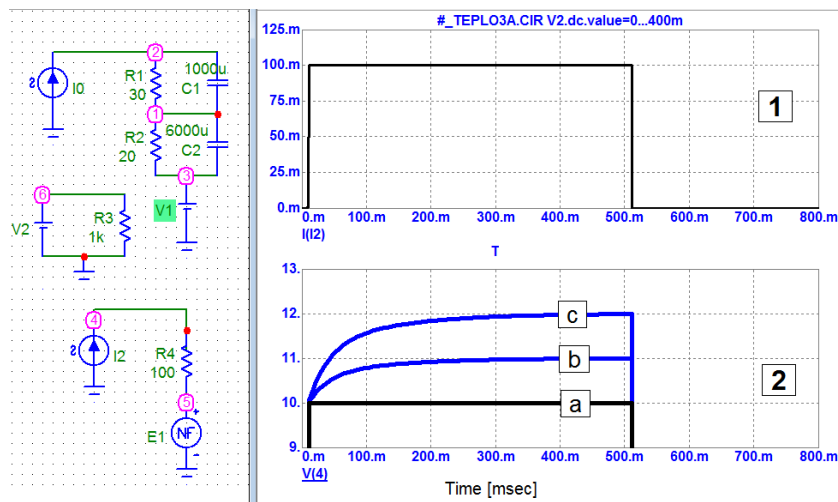


Рисунок 2.15 – Результат електротеплового моделювання резистивного нагрівника при ітерації  $\alpha > 0$ : **1** – імпульс струму нагріву; **2** – напруга на нагрівнику

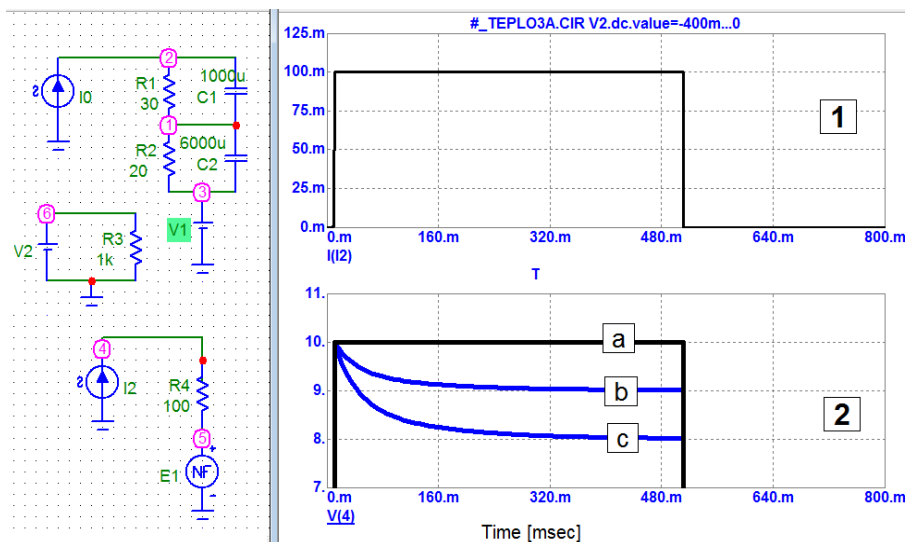


Рисунок 2.16 – Результат електротеплового моделювання резистивного нагрівника при ітерації  $\alpha < 0$ : **1** – імпульс струму нагріву; **2** – напруга на нагрівнику

Епюри з позначенням [a] отримані при  $\alpha = 0$ , що відповідає типовому результату моделювання схем в PSpice чи MicroCAP, в якому неможливо провести електричний та тепловий розрахунки в єдиному циклі аналізу. Епюри з позначенням [b] та [c] дозволяють визначити теплову релаксацію температурно залежного резистора, причому для епюр [c] модуль  $\alpha$  є більшим ніж для епюр [b].

### **2.3. Електротеплове моделювання температурно-залежних вольт-амперних характеристик резистивних перетворювачів**

В цьому підрозділі розглянуто проблему DC аналізу (Direct Current Analysis – аналіз по постійному струму) ВАХ терморезистивних вимірювальних перетворювачів теплових сенсорів потоку, метою якого є визначення зміни вихідного сигналу таких перетворювачів під дією електричної потужності, обумовленої струмом їх живлення. Нагрів терморезистивного перетворювача під дією струму живлення призводить до зміни його опору, що в свою чергу, змінює параметри вимірювального кола. Як це вже нами відзначалося, традиційні програми схемного моделювання не дозволяють поєднати в єдиному циклі електричний та температурний аналіз. Останні можуть проводитися лише незалежно один від одного – типово це реалізується шляхом електричного DC аналізу при наборі фіксованих температур. Нажаль, такий аналіз не дозволяє отримати реальну ВАХ терморезистивних перетворювачів в процесі їх нагріву.

Для прикладу розглянемо аналіз ВАХ напівпровідникових терморезисторів, температурна залежність опору яких визначається типовою залежністю  $R(T) = A \cdot \exp\left(\frac{B}{T}\right)$ , де  $A$ ,  $B$  – коефіцієнти експоненційної функції (із збільшенням температури опір експоненційно спадає). ВАХ таких терморезисторів є лінійною лише при малих струмах живлення, коли температура їх саморозігріву є незначною. Однак, вже при струмах живлення від декількох міліампер і більше опір напівпровідникових терморезисторів починає різко падати, що обумовлено підвищенням їх температури. Приклад аналізу ВАХ таких терморезисторів в режимі стаціонарного саморозігріву показано на рис. 2.17

[122, 123]. Такий аналіз є досить трудомістким процесом, особливо коли струм живлення терморезистора залежить від його опору.

Необхідно відзначити, що вказана проблема вже була предметом детального вивчення, в результаті чого були розроблені моделі (схеми заміщення) ряду терморезисторів. Зокрема, на рис. 2.18 наведено математичний опис розробленої фірмою Siemens моделі терморезистора C619\_10000 (ця та інші подібні за принципом побудови моделі терморезисторів наведені в бібліотеці NTC.LIB). Основою моделей типу NTC.LIB є функціонально керовані джерела струму – в наведеному прикладі це джерела  $G_{them}$ ,  $G_{tmp}$  та  $G_{par}$ .

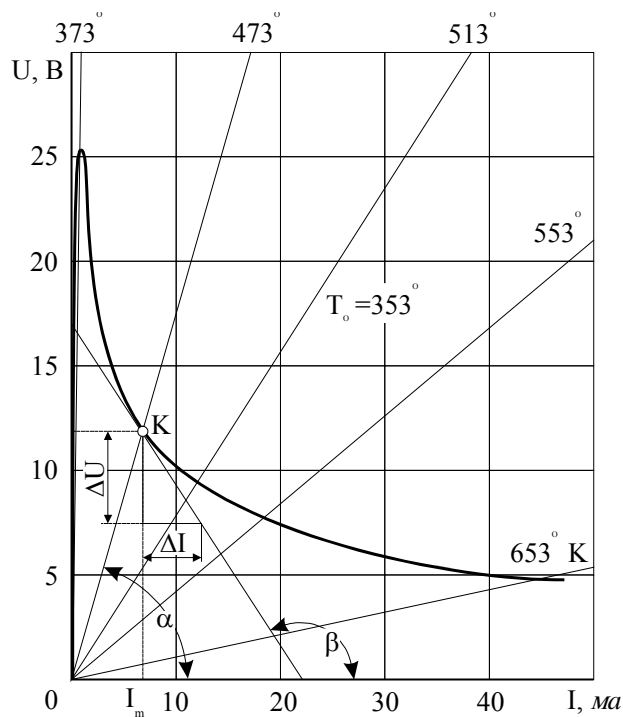


Рисунок 2.17 – Аналіз ВАХ напівпровідникового терморезистора в режимі стаціонарного саморозігріву

Приклади моделювання ВАХ терморезистора C619\_10000 показано на рис. 2.19: варіант (а) відповідає живленню джерелом струму, а варіант (б) – живленню джерелом напруги з послідовно з'єднаним постійним резистором  $R_1 = 1$  кОм. В обох прикладах спостерігається обумовлена нагрівом терморезисторів ділянка ВАХ з від'ємним диференціальним опором, що свідчить про, принаймні з якісної точки зору фізичних процесів, коректність результату моделювання.

```

*PSPICE-SIMULATIONS MODELL FR HEISSLEITER
*SIEMENS MATSUSHITA COMPONENTS OHG DEUTSCHLANDSBERG
*"NTC.LIB" Model
*****
.subckt NTC 1 2 Params:B0=1 B1=1 B2=1 B3=0 B4=0 R25=10
+ CTH=1 GTH0=1 GTH1=1 T=1 TK = 273.15
*****
Gthem          1          4          Value          =
+ {V(1,4)/(R25*(T)*(exp(((B4/(V(3)+TK+TEMP)+B3)/
+ (V(3)+TK+TEMP)+B2)/(V(3)+TK+TEMP)+B1)/(V(3)+TK+TEMP)
+B0)))}
RP 1 4 1T
RS 4 2 1n
Gtmp1          0          3          Value          =
+ {V(1,4)*V(1,4)/(R25*(T)*(exp(((B4/(V(3)+TK+TEMP)+B3)
)
+ (V(3)+TK+TEMP)+B2)/(V(3)+TK+TEMP)+B1)/(V(3)+TK+TEMP)
+B0)))}
C_par 3 0 {CTH}
R_par 3 0 1T
Gpar 3 0 Value={V(3)*(GTH0+(GTH1*(V(3)+TEMP)))}
.ends

```

Рисунок 2.18 – Математичний опис моделі терморезистора C619\_10000 (NTC.LIB)

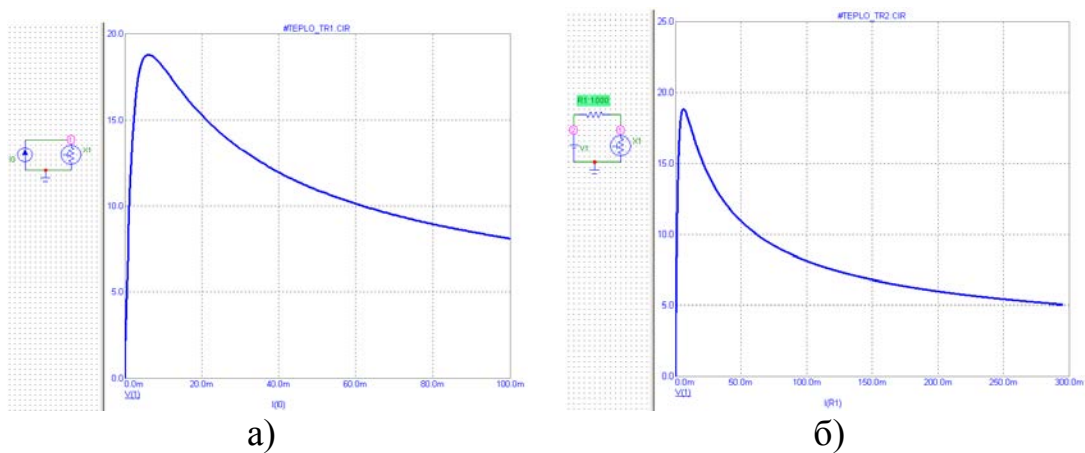


Рисунок 2.19 – Результат аналізу ВАХ терморезистора C619\_10000 (NTC.LIB)

Однак, в ході детального дослідження вищенаведеної моделі терморезистора, як і інших існуючих моделей такого типу, нами виявлено, що: по-перше, в багатьох випадках процес аналізу «зривається», тобто програмне середовище схемного аналізу видає помилку ітераційного пошуку робочої точки, і, по-друге, в існуючих моделях не передбачена можливість зміни теплового опору (теплопередачі) терморезистора, що



є особливо актуальним при моделюванні теплових сенсорів потоку (вихідний сигнал таких сенсорів є функцією його теплопередачі).

Крім того, нами було виявлено, що навіть коли ітераційний процес завершувався успішно (без видачі програмою MicroCAP застереження про помилку) в низці задач результати аналізу ВАХ терморезистора з використанням моделей NTC.LIB були некоректними. Типові приклади таких некоректних аналізів наведені на рис. 2.20. Суть некоректності полягає в тому, що на ділянках ВАХ з від'ємним диференціальним опором апроксимується прямою лінією, а точніше, має місце стрибок модельної функції ВАХ з максимального значення в точку мінімального – без проміжних точок. Після такого стрибку модельна функція ВАХ обнуляється або лінійно наростає, що не відповідає реальній ВАХ терморезистора.

Детальні дослідження показали, що моделі NTC.LIB коректно функціонують лише при живленні кола терморезистора джерелом струму, тобто струм терморезистора в процесі аналізу є незмінним. Натомість, зрив ітераційного процесу має місце при живленні кола терморезистора джерелом напруги при певних співвідношеннях між опорами кола – в даному випадку при  $R_0 < K_X R_T$ , де  $R_0$  – опір постійного резистора, що послідовно з'єднано з терморезистором  $R_T$ ,  $K_X$  – коефіцієнт пропорційності, що залежить від конкретного типу терморезистора.

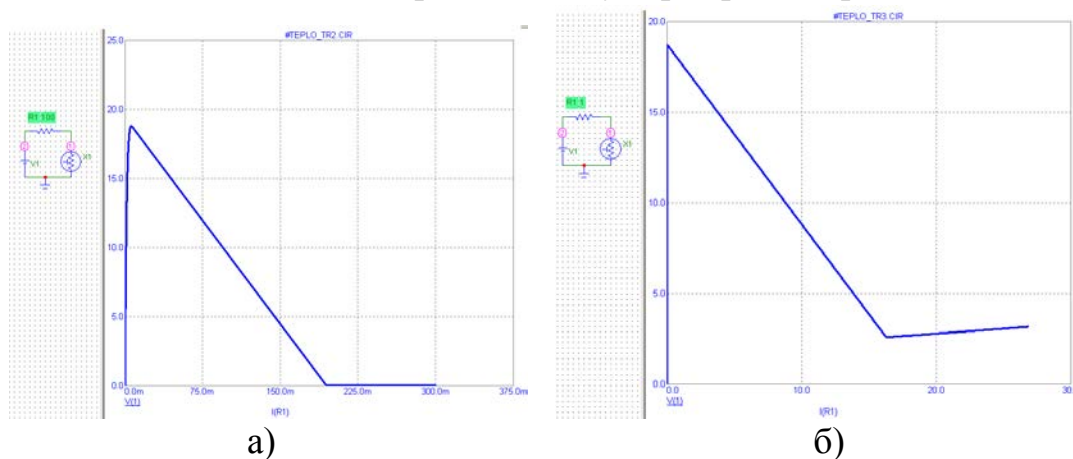
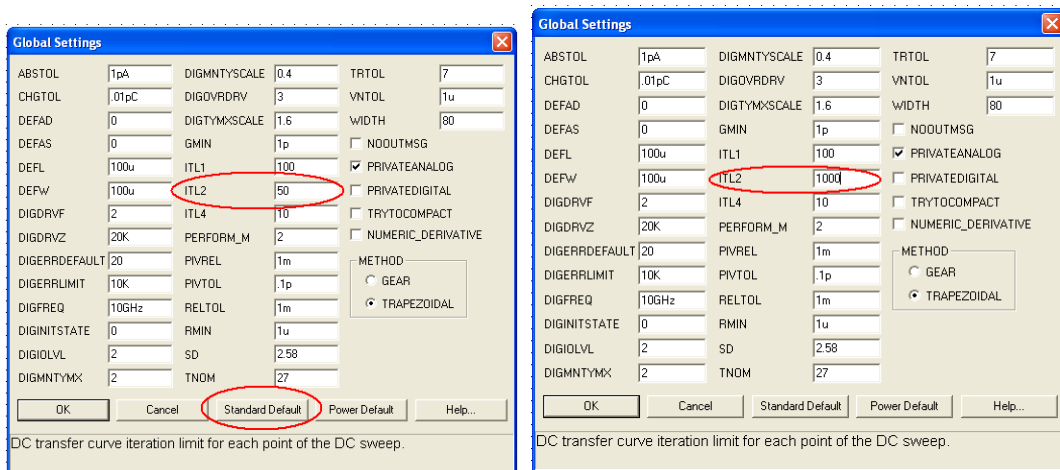


Рисунок 2.20 – Приклади некоректного результату аналізу ВАХ терморезистора з використанням моделі NTC.LIB

Таким чином, було показано, що моделі типу NTC.LIB не дозволяють проводити електротеплове моделювання вимірювальних кіл теплових сенсорів потоку. Дамо більш детальний аналіз причин зриву ітераційних процесів розрахунку ВАХ терморезисторів та можливі способи її вирішення.

Першою, і найбільш вагомою, причиною зриву ітераційного процесу є виникнення в колі терморезистора автоколивань, що типово мають місце при наявності ділянки ВАХ з від’ємним диференціальним опором. В даному випадку мова йде про теплові автоколивання. Очевидно, що наявність таких автоколивань не є проблемою схемного моделювання, як такого, а є об’єктивним паразитним явищем в лінійних схемах сигнального перетворення. Вирішувати цю проблему необхідно відповідними схемними рішеннями, зокрема, як це буде показано в наступному розділі, заміною джерел напруги живленням терморезистивних вимірювальних перетворювачів теплових сенсорів потоку відповідними джерелами струму.

Другою можливою причиною некоректного аналізу є недостатньо точне визначення кількісних характеристик ітераційних процесів, які можна змінювати параметрами Global Settings. Зокрема, як це показано на рис. 2.21а, гранична кількість ітераційних циклів при DC аналізі ВАХ, яка задається параметром ITL2, за замовчуванням (Standard Default) встановлена  $ITL2 = 50$ .



а)

б)

Рисунок 2.21 – Параметри вікна Global Settings

Така обмежена кількість ітераційних циклів в низці випадків може дати дуже велику похибку розрахунку, зокрема як це має місце при електротепловому DC аналізі ВАХ терморезистора на основі температурно залежного кола, функціонально керованого джерела напруги та інших компонентів вище описаної схеми заміщення (рис. 2.22). Як можна побачити результат моделювання схеми не є коректним – напруги на функціонально керованих джерелах ET та ERT мають неконтрольовану осциляцію.

Часткове вирішення цієї проблеми полягає у збільшенні кількості ітераційних циклів, наприклад до  $ITL2 = 1000$  (див. рис. 2.21б), що з однієї сторони, при використанні сучасної високопродуктивної обчислювальної техніки, не призводить до значного збільшення часу аналізу, а з другого, – суттєво підвищує точність аналізу. Як було нами показано в ході численних досліджень, температура яких визначається кількістю Джоулевого тепла та умовами теплопередачі, моделювання ВАХ терморезисторів з додатним температурним коефіцієнтом опору (металевих термометрів опору) при  $ITL2 = 1000$  забезпечує достатньо стабільний ітераційний процес.

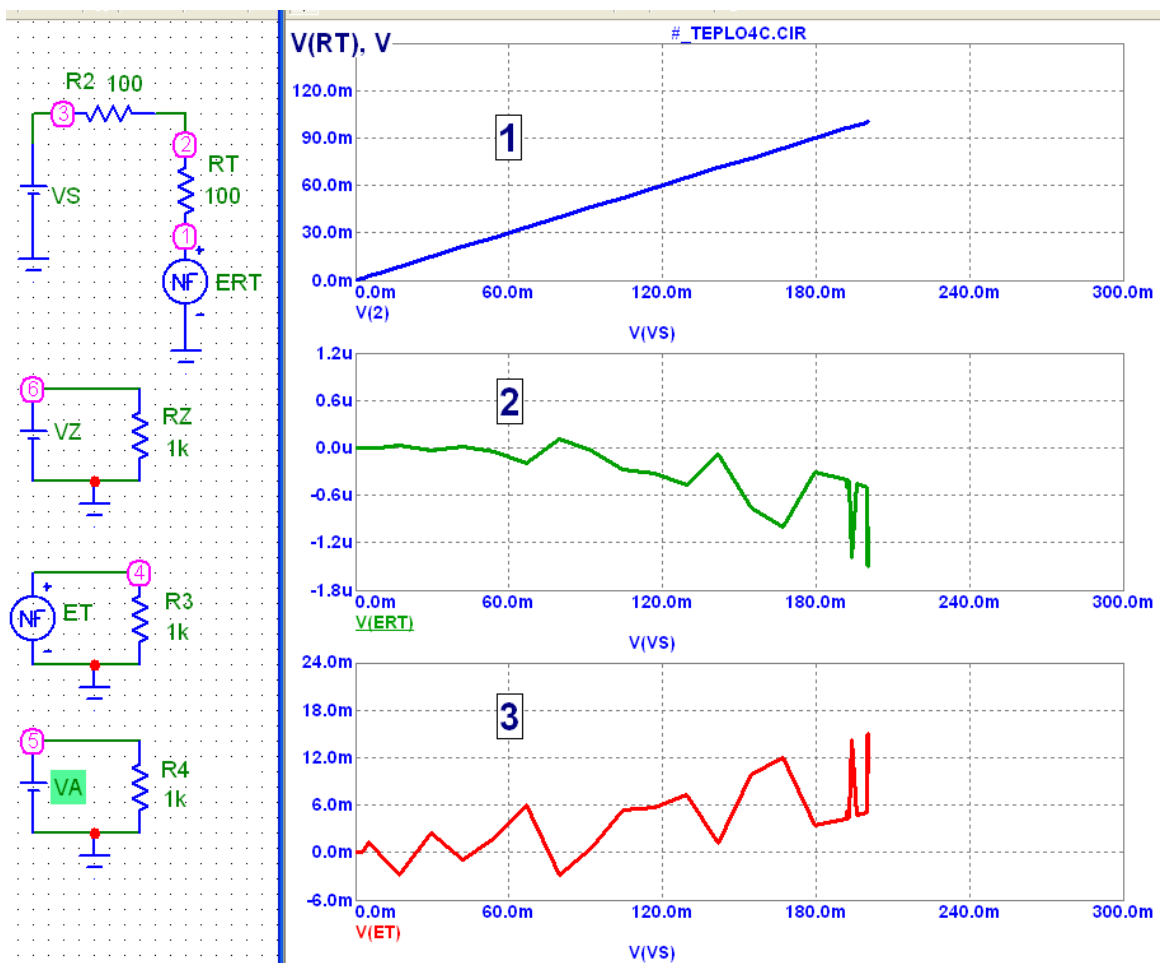


Рисунок 2.22 – Приклад неточності розрахунку при  $ITL2 = 50$  (Standard Default)

Третьою причиною зриву ітераційного процесу є некоректно задані параметри моделі терморезисторів або умов аналізу. Оскільки математичні функції керованих джерел струму  $G_{them}$  та  $G_{tmp}$  моделей

терморезисторів NTC.LIB (див. рис.2.18) є доволі складними для визначення причини зриву ітерації, для аналізу цієї причини використаємо коло з керованим джерелом струму  $G_1$ , яке через резистор  $R_1$  приєднано до джерела напруги  $V_1$  (рис. 2.23).

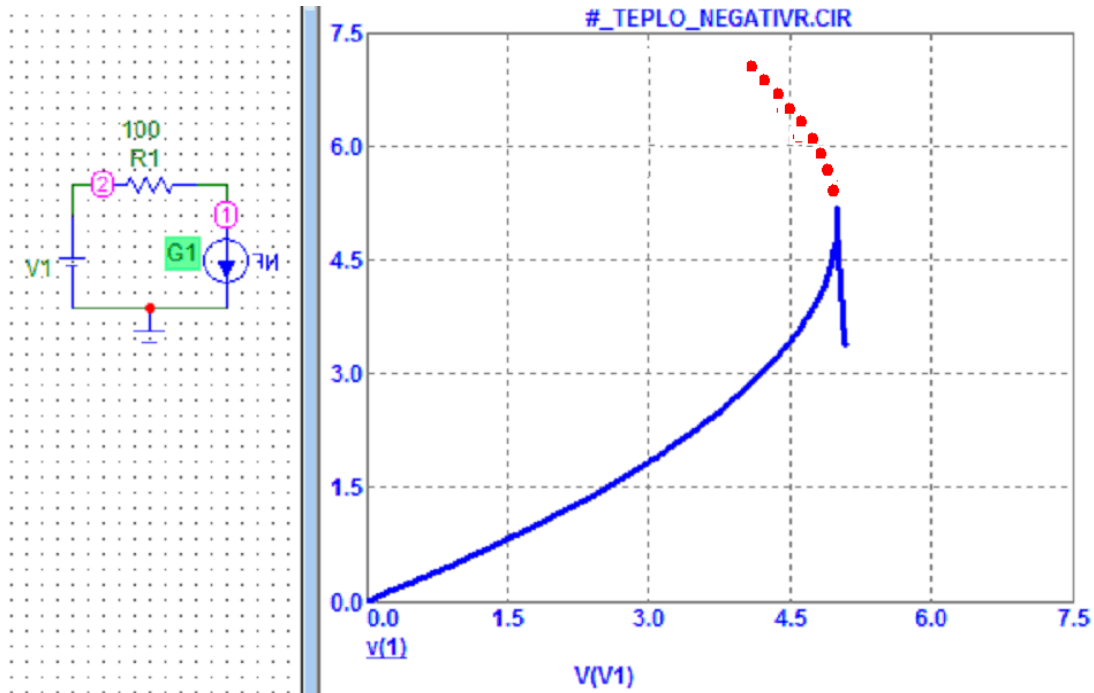


Рисунок 2.23 – Приклад зриву ітераційного процесу розрахунку ВАХ керованого джерела струму з екстремальною функціональною характеристикою

Як можна бачити, спроба моделювання ВАХ терморезистора з екстремальною функціональною характеристикою призводить до звертання ітераційного процесу. Пунктирною лінією показано теоретичну функціональну характеристику, а суцільною лінією, що йде від точки екстремуму донизу, – результат моделювання. Інший приклад некоректного ітераційного процесу можна побачити на рис. 2.24, де представлено результат моделювання вищерозглянутої схеми заміщення терморезистора з екстремальною функціональною характеристикою на основі керованих джерел напруги.

Таким чином, в дисертаційній роботі була поставлена та вирішена задача розробки експрес-методу визначення меж, в яких забезпечується коректний DC аналіз ВАХ терморезистивних вимірювальних перетворювачів теплових сенсорів потоку.

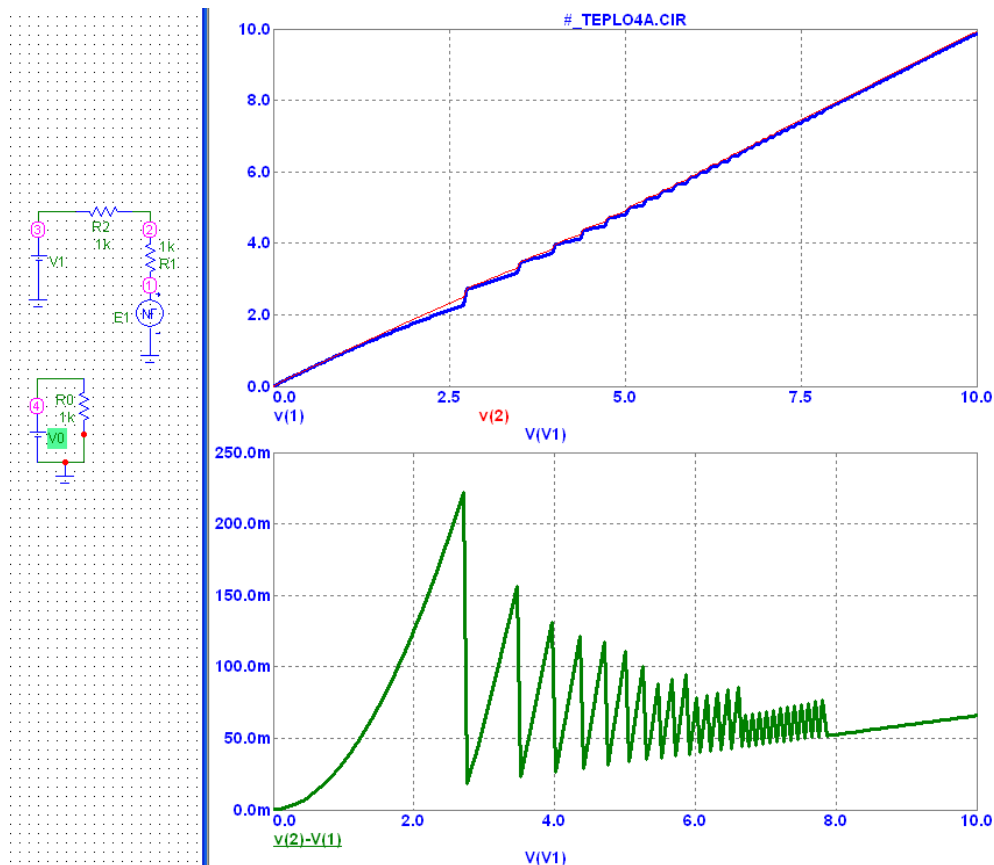


Рисунок 2.24 – Приклад некоректного ітераційного процесу

Запропонований нами метод експрес-аналізу стабільності модельного дослідження мостових чи півмостових кіл первинних перетворювачів сенсорів потоку базується на ітераційному процесі

$$\Delta T[n+1] = P_Q[n]Z_Q = \frac{V_E^2 R_{QT}[n]Z_Q}{(R_0 + R_{QT}[n])^2}; \quad R_{QT}[n+1] = R_{QT0}(1 + \alpha\Delta T[n+1]);$$

де  $P[n]$  та  $R_{QT}[n]$  – відповідно, теплова потужність, що виділяється в терморезистивному перетворювачі та його опір в  $[n]$ -й ітерації;  $\Delta T[n+1]$  – перегрів перетворювача в  $[n+1]$  ітерації.

Зокрема, для першої ітераційного розрахунку маємо

$$\Delta T[1] = P_Q[n]Z_Q = \frac{V_E^2 R_{QT0}Z_Q}{(R_0 + R_{QT0})^2}; \quad R_{QT}[1] = R_{QT0}(1 + \alpha\Delta T[1]);$$

для другого –

$$\Delta T[2] = P_Q[n]Z_Q = \frac{V_E^2 R_{QT}[1]Z_Q}{(R_0 + R_{QT}[1])^2}; \quad R_{QT}[2] = R_{QT0}(1 + \alpha\Delta T[2]); \text{ і т.д.}$$

На кожному етапі розрахунку визначається відносний коефіцієнт девіації  $D$ , який кількісно описує сходимость ітераційного процесу

$$D[n+1] = ABS \left( 1 - \frac{R_{QT}[n+1]}{R_{QT}[n]} \right).$$

Виконання умови  $D[n \rightarrow \infty] \rightarrow 0$ , яка свідчить про коректний хід ітераційного процесу, дозволяє провести успішне електротеплове модельне дослідження кола первинного перетворювача сенсора потоку в пакетах PSpice та MicroCAP. Натомість, при невиконанні вказаної умови для електротеплового модельного дослідження необхідно звузити границі DC аналізу, вказавши початкову точку ітерації опцією .NODESET.

Деякі типові приклади застосування запропонованого методу експрес-аналізу стабільності наведені на рис. 2.25–2.27. На графіках зліва показано хід ітерації  $R_{QT}[n]$ , а на графіках справа –  $D[n]$ .

Зокрема, при  $V_E = 10$  В;  $R_0 = 100$  Ом;  $R_{QT0} = 100$  Ом;  $Z_Q = 100$  град/Вт;  $\alpha = 0,1$  град<sup>-1</sup> (див. рис. 2.25) ітераційний процес є успішним – вже на десятому циклі коефіцієнт девіації становить  $D = 10^{-5}$  [10].

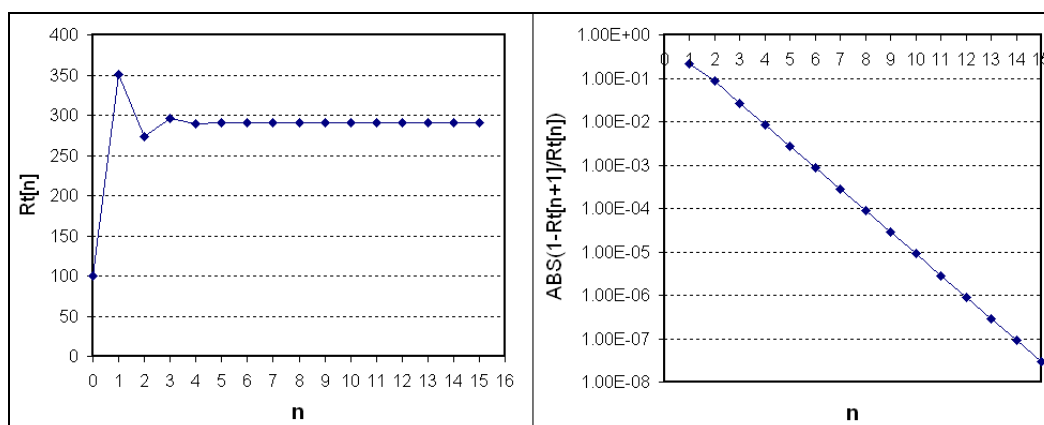


Рисунок 2.25 – Хід ітераційного процесу при:  $V_E=10$  В;  $R_0 = 100$  Ом;  $R_{QT0} = 100$  Ом;  $Z_Q = 100$  град/Вт;  $\alpha = 0,1$  град<sup>-1</sup>.

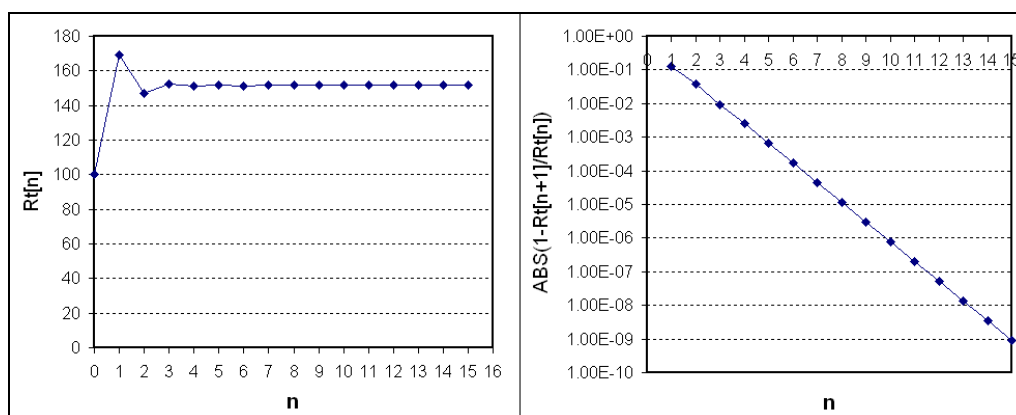


Рисунок 2.26 – Хід ітераційного процесу при:  $V_E = 10$  В;  $R_0 = 20$  Ом;  $R_{QT0} = 100$  Ом;  $Z_Q = 100$  град/Вт;  $\alpha = 0,01$  град<sup>-1</sup>

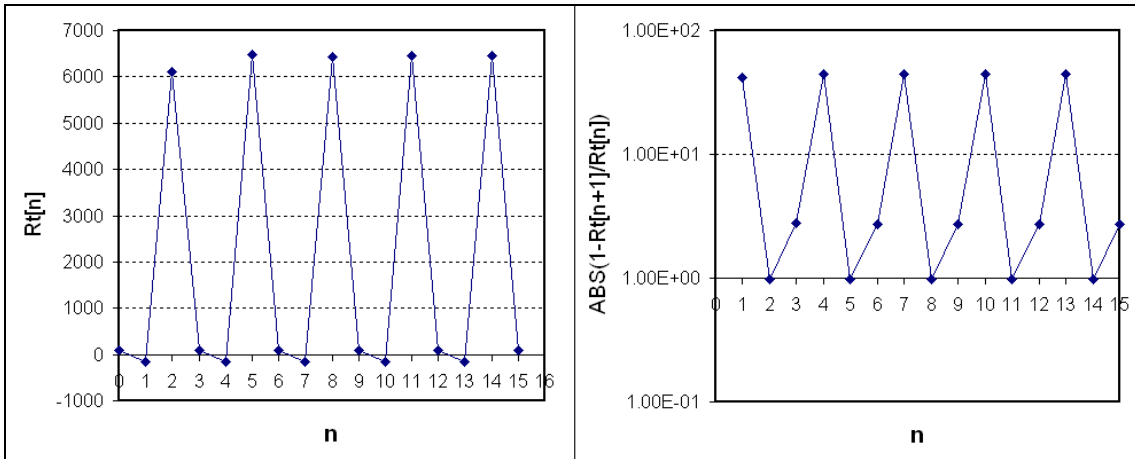


Рисунок 2.27 – Хід ітераційного процесу при:  $V_E = 10$  В;  $R_0 = 100$  Ом;  
 $R_{QT0} = 100$  Ом;  $Z_Q = 100$  град/Вт;  $\alpha = -0,1$  град $^{-1}$

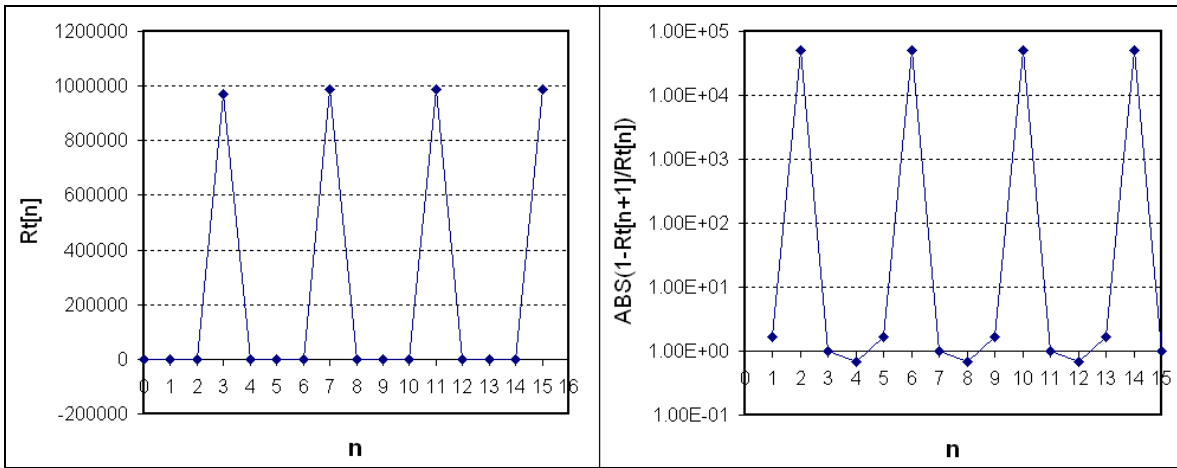


Рисунок 2.28 – Хід ітераційного процесу при:  $V_E = 10$  В;  $R_0 = 20$  Ом;  
 $R_{QT0} = 100$  Ом;  $Z_Q = 100$  град/Вт;  $\alpha = -0,01$  град $^{-1}$

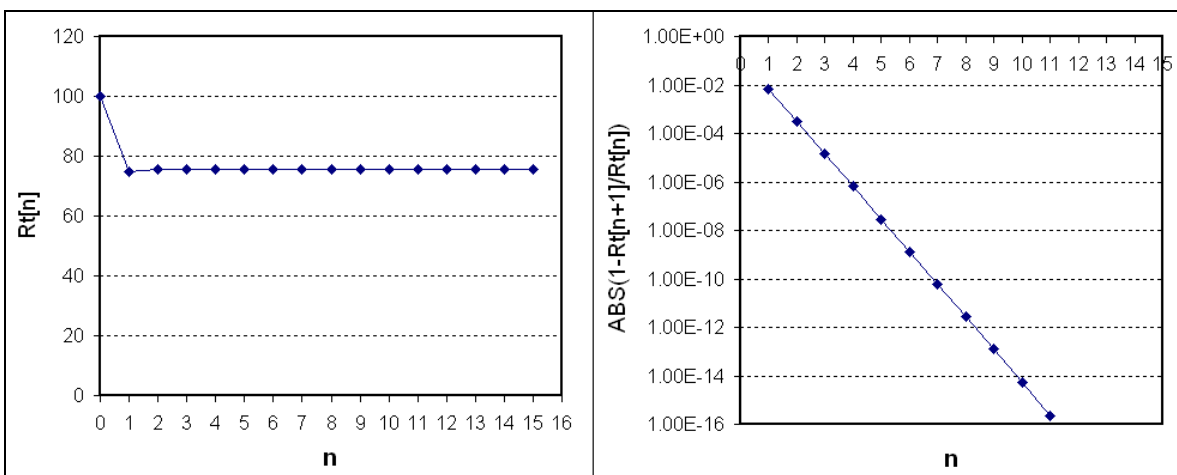


Рисунок 2.29 – Хід ітераційного процесу при:  $V_E = 10$  В;  $R_0 = 100$  Ом;  
 $R_{T0} = 100$  Ом;  $Z_Q = 100$  град/Вт;  $\alpha = -0,01$  град $^{-1}$

Ще швидше йде ітераційний процес при:  $V_E = 10 \text{ В}$ ;  $R_0 = 20 \text{ Ом}$ ;  $R_{QT0} = 100 \text{ Ом}$ ;  $Z_Q = 100 \text{ град/Вт}$ ;  $\alpha = 0,01 \text{ град}^{-1}$ , для якого  $D[10] = 10^{-6}$ . Однак, для наступних двох прикладів з від'ємними значеннями температурного коефіцієнта опору  $R_0 = 100 \text{ Ом}$ ;  $R_{QT0} = 100 \text{ Ом}$ ;  $Z_Q = 100 \text{ град/Вт}$ ;  $\alpha = -0,1 \text{ град}^{-1}$  (див. рис. 2.27) та  $R_0 = 20 \text{ Ом}$ ;  $R_{QT0} = 100 \text{ Ом}$ ;  $Z_Q = 100 \text{ град/Вт}$ ;  $\alpha = -0,01 \text{ град}^{-1}$  (див. рис. 2.28) має місце зрив ітераційного процесу. Останній з наведених прикладів показує, що ітераційний процес успішним є і для від'ємних значеннях температурного коефіцієнта опору  $R_0 = 100 \text{ Ом}$ ;  $R_{T0} = 100 \text{ Ом}$ ;  $Z_Q = 100 \text{ град/Вт}$ ;  $\alpha = -0,01 \text{ град}^{-1}$ . Таким чином, в кожному конкретному випадку перед проведенням модельного дослідження кола первинних перетворювачів сенсорів потоку в пакетах PSpice та MicroCAP необхідно провести експрес-аналіз стабільності ітераційного процесу. Приклади успішного модельного дослідження наведені на рис. 2.30 та рис. 2.31.

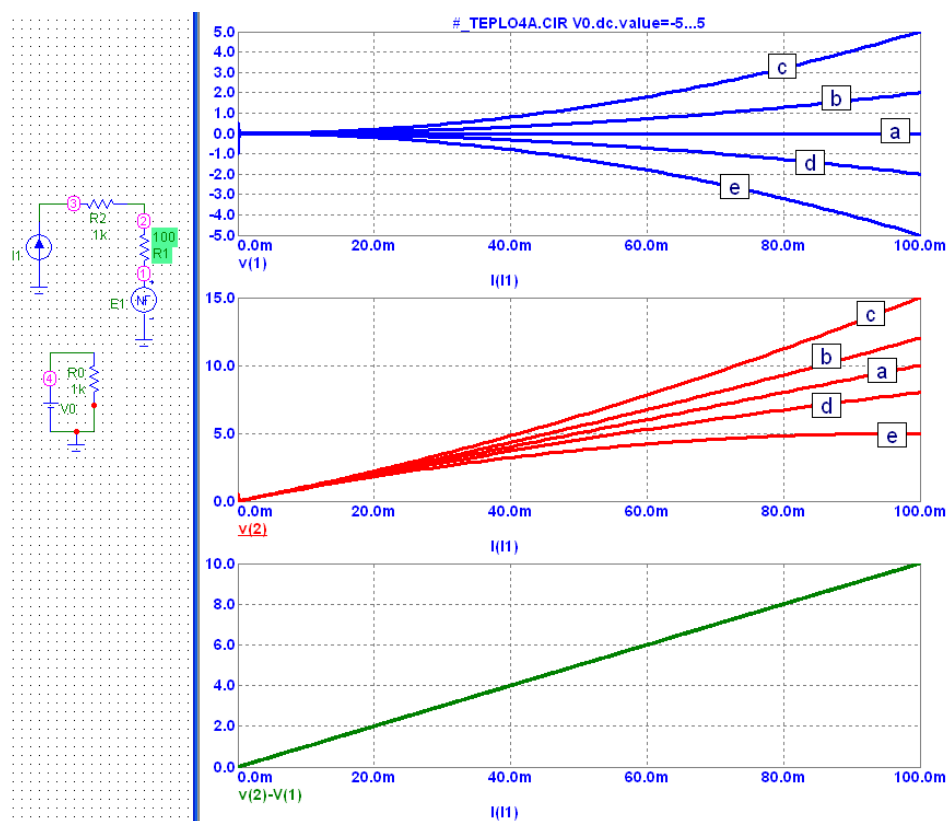


Рисунок 2.30 – Приклад DC успішного аналізу ВАХ терморезистивного перетворювача з живленням джерелом струму



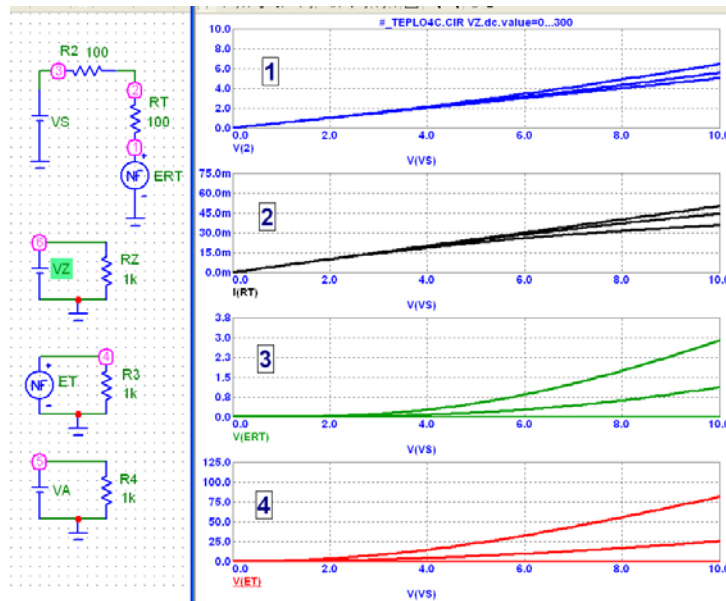


Рисунок 2.31 – Приклад DC успішного аналізу ВАХ терморезистивного перетворювача з живленням джерелом напруги

## 2.4. Електротеплове моделювання температурно-залежних ВАХ перетворювачів діодного типу

Крім розглянутих вище вимірювальних перетворювачів резистивного типу теплові сенсорні пристрої вимірювання швидкості потоку можуть використовувати перетворювачі діодного та транзисторного типів. Як і резистивні перетворювачі діодні та транзисторні перетворювачі розігріваються струмом їх живлення, однак інформативною величиною температури, а отже і швидкості потоку, в діодних перетворювачах є падіння напруги на прямозмщеному р-п переході, а в транзисторних перетворювачах – струм емітера чи колектора.

Розглянемо принцип побудови моделі діодного перетворювача, що дозволяє досліджувати вплив струму розігріву діода на температурний дрейф його ВАХ. Спочатку дамо аналіз температурного коефіцієнта напруги прямо зміщеного р-п переходу  $dV_{pn}/dT$ . Для кремнієвих р-п-переходів при характерних для прямого зміщення напругах має місце умова  $V_{pn} \gg \phi_T$ , що адекватно

$$\exp \frac{V_{pn}}{m\phi_T} \gg 1.$$

Отже, вираз ВАХ може бути спрощеним

$$I = I_s \left( \exp \frac{V_{pn}}{m\phi_T} - 1 \right) \approx I_s \exp \frac{V_{pn}}{m\phi_T},$$

де  $I_S$  – струм насичення р-п-переходу;  $\phi_T = kT/q$  – температурний потенціал;  $m$  – коефіцієнт неідеальності р-п переходу;  $k$  – постійна Больцмана;  $q$  – заряд електрона;  $T$  – абсолютна температура.

Температурна характеристика струму насичення в першому наближенні представляється виразом [100, 101]

$$I_S = CT^3 \exp\left(-\frac{qE_{G0}}{kT}\right),$$

де  $C$  – константа,  $E_{G0}$  – ширина забороненої зони кремнію при  $T = 0$  К ( $E_{G0} = 1.205$  В).

Далі, провівши відповідні перетворення та диференціювання

$$V_{pn} = m\phi_T \ln \frac{I_{pn}}{I_S}; \quad \frac{dV_{pn}}{dT} = \frac{mk}{q} \ln \frac{I_{pn}}{I_S} - m\phi_T \frac{d(\ln I_S)}{dT} = \frac{V_{pn}}{T} - m\phi_T \frac{d(\ln I_S)}{dT}.$$

$$\ln I_S = \ln C + 3 \ln T - \frac{qE_{G0}}{mkT};$$

$$\frac{d(\ln I_S)}{dT} = \frac{3}{T} + \frac{qE_{G0}}{mkT^2};$$

отримуємо функцію температурного коефіцієнта напруги  $TKV_{pn}$

$$\begin{aligned} TKV_{pn} &= \frac{dV_{pn}}{dT} = \frac{V_{pn}}{T} - m\phi_T \left( \frac{3}{T} + \frac{qE_{G0}}{mkT^2} \right) = \frac{V_{pn}}{T} - 3 \left( \frac{mk}{q} + \frac{E_{G0}}{T} \right) = \\ &= - \left( \frac{E_{G0} - V_{pn}}{T} + 3 \frac{mk}{q} \right). \end{aligned}$$

Для ідеальної моделі р-п переходу має місце  $m = 1$ . Тоді, підставивши  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К,  $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл, при  $T = 300$  К знаходимо

$$TKV_{pn} = - \left( \frac{1205(\text{мВ}) - V_{pn}(\text{мВ})}{T} + 0.26 \right) \left[ \frac{\text{мВ}}{\text{К}} \right].$$

Зокрема, при  $T = 300$ К для типового значення  $V_{pn} = 650$  мВ отримуємо температурний коефіцієнт напруги на прямо зміщеному р-п переході  $TKV_{pn} \approx -2,1$  мВ/К.

Приклад модельного дослідження температурної залежності падіння напруги на прямозмщеному р-п переході при різних струмах (1  $\mu$ А, 10  $\mu$ А, 100  $\mu$ А, 1 мА, 10 мА, 100 мА, 1 А) наведено на рис. 2.32. Проведені дослідження підтверджують результати теоретичних розрахунків щодо залежності температурного коефіцієнта напруги  $TKV_{pn}$  на прямозмщеному р-п переході від струму – при збільшенні струму  $I_{pn}$ , а отже збільшенні напруги  $V_{pn}$ , абсолютне значення температурно-

го коефіцієнта зменшується від  $TKV_{pn} \approx -2,5$  мВ/К (при  $I = 1 \mu\text{A}$ ) до  $TKV_{pn} \approx -1,5$  мВ/К (при  $I = 100 \text{ mA}$ ).

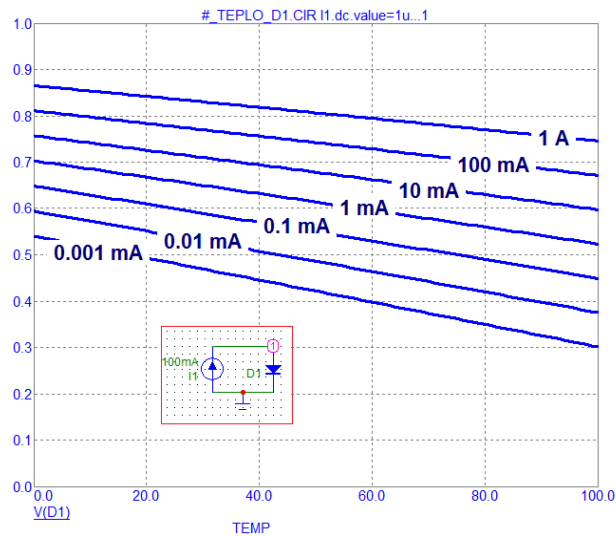


Рисунок 2.32 – Температурна залежність падіння напруги на прямозміщеному р-n переході при різних струмах

Результати дослідження прямої ВАХ при різних температурах (0, 20, 40, 60, 80, 100 °C) наведено на рис. 2.33. Пунктиром показано ВАХ діода в процесі його саморозігріву. Однак, ця характеристика отримана в результаті багатоетапного моделювання, в першому з яких в PSpice чи MicroCAP розраховують сімейства ВАХ діода при різних температурах, а в другому, при заданому тепловому опорі  $Z_Q$  та визначеній з першого етапу потужності  $P_Q(T)$  – температуру перегріву діодної структури  $\Delta T$ . Далі, на отримане в першому етапі сімейство ВАХ при відповідно вибраних значеннях струму та напруги на р-n переході накладають температурний дрейф. Очевидно, що такий багатоетапний процес потребує декілька ітерацій, що робить розрахунок ВАХ діода в режимі його саморозігріву мало ефективним та неможливим при використанні традиційних пакетів схемного моделювання.

Таким чином, аналогічно до вищерозглянутої задачі моделювання терморезистивного перетворювача, ставиться задача електротеплового моделювання ВАХ діода при його саморозігріві.

Для цього використаємо вище розроблену методику синтезу схеми заміщення терморезистивного перетворювача (зокрема, наведено на рис. 2.31), однак, замість резистора використаємо діод. Приклад електротеплового дослідження синтезованої таким чином моделі діода наведено на рис. 2.34. Температурнозалежна вихідної на-

пруги моделі діода представлена керованим джерелом напруги ERT, тепловий опір структури діода – джерелом VZ, температура діода – джерелом ET, а функція температурної залежності напруги на р-n переході – джерелом VA. В процесі DC аналізу ВАХ температура перегріву діода відносно навколишнього середовища визначається виразом  $\Delta T = T - T_0 = P_Q(T)Z_Q = V_{pn}(T)I_{pn}(T)Z_Q$ , а температурнозалежна компонента вихідної напруги –  $\Delta V_{pn}(T) = \Delta T \cdot TKV(I_{pn})$ .

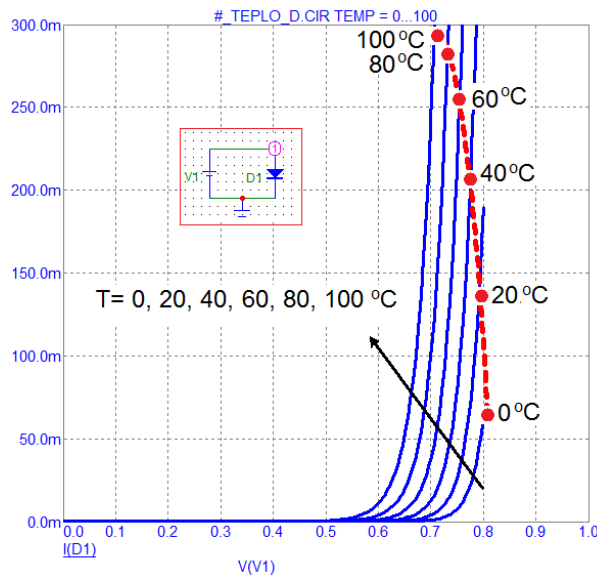


Рисунок 2.33 – Приклад DC аналізу ВАХ діода при температурах

Результати прикладу електротеплового аналізу ВАХ діода в режимі саморозігріву струмом живлення при: **[a]** –  $Z_Q = 0$  град/Вт; **[b]** –  $Z_Q = 30$  град/Вт; **[c]** –  $Z_Q = 100$  град/Вт показано на рис. 2.35. Як бачимо, ВАХ діода не лише повертається по осі напруг вліво, але при значному саморозігріві виникає ділянка ВАХ з від’ємним диференціальним опором – із збільшенням струму збільшується температура перегріву, а отже, зменшується напруга на бар’єрі р-n переходу. При неконтрольованому розігріві виникає, добре відоме з літератури по силовій електроніці [124], явище «шнурування» струму – процес перегрівання ділянки структури р-n переходу з найвищою температурою лавинно концентрує в собі струм діода, ще більше перегріваючись та, в кінцевому рахунку, – руйнуючись. Очевидно, це явище повинно бути врахованим в ході розробки теплових термоанемометрів на саморозігрітих діодних та транзисторних структурах.

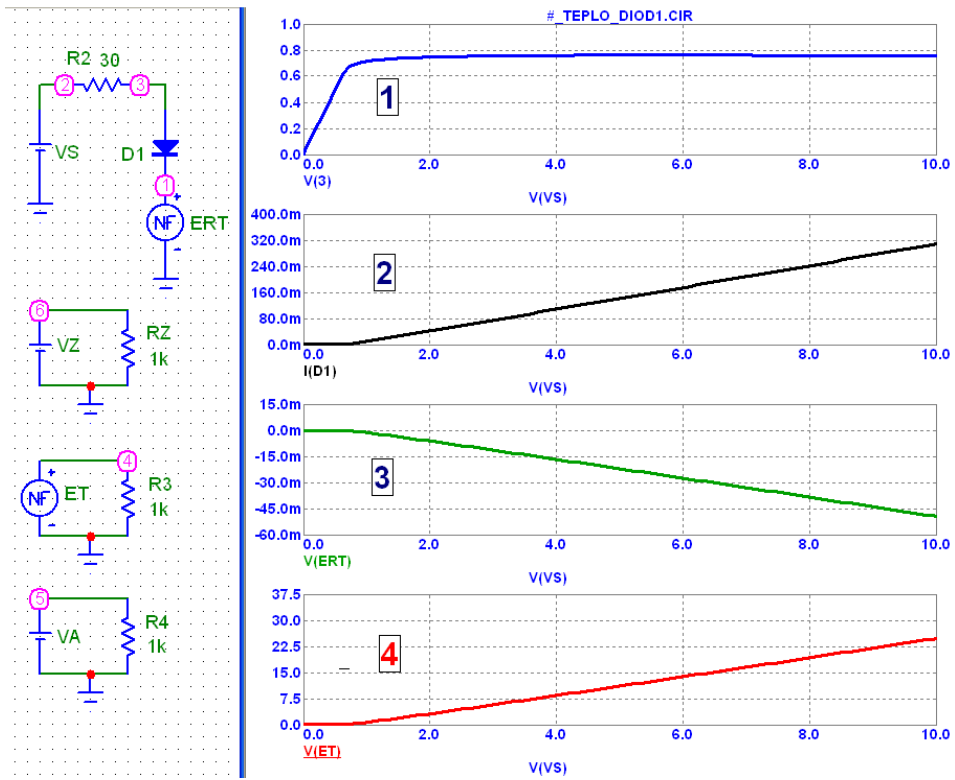


Рисунок 2.34 – Основні складові сигналу електротеплової моделі діода:  
 [1] – вихідна напруга; [2] – струм; [3] – температурнозалежна компонента вихідної напруги; [4] – температура

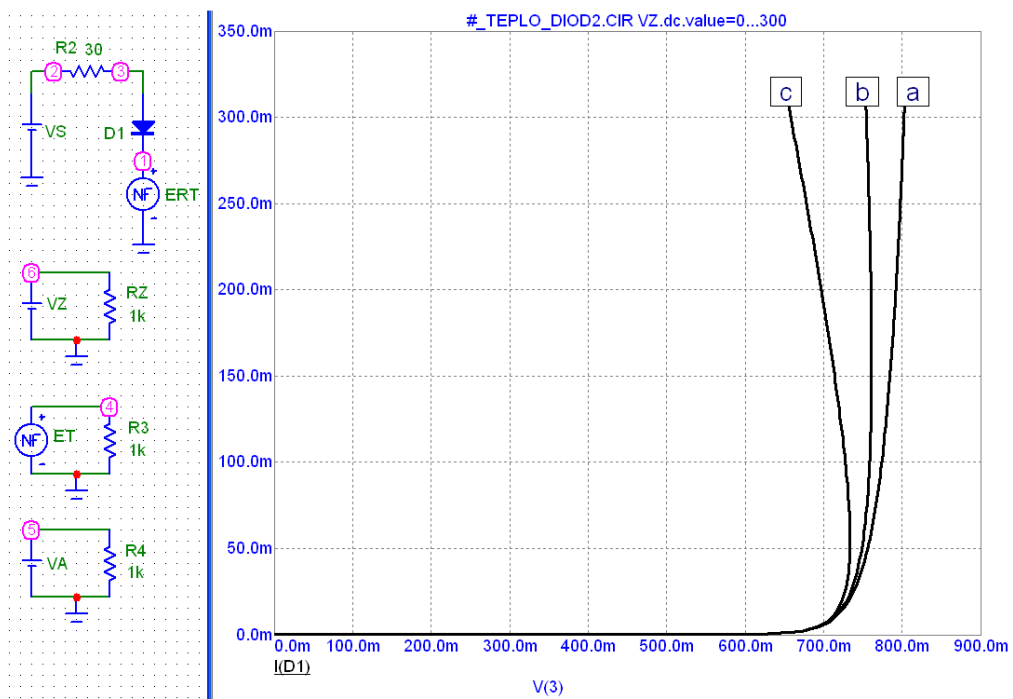


Рисунок 2.35 – Результати електротеплового аналізу ВАХ діода в режимі саморозігріву струмом живлення

Отриманий результат свідчить, що запропонована нами електро-теплова модель адекватно описує реальні процеси, які відбуваються в напівпровідниковій структурі р-п переходу, та, при відповідно заданих параметрах моделі (в тому числі розглянутих вище межах коректної ітерації DC аналізу елементів з ділянкою від'ємного диференціального опору), забезпечує високу ефективність процесу розробки діодних перетворювачів теплових сенсорів потоку.

## **2.5. Електротеплове моделювання температурно-залежних ВАХ перетворювачів транзисторного типу**

Первинними перетворювачами теплових сенсорів потоку можуть слугувати не лише терморезистивні чи діодні структури, але і транзисторні, переважно, біполярні п-р-п структури. Їх перевагою є широкий вибір режимів живлення (нагріву) та вимірювання температури. Основний нагрів в біполярних структурах здійснюється виділенням тепла на зворотно зміщеному р-п переході. Як це буде показано в розділі 4, на відміну від терморезистивних перетворювачів використання транзисторної структури дозволяє сформувати струмовий вихід, що забезпечує вищі значення крутизни перетворення.

З точки зору первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку, перевагою транзисторних структур по відношенню до діодних є більш ефективне використання енергії кола живлення – падіння напруги на діодних структурах типово не перевищує 0,8 В (для кремнієвих структур), а це означає, зокрема, що при 5 В джерелі живлення практично вся напруга ( $5 - 0,8 = 4,2$  В) падає на струмозадавальному колі. Є очевидним, що на нагрів діодної структури буде використовувати не більше 20 % енергії кола живлення. Натомість, падіння напруги на транзисторній структурі (на зворотно зміщеному колекторному р-п переході) може довільно регулюватися резистивним подільником напруги базового кола, що забезпечує максимальну енергетичну вигоду.

Відповідно до задач цього розділу, розглянемо спосіб синтезу електротеплової моделі транзисторних структур теплових сенсорів потоку. Аналізуючи модель біполярного транзистора з точки зору впливу температури саморозігріву на ВАХ, необхідно розглянути, принаймні, три механізми температурного впливу. Відзначимо, що як і в попередніх представлених нами моделях, мова йде не про вплив зовнішньої

температури на параметри транзистора, а про його саморозігрів, тобто прямий вплив потужності, що виділяється в транзисторній структурі на її електрофізичні параметри. Є очевидно, що модельні дослідження саморозігріву необхідно проводити в єдиному циклі, коли температура не є незалежною величиною, а визначається потужністю транзистора.

Перший механізм температурного впливу є аналогічним до вищерозглянутих діодних структур – підвищення температури обумовлює зменшення падіння напруги на р-п переходах  $V_{pn} = f_1(T)$  транзисторної структури. В прямому включенні транзистора принципово важливим є температурний дрейф напруги на переході емітер-база, а в інверсному – на переході колектор-база. Другий механізм пов'язаний з різким збільшенням зворотних струмів р-п переходів  $I_S = f_2(T)$  в процесі їх нагріву – здебільшого, зворотно зміщеного переходу колектор-база. Третій механізм впливу – це температурний дрейф коефіцієнта підсилення струму транзисторної структури  $B_F = f_3(T)$ . Ці три механізми були враховані нами в ході розробки моделі (схеми заміщення) електротеплового аналізу ВАХ біполярного транзистора (рис. 2.36).

Наведена схема заміщення базується на моделі Еберса–Молла (при необхідності може базуватися і на більш складній зарядовій моделі Пуна–Гумеля) а також на розглянутих в попередніх підрозділах принципах електротеплового моделювання резистивних та діодних структур.

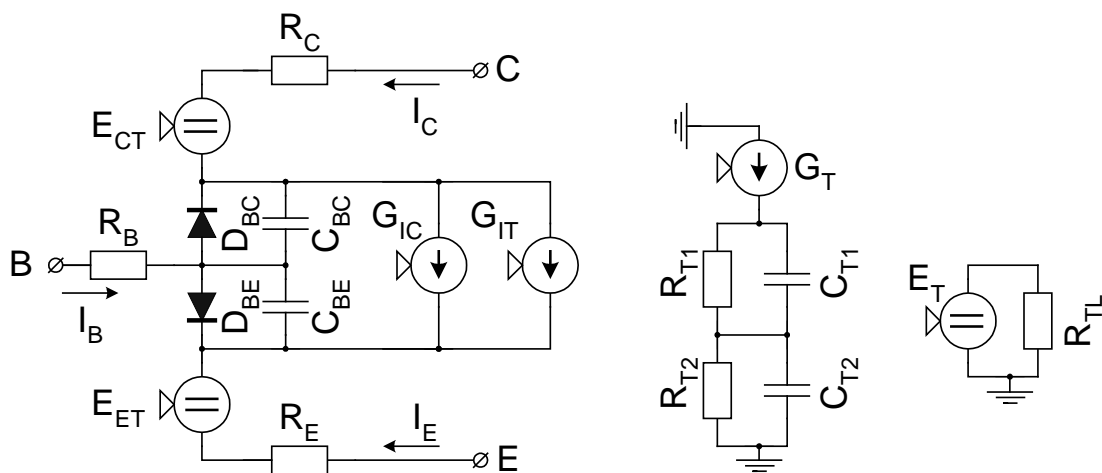


Рисунок 2.36 – Модель електротеплового аналізу ВАХ біполярного транзистора

Традиційними для моделі Еберса–Молла [66, 67] є емітерний та колекторний р-п переходи  $D_{BE}$ ,  $D_{BC}$ , паразитна бар'єрна ємність яких представлена конденсаторами  $C_{BE}$ ,  $C_{BC}$ . Омічні компоненти транзисторної структури представлені опорами базової, емітерної та колекторної ділянок  $R_B$ ,  $R_E$ ,  $R_C$ . Коефіцієнт передачі струму структури описується керованим джерелом струму  $G_{IC}$ . Математичне представлення такої традиційної транзисторної моделі детально описано в монографіях та інструкціях з використання пакетів PSpice чи MicroCAP [66, 67], а тому її подальший розгляд не наводиться.

Відмінністю запропонованої нами моделі є наявність в ній двох керованих джерел напруги  $E_{CT}$ ,  $E_{ET}$  та керованого джерела струму  $G_{IT}$ . Крім того електротеплова модель містить вище розглянуті (зокрема, на рис. 2.9) кола імпульсної теплової релаксації  $G_T$ ,  $R_{T1}$ ,  $C_{T1}$ ,  $R_{T2}$ ,  $C_{T2}$  та теплового опору  $E_T$ ,  $R_{TL}$ . Принцип специфікації джерел напруги  $E_{CT}$ ,  $E_{ET}$ , що формують температурно залежну компоненту падіння напруги на прямозміщених р-п переходах  $\Delta V_{pn} = f_1(T)$ , вже розглядалися при електротепловому дослідженні діодних структур.

Вплив температури на струм зворотно зміщеного р-п переходу  $I_S = f_2(T)$  аналогічно моделі Еберса–Молла може бути представленим у вигляді

$$I_S(T) = I_{S0} \exp\left(\left(\frac{T}{T_0} - 1\right) \frac{E_G(T)}{\phi_T}\right) \left(\frac{T}{T_0}\right)^{X_{TI}},$$

де  $X_{TI}$  – степеневий показник температурної залежності зворотного струму  $I_{S0}$ .

Враховуючи, що в порівнянні з струмом розігріву (сотні міліампер) зворотними струмами (типово, не більше декількох мікроампер) можна знехтувати. Однак, не можна знехтувати участю струму зворотно зміщеного колекторного р-п переходу у сумарному базовому струмі, який підсилюється в декілька сотень разів. Тому його доцільно об'єднати з третім механізмом – температурним дрейфом коефіцієнта підсилення струму транзисторної структури  $B_F = f_3(T)$ :

$$B_F(T) = B_F \left(\frac{T}{T_0}\right)^{X_{TB}}$$

де  $X_{TB}$  – степеневий показник температурної залежності коефіцієнта підсилення струму  $B_F$ . Саме цей об'єднаний механізм представлено керованим джерелом  $G_{IT}$ .



Для демонстрації ефективності розробленої електротеплової моделі саморозіріву транзистора розглянемо два типових результати моделювання вихідної його ВАХ (рис. 2.37–2.40). Для спрощення нижче наведених результатів використовуються не окремі компоненти схеми заміщення транзистора, а традиційна модель Еберса–Молла (n-p-n транзистор Q1), яка для проведення електротеплового моделювання доповнюється відповідними керованими джерелами: джерело E1 описує функціональну залежність  $\Delta V_{pn} = f_1(T)$ , джерело G1 – функціональні залежності  $I_S = f_2(T)$  та  $B_F = f_3(T)$ , джерело V2 – тепловий опір транзисторної структури, джерело E2 – температуру перегріву структури відносно температури навколишнього середовища, джерело V3 – коефіцієнт  $TKV_{pn}$ , а джерело V5 – коефіцієнти  $X_{TI}$  та  $X_{TB}$ . Напряга живлення колекторного кола забезпечується джерелом V1, а базового – джерелом V4 та резистором R4.

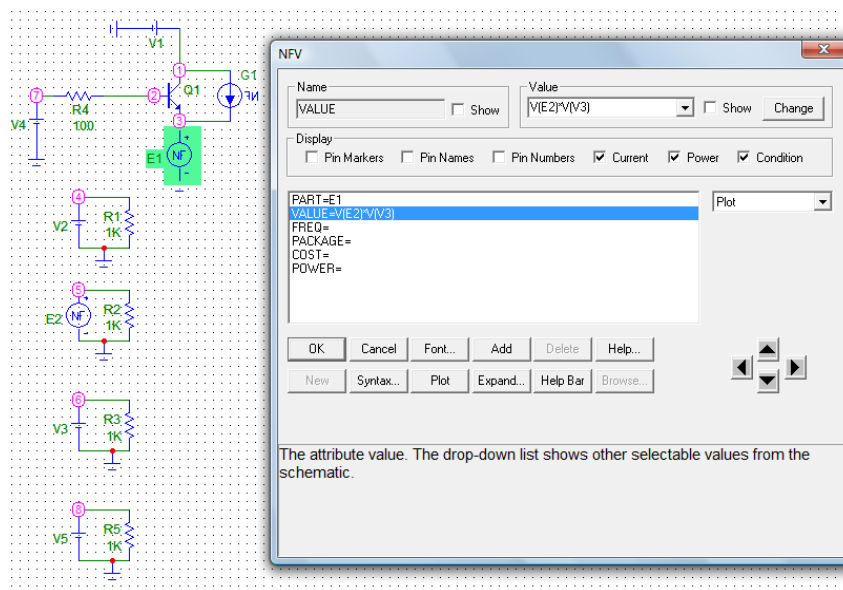


Рисунок 2.37 – Специфікація керованого джерела напруги електротеплової моделі біполярного транзистора

Перший результат моделювання (рис. 2.38) отриманий з врахуванням лише температурної залежності падіння напруги на емітерному p-n переході. Можна бачити, як при збільшенні струму транзистора (сигнал [1]) відбувається його нагрів (сигнал [2]) та зменшення падіння напруги на емітерному p-n переході (сигнал [3]). Вказані ефекти зростають при збільшенні теплового опору (графіки [a], [b], [c]) транзисторної структури.

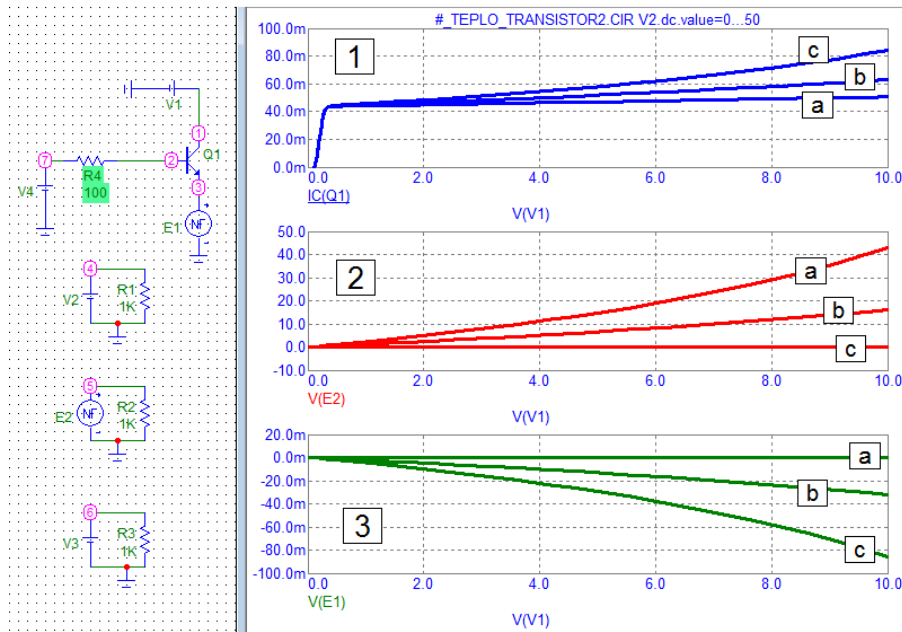


Рисунок 2.38 – Результат DC аналізу вихідної ВАХ біполярного транзистора при врахуванні механізму  $V_{pn} = f_1(T)$  при декількох значеннях теплового опору  $Z_Q$

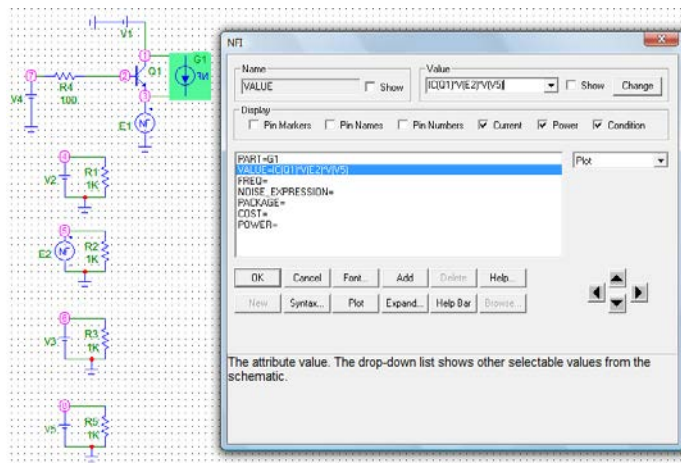


Рисунок 2.39 – Специфікація керованого джерела струму електротеплової моделі біполярного транзистора

Другий результат моделювання (рис. 2.40) враховує всі вищерозглянуті механізми температурного впливу. Як бачимо модуляція ВАХ транзистора в процесі його саморозігріву є значно більшою, що обумовлено не лише температурним дрейфом напруги на емітерному р-п переході, але і збільшенням коефіцієнта підсилення струму транзистора при його саморозігріві.

Є очевидним, що з точки зору практичного використання транзисторів в схемах вимірювальних перетворювачів теплових сенсорів потоку необхідно забезпечити не лише достатній нагрів структури тран-

зистора, але і достатню електротеплову стабільність роботи останнього. Для цього необхідно використати, зокрема, емітерні стабілізуючі резистори чи диференціальне включення пари транзисторів з струмовим живленням.

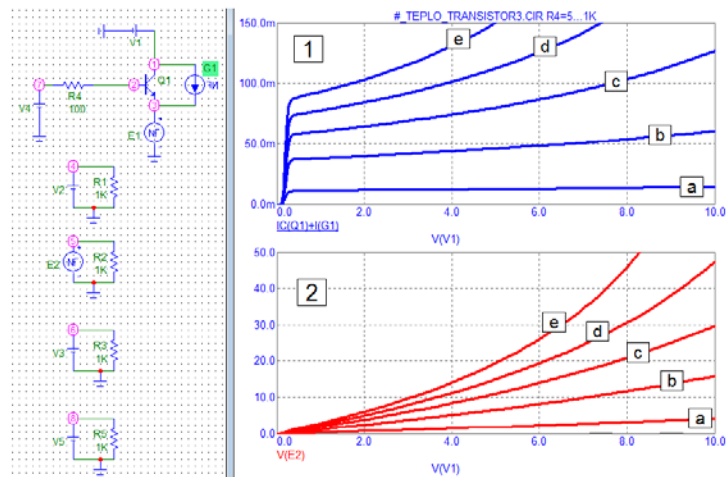


Рисунок 2.40 – Результат DC аналізу ВАХ біполярного транзистора при врахуванні механізмів  $V_{pn} = f_1(T)$ ,  $I_S = f_2(T)$ ,  $B_F = f_3(T)$  при декількох значеннях теплового опору  $Z_Q$

### **3 АНАЛІЗ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КІЛ ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ ПОТОКУ**

В цьому розділі розглядається комплекс питань модельного дослідження, аналізу параметрів та оптимізації режимів роботи вимірювальних кіл первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку.

Розділ починається аналізом вимірювальних кіл на основі одинарних інтегрованих резистивних перетворювачів. Показано, що оптимальне співвідношення між опорами функціонально інтегрованого резистивного елемента RQT та задавального резистора R0 кола первинного перетворювача теплового сенсора потоку суттєво відрізняється від такого співвідношення в традиційних терморезистивних схемах.

З метою підвищення параметрів теплових сенсорів потоку вводяться нові кількісні показники, що дозволяють провести не лише оптимізацію режиму живлення первинних перетворювачів, але і передбачити напрям подальшого розвитку схемотехніки таких сенсорних пристроїв.

Далі пропонуються методики модельного порівняння диференціальних схем теплових сенсорів потоку. Показані переваги схем з струмовим живленням інтегрованих резистивних перетворювачів, які, на відміну від традиційних мостових схем, забезпечують суттєво вищу чутливість та лінійність функції перетворення.

Розкрито актуальність розробки нових підходів в побудові диференціальних сенсорів температури. Проведено модельні дослідження параметрів та режимів роботи сигнальних перетворювачів таких сенсорів. Показано, що в порівнянні з мостовими схемами на терморезисторах, диференціальні транзисторні каскади забезпечують суттєве підвищення чутливості вимірювальних кіл первинних перетворювачів до різниці температур, зменшення температури саморозігріву та нелінійності функції перетворення при зміні абсолютної температури [138, 139].

#### **3.1. Вимірювальні кола одинарних інтегрованих резистивних перетворювачів**

Як первинні перетворювачі теплових сенсорів потоку часто застосовують резистивні елементи, які інтегрують функції нагрівання та вимірювання температури перегріву. При фіксованій тепловій потуж-

ності температура перегріву таких інтегрованих елементів залежить від інтенсивності теплообміну і є інформативною величиною швидкості потоку. В процесі аналізу кіл первинних перетворювачів теплових сенсорів резистивного типу нами показано, що оптимізація цих кіл передбачає інший підхід, ніж це має місце в традиційних термометрах резистивного типу. Для демонстрації цієї різниці проведемо аналіз схеми вимірювального кола терморезистора (рис. 3.1а). Вихідна напруга схеми  $V_{OUT}$  формується шляхом перерозподілу напруги живлення  $V_E$  між терморезистором  $R_T$  та опорним резистором  $R_0$

$$V_{OUT} = I_R R_T = \frac{V_E R_T}{R_0 + R_T},$$

де  $I_R$  – струм через терморезистор.

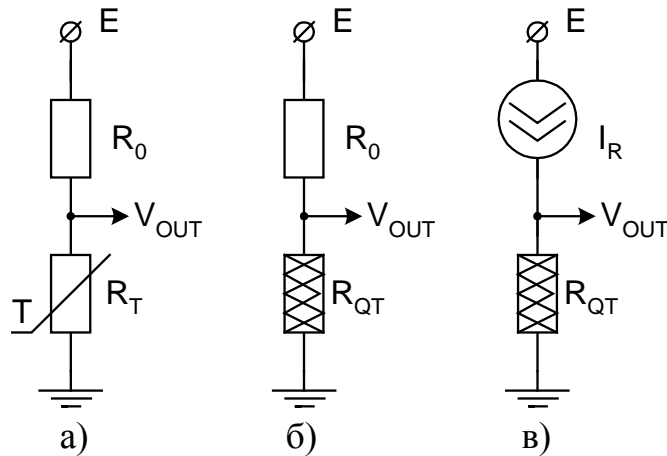


Рисунок 3.1. – Кола первинного перетворювача резистивного типу

Омічна  $S_R$  та температурна  $S_T$  абсолютні чутливості (крутизни перетворення) такої схеми розраховуються як:

$$S_R = \frac{dV_{OUT}}{dR_T} = \frac{V_E R_0}{(R_0 + R_T)^2}$$

$$S_T = \frac{dV_{OUT}}{dT} = \frac{V_E \left[ \frac{dR_T}{dT} (R_0 + R_T) - R_T \frac{dR_T}{dT} \right]}{(R_0 + R_T)^2} = \frac{V_E R_0 \frac{dR_T}{dT}}{(R_0 + R_T)^2};$$

$$R_T = R_{T0} (1 + \alpha \Delta T); \quad \frac{dR_T}{dT} = R_{T0} \alpha; \quad S_T = \frac{dV_{OUT}}{dT} = \frac{V_E R_0 R_{T0} \alpha}{(R_0 + R_T)^2},$$

де  $\alpha$  – температурний коефіцієнт опору (у відносних одиницях [град<sup>-1</sup>]);  $T$  – абсолютне значення температури;  $R_{T_0}$  – опір терморезистора при опорній температурі  $T_0$ ;  $\Delta T = T - T_0$ .

Аналіз показує що крутизна перетворення та її нелінійність залежить від параметрів схеми перетворювача. Так, на рис. 3.2 показано залежність вихідної напруги  $V_{OUT}$  (в умовно нормованих одиницях: au – arbitrary units) терморезистивної схеми перетворювача від співвідношення опорів  $R_0/R_T$  при зміні температури  $dT = 2$  °C, 6 °C, 10 °C. Максимум функції перетворення має місце при  $R_0/R_T = 1$ .

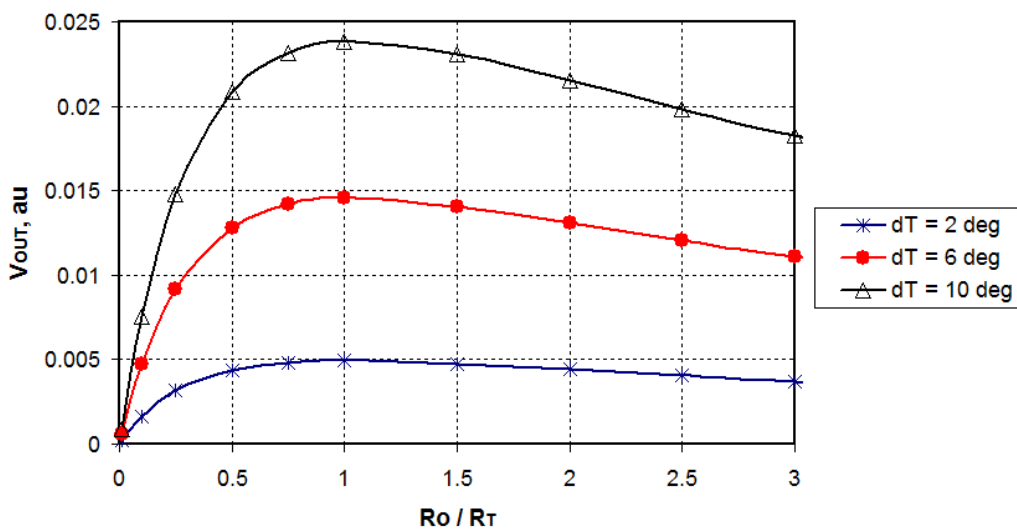


Рисунок 3.2. – Залежність вихідної напруги  $V_{OUT}$  (au – arbitrary units) терморезистивної схеми перетворювача при зміні температури

Нелінійність функції перетворення, тобто залежність чутливості  $S_R$  від відносної зміни опору терморезистора

$$\frac{dS_R}{dR_T} = V_E R_0 \frac{d\left((R_0 + R_T)^{-2}\right)}{dR_T} = -\frac{2V_E R_0}{(R_0 + R_T)^3},$$

при різних значеннях співвідношення  $R_0/R_T$  показано на рис. 3.3. Зокрема, можна бачити що  $dR_T \rightarrow 0$  чутливість  $S_R$  є однаковою при співвідношенні опорів  $R_0/R_T = 0,5$  та  $R_0/R_T = 2$  чи при  $R_0/R_T = 0,2$  та  $R_0/R_T = 5$ , однак нелінійність функції перетворення завжди є меншою при  $R_0/R_T > 1$ .

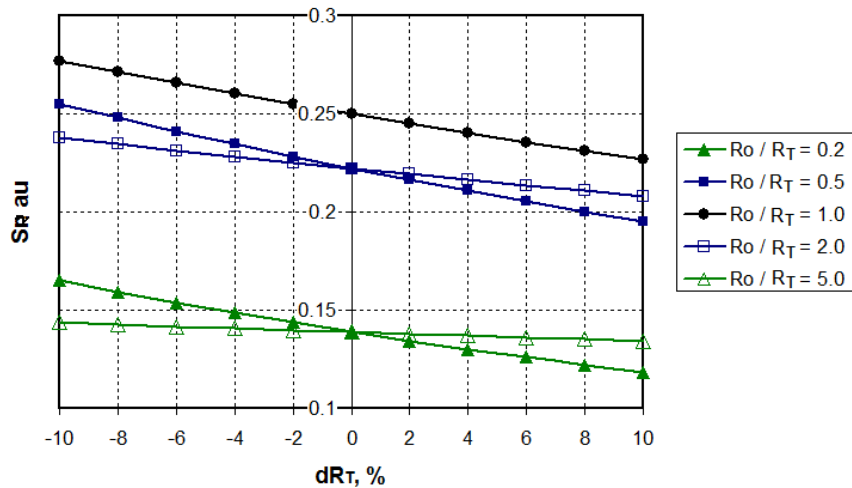


Рисунок 3.3. – Залежність омічної чутливості  $S_R$  від відносної зміни опору терморезистора  $dR_T$  при різних співвідношеннях  $R_0 / R_T$

Для визначення максимуму функції перетворення знайдемо її похідну по опору опорного резистора  $R_0$

$$\frac{dS_R}{dR_0} = V_E \frac{(R_0 + R_T)^2 - 2R_0(R_0 + R_T)}{(R_0 + R_T)^4} = V_E \frac{R_T - R_0}{(R_0 + R_T)^3},$$

що при екстремумі  $\frac{dS_R}{dR_0} = 0$  дає результат  $R_0 = R_T$ .

Саме тому в терморезистивних схемах для забезпечення максимальної чутливості використовують співвідношення  $R_0 / R_T = 1$ , а такі питання як нелінійність функції перетворення не є особливо актуальними при подальшій цифровій обробці сигналу. Суттєвою в таких схемах є вимога мінімального нагріву терморезистора струмом живлення  $I_R$ , що реалізовується мінімізацією значення цього струму.

Як буде нами далі показано критерій вибору параметрів живлення кола первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку (див. рис. 3.1б) є іншим. На противагу термометрам, теплові сенсори потоку вимагають нагріву функціонально інтегрованого елемента  $R_{QT}$ , і з точки зору забезпечення високої чутливості та незалежності від температури потоку, нагрів цього елемента  $R_{QT}$  повинен бути максимально можливим. При цьому, з метою оптимізації енергії споживання сенсора потоку, втрати енергії на нагрів інших елементів схеми мають мінімізуватися.

При фіксованих значеннях теплового опору  $Z_Q$  [град/Вт] та потужності  $P_Q$ , що розсіюється на функціонально інтегрованому елементі  $R_{QT}$ , температура його перегріву  $\Delta T$  по відношенню до навколишнього середовища становить

$$\Delta T = P_Q Z_Q = I_R^2 R_{QT} Z_Q = \frac{V_E^2 R_{QT} Z_Q}{(R_0 + R_{QT})^2}.$$

На рис. 3.4 показано результат розрахунку температури нагріву  $\Delta T$  при значеннях коефіцієнта пропорційності  $K_t = V_E^2 Z_Q = 5, 15$  та  $25$  [В<sup>2</sup>·град/Вт]. І хоч максимальне значення  $\Delta T$  має місце при  $R_0 \rightarrow 0$ , критерій оптимізації повинен враховувати не значення  $\Delta T$ , а крутизну перетворення  $S_{QT}$ , тобто залежність вихідної напруги  $V_{OUT}$  від теплового опору  $Z_Q$ . Саме тепловий опір  $Z_Q$  є інформативною величиною вимірюваної швидкості потоку газу чи рідини.

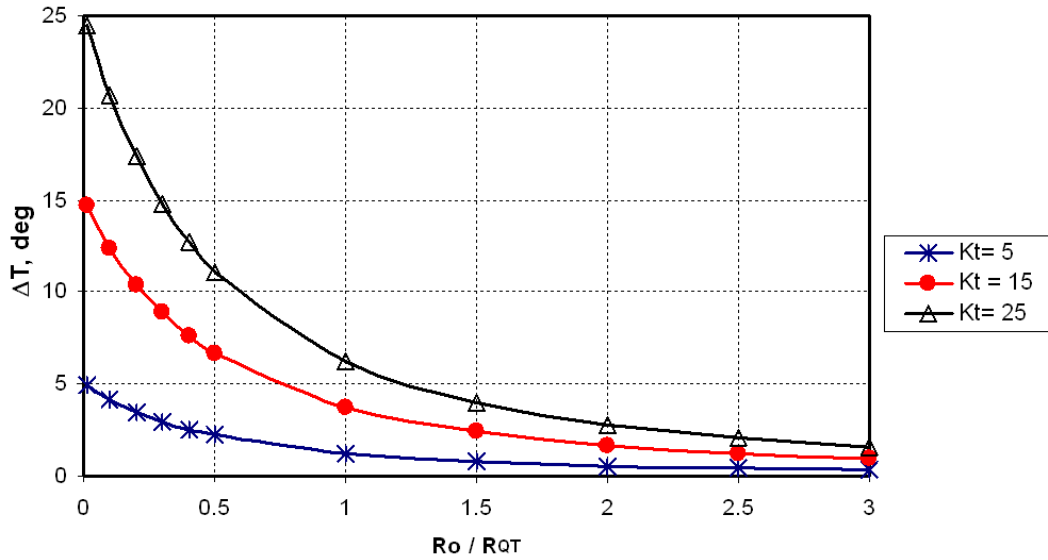


Рисунок 3.4. – Залежність температури нагріву  $\Delta T$  елемента  $R_{QT}$  від співвідношення  $R_{QT} / R_0$

Для розрахунку крутизни перетворення  $S_{QT}$  знайдемо похідну вихідної напруги  $V_{OUT}$  по тепловому опору  $Z_Q$

$$S_{QT} = \frac{dV_{OUT}}{dZ_Q} = \frac{V_E \left[ \frac{dR_{QT}}{dZ_Q} (R_0 + R_{QT}) - R_{QT} \frac{dR_{QT}}{dZ_Q} \right]}{(R_0 + R_{QT})^2} = \frac{V_E R_0 \frac{dR_{QT}}{dZ_Q}}{(R_0 + R_{QT})^2};$$

$$R_{QT} = R_{QT0} (1 + \alpha \Delta T); \quad R_{QT} = R_{QT0} \left( 1 + \frac{V_E^2 \alpha R_{QT} Z_Q}{(R_0 + R_{QT})^2} \right);$$

$$\frac{dR_{QT}}{dZ_Q} = \frac{V_E^2 R_{QT0} R_{QT} \alpha}{(R_0 + R_{QT})^2} \approx \frac{V_E^2 R_{QT}^2 \alpha}{(R_0 + R_{QT})^2};$$

$$S_{QT} = \frac{V_E^3 \alpha R_0 R_{QT}^2}{(R_0 + R_{QT})^4} \left[ \frac{\text{В}^3}{\text{Ом} \cdot \text{град}} \right].$$



Результати розрахунку залежності крутизни перетворення  $S_{QT}$  від відносної зміни опору функціонально інтегрованого елемента  $dR_{QT}$  при різних співвідношеннях  $R_0/R_{QT}$  показано на рис. 3.5, а розрахунку вихідної напруги  $V_{OUT}$  схеми вимірювального перетворювача від співвідношення  $R_0/R_{QT}$  при різних значеннях швидкості потоку (в довільних одиницях) – на рис. 3.6. Як показують проведені розрахунки максимум чутливості сенсора потоку спостерігається при значеннях  $R_0/R_{QT} < 1$ .

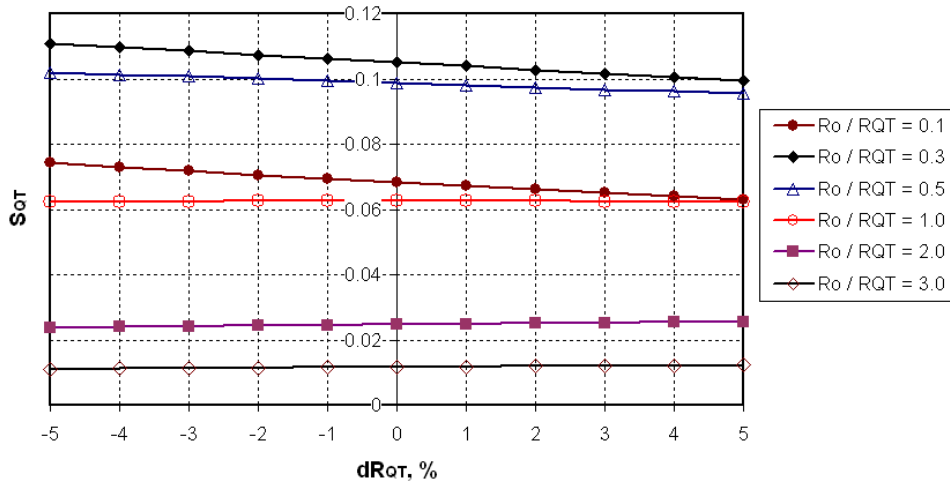


Рисунок 3.5. – Залежність крутизни перетворення  $S_{QT}$  від відносної зміни опору  $dR_{QT}$  при різних співвідношеннях  $R_0/R_T$

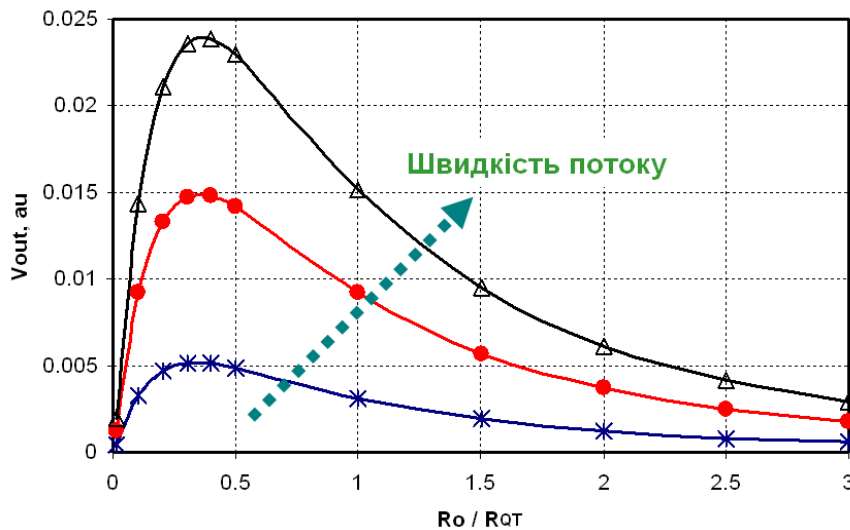


Рис. 3.6. Залежність вихідної напруги  $V_{OUT}$  від співвідношення  $R_0/R_{QT}$  при різних значеннях швидкості потоку (в довільних одиницях)

Для розрахунку оптимального співвідношення резисторів  $R_0/R_{QT}$  введемо коефіцієнт їх пропорційності  $K_R = R_0/R_{QT}$  та функцію  $F(K_R)$ , що характеризує залежність крутизни перетворення  $S_{QT}$  від співвідношення цих резисторів

$$S_{QT} = \frac{V_E^3 \alpha K_R R_{QT} R_{QT}^2}{(K_R R_{QT} + R_{QT})^4} = \frac{V_E^3 \alpha K_R}{R_{QT} (1 + K_R)^4}; \quad F(K_R) = \frac{K_R}{(1 + K_R)^4}.$$

Тоді

$$S_{QT} = \frac{V_E^3 \alpha}{R_{QT}} F(K_R); \quad \frac{dS_{QT}}{dK_R} = \frac{V_E^3 \alpha}{R_{QT}} \frac{d(F(K_R))}{dK_R};$$

$$\frac{d(F(K_R))}{dK_R} = \frac{(1 + K_R)^4 - 4K_R(1 + K_R)^3}{(1 + K_R)^8} = \frac{1 - 3K_R}{(1 + K_R)^5};$$

$$\frac{dS_{QT}}{dK_R} = \frac{V_E^3 \alpha}{R_{QT}} \frac{1 - 3K_R}{(1 + K_R)^5}.$$

Таким чином максимальне значення чутливості, яке визначимо в точці екстремуму  $\frac{dS_{QT}}{dK_R} = 0$ , має місце при  $K_R = \frac{1}{3}$ ;  $\frac{R_0}{R_{QT}} = \frac{1}{3}$ .

На рис. 3.7а,б наведено результат розрахунку функції  $F(K_R)$  від співвідношення резисторів  $R_0 / R_{QT}$ , що підтверджує аналітично отримане оптимальне співвідношення резисторів кола первинного перетворення з точки зору чутливості теплового сенсора потоку.

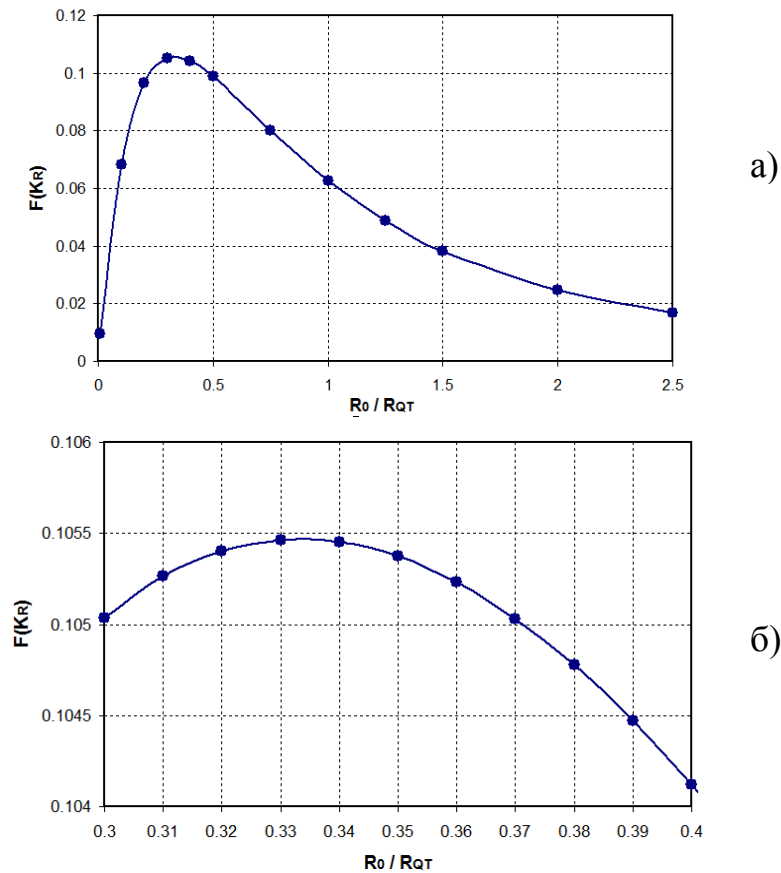


Рисунок 3.7 – Залежність  $F(K_R)$  від співвідношення резисторів  $R_0 / R_{QT}$

Підставивши оптимальне значення  $K_R = \frac{1}{3}$  у вирази функції  $F(K_R)$  та крутизни перетворення  $S_{QT}$ , отримуємо максимальне значення останньої  $S_{QTR}$

$$F(K_R)_{OPT} = \frac{3^3}{4^4} \approx 0,105; \quad S_{QTR} = F(K_R)_{OPT} \frac{V_E^3 \alpha}{R_{QT}} \approx 0,105 \frac{V_E^3 \alpha}{R_{QT}}.$$

З цього випливає, що схема первинного перетворення теплових сенсорів потоку на основі функціонально інтегрованого елемента  $R_{QT}$  зміщеного опорним резистором  $R_0$  характеризується крутизною перетворення  $S_{QTR}$  (чутливістю до швидкості потоку), яке є кубічною функцією напруги живлення  $V_E$  схеми, лінійною функцією температурно-коефіцієнта  $\alpha$  та зворотно пропорційною функцією опору  $R_{QT}$ .

Так, при зменшенні напруги живлення вдвічі, наприклад з 10 В до 5 В, чутливість перетворювача зменшується в 8 разів, що робить перехід на низьковольтні джерела живлення (одна з основних вимог до сучасної електроніки і, зокрема, до енергоекономних сенсорних пристроїв) досить проблематичною задачею. Забезпечити підвищення чутливості низьковольтних вимірювальних перетворювачів потоку теплового типу можна було б шляхом збільшення значення функції  $F(K_R)$ , однак, як це показано вище, навіть при оптимальному співвідношенні резисторів  $R_0 / R_{QT} = 1/3$  її значення практично не перевищує  $F(K_R)_{OPT} = 0,1$ .

Таким чином, задача підвищення чутливості вимірювальних перетворювачів потоку при переході на низьковольтні джерела живлення має значну актуальність. З метою вирішення цієї задачі в наступному розділі запропоновано нові алгоритмічні та схемні рішення кіл первинних перетворювачів сенсорів потоку.

Для демонстрації можливості вирішення поставленої задачі розглянемо варіант кола первинного перетворювача функціонально інтегрованого елемента  $R_{QT}$ , в якому замість опорного резистора  $R_0$  використовується джерело стабільного струму  $I_R$  (див. рис. 3.1в). Таке рішення кола первинного перетворювача є нетиповим, як для терморезистивних схем вимірювання температури, так і для теплових сенсорів потоку. Пояснюється це неможливістю реалізувати мостову схему перетворення, наявністю додаткової похибки, обумовленої нестабільністю джерела струму та, як у випадку теплових сенсорів потоку, – втратами теплової потужності вихідного каскаду джерела струму  $I_R$ . Однак,

як буде показано в наступних розділах дисертаційної роботи, використання сучасної елементної бази, зокрема rail-to-rail операційних підсилювачів з високим вихідним струмом, потужних V-MOS D-MOS польових транзисторів, низьковольтних джерел опорної напруги тощо, дозволяє створити високоефективні потужні джерела струму, які суттєво підвищують параметри кіл первинного перетворення теплових сенсорів потоку.

Для проведення аналізу кола з використанням джерела стабільного струму  $I_R$  (див. рис. 3.1в) приймемо, що величина струму визначається з умови

$$I_R = \frac{V_E - V_{IR}}{R_{QT0}} = \frac{V_{OUT0}}{R_{QT0}},$$

де  $R_{QT0}$  – початкове значення опору функціонально інтегрованого елемента  $R_{QT}$ , наприклад, його опір при кімнатній температурі (вимкненому струмі нагріву);  $V_E$  – напруга живлення кола первинного перетворювача;  $V_{IR}$  – падіння напруги на джерелі струму;  $V_{OUT0}$  – вихідна напруга при  $R_{QT} = R_{QT0}$ .

Тоді вихідна напруга кола первинного перетворювача з живленням джерелом струму становить

$$V_{OUT} = \frac{V_{OUT0} R_{QT}}{R_{QT0}} = \frac{V_{OUT0} R_{QT0} (1 + \alpha \Delta T)}{R_{QT0}} = V_{OUT0} (1 + \alpha \Delta T).$$

Визначивши температуру перегріву як

$$\Delta T = P_Q Z_Q = I_R^2 R_{QT} Z_Q = \frac{V_{OUT0}^2 R_{QT} Z_Q}{R_{QT0}^2} \approx \frac{V_{OUT0}^2 Z_Q}{R_{QT0}},$$

а її похідну по тепловому опору  $Z_Q$  –

$$\frac{d\Delta T}{dZ_Q} = \frac{V_{OUT0}^2}{R_{QT0}},$$

знаходимо крутизну перетворення  $S_{QTI}$

$$S_{QTI} = \frac{dV_{OUT}}{dZ_Q} = V_{OUT0} \alpha \frac{d\Delta T}{dZ_Q} = \frac{V_{OUT0}^3 \alpha}{R_{QT0}} \left[ \frac{\text{В}^3}{\text{Ом} \cdot \text{град}} \right].$$

Отриманий вираз показує що, по-перше, нелінійність функції перетворення  $S_{QTI}$  при струмовому живленні  $I_R$  є значно меншою ніж при використанні опорного резистора  $R_0$ , і, по-друге, ефективність використання струмового джерела залежить від падіння напруги на ньому.

При заданій напрузі живлення  $V_E$  кола первинного перетворювача з використанням джерела струму  $I_R$  максимальне значення крутизни перетворення  $S_{QTIMAX}$  має місце при  $V_{OUT0} = V_E$ , тобто у випадку нульового падіння напруги на вихідному колі джерела струму

$$S_{QTIMAX} = \frac{V_E^3 \alpha}{R_{QT0}}.$$

Очевидно, що реалізація джерела струму з нульовим падінням напруги на вихідному колі є технічно неможливою, однак теоретично отримане значення  $S_{QTIMAX}$  дозволяє кількісно порівняти схемні рішення джерел струму та оцінити ефективність їх застосування. Для цього введемо функцію

$$F(K_I) = \frac{S_{QTI}}{S_{QTIMAX}} = \left( \frac{V_{OUT0}}{V_E} \right)^3 = \left( \frac{V_E - V_I}{V_E} \right)^3 = K_I^3,$$

де  $V_I$  – падіння напруги на вихідному колі джерела струму.

Тоді, з врахуванням, що  $V_{OUT0}^3 = F(K_I) V_E^3$ , отримуємо

$$S_{QTI} = F(K_I) \frac{V_E^3 \alpha}{R_{QT0}}.$$

Таким чином, ефективність кола первинного перетворення з використанням джерела струму  $I_R$  (див. рис. 3.1в) відносно кола з опорним резистором  $R_0$  (див. рис. 3.1б) визначається відношенням

$$\frac{S_{QTI}}{S_{QTR}} = \frac{F(K_I)}{F(K_R)_{OPT}} \approx 10 \cdot F(K_I).$$

Розрахунок функції ефективності  $F(K_I)$  використання джерела струму в колі живлення функціонально інтегрованого елемента  $R_{QT}$  показано на рис. 3.8. Зокрема, можна бачити, що при  $K_I = 0,5$  (це відповідає падінню напруги на вихідному колі джерела струму  $V_I = 0,5 \cdot V_E$ ) функція ефективності приймає значення  $F(K_I) \approx 0,1$ . В такому випадку  $S_{QTI} / S_{QTR} \approx 1$ , тобто ефективність схем з опорним резистором (див. рис. 3.1б) та джерелом струму (див. рис. 3.1в) є ідентичними.

Натомість в ідеальному випадку, коли  $V_I \rightarrow 0$ ,  $K_I \rightarrow 1$ , що робить ефективність схеми з джерелом струму в 10 раз вищою ніж схеми з опорним резистором. Реальний варіант реалізації кола первинного перетворення на основі джерела струму дозволяє отримати  $V_I = 0,1 \cdot V_E$  (зокрема,  $V_I = 0,5$  В при  $V_E = 5$  В), що визначає відповідно:  $K_I = 0,9$ ,  $F(K_I) \approx 0,73$ ,  $S_{QTI} / S_{QTR} \approx 7$ . Тобто, ефективність реальних схем з джерелом струму в 7 раз вища ніж схем з опорним резистором. Питання

розробки та аналізу таких схем на основі сучасної елементної бази твердотільної електроніки висвітлені в наступному розділі.

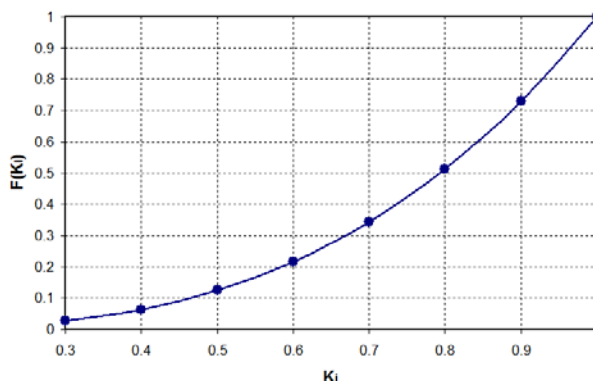


Рисунок 3.8 – Функція ефективності  $F(K_i)$  використання джерела струму в колі живлення функціонально інтегрованого елемента  $R_{QT}$

Таким чином, в ході проведеного нами аналізу показано:

- по-перше, оптимальне співвідношення між опорамі функціонально інтегрованого резистивного елемента  $R_{QT}$  та задавального резистора  $R_0$  кола первинного перетворювача теплового сенсора потоку має місце при  $R_{QT} / R_0 = 3$ , що суттєво відрізняється від традиційних терморезистивних схем для яких оптимальним співвідношенням є  $R_T / R_0 = 1$ ;

- по-друге, використання джерел стабільного струму в колах первинного перетворювача теплового сенсора потоку підвищує лінійність функції перетворення та, при забезпеченні мінімального падіння напруги на вихідному колі джерела струму, дозволяє підвищити в декілька разів (реально до 7 разів) ефективність таких кіл, тобто їх чутливість до швидкості потоку при заданій потужності споживання схеми.

### 3.2. Вимірювальні кола диференціальних інтегрованих резистивних перетворювачів

Розглянуті вище вимірювальні кола одинарних інтегрованих резистивних перетворювачів використовуються лише для визначення швидкості потоку, що зокрема характерно в пристроях вимірювання швидкості потоків повітря примусової вентиляції приміщень (робочих місць), димоходів, кондиціонерах тощо. При розробці сенсорних пристроїв, які передбачають вимірювання не лише швидкості потоку, але і визначення його напрямку, а також при необхідності термокомпенсації похибки вимірювання, обумовленої зміною температури потоку,

традиційно використовують диференціальні вимірювальні перетворювачі – з декількома просторово віднесеними від нагрівача диференціальними сенсорами температури (рис. 3.9а) чи з двома послідовно розміщеними вздовж напрямку потоку інтегрованими резистивними перетворювачами (рис. 3.9б,в).

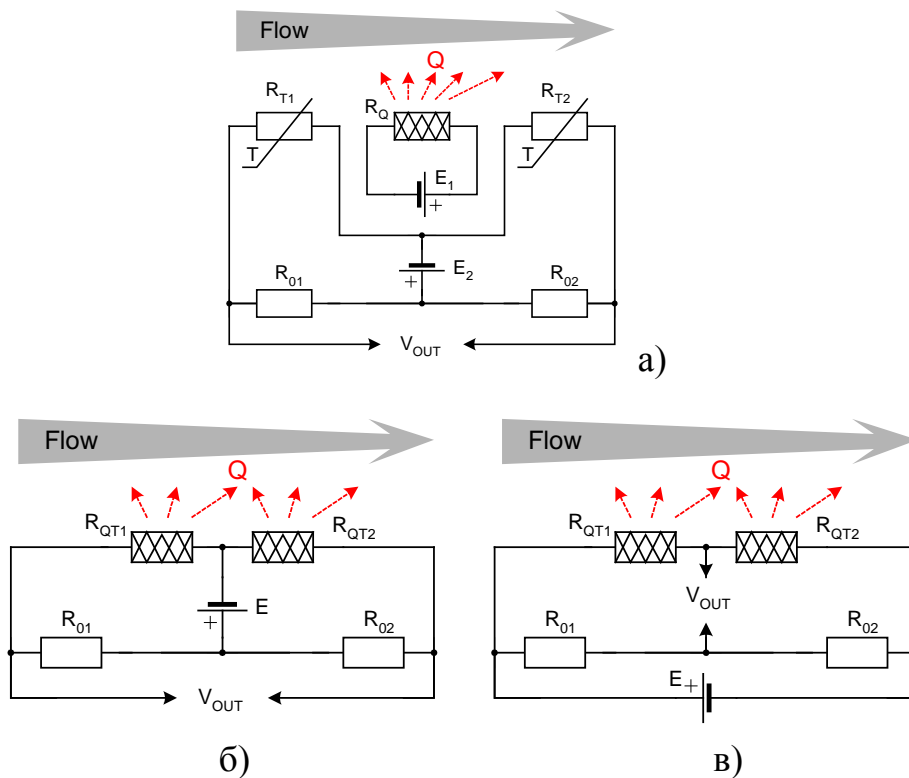


Рисунок 3.9 – Вимірювальні кола диференціальних резистивних перетворювачів

У першому випадку, інформативним сигналом якого є різниця температур терморезисторів  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$ , необхідності в оптимізації кола живлення нагрівача  $R_Q$  не має – на нагрівнику повинна виділятися максимально можлива частина потужності кола живлення (відповідно рис. 3.9а – джерела напруги  $E_2$ ). В пристроях з керованим розігрівом виконання цієї вимоги забезпечується використанням імпульсних схем регулювання, в яких регулюючий елемент (транзистор) працює в ключовому режимі – повністю відкритий стан чергується з повністю закритим станом. Натомість питанням, що потребує аналізу, – є вимірювальні кола диференціальних сенсорів  $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$ . Це питання буде детально розглянуто в наступному підрозділі.

В другому випадку оптимізація вимірювальних кіл інтегрованих резистивних перетворювачів також не є доцільною. Однак питанням є вибір варіанта побудови мостової схеми. На рис. 3.9б показано варіант

в якому кожна гілка мостової схеми містить послідовно з'єднані інтегрований елемент  $R_{QT}$  та опорний резистор  $R_0$  ( $R_{QT1}$ ,  $R_{01}$  – для лівої на рисунку гілки та  $R_{QT2}$ ,  $R_{02}$  – для правої гілки). Недоліком такої схеми є енерговиділення в обох гілках моста.

Інше вирішення побудови мостової схеми, що показано на рис. 3.9в, позбавлене цього недоліку – енерговиділення йде лише в гілці, що містить два послідовно з'єднані інтегровані елементи  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$ . Протилежна гілка мосту сформована з опорних резисторів  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ , опір яких вибирають достатньо високим (типово, на два порядки більшим за опори інтегровані елементи  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$ ). Можна вважати, що енергетична ефективність такого схемного рішення є максимально високою. Однак, з точки зору рівня корисного сигналу, тобто різниці температур між інтегрованими елементами  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$ , така побудова схеми вимірювального перетворювача сенсора потоку має значну проблему.

Суть цієї проблеми полягає в неможливості забезпечити значну різницю температур між інтегрованими елементами  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$ . Відповідно до принципу функціонування вимірювального перетворювача, інтенсивність охолодження другого в напрямку поширення потоку елемента  $R_{QT2}$  повинна бути значно меншою ніж першого елемента  $R_{QT1}$ . Це відбувається завдяки вищій температурі середовища потоку в зоні елемента  $R_{QT2}$  – вважається, що перший елемент  $R_{QT1}$  достатньо інтенсивно нагрів це середовище. Однак, при значних швидкостях потоку чи недостатній потужності нагріву вказаний ефект виникнення градієнта температури не є достатнім – різниця температур є значно меншою ніж це має місце в проаналізованих в підрозділі 3.2 термоанемометрах з єдиним функціонально інтегрованим елементом  $R_{QT}$ .

Як було нами встановлено в ході численних експериментальних досліджень, градієнт температур між функціонально інтегрованими елементами  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$  є в 3–5 разів меншим, ніж це має місце при тій же потужності нагріву в термоанемометрах з єдиним елементом  $R_{QT}$ . Позначимо величину такої втрати абсолютної чутливості в сенсорах потоку з диференціальними інтегрованими резистивними перетворювачами коефіцієнтом  $K_{DIF}$  та використаємо цей коефіцієнт при подальшому аналізі.

Аналітичний розрахунок залежності вихідного сигналу вимірювального кола диференціальних інтегрованих резистивних перетворю-



вачів не має суттєвої різниці від попередньо розглянутих кіл з одинарним перетворювачем та опорним резистором. Для проведення такого аналізу достатньо прийняти один з інтегрованих перетворювачів за опорний, а інший – за чутливий елемент схеми. Зокрема, якщо опорним можна вважати перший  $R_{QT1}$  елемент, то інформативним сигналом є температура перегріву другого  $R_{QT2}$  елемента відносно першого. Якщо опорним є другий елемент  $R_{QT2}$ , то інформативним сигналом є охолодження першого відносно другого. В обох випадках корисний сигнал такої схеми первинного перетворювача є меншим в  $K_{DIF}$  разів відносно одинарного функціонально інтегрованого перетворювача. Цей недолік, як це вже відзначалося, компенсується можливістю визначення напрямку потоку та певною компенсацією зміни температури потоку.

Беручи до уваги вищесказане, та з метою демонстрації інших методів аналізу, порівняльний аналіз вимірювального кола на основі диференціальних інтегрованих резистивних перетворювачів з колами на основі одинарного перетворювача проведемо на модельному рівні з допомогою пакетів схемного моделювання PSpice та MicroCAP. Принципи електротеплового моделювання вимірювальних кіл первинних перетворювачів теплових сенсорі потоку розглядалися в попередньому розділі. Відмінністю наведеного нижче аналізу є використання можливостей останніх версій вказаних пакетів моделювання проводити схемний аналіз при зміні температури не лише схеми в цілому, але і певного елемента зокрема. Очевидно, що така можливість не дозволяє проводити повноцінний електротепловий аналіз, про який мова йшла в розділі 2, проте, спростивши умови аналізу, представляється можливим проводити порівняння та оптимізацію режимів роботи різноманітних кіл первинних перетворювачів.

Розглянемо основні підходи такого модельного аналізу. Для цього використаємо можливість присвоєння елементам схеми певного набору величин, що описують їх специфічні температури. Першою, найбільш загальною величиною є температура схеми в цілому. Її величина задається командою `<.TEMP X>` (відповідно синтаксису PSpice командний рядок розпочинається знаком крапка, за яким йде зміст команди, зокрема, як це має місце в цьому прикладі – встановити значення температури схеми  $T = X$ ). Встановлюватися може дискретне значення температури чи діапазон її зміни. Другою величиною є зна-

чення температури <T\_MEASURED> для якого присвоєні номінальні величини моделі. Використовуючи традиційну для вимірювальної техніки термінологію, цій температурі відповідає значення  $T_0$ , яке в процесі температурного калібрування береться за опорне  $\Delta T = T - T_0$ . І, на кінець, третьою температурою, яку будемо використовувати в процесі аналізу, є <T\_REL\_GLOBAL>. Це відносна температура окремо взятого елемента, яка формується шляхом зміщення температурної шкали цього елемента відносно <.TEMP X>. Зокрема запис (у відповідності до синтаксису PSpice)

```
.TEMP 35
.MODEL RTX RES (TC1=A1    TC2=A2    T_MEASURED=20
T_REL_GLOBAL=30)
```

означає:

- температура схеми в цілому становить 35 °C;
- модель RES терморезистора RTX характеризується лінійним TC1 та квадратичним TC2 температурними коефіцієнтами опору, відповідно, TC1 = A1, TC2 = A2;
- номінальна температура моделі RES, для якої вказане номінальне значення резистора, становить T\_MEASURED = 20;
- зміщення шкали температур моделі RES становить T\_REL\_GLOBAL = 30.

Цей запис визначає, що в ході моделювання будуть отримані параметри схеми при температурі резистора RTX <.TEMP + T\_REL\_GLOBAL = 75>. Приклади елементарного моделювання вимірювальних кіл з температурно залежними резисторами, що живляться джерелами струму показані на рис. 3.10 та рис. 3.11. Зокрема, на рис. 3.10а показано температурну залежність падіння напруги на терморезисторах з лінійними температурними характеристиками TC1 = 0,005 та TC1 = -0,005, на рис. 3.10б – з квадратичними характеристиками TC2 = 0,001 та TC2 = -0,001, а на рис. 3.11а – з лінійно-квадратичними характеристиками TC1 = 0,005, TC2 = 0,001 та TC1 = -0,005, TC2 = -0,001.

Для всіх цих моделей опорна температура T\_MEASURED при якій були задані номінальні значення резисторів становила 27 °C (для скорочення запису на вказаних рисунках ця температура позначена величиною TM).

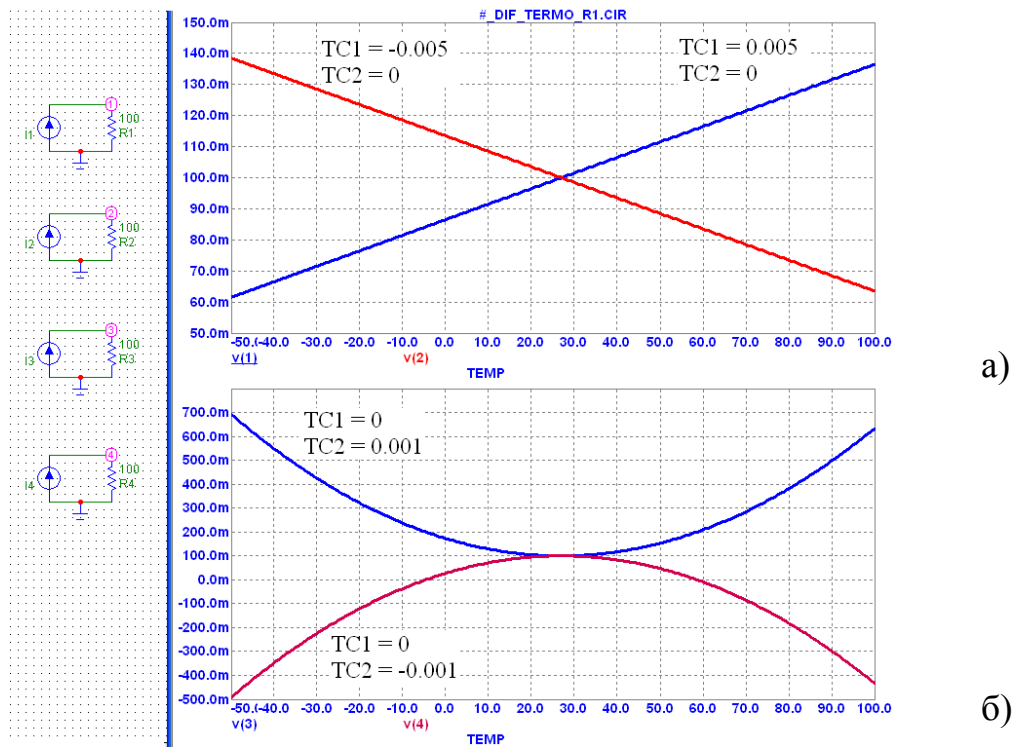


Рисунок 3.10 – Результат моделювання вимірювальних перетворювачів з терморезисторами при зміні їх температурних коефіцієнтів

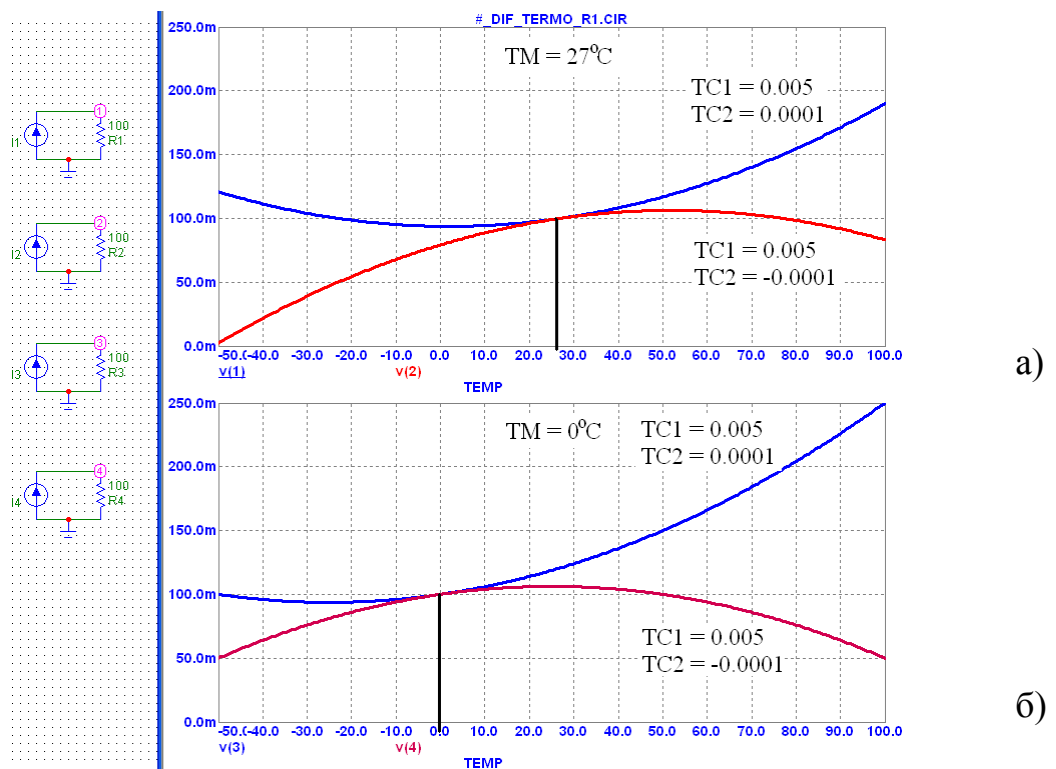


Рисунок 3.11 – Результат моделювання вимірювальних перетворювачів з терморезисторами при різних значеннях опорної температури  $T\_MEASURED = T_M$

З точки зору подальшого аналізу вимірювальних кіл теплових сенсорів потоку принципово важливою є можливість зміни опорних температур моделей, приклад якої показано на рис. 3.11б. І хоча така можливість не дозволяє проводити повноцінний електротепловий аналіз, про який мова йшла в розділі 2, покажемо спосіб використання зміни опорної та відносної температур для проведення модельного дослідження вимірювальних перетворювачів температури диференціального типу.

Приклад використання зміни відносних температур продемонструємо на прикладі модельного аналізу схеми диференційного перетворювача, яка містить два терморезистори R1, R2, що живляться джерелами постійного струму I1, I2 (рис. 3.12). Результатом аналізу є падіння напруг на терморезисторах (див. рис. 3.12а) та різниця цих напруг (див. рис. 3.12б). Температурні коефіцієнти та опорні температури обох терморезисторів є однаковими  $TC1 = 0$ ;  $TC2 = 0.0001$ ,  $T\_MEASURED = T_M = 0\text{ }^\circ\text{C}$  (з метою кращої наочності лінійні температурні коефіцієнти прийняті нульовими). Різниця напруг такого перетворювача формується зміною відносної температури  $TRG = T\_REL\_GLOBAL$  терморезисторів, що є аналогічним різниці їх температур.

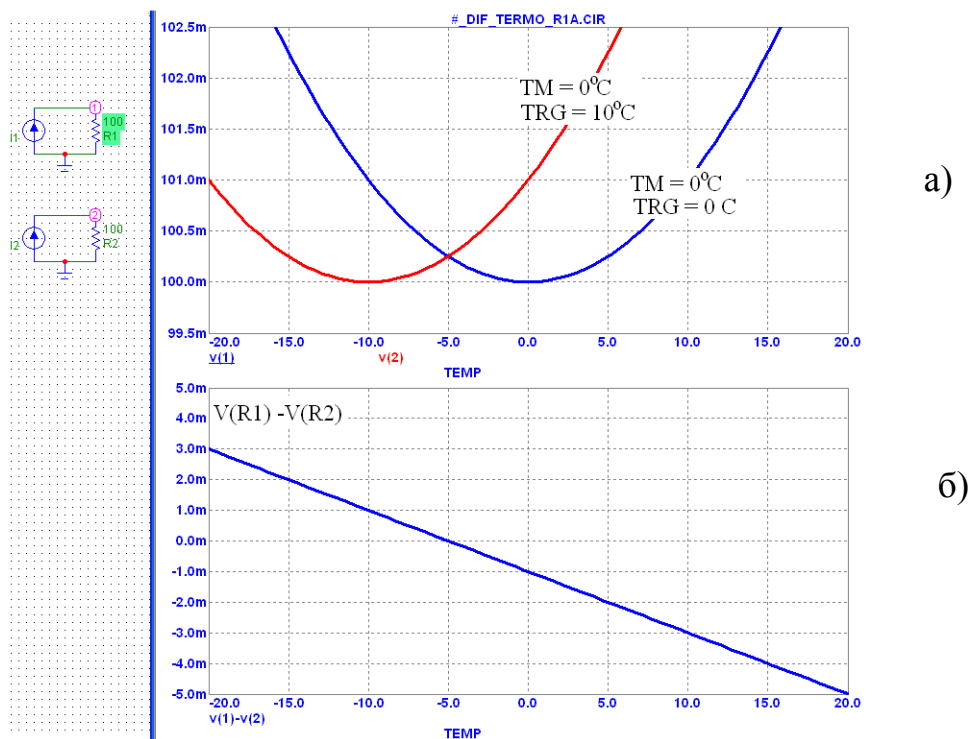


Рисунок 3.12 – Результат моделювання диференціального перетворювача при різниці температур терморезисторів  $TRG(R1) = 0\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $TRG(R2) = 10\text{ }^\circ\text{C}$

Для порівняльного аналізу схем вимірювальних кіл теплових сенсорів потоку створимо моделі трьох резисторів – опорного температурно незалежного резистора RTERM0 та температурно залежних резисторів RTERM1, RTERM2 з лінійним температурним коефіцієнтом опору  $TC1 = 0,004$ :

```
.MODEL RTERM0 RES (T_MEASURED=0 T_REL_GLOBAL=0)
.MODEL RTERM1 RES (TC1=0.004 T_MEASURED=0 T_REL_GLOBAL=0)
.MODEL RTERM2 RES (TC1=0.004 T_MEASURED=0 T_REL_GLOBAL=3)
```

Вказані значення ТКР є типовими для металевих, наприклад, мідних терморезисторів. Змінною величиною моделей терморезисторів будемо вважати відносну температуру  $T\_REL\_GLOBAL$ , яка визначає різницю температур між другим та першим терморезисторами. Специфікація моделей терморезисторів RTERM1, RTERM2 показана на рис. 3.13.

Необхідно відзначити, що на відміну від визнаного у фізиці поняття «абсолютна температура», яка відповідає температурній шкалі Кельвіна, в пакетах схемного моделювання PSpice та MicroCAP під поняттям абсолютної температури  $T\_ABS$  розуміють будь-яке специфіковане відповідною командою значення температури в шкалі Цельсія (типово це  $27\text{ }^{\circ}\text{C}$  тобто  $300\text{ K}$ ) при якому проводиться модельний аналіз схеми в цілому.

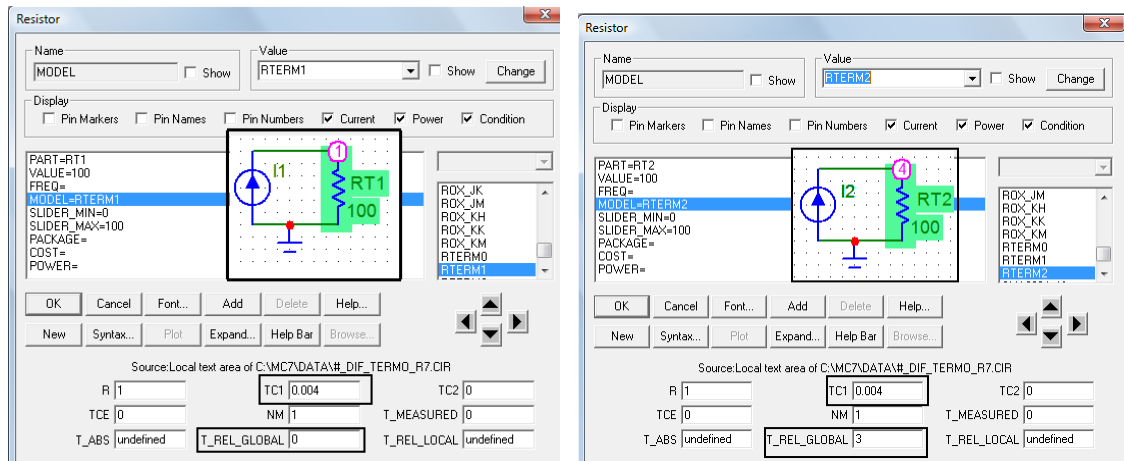


Рисунок 3.13 – Специфікація моделей терморезисторів RTERM1, RTERM2

Використовуючи вказані параметри моделей терморезисторів, синтезуємо три схеми вимірювальних перетворювачів (рис. 3.14):

Transducer #1: схема на основі двох функціонально інтегрованих елементів  $RQT1 = 100\ \Omega$ ,  $RQT2 = 100\ \Omega$ , що мають незалежні струмові

джерела живлення  $I1 = 10 \text{ mA}$ ,  $I2 = 10 \text{ mA}$  (використовуються дві показані на рис. 3.1 в півмостові схеми).

Transducer #2: схема на основі мостового перетворювача, кожна гілка якого містить послідовно з'єднані функціонально інтегрований елемент та опорний резистор:  $RQT3 = 75 \Omega$ , та  $R03 = 25 \Omega$  – для лівої гілки та  $RQT4 = 75 \Omega$ , та  $R04 = 25 \Omega$  – для правої (використовується наведена на рис. 3.9б мостова схема при оптимальному співвідношенні  $R_{QT} / R_0 = 3$ );

Transducer #3: схема на основі мостового перетворювача, силова гілка якого містить послідовно з'єднані функціонально інтегровані елементи  $RQT5 = 25 \Omega$ ,  $RQT6 = 25 \Omega$ , а гілка формування опорної напруги – опорні високоомні резистори  $R05 = 25 \text{ k}\Omega$ ,  $R06 = 25 \text{ k}\Omega$  (використовується наведена на рис. 3.9в мостова схема при оптимальному співвідношенні  $R_{QT2} / R_{QT1} = 1$ ).

Параметри елементів схем вибиралися з умови рівновеликого енергоспоживання. Так струм кожного з джерел схеми #1 становить  $I1 = I2 = 10 \text{ mA}$ , що при опорі навантаження  $R_{QT} = 100 \Omega$  обумовлює потужність одного кола  $P = I^2 R = 0,01 \text{ Вт}$ , а сумарну потужність двох кіл схеми #1  $P_{\Sigma} = 0,02 \text{ Вт}$ . Напруга живлення схем #2 та #3 становить  $V1 = V2 = 1 \text{ V}$ , що при сумарному опорі гілок моста  $R_{\Sigma} = 50 \Omega$  кожної схеми визначає потужність їх споживання  $P_{\Sigma} = V^2 / R_{\Sigma} = 0,02 \text{ Вт}$ . Оскільки аналіз проводиться без врахування саморозігріву елементів схем (про такий електротепловий аналіз мова йшла в попередньому розділі) абсолютне значення потужності, що виділяється на елементах, принципового значення не має. Важливим є лише, щоб при проведенні порівняльного аналізу температурної чутливості всіх трьох схем диференціальних вимірювальних перетворювачів їх енергоспоживання було взаємно тотожним.

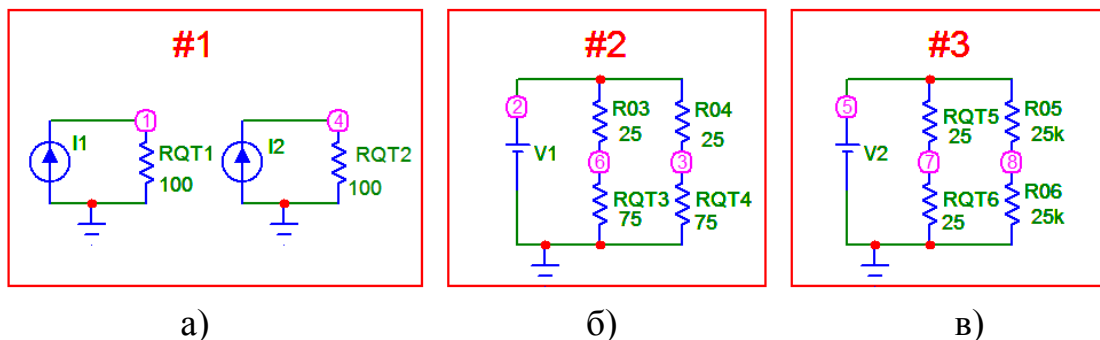


Рисунок 3.14 – Схеми кіл диференціальних вимірювальних перетворювачів

Для проведення аналізу температурної чутливості використаємо вищерозглянуту можливість зміни відносної температури T\_REL\_GLOBAL одного з функціонально інтегрованих перетворювачів: для схеми #1 – це RQT2, для схеми #2 – RQT4, для схеми #3 – RQT6. Аналіз проведемо в діапазоні  $\pm 3$  °C. Специфікація вікна DC аналізу при зміні відносної температури у вказаному діапазоні, що задається як Variable: RES RTERM2  $\rightarrow$  T\_REL\_GLOBAL  $\rightarrow$  Range - 3...3°C, показана на рис. 3.15.

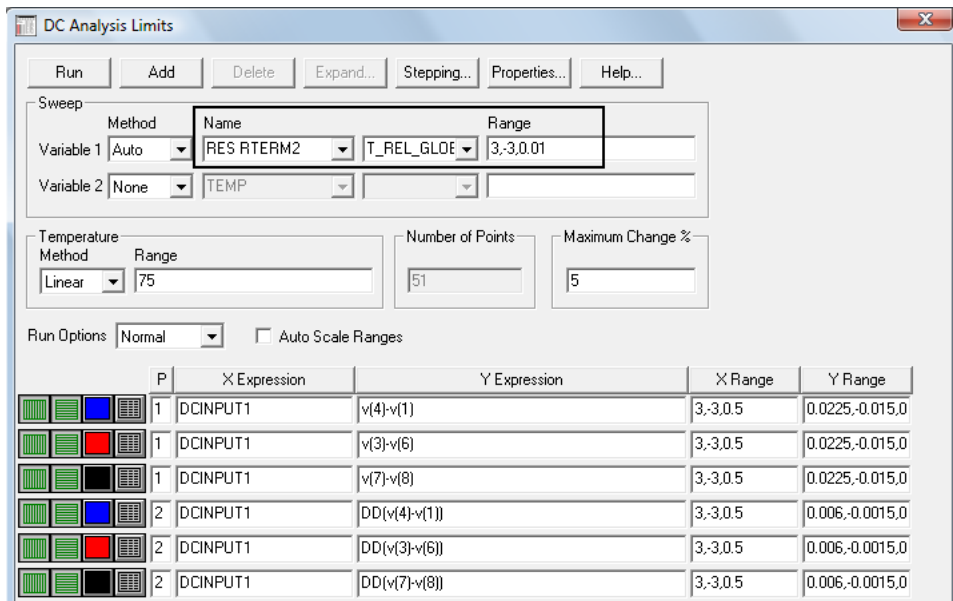


Рисунок 3.15 – Специфікація вікна DC аналізу для змінної T\_REL\_GLOBAL

Для кількісного порівняння чутливостей використаємо опціональну можливість більшості версій PSpice та MicroCAP проводити розрахунок не лише абсолютних значень напруг чи струмів, але і їх похідної по певній змінній – для DC аналізу це змінна, що задається у рядку <Variable>, для Transient аналізу – це час, а для AC аналізу – це частота. Похідна функції F задається записом DD(F). Таким чином, варіант специфікації вікна DC аналізу <X Expression  $\rightarrow$  DCINPUT1>, <Y Expression  $\rightarrow$  DD(V(N)-V(M))> означає, що в результаті DC аналізу буде розрахована функція

$$\frac{d(y)}{d(x)} = \frac{d(V(N)-V(M))}{d(T\_REL\_GLOBAL)},$$

де  $V(N) - V(M)$  – різниця напруг між вузлами N та M.

Результат проведеного модельного дослідження температурної чутливості трьох вищерозглянутих схем вимірювальних перетворювачів показано на рис. 3.16, де цифри 1, 2 та 3 відповідають номерам схем перетворювачів.

Проведений модельний аналіз показує, що при рівних енергозатратах диференціальний вимірювальний перетворювач #1 з живленням функціонально інтегрованих елементів струмовими джерелами відносно перетворювачів #2 та #3 характеризується в 4 рази вищою температурною чутливістю. При цьому, чутливість перетворювача #2 дещо менша (приблизно на 20 %) за чутливість перетворювача #3.

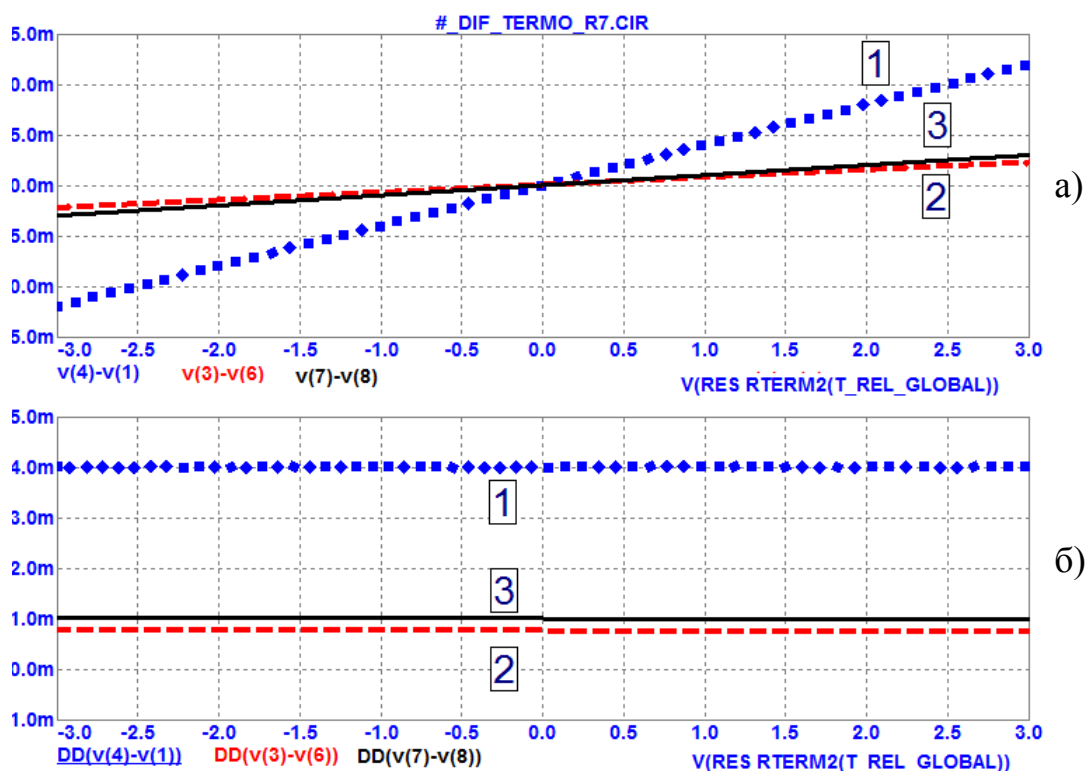


Рисунок 3.16 – Результати порівняльного аналізу диференціальних вимірювальних перетворювачів: (а) – різниця вихідних напруг; (б) – похідна цих напруг

Завершуючи розгляд такого порівняльного дослідження, ще раз акцентуємо на двох суттєвих обставинах:

- практична реалізація переваги перетворювача #1 може бути реалізована лише при забезпеченні мінімального падіння напруги на вихідних колах джерел струму, що живлять функціонально інтегровані елементи  $R_{QT}$  (ці питання розглядаються в наступному розділі);



- безпосереднє порівняння ефективності вимірювальних перетворювачів з двома диференціально з'єднаними функціонально інтегрованими елементами  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$  та перетворювачів з єдиним елементом  $R_{QT}$  (розділ 3.2 роботи) є недоцільним, оскільки диференціальні схеми характеризуються розширеними функціональними можливостями (визначення напрямку потоку та часткова компенсація зміни його температури), однак в  $K_{DIF} = 3-5$  разів поступаються зміною температури (інформативною величиною теплових сенсорів потоку) при тій же потужності нагріву та швидкості потоку.

### **3.3. Вимірювальні кола диференціальних сенсорів температури**

В цьому підрозділі розглянуто проблеми аналізу та оптимізації вимірювальних кіл диференціальних сенсорів температури. Як і вищезрозглянуті функціонально інтегровані елементи, такі просторово віднесені від нагрівника диференціальні сенсори температури є базовими елементами теплових сенсорів потоку, зокрема як це показано на рис. 3.9а. В якості цих сенсорів типово використовуються терморезистори та транзистори, один з параметрів яких (падіння напруги на емітерному р-п переході чи струм колектора) використовується для визначення температури транзистора.

Крім того, диференціальні сенсори температури мають значну актуальність в інших сенсорних пристроях – теплових детекторах горизонтального положення, безконтактних сенсорах теплового випромінювання, газоаналізаторах та вимірювачах тиску газу, інформативною величиною яких є теплопровідність досліджуваного середовища тощо. Диференціальні сенсори температури є основою пристроїв дослідження теплоізоляційних властивостей матеріалів, одягу, будівельних конструкцій, а в медичній діагностиці за їх допомогою досліджують динаміку дихання, інтенсивність запальних процесів, проводять біохімічний аналіз за принципом виділення чи поглинання тепла відповідно екзотермічних та ендотермічних реакцій тощо.

Тому в цій роботі проблема підвищення параметрів диференціальних сенсорів температури виділена в окрему задачу. Далі наводиться аналіз вказаної проблеми та оптимізація режимів кіл первинних пере-

творювачів диференціальних сенсорів температури, а в розділі 4 – результати практичної реалізації таких сенсорних пристроїв.

Аналіз розпочнемо з демонстрації типової проблеми диференціальних сенсорів температури – ефекту паразитної залежності обумовленого вимірюваною різницею температур сигналу від зміни абсолютного значення температури.

Приклад демонстрації цього ефекту можна бачити на рис. 3.17, на якому показані результати порівняльного аналізу кількох вимірювальних перетворювачів з терморезисторами. Зокрема, на рис. 3.17а бачимо, що на відміну від вихідної напруги на терморезисторі з живленням джерелом струму [1], вихідна напруга на терморезисторі в колі з опорним резистором [2] (коло однієї з гілок мостової схеми диференціального термометра, в якій з метою максимальної чутливості номінальне значення опору терморезистора рівне опорному резистору) характеризується приблизно вдвічі меншим значенням температурного коефіцієнта.

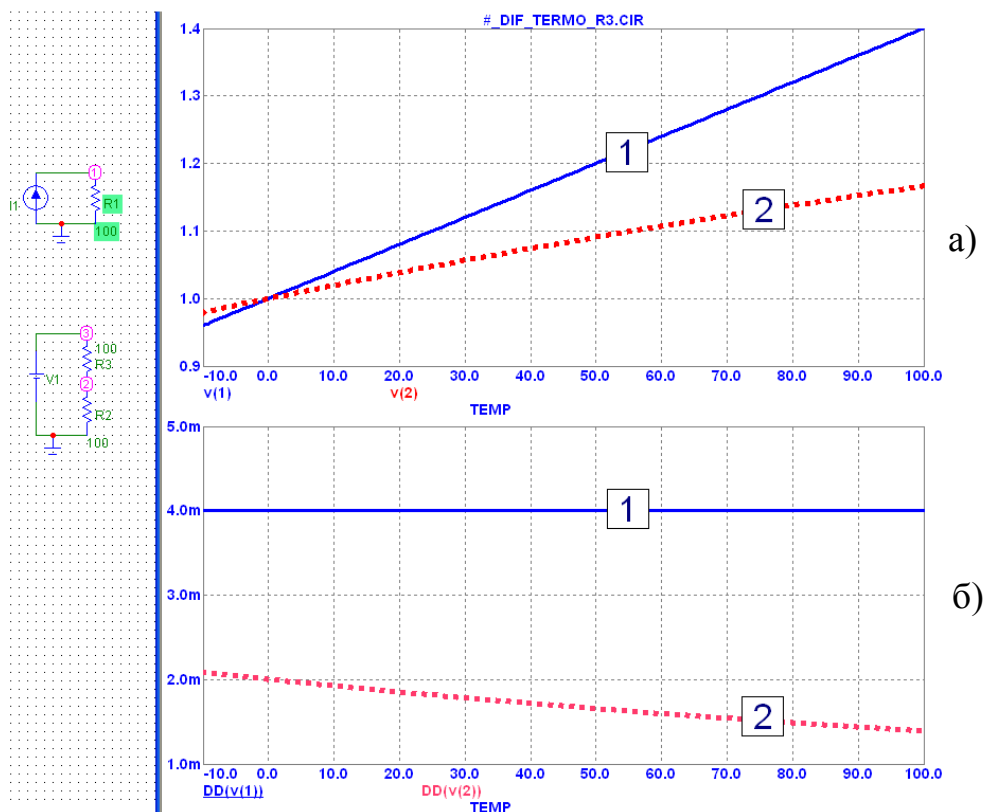


Рисунок 3.17 – Температурні залежності напруг на терморезисторах (а) та крутизна цих залежностей (б): [1] – з джерелом струму; [2] – з опорним резистором



З експлуатаційної точки зору диференціального термометра з мостовою схемою вимірювання це означає, що калібрування, проведене при 0 °С, буде порушене при зміні абсолютної температури терморезисторів. Часткове вирішення цієї проблеми зводиться до корекції коефіцієнта чутливості до диференціальної температури при попередньо вимірній абсолютній температурі, або введення кола зворотного зв'язку, яке збільшує напругу живлення мостової схеми при збільшенні синфазної складової її вихідної напруги [101]. Однак, такі рішення є ефективними лише до певної міри, а отже підвищення експлуатаційних характеристик диференціальних термометрів потребує переходу з мостових схем вимірювальних перетворювачів на схеми з джерелами струму. Як буде далі показано, суттєво вищі експлуатаційні характеристики диференціальних термометрів можна досягнути вимірювальними схемами на транзисторних диференціальних каскадах.

Суттєвою проблемою є не лише вище розглянутий паразитний вплив абсолютної температури на корисний сигнал диференціального термометра, але і не бажаний в цьому випадку (на відміну від функціонально інтегрованих елементів теплових сенсорів потоку) саморозігрів терморезисторів. З метою мінімізації останнього, дамо кількісну оцінку саморозігріву та рекомендації до режимів живлення первинних перетворювачів диференціальних сенсорів температури.

За вихідні дані візьмемо, що роздільна здатність останніх повинна бути в межах менше 0,01...0,03 °С. Це передбачає, що внутрішній перегрів сенсорів не повинен перевищувати 0,01 °С. Іншим вихідним параметром є тепловий опір структури сенсора. Очевидно, що при дослідженні малих градієнтів температур, а особливо, коли теплові поля мають незначну теплову потужність, значення теплового опору структури сенсорів відносно несучої конструкції зонда повиненно бути максимально можливим. При розмірах сенсорів порядку 1 мм типовим значенням теплового опору є  $Z_Q = 200...500 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$ .

Ці вихідні дані дозволяють сформулювати вимогу до обумовленої струмом живлення потужності, яка виділяється в структурі сенсора

$$P < \frac{\Delta T}{Z_Q} = \frac{0.01 \text{ } ^\circ\text{C}}{1000 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{Вт}} = 10^{-5} \text{ Вт} .$$

Вирішуючи елементарну систему рівнянь  $\begin{cases} I_{RT} \cdot V_{RT} < P_{MAX} \\ I_{RT} \cdot R_T = V_{RT} \end{cases}$

для типового значення опору високостабільного плівкового платинового терморезистора  $Pt100$   $R(T_0) = 100 \Omega$  отримуємо струм його живлення  $I_{RT} = 30 \mu A$  та падіння напруги на ньому  $V_{RT} = 3 mV$ . Це означає, що навіть використовуючи високоефективну вимірювальну схему з живленням терморезистора джерелом струму при його  $TKR \approx 0,3 \%/^{\circ}C$  температурна чутливість схеми приблизно буде становити  $TKV \approx 10 \mu V/^{\circ}C$ .

Таким чином, вирішуючи задачу розробки диференційного термометра з роздільною здатністю  $0,01^{\circ}C$  необхідно забезпечити стабільність подальшого вторинного сигнального перетворювача (підсилювача) не гірше  $0,1 \mu V$ . Враховуючи, що сигнальне коло є мікрострумовим, практична реалізація такого вторинного сигнального перетворювача є доволі проблематичною (принаймні, коли мова йде про сенсорні пристрої масового застосування).

Очевидно, що проблема буде ще більш гострою при використанні більш низькоомних терморезисторів (зокрема, типових  $Cu10$  чи  $Pt10$ ). Натомість, збільшення опору терморезисторів частково вирішило б цю проблему, однак з об'єктивних обставин високоомних металевих терморезисторів (термометрів опору) не існує. Використання ж високоомних напівпровідникових терморезисторів також є неможливе – причиною тут є дуже висока нелінійність функції перетворення та ще більший дрейф вихідного сигналу внаслідок саморозігріву напівпровідникового терморезистора струмом живлення.

Беручи до уваги ці міркування, була поставлена задача аналізу можливості реалізації вимірювального кола диференціального термометра на транзисторних структурах. Таке вирішення не є новим – в літературі детально аналізуються питання використання діодних та транзисторних структур в якості сенсорів температури [101]. Однак, як буде далі показано нами, використання транзисторів в якості сенсорів температури диференціальних термометрів має певні особливості. Мова йде про оптимізацію режимів живлення диференціальних вимірювальних кіл на транзисторах з метою вирішення вищерозглянутої проблеми щодо забезпечення стабільності температурної чутливості схеми первинного перетворювача в заданому температурному діапазоні при зміні абсолютної температури.

В процесі аналізу різноманітних схем вимірювальних кіл на транзисторних структурах нами показано, що оптимальним вирішенням вищерозглянутих проблем – мінімізації потужності розсіювання, підвищення температурної чутливості, забезпечення стабільності калібраційних коефіцієнтів при зміні в широких межах абсолютної температури – є диференціальний транзисторний каскад при оптимально вибраній напрузі на базах транзисторів.

Диференціальні транзисторні каскади є основою більшості сучасних інтегральних схем – операційних підсилювачів, аналогових помножувачів, цифрових елементів емітерно-зв'язаної логіки тощо [92–97]. Крім того, диференціальні транзисторні каскади використовуються в схемах інтегральних джерел опорної напруги, яка не залежить ні від напруги живлення схеми, ні від температури. В таких опорних джерелах використовується принцип масштабування густини струму, який передбачає охоплення схеми диференціального каскаду від'ємним зворотним зв'язком, що підтримує співвідношення між струмами транзисторів диференціального каскаду на певному визначеному рівні.

Суттєвою перевагою принципу формування опорної напруги на диференціальних каскадах з масштабованим струмом є можливість формування опорної напруги при низьковольтному живленні – починаючи від 2 В і вище. На противагу цій можливості «класичні» стабілітрони на явищі відновлюваного лавинного пробою чи стабістори на комбінації явищ лавинного та тунельного пробою вимагають суттєво вищих напруг живлення – від 5 В для стабісторів та від 7 В для стабілітронів, що фактично позбавило стабілізатори такого типу можливості використання в сучасній низьковольтній електроніці.

Ми зробили акцент на питанні доволі нетрадиційного для диференціальних каскадів масштабування густини струму в транзисторах у зв'язку з тим, що, як буде нами далі показано, питання оптимізації режиму живлення диференціального каскаду в диференціальних термометрах безпосередньо пов'язано з принципом вказаного масштабування струму.

Для проведення оптимізації режиму роботи диференціального каскаду для створення вимірювальних перетворювачів диференціальних термометрів, первинними перетворювачами якого є транзистори такого каскаду, запишемо систему рівнянь розподілу його струмів:

$$\begin{cases} I_{C1} = \alpha_1 I_{E1}; \\ I_{C2} = \alpha_2 I_{E2}; \\ I_{E1} + I_{E2} = I_{\Sigma E}, \end{cases}$$

де  $I_{C1}$ ,  $I_{E1}$  – колекторний та емітерний струми транзистора  $T_1$ ;  $I_{C2}$ ,  $I_{E2}$  – аналогічно для транзистора  $T_2$ ;  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  – коефіцієнти передачі струму цих транзисторів (типово  $\alpha = 0,99\dots 0,995$ );  $I_{E1} = I_{SE10} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{m_1 \phi_T} - 1\right)$ ;

$I_{E2} = I_{SE20} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{m_2 \phi_T} - 1\right)$  – залежності емітерних струмів транзисторів від напруги  $V_{BE1}$ ,  $V_{BE2}$  їх емітерно-базових р-п переходів;  $I_{SE10}$ ,  $I_{SE20}$ ,  $m_1$ ,  $m_2$  – відповідно, струми насичення та коефіцієнти неідеальності цих р-п переходів;  $\phi_T = kT/q$  – температурний потенціал;  $k$  – постійна Больцмана;  $T$  – абсолютна температура;  $q$  – заряд електрона;  $I_{\Sigma E}$  – сумарний струм, що втікає в емітерні р-п переходи транзисторів і типово задається або стабілізуючим резистором емітерних кіл транзисторів, або джерелом стабільного струму в цих колах.

Інформативним сигналом різниці температур будемо вважати різницю колекторних струмів  $\Delta I_C(T) = I_{C2}(T) - I_{C1}(T)$  транзисторів диференціального каскаду, що обумовлена відповідною різницею температур цих транзисторів. Температурно залежними параметрами транзисторів, що визначають інформативний сигнал є  $I_{SE0}(T)$ ,  $\phi_T(T)$ ,  $\alpha(T)$ . Безпосередній аналітичний розрахунок сигналу  $\Delta I_C(T)$  є доволі громіздким. Тому задачу розділимо на два етапи – на першому дамо спрощений аналітичний розрахунок, а на другому, використовуючи розглянуті в попередньому розділі моделі транзисторів, – модельне дослідження температурної залежності різниці колекторних струмів диференціального каскаду та оптимізацію його режимів роботи в схемі вимірювального перетворювача диференціального сенсора температур.

Спрощений аналітичний розрахунок побудуємо на припущенні, що основним температурно залежним параметром транзистора, який об'єднує залежності  $I_{SE0}(T)$  та  $\phi_T(T)$  є напруга на прямо зміщеному емітерному р-п переході  $V_{BE}(T)$ . В першому наближенні, як відомо, ця напруга характеризується температурною залежністю  $dV_{BE}/dT \approx -2\text{mV}/^\circ\text{C}$  [101].

Температурний дрейф коефіцієнта передачі струму  $\alpha(T)$  транзистора можна оцінити з типової температурної залежності коефіцієнта підсилення струму  $\beta$ . Типово коефіцієнт  $\beta$  якісних транзисторів є не меншим 100 і зростає не більше ніж на 100 % при зміні температури на 100 °С. Виходячи з рівнянь струмів біполярного транзистора  $I_C = \alpha I_E$ ,  $I_C = \beta I_B$ ,  $I_E = I_B + I_C$  та, відповідно, з виразу  $\alpha = \beta / (\beta + 1)$ , знаходимо максимальне значення температурного дрейфу коефіцієнта передачі струму  $\alpha(T)$

$$\left( \frac{d\alpha}{dT} \right)_{MAX} = \frac{200/201 - 100/101}{100} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ } 1/\text{ } ^\circ\text{C}$$

Очевидно, що для спрощеного аналізу диференціального каскаду такою незначною величиною температурного дрейфу можна знехтувати.

Таким чином, в першому наближенні температурна залежність різниці струмів диференціального каскаду буде визначатися лише різницею напруг на прямо зміщених емітерних р-п переходах.

Вважаючи, що транзистори диференціального каскаду мають однакові параметри  $\alpha$ ,  $I_{E0}$ ,  $m$  та напруга на р-п переходах є значно більшою за температурних потенціал, а отже  $V_{BE} / m\phi_T \gg 1$ , співвідношення колекторних струмів запишемо у вигляді спрощеного виразу

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\alpha I_{E0} \exp\left(\frac{V_{BE2}(T_2)}{m\phi_T}\right)}{\alpha I_{E0} \exp\left(\frac{V_{BE1}(T_1)}{m\phi_T}\right)} = \exp\left(\frac{\Delta V_{BE}(\Delta T)}{m\phi_T}\right)$$

де  $\Delta V_{BE}(\Delta T) = V_{BE2}(T_2) - V_{BE1}(T_1)$  – різниця напруг на емітерних р-п переходах, обумовлена різницею їх температур  $\Delta T = T_2 - T_1$ .

Далі, проводячи перетворення

$$I_{C1} = I_{\Sigma E} - I_{C2}; \quad \frac{I_{C2}}{I_{\Sigma E} - I_{C2}} = \exp\left(\frac{\Delta V_{BE}(\Delta T)}{m\phi_T}\right); \quad I_{\Sigma E} = I_{C2} \left( 1 + \frac{1}{\exp\left(\frac{\Delta V_{BE}(\Delta T)}{m\phi_T}\right)} \right),$$

знаходимо

$$I_{C2} = \frac{I_{\Sigma E}}{1 + \exp\left(\frac{-\Delta V_{BE}(\Delta T)}{m\phi_T}\right)}; \quad I_{C1} = \frac{I_{\Sigma E}}{1 + \exp\left(\frac{\Delta V_{BE}(\Delta T)}{m\phi_T}\right)}.$$

Приклад результатів модельного розрахунку ВАХ диференціального каскаду, а саме – залежності колекторних струмів  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$  та їх рі-



зниці  $\Delta I_C$  від різниці вхідних напруг  $\Delta V_{BE}$ , наведено на рис. 3.19. В спрощеному аналізі саме ця різниця вхідних напруг буде відповідати різниці температур транзисторів диференціального каскаду. Розглянемо лінійність функції перетворення диференційного каскаду, використовуючи похідну різниці колекторних струмів транзисторів по різниці вхідних напруг  $d(\Delta I_C) / d(\Delta V_{BE})$ . Як бачимо з рис. 3.20 функція перетворення має максимум при  $\Delta V_{BE} \rightarrow 0$  (див. рис. 3.20б) та симетрично спадає при збільшенні модуля різниці напруг  $|\Delta V_{BE}|$ .

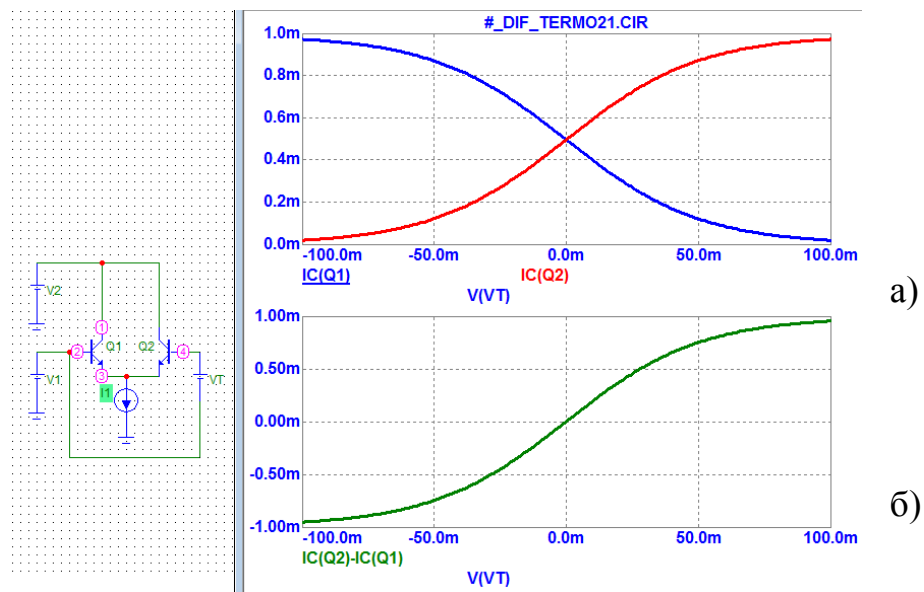


Рисунок 3.19 – Залежність колекторних струмів  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$  (а) та їх різниці  $\Delta I_C$  (б) диференційного каскаду від різниці вхідних напруг  $\Delta V_{BE}$

Для проведення більш коректного аналізу ВАХ диференціального каскаду в схемі диференціального термометра необхідно замінити модельне джерело різниці вхідних напруг каскаду на різницю температур транзисторів. Для цього синтезуємо моделі транзисторів, температурна шкала яких взаємозамінна на величину  $T\_REL\_GLOBAL$  (рис. 3.21). В залежності від типу подальшого аналізу ця величина фіксується на певному рівні або змінюється в певних межах. В першому варіанті цим задається умова дослідження вихідного сигналу від різниці температур транзисторів, що дозволяє визначити нелінійність функції перетворення. У другому варіанті задається умова аналізу при фіксованій різниці температур між транзисторами диференціального каскаду, що дозволяє дослідити зміну вихідного сигналу від абсолютної температури чи напруги живлення схеми.

Аналіз схеми сигнального перетворювача диференціального термометра розпочнемо з першого варіанта, досліджуючи зміну вихідних струмів  $\Delta I_C$  диференціального каскаду та похідну цієї зміни  $d(\Delta I_C) / d(\Delta T)$  від різниці температур транзисторів  $\Delta T$ . В процесі модельного дослідження отримуємо сімейство функціональних залежностей при трьох дискретних значеннях абсолютної температури  $T = 0, 50, 100^\circ\text{C}$  (як це вже вказувалося, абсолютна температура  $T$  в пакетах схемного моделювання задається в температурній шкалі Цельсія. За замовчуванням ця величина становить  $27^\circ\text{C}$ ).

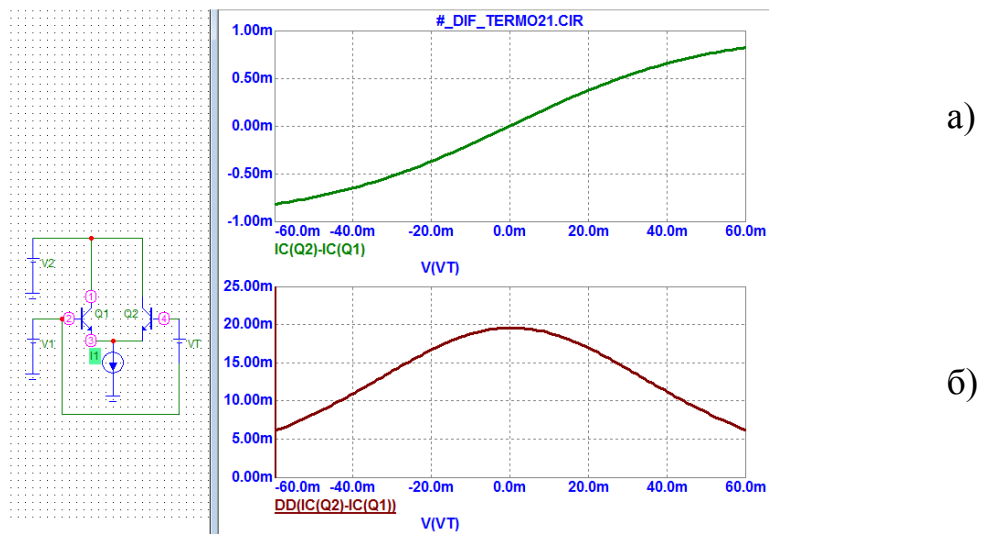


Рисунок 3.20 – Залежність різниці колекторних струмів  $\Delta I_C$  (а) та її похідної (б) від різниці вхідних напруг  $\Delta V_{BE}$  диференціального каскаду

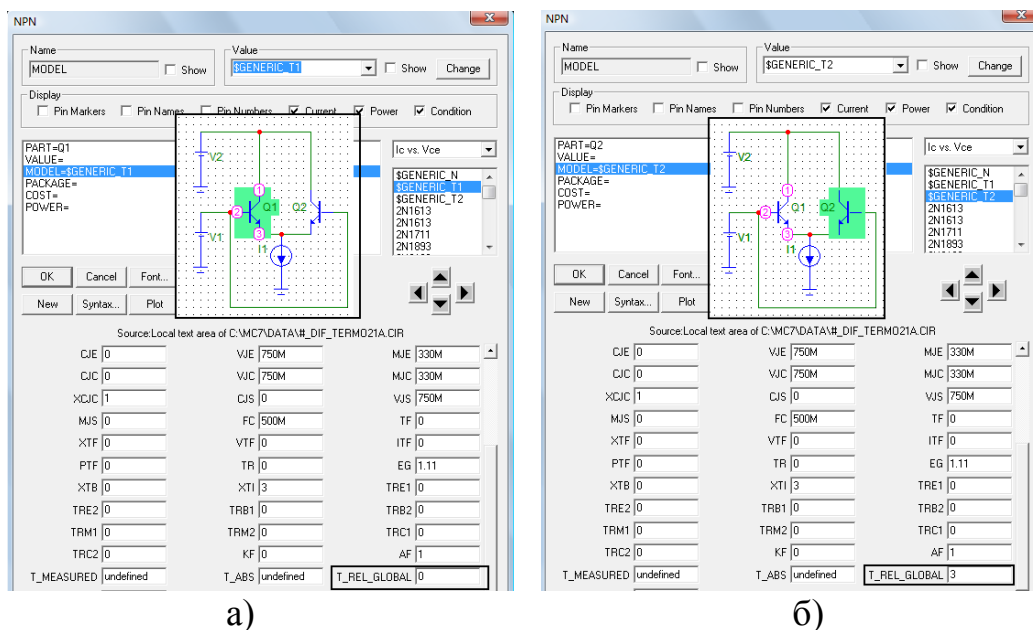


Рисунок 3.21 – Специфікація моделей транзисторів диференціального термометра при температурах:  $T\_REL\_GLOBAL=0^\circ\text{C}$  (а) та  $T\_REL\_GLOBAL=3^\circ\text{C}$  (б)

Результати таких досліджень показані на рис. 3.22–3.25. По осі абсцис відкладене значення зміни різниці температур  $\Delta T$  між транзисторами в межах  $\pm 50$  °C, що задається відповідною зміною відносної температури T\_REL\_GLOBAL моделі одного з транзисторів – в даному випадку моделі NPN \$GENERIC\_T2.

В першому з наведених результатів (рис. 3.22) струм диференціального каскаду задається джерелом струму  $I_{\Sigma E} = 1$  mA. Можна бачити, що при трьох значеннях температури  $T = 0, 50, 100$  °C мають місце різні значення чутливості схеми сигнального перетворювача диференціального термометра до різниці температур. В точці екстремуму має місце зміна чутливості приблизно на 20 % при зміні температури на 50 °C, що відповідає нестабільності 0,4 % / °C.

Як буде далі нами показано, така небажана зміна чутливості схеми в значній мірі може бути мінімізована шляхом заміни джерела струму на струмозадавальний резистор при відповідному значенні опорної напруги  $V_{REF}$  (напруги на базах транзисторів диференціального каскаду). Особливо актуальною така мінімізація є в схемах високопрецизійного диференціального термометра, результати розробки якого будуть представлені в наступному розділі.

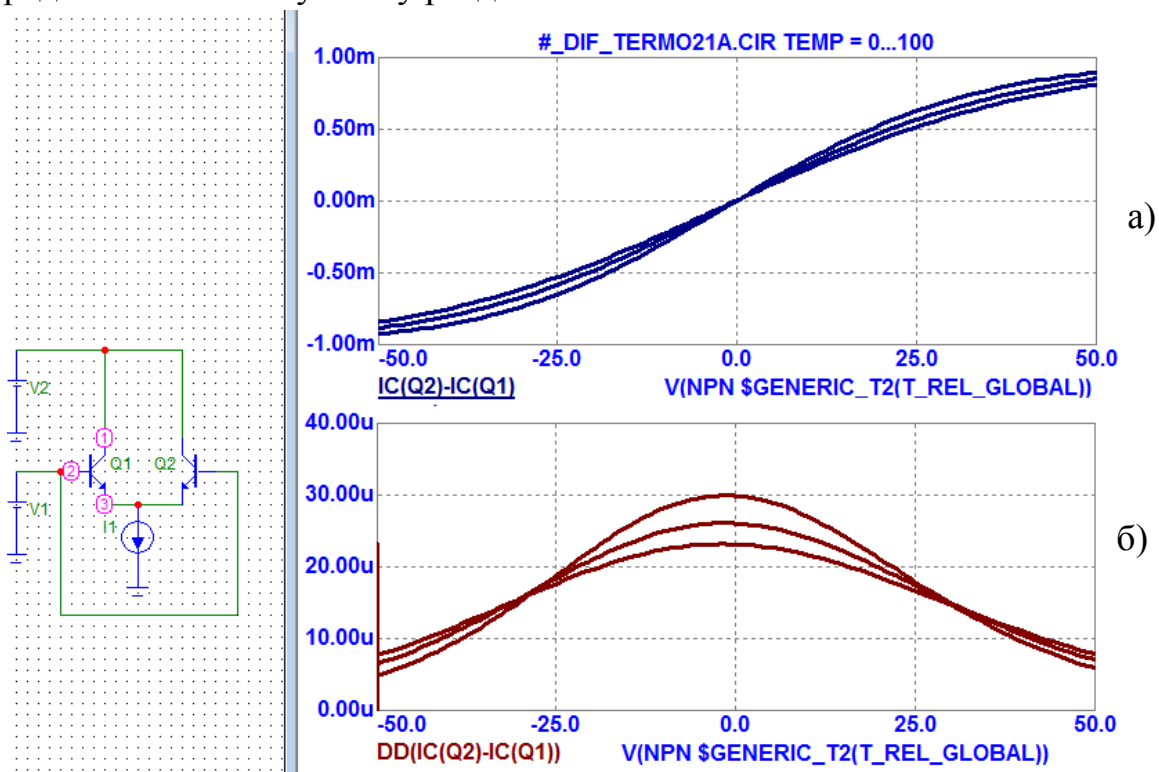


Рисунок 3.22 – Залежність  $\Delta I_C$  (а) та  $d(\Delta I_C) / d(\Delta T)$  (б) від різниці температур транзисторів  $\Delta T$  при температурах  $T = 0, 50, 100$  °C [ $I_{\Sigma E} = 1$  mA]

Наступні результати (рис. 3.23–3.25) відповідають схемам перетворювачів з струмозадавальним резистором, величиною  $R_E = 3 \text{ К}\Omega$ . Проводиться дослідження нестабільності чутливості перетворювача при різних значеннях опорної напруги. Як можна бачити з рис. 3.24 при значенні опорної напруги приблизно  $V_{REF} = 1,2 \text{ V}$  нестабільність чутливості диференціального термометра від абсолютної температури прямує до нуля.

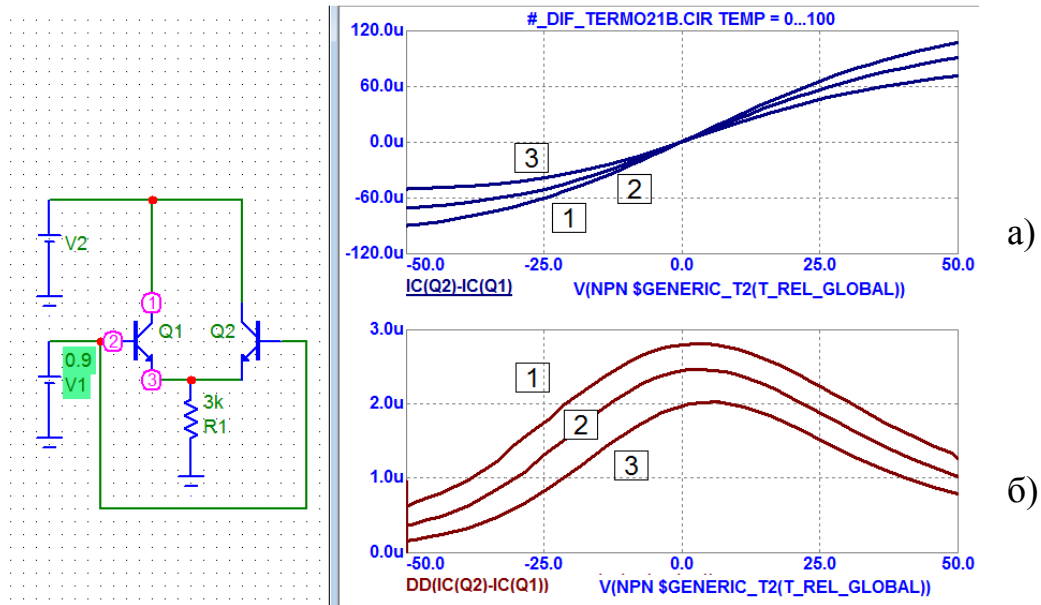


Рисунок 3.23 – Залежність  $\Delta I_C$  (а) та  $d(\Delta I_C) / d(\Delta T)$  (б) від різниці температур транзисторів  $\Delta T$  при температурах  $T = 0, 50, 100 \text{ }^\circ\text{C}$  [ $R_E = 3 \text{ К}\Omega$ ;  $V_{REF} = 0,9\text{V}$ ]

Метою подальших досліджень було встановити кількісні параметри залежності чутливості схеми диференціального термометра від значення опорної напруги  $V_{REF}$  та залежність значення цієї напруги від інших параметрів схеми, і в першу чергу, – від значення резистора  $R_E$ , який задає струм транзисторів диференціального каскаду. Для високорецизійних диференціальних термометрів робочий струм транзисторів, що служать сенсорами температури, має принципово важливе значення. З одного боку, збільшення струму дозволяє збільшити крутизну перетворення (чутливість), а з іншого – призводить до саморозігріву структур транзисторів, що при використанні останніх як сенсорів температури є недопустимим.

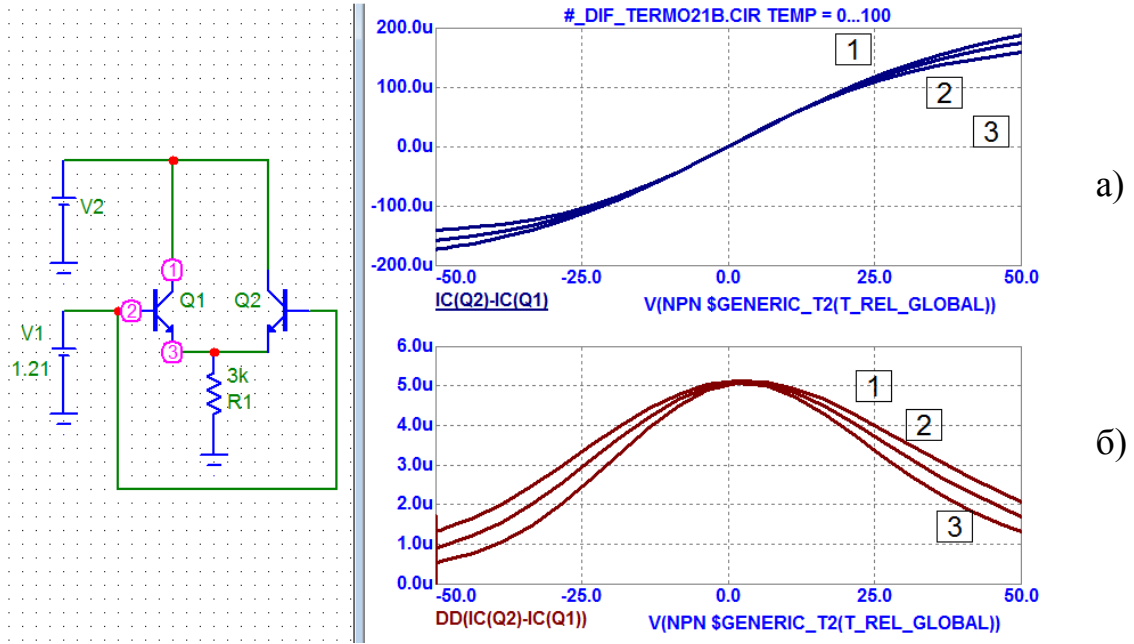


Рисунок 3.24 – Залежність  $\Delta I_C$  (а) та  $d(\Delta I_C) / d(\Delta T)$  (б) від різниці температур транзисторів  $\Delta T$  при температурах  $T = 0, 50, 100$  °C [ $R_E = 3$  К $\Omega$ ;  $V_{REF} = 1,21$  V]

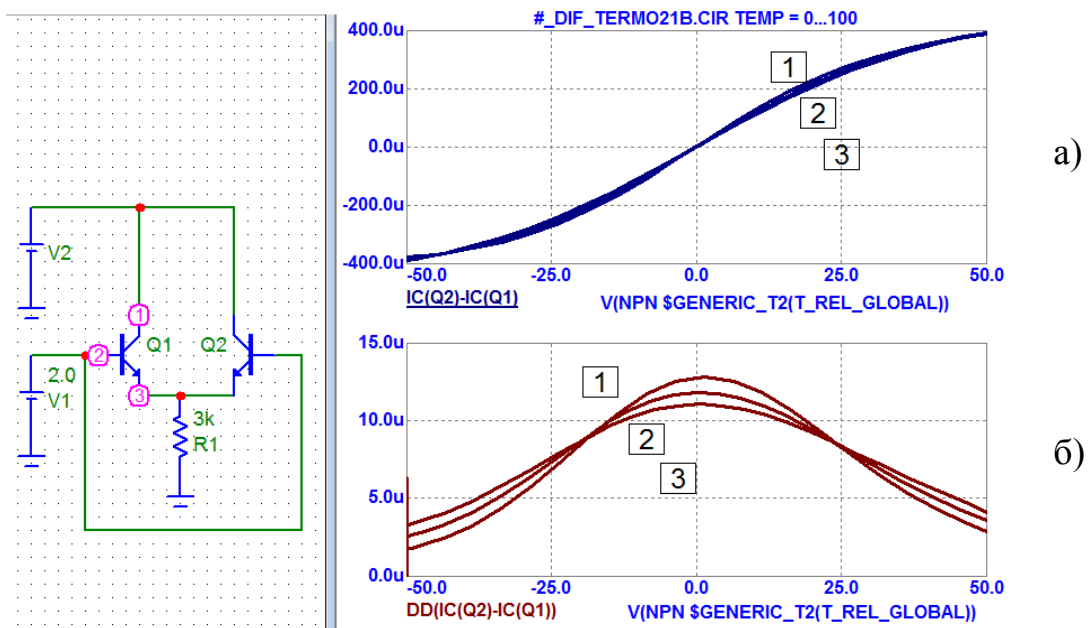


Рисунок 3.25 – Залежність  $\Delta I_C$  (а) та  $d(\Delta I_C) / d(\Delta T)$  (б) від різниці температур транзисторів  $\Delta T$  при температурах  $T = 0, 50, 100$  °C [ $R_E = 3$  К $\Omega$ ;  $V_{REF} = 2,0$ V]

Такі дослідження проведемо у відповідності до вищезгаданого другого варіанта схемного аналізу, тобто при фіксованій різниці температур між транзисторами диференціального каскаду  $\Delta T$ . На рис. 3.26 наведено сімейство залежностей колекторних струмів транзисторів диференціального каскаду від температури  $T$  при фіксованій

різниці температур  $\Delta T = 5 \text{ }^\circ\text{C}$ . Сімейство отримане при різних значеннях опорної напруги  $V_{REF}$ . Як бачимо, при  $V_{REF} < 1,2 \text{ В}$  різниця струмів зростає при збільшенні температури, а при  $V_{REF} > 1,2 \text{ В}$  – спадає.

Наступним етапом модельних досліджень є визначення залежності оптимального значення опорної напруги  $V_{REF}$  від параметрів елементів схеми, зокрема від опору струмозадавального резистора  $R_E$ . Приклади результатів цих досліджень наведені на рис. 3.27, рис. 3.28.

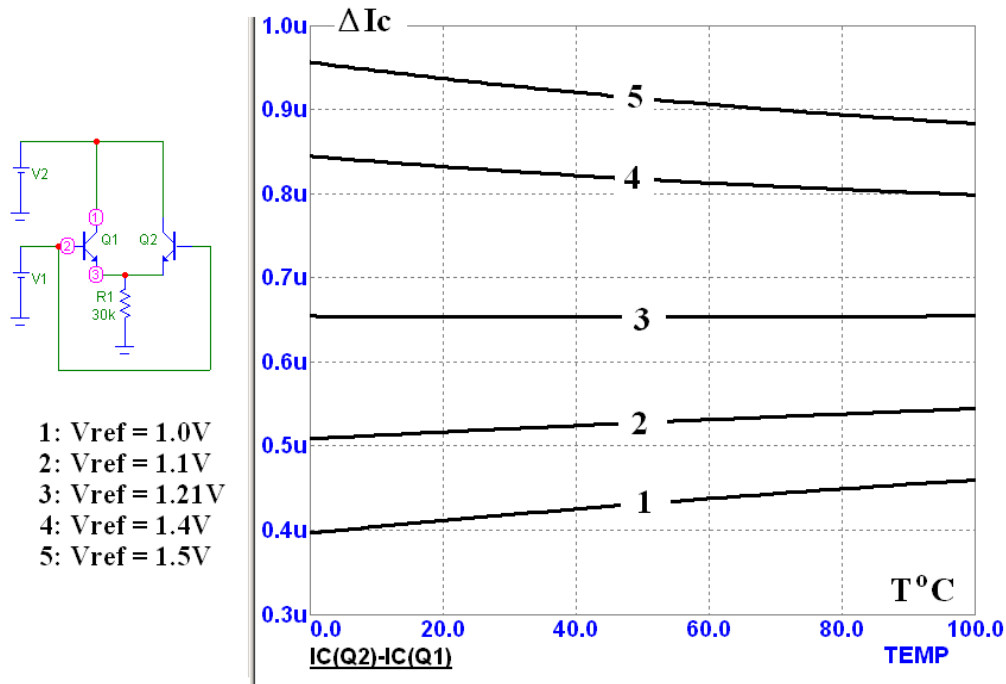


Рисунок 3.26 – Сімейство залежностей  $\Delta I_C = f(T)$  при фіксованій різниці температур  $\Delta T = 5 \text{ }^\circ\text{C}$  для різних значень опорної напруги  $V_{REF}$

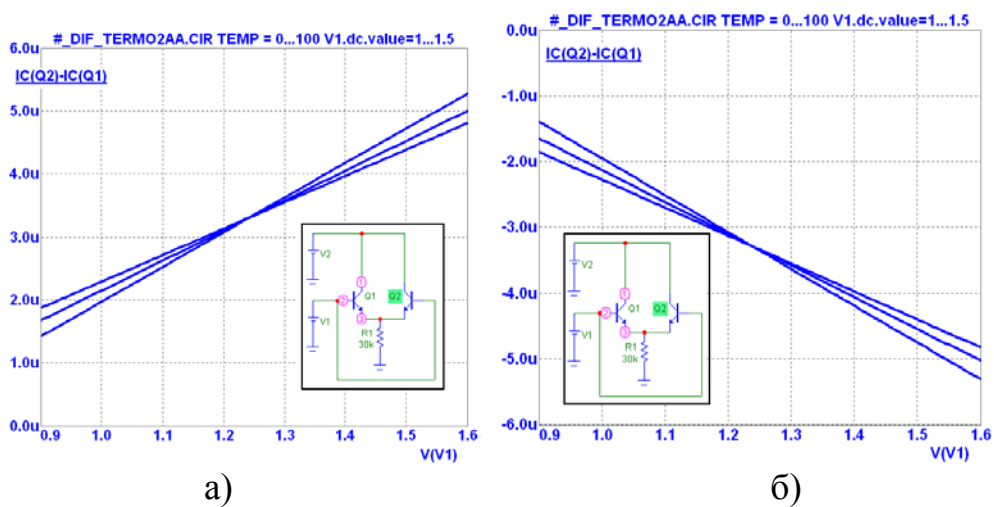


Рисунок 3.27 – Залежність  $\Delta I_C$  (а) від опорної напруги  $V_{REF}$  при  $T = 0, 50, 100 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $\Delta T = 5 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $R_E = 30 \text{ К}\Omega$  (а);  $\Delta T = -5 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $R_E = 30 \text{ К}\Omega$  (б)

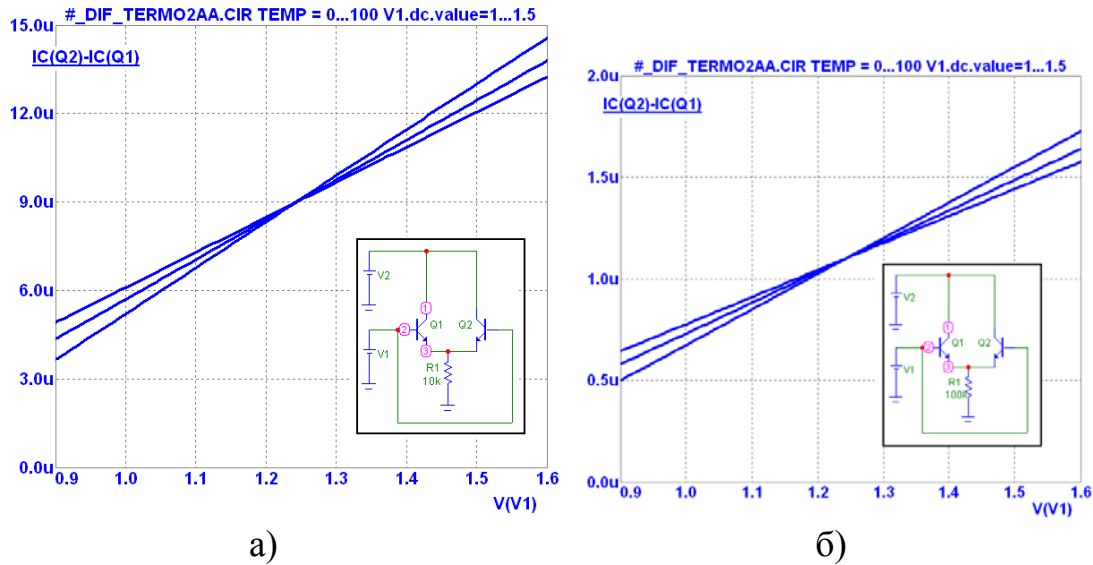


Рисунок 3.28 – Залежність  $\Delta I_C$  від опорної напруги  $V_{REF}$  при  $T = 0, 50, 100$  °C;  $\Delta T = 5$  °C;  $R_E = 10$  КΩ (а);  $\Delta T = 5$  °C;  $R_E = 100$  КΩ (б)

Як можна бачити з результатів наведених досліджень оптимальне значення опорної напруги знаходиться в межах  $V_{REF} = 1,2-1,25$  В і практично не залежить від робочого струму диференціального каскаду. Необхідно відзначити, також, що отримане значення відповідає лише певним кількісним параметрам моделей транзисторів диференціального каскаду. Як було нами показано, найбільший вплив на оптимальне значення опорної напруги має коефіцієнт неідеальності  $m$  емітерного р-п переходу. В моделі біполярного транзистора цей коефіцієнт описується параметром NF (Forward emission coefficient). Тож, на першому етапі модельної оптимізації схеми вимірювального перетворювача необхідно експериментально визначити цей коефіцієнт та в процесі специфікації моделі транзистора задати отримане значення параметром NF. Для більшості біполярних транзисторів NPN типу провідності NF = 1,1–1,3.

Завершальним етапом модельних досліджень схеми вимірювального перетворювача диференціального термометра є аналіз режиму його роботи при зміні опорів навантаження транзисторів. Цей аналіз проводять при оптимальних значеннях струму диференціального каскаду та опорної напруги та при заданому значенні напруги живлення  $V(E_C)$  (наприклад,  $V(E_C) = 5$  В). Для визначення оптимального значення струму вернімося до вищенаведеного міркування щодо вимоги мінімізації самонагріву транзисторів їх струмом живлення. За вихідні

умови оптимізації візьмемо вимогу, що самонагрів не повинен перевищувати  $0,01^\circ\text{C}$  при заданому значенні теплового опору між р-п переходом транзистора та навколишнім середовищем. Зокрема, для безкорпусного малопотужного транзистора без тепловідводу цей опір типово становить  $Z_Q = 500^\circ\text{C}/\text{Вт}$ , що рівнозначно умові потужності теплового навантаження  $P_{OPT} = 20\text{ мкВт}$  на  $0,01^\circ\text{C}$  перегріву р-п переходів транзистора.

Взявши вказану потужність  $P_{OPT}$  за компромісне значення – при її збільшенні буде зростати температура саморозігріву, а при зменшенні – зменшуватися чутливість та завадостійкість сенсорного пристрою, визначимо робочі режими транзисторів: струм колектора (чи емітера)  $I_C = 10\text{ мкА}$  та падіння напруги між колектором та емітером  $V_{CE} = 2\text{ В}$ . Ці робочі режими відповідають умові  $P_{OPT} = 20\text{ мкВт}$ , тобто температурі перегріву  $0,01^\circ\text{C}$ .

Таким чином, в першому наближенні струм через струмозадавальний резистор  $R_E$  диференційного каскаду повинен становити  $I(R_E) = I_{\Sigma E} = 20\text{ мкА}$  (подвоєна величина емітерного струму кожного транзистора в збалансованому каскаді). Взявши значення опорної напруги  $V_{REF} = 1,2\text{ В}$  на падіння напруги на емітерних р-п переходах транзисторів приблизно  $V_{BE} = 0,6\text{ В}$  (очевидно, що мова йде лише про наближений розрахунок для близьких до кімнатних значень температури), розраховуємо опір струмозадаючого резистора  $R_E = (V_{REF} - V_{BE}) / I_{\Sigma E} = 0,6\text{ В} / 20\text{ мкА} = 30\text{ к}\Omega$ .

І останній параметр, який необхідно розрахувати, це опори резисторів навантаження транзисторів диференціального каскаду. Значення цих опорів також є компромісом між бажанням отримати, з однієї сторони, максимальну чутливість перетворювача, а з другої, – достатньо широкий діапазон вимірювання диференціальної температури. Наразі не будемо деталізувати це питання – про можливість не лише оптимізації опорів резисторів навантаження, але і принципового вирішення фіксації напруги на транзисторі не більше мінімально допустимого значення, зокрема  $V_{CE} = 0,5\text{ В}$ , при довільно заданому діапазоні вимірювання мова піде в наступному розділі. Тому, з метою лише попередньої демонстрації параметрів чутливості схеми, задамо значення опорів навантаження  $RL = 350\text{ к}\Omega$ .



Результати модельного дослідження схеми вимірювального перетворювача диференціальної температури, режими роботи якої були визначені вищенаведеними розрахунками, показані на рис. 3.29. Дослідження проводилося в діапазоні різниці температур  $\pm 3$  °С. Можна бачити, що вимірювальний перетворювач характеризується вольтовою чутливістю приблизно 200 мВ /°С (див. рис. 3.29а) при не лінійності функції перетворення не більшій 0,3 % /°С (див. рис. 3.29б).

Питання схемної реалізації та інші параметри цього перетворювача висвітлюються в наступному розділі.

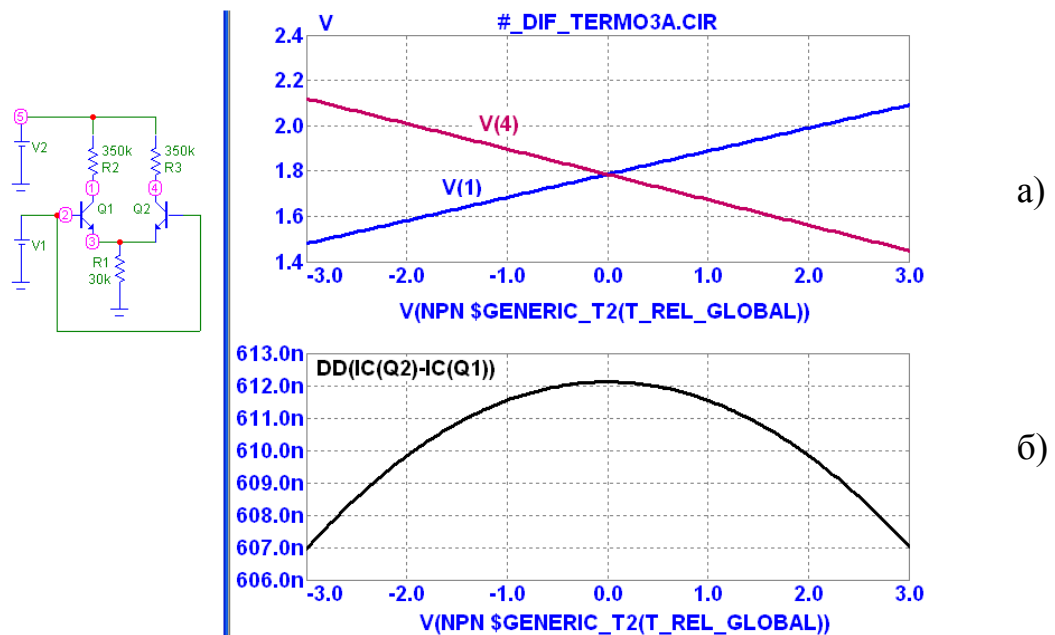


Рисунок 3.29 – Залежність вихідної напруги (а) та струмової чутливості (б) вимірювального перетворювача диференціальної температури

#### **4 СХЕМОТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИГНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ БІОМЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ**

Базуючись на висвітлених в попередніх розділах результатах модельного аналізу та оптимізації кіл первинних перетворювачів мікроелектронних теплових сенсорів потоку, розглянемо основні підходи схемної реалізації сигнальних перетворювачів вказаних сенсорних пристроїв. Актуальність проблеми схемотехніки сенсорних пристроїв потоку, в тому числі теплових сенсорів потоку біомедичного призначення, обумовлена декількома факторами.

По-перше, схемні вирішення, що застосовуються в традиційних сигнальних перетворювачах, зокрема, для вимірювальних кіл терморезистивного типу, не забезпечують вимог щодо мінімізації енерговитрат мікроелектронних теплових сенсорів потоку. По-друге, з переходом на низьковольтні джерела живлення, набуває особливої важливості мінімізація паразитного впливу на результат вимірювання опорів ліній передач сигналу. По-третє, в процесі розробки сенсорних пристроїв вимірювання швидкості потоку повинні враховуватися всі вимоги щодо їх відповідності сучасним напрямкам розвитку мікроелектронних сенсорів, зокрема, інтерфейсна сумісність, можливість програмного керування процесом вимірювання, розширені функціональні можливості, відповідність стандарту до інтелектуальних сенсорів IEEE1451.2 Intelligent Sensors, відповідність вимогам до техніки біомедичного призначення тощо.

Крім того необхідно враховувати тенденції розвитку елементної бази сучасної мікроелектроніки, оновлення якої відбувається через кожні декілька років. Лише відповідність рівню останнього покоління елементної бази робить електронні пристрої конкурентоздатними. Тому принципово важливою є реалізація отриманих в роботі підходів на сучасній елементній базі, зокрема, високопрецизійних CMOS Rail-to-Rail операційних підсилювачах, двонаправлених мультиплексах типу ADG, мікроконвертерах типу ADuC, потужних D-MOS HEX FET транзисторах тощо.

В наведеному далі матеріалі акценти робляться лише на концептуальних питаннях схемотехніки, натомість, інформація про конкретні схемні вирішення та інженерні аспекти розробки зведені до мінімуму [140–143].

#### 4.1. Рекомендації щодо побудови контролерів температурного режиму

Принципово важливим параметром термоанемометричних сенсорів є температура нагрівача. Здебільшого розігрів нагрівача здійснюють фіксованою потужністю, під'єднавши його до стабілізованої напруги живлення. Потужність вибирають таким чином, щоб нагрів становив декілька десятків градусів. Таке вирішення забезпечує простоту схемотехнічної реалізації та калібрування сенсора потоку. Температура потоку має неістотний вплив на калібраційну характеристику – при незмінному тепловому опорі структури сенсора із зміною температури потоку буде змінюватися і температура нагрівача, а отже різниця температур в напрямку руху потоку, в першому наближенні, буде лише функцією швидкості потоку.

Однак при зростанні швидкості потоку вище певного значення спостерігається втрата чутливості сенсора, тобто зменшення різниці температур  $T_{S2} - T_{S1}$ , що обумовлено відповідним зменшенням температури нагрівача  $T_H$  внаслідок його інтенсивного охолодження потоком. Для мінімізації цього ефекту забезпечують достатньо високу потужність нагріву. Очевидно, що вказане вирішення не є доцільним з точки зору енергоспоживання. Крім того, в сенсорах потоку біомедицинного призначення, зокрема для вимірювання швидкості чи об'ємної витрати біологічних рідин в пристроях біохімічного аналізу, є недопустимим перевищення температури нагрівача вище певного критичного значення при якому настає термічна деградація речовини.

Виходячи з вищевказаного, ставиться задача розробки контролерів температурного режиму термоанемометричних сенсорів потоку, які дозволяють розширити діапазон вимірювання швидкості потоку, мінімізувати енергоспоживання пристрою та обмежити нагрів речовини потоку. Вказана задача передбачає вирішення двох проблем. Першою є необхідність вимірювання температури нагрівача без використання додаткового температурного сенсора. Інформативною величиною температури нагрівача має бути залежність його опору від температури. Другою проблемою є необхідність використання широтно-імпульсних ключових схем керування потужністю розігріву, що на відміну від схем лінійного керування, забезпечує високу енергетичну ефективність контролера.

Принцип температурної стабілізації нагрівача термоанемометричного сенсора потоку, при якій терморезистивна структура нагрівача використовується як джерело тепла, так і сенсор його температури, передбачає формування імпульсного режиму періодичного перемикавання між нагріванням та остиганням структури [101]. Необхідною умовою реалізації такого режиму є наявність заданого температурного коефіцієнта опору ТКР нагрівача. Переважно виконання цієї умови не є проблематичним – більшість матеріалів нагрівачів терморезистивного типу, наприклад, з міді, кремнію чи полікремнію, характеризуються значенням ТКР в межах  $(0,1-0,5) \text{ \% / } ^\circ\text{C}$ . Таким чином, задача зводиться до періодичного вимірювання опору терморезистивного нагрівача та фіксації цього опору на певному рівні шляхом почергового перемикавання між нагрівом та остиганням.

Режим періодичного перемикавання можна здійснити за критеріями: фіксації тривалості фази остигання (рис. 4.1а), фіксації тривалості фази нагрівання (рис. 4.1б) та заданого гістерезису температури між періодами нагрівання та остигання (рис. 4.1в).

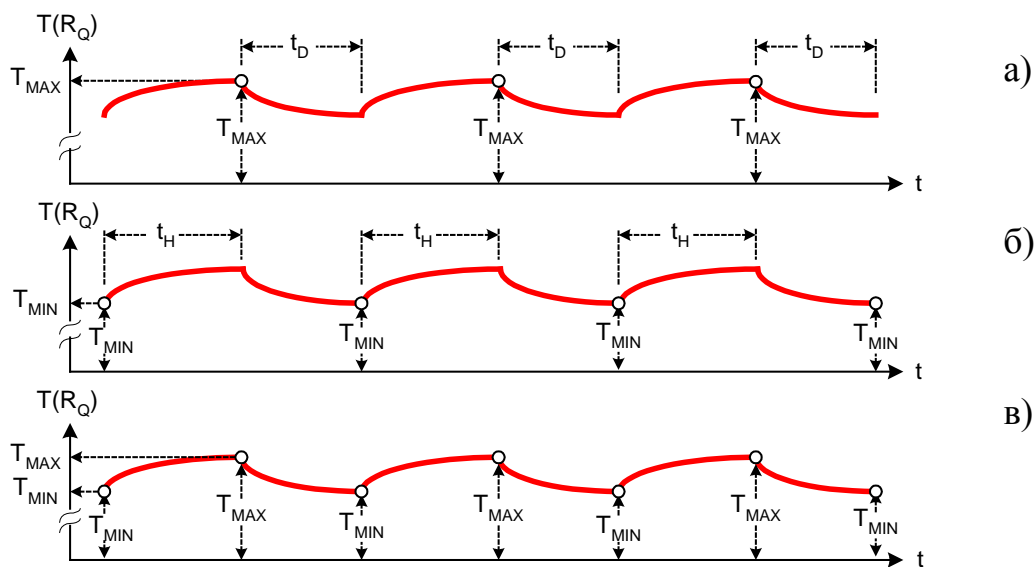


Рисунок 4.1 – Часові діаграми термостабілізації: з фіксованою тривалістю фаз остигання (а), нагрівання (б) та заданим гістерезисом нагрівання-остигання (в)

В першому з них вимірювання температури нагрівача здійснюється в процесі його нагрівання, яке триває до моменту досягнення заданого значення температури ( $T_{MAX}$ ). Після цього настає фаза остигання. З метою мінімізації комутаційних втрат фаза остигання має певну

фіксовану тривалість ( $t_D$ ), в процесі якої відбувається теплова релаксація. Для типових термоанемометрів значення теплової релаксації може становити приблизно 1 % від різниці температур між нагрівачем та потоком. З врахуванням теплоємності структури сенсора тривалість остигання може становити 1–100 мс. Другий критерій – фіксованої тривалості нагрівання ( $t_H$ ) передбачає вимірювання температури нагрівача в процесі його остигання до значення  $T_{MIN}$  після чого фаза нагрівання фіксованої тривалості. Третій критерій передбачає заданий гістерезис температури  $T_{MAX} - T_{MIN}$  і забезпечується вимірювання останньої в обох фазах, тривалість яких не є фіксованою.

Нижче представлено приклад реалізації контролера температурного режиму нагрівача за критерієм фіксації тривалості фази остигання, тобто при вимірюванні температури в процесі нагрівання. Як нами було встановлено в процесі структурно-алгоритмічного аналізу, такий режим характеризується оптимальним співвідношенням між точністю стабілізації та структурними затратами на її здійснення.

Важливо відзначити, що на відміну від традиційних терморезистивних схем вимірювання температури, використання вимірювальних кіл мостового типу в поставленій задачі є неможливим. Обумовлено це впливом паразитного опору сигнальної лінії терморезистивного нагрівача.

Дамо аналіз вказаної проблеми, для чого розглянемо півмостову схему перетворювача з керованою потужністю розігріву (рис. 4.2а). Схема містить потужний ключовий транзистор SW, терморезистивний нагрівник  $R_Q$ , температура якого визначається шляхом вимірюється різниці напруг  $V_1 - V_2$ , та опорний резистор  $R_0$ , падіння напруги  $V_2 - V_3$  на якому використовується для вимірювання струму через нагрівник та в низці схем може служити опорним значенням для аналого-цифрового перетворювача. Керування температурою нагрівника здійснюється шляхом відповідного співвідношення між тривалістю імпульсів нагрівання та паузами між цими імпульсами. Ці імпульси подаються по інтерфейсній шині з персонального комп'ютера (PC) чи мікроконтролера.

Однак таке спрощене вирішення вимірювання напруг в колі ключового каскаду не забезпечує необхідної точності термостабілізації. Причиною є наявність паразитних опорів  $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$ ,  $R_{L3}$  кола (рис. 4.2б). Особливо це характерно для низьковольтних кіл живлення, що є типовою вимогою до сучасної інформаційно-вимірювальної техніки.

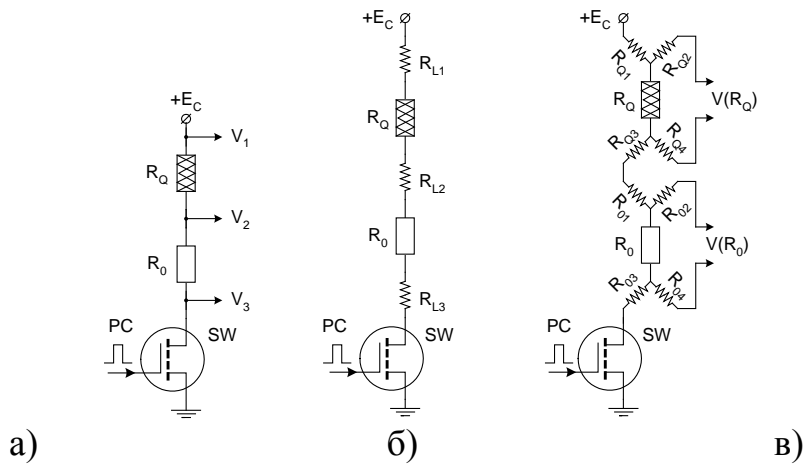


Рисунок 4.2 – Ключовий каскад контролера температурного режиму (а), його паразитні опори (б) та схема мінімізації впливу цих опорів (в)

Так, при  $E_C = 5\text{В}$  та потужності нагріву 1 Вт опір терморезистивного нагрівача становить  $R_Q = 25\text{ Ом}$ . З метою мінімізації втрат теплової потужності на опорному резисторі його опір бажано прийняти  $R_0 = 1\text{ Ом}$ . Враховуючи, що паразитні опори кола також знаходяться в межах одиниць Ом, вимірювання температури шляхом безпосереднього вимірювання опору терморезистивного нагрівача чи мостової схеми є неможливим – паразитні опори кола вносять недопустимо велику похибку. Для вирішення вказаної проблеми типово використовують чотириточкову схему з’єднання (рис. 4.2в).

При використанні високоомних входних кіл підсилювачів напруг  $V(R_Q)$ ,  $V(R_0)$  падіння напруги на паразитних опорах  $R_{Q2}$ ,  $R_{Q4}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_{04}$  такої схеми прямує до нуля. Однак, кола вимірювання цих напруг втрачають спільну точку, що робить схемотехніку такого сигнального перетворювача досить складною та вимагає високопрецизійних двоканальних, зокрема 24-бітних аналого-цифрових перетворювачів з диференціальним входом. Проблемою є те, що такі аналого-цифрові перетворювачі характеризуються, по-перше, значним енергоспоживанням, і по-друге, доволі високою собівартістю. Це в значній мірі обмежує використання перетворювачів вказаного типу в портативних вимірювальних пристроях.

Враховуючи вищесказане, була поставлена задача розробки контролера температурного режиму термоанемометричних сенсорних пристроїв потоку, який би поєднував високу точність функціонування, незначне енергоспоживання та невисоку собівартість. Проведений нами аналіз показав, що оптимальним вирішенням поставленої задачі є схеми на основі аналогових інтеграторів. Схеми таких інтеграторів

типово використовуються в аналого-цифрових перетворювачах подвійного інтегрування та сенсорних пристроях ємнісного типу [95, 96]. Ці сигнальні перетворювачі є найбільш прецизійними і щонайменше на порядок перевищують параметри схем з безпосереднім цифровим перетворенням. Як буде далі нами показано, двотактні схеми аналогового інтегрування здатні виконувати функцію переносу сигналу з одного потенціального рівня на другий, що є принципово важливим при використанні чотириточкових схем вимірювання.

Основними елементами інтеграторів (рис. 4.3) є операційний підсилювач (ОА) та RC коло зворотного зв'язку. Вхідна напруга  $V_{IN}$  перетворюється в струм  $I_{IN} = (V_{IN} - V_{REF}) / R$ , де  $V_{REF}$  – опорна напруга, а струм  $I_{IN}$ , накопичуючи заряд конденсатора  $C$ , формує напругу на ньому  $V_C$ , яка в першому наближенні прямо пропорційна струмові  $I_{IN}$  та часу інтегрування  $t$  та обернено пропорційна електричній ємності конденсатора  $C$ . Вихідна напруга інтегратора становить  $V_{OUT} = V_C + V_{REF}$ .

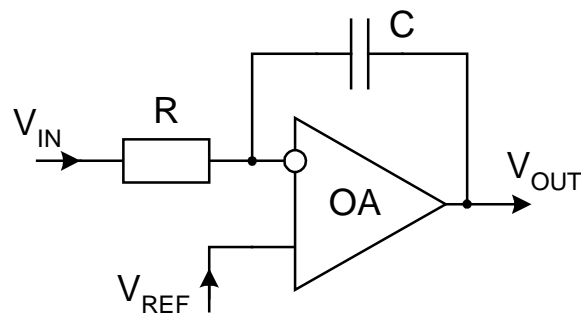


Рисунок 4.3 – Функціональна (спрощена) схема інтегратора

Однак, як це було вище показано, вимірювальні напруги  $V(R_O)$ ,  $V(R_0)$  (див. рис. 4.2в) не мають спільної опорною точки, що потребує більш детальних досліджень процесів сигнального перетворення. Для цього розглянемо основні підходи схемного моделювання сигналів інтеграторів. Фактично, аналоговий інтегратор не є виключно аналоговою схемою, а потребує ключових схем, зокрема для визначення часових інтервалів інтегрування чи обнулення конденсатора. Тому, мова йде про підходи змішаного моделювання, в якому використовуються і аналогові і цифрові (дискретні) компоненти.

З метою реалізації змішаного моделювання використаємо керовані ключі, як це показано на рис. 4.4. Така схема містить RC ланку, що представлена елементами  $C1$  та  $R2$ , яка через керований ключ  $S1$  заря-

джається струмом, величина якого визначається резистором  $R1$ . Імпульс керування формується джерелом  $V3$ . Як можна бачити з наведеної часової епюри, постійна часу кола визначається двома параметрами – опором резистора  $R1$  в процесі заряду та опором резистора  $R2$  в процесі розряду конденсатора  $C1$ .

Для модельного дослідження схеми інтегратора необхідно використати два джерела імпульсної напруги, приклад специфікації яких показано на рис. 4.5. Перше джерело ( $V3$ , модель PULSE1) формує часові інтервали імпульсу напруги, що інтегрується, а друге ( $V6$ , модель PULSE2) – період обнулення інтегратора (розрядки конденсатора).

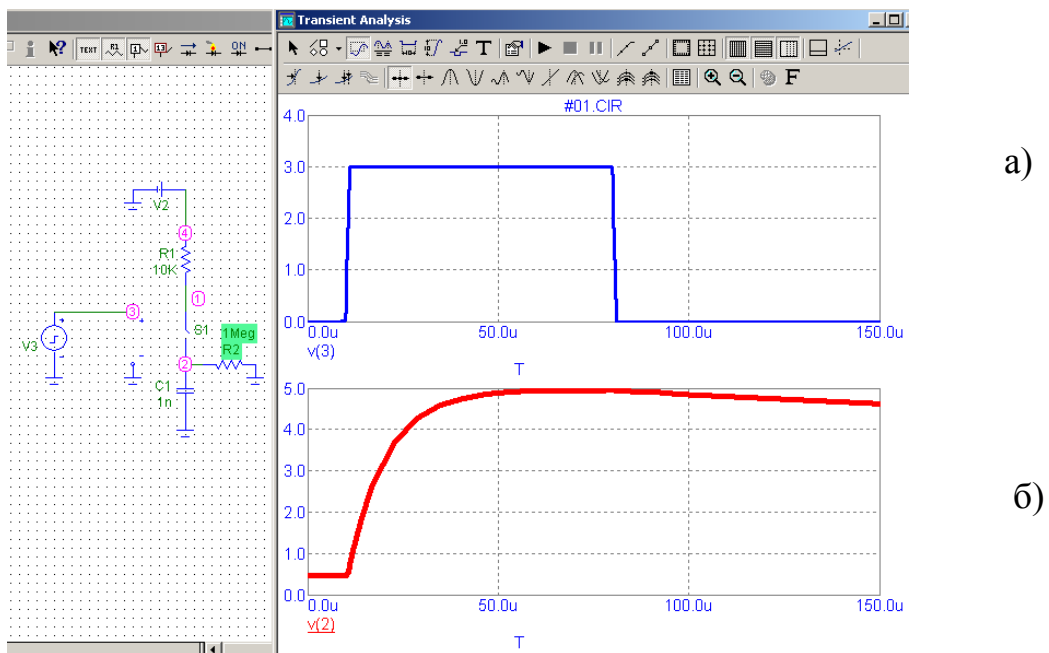


Рисунок 4.4 – Приклад змішаного схемного моделювання: імпульскерування (а) та напруга на  $R_2C_1$  ланці (б)

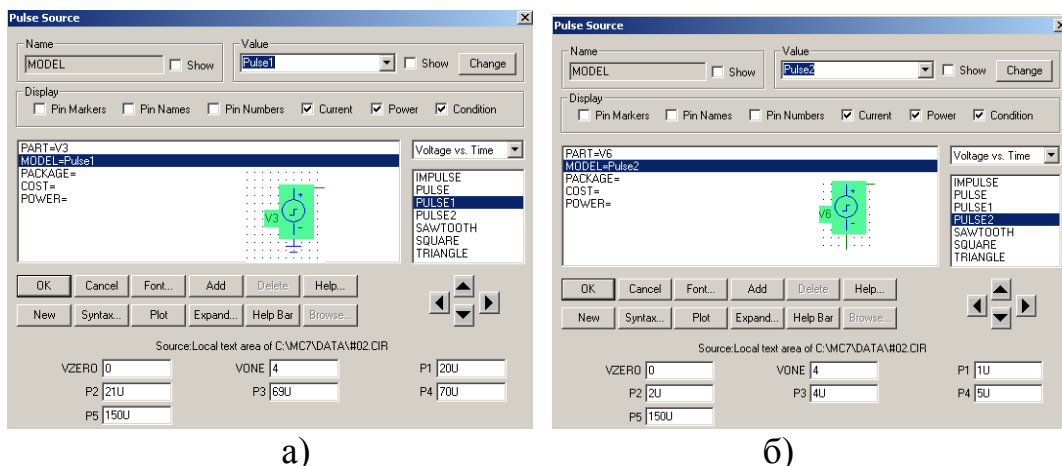


Рисунок 4.5 – Специфікації керуючих джерел імпульсної напруги: моделі PULSE1 (а) та PULSE2 (б)



Приклад модельної схеми інтегратора та результат її дослідження наведено на рис. 4.6. Імпульси вхідної напруги, амплітуда яких визначається джерелом напруги  $V2$ , формуються керованим ключем  $S1$ . Перетворення вхідної напруги в струм відбувається на резисторі  $R1$ , один з виводів яких в часовому інтервалі інтегрування через керований ключ під'єднано до джерела вхідної напруги, а другий вивід – до інверсного входу операційного підсилювача  $X1$ . Останній живиться двома джерелами напруги  $V4$  ( $-3$  В) та  $V6$  ( $+3$  В). Обнулення інтегратора відбувається ключем  $S2$ , який керується імпульсним джерелом напруги  $V6$ .

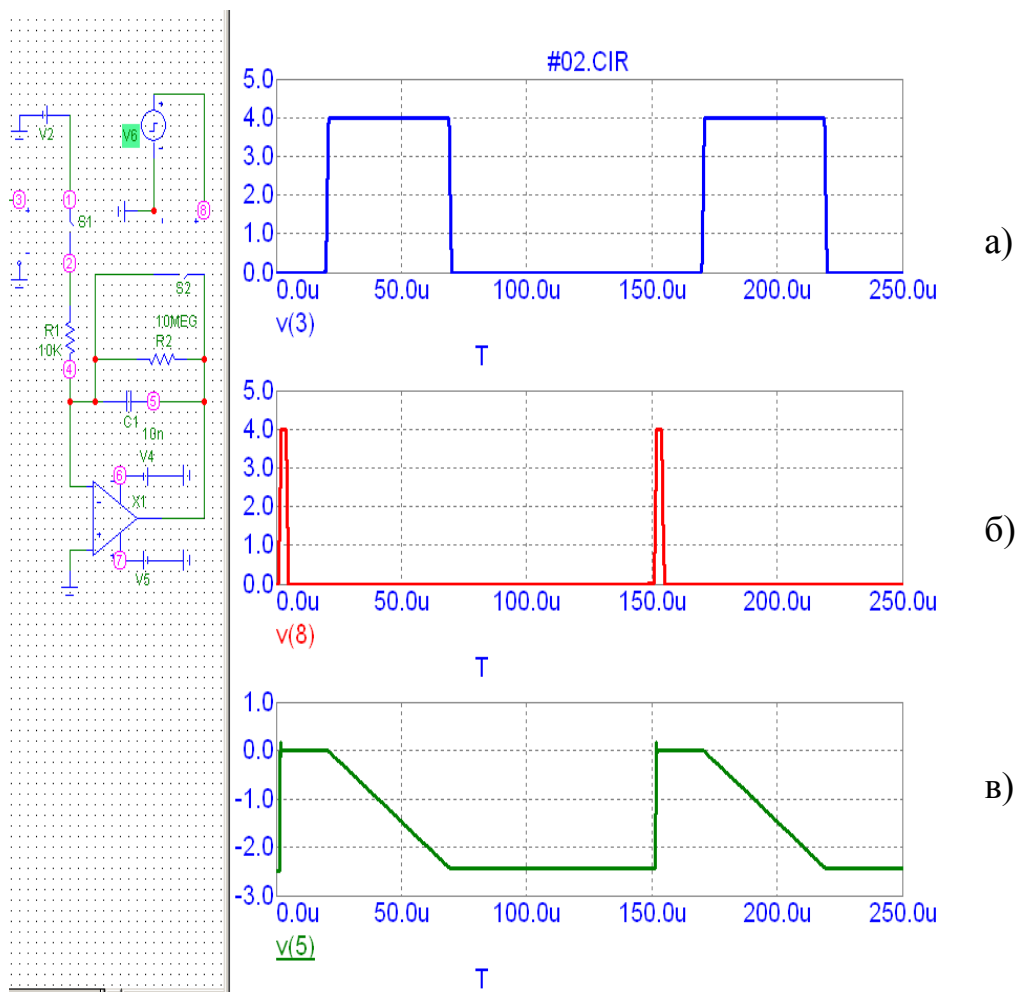


Рисунок 4.6 – Результат модельного дослідження інтегратора: імпульси вхідної напруги (а), імпульси обнулення (б), імпульси вихідної напруги (в)

Конденсатор інтегратора  $C1$  зашунтовано резистором  $R2$  (10 МОм), який модельно представляє паразитний струм просочування конденсатора та ключа  $S2$ . Саме наявність цього паразитного стру-

му обмежує точність та часову характеристику, а саме, – час збереження сигналу після періоду інтегрування.

Як можна бачити з наведеного результату дослідження, спостерігаються три часові інтервали формування вихідної напруги інтегратора. В першому інтервалі (до 20 мкс) вихідна напруга є нульовою. Обнулення здійснюється короткими (приблизно 1 мкс) імпульсами. Важливим є збереження нульового рівня вихідної напруги від завершення імпульсу обнулення до початку інтегрування вхідної напруги.

У наступному часовому інтервалі (від 20 мкс до 70 мкс), в якому до інтегратора під'єднано джерело вхідної напруги, відбувається лінійне наростання або спадання вихідної напруги. При додатній полярності вхідної напруги вихідна напруга спадає (як це показано на вище наведеному прикладі), а при від'ємній полярності вхідної напруги – вихідна напруга зростає.

В третьому інтервалі (від 70 мкс до 150 мкс), в якому вхідна напруга від'єднана від інтегратора, останній зберігає вихідну напругу на незмінному рівні (приблизно  $-2,5$  В для цього прикладу). В цьому інтервалі вихідна напруга інтегратора перетворюється в цифровий код, компарується з певним опорним значенням напруги, або зберігається до початку наступного циклу двотактного інтегрування. Після третього інтервалу (150 мкс) подають імпульс обнулення і цикл роботи інтегратора повторюється.

Далі в роботі буде показано використання розглянутого інтегратора в схемі двотактного інтегрування – в першому такті проводиться вимірювання струму через терморезистивний нагрівач, а в другому, протифазному такті, – вимірювання напруги на нагрівачі. Результатом такого двотактного інтегрування є напруга, яка служить інформативною величиною температури нагрівача термоанемометричного сенсора потоку і використовується для температурної стабілізації його роботи.

Для кількісного дослідження параметрів інтегратора необхідно вести додаткову змінну величину. Крім часу, який є аргументом, змінною величиною із дискретною ітерацією буде опір резистора  $R_2$ , який як це вище відзначалось модельно представляє струм просочування і визначає точність інтегрування. Приклад дослідження впливу струму просочування на стабільність вихідної напруги наведено на рис. 4.7. Можна бачити, що збільшення струму просочування (зменшення опо-

ру резистора  $R2$ ) призводить до небажаного спадання вихідної напруги інтегратора в другому часовому інтервалі.

З точки зору використання інтегратора в якості основи контролера температурного режиму терморезистивного нагрівача сенсора потоку, така часова нестабільність вихідної напруги буде причиною похибки вимірювання падіння напруги на нагрівачі і це, в кінцевому результаті, призведе до нестабільності його температури. Для прикладу візьмемо, що допустиме значення нестабільності температури нагрівача не повинно перевищувати  $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$ , а температурний коефіцієнт терморезистивного елемента становить  $0,3\text{ \%}/^{\circ}\text{C}$ . Тоді похибка вимірювання падіння напруги не повинна перевищувати  $0,1\text{ \%}$  її абсолютного значення. Саме таке значення нестабільності вихідної напруги інтегратора будемо вважати за відправну точку при оптимізації режимів роботи схеми та виборі її елементної бази.

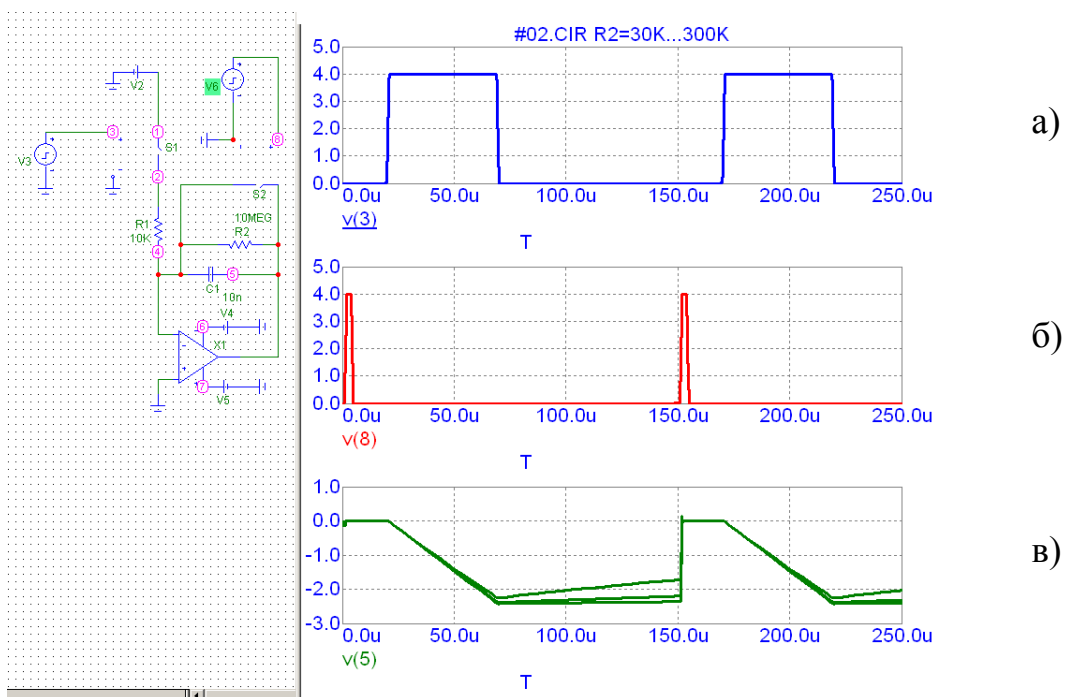


Рисунок 4.7 – Результат модельного дослідження інтегратора при ітерації  $R2$  [30 КОм, 100 КОм, 300 КОм] (імпульси аналогічно рис. 4.6)

Таким чином, в процесі розробки схеми інтегратора принципово важливим є врахування наявності струмів просочування та, шляхом вибору відповідної елементної бази, мінімізація цих паразитних струмів. Як буде показано далі, оптимальним вибором елементної бази є

CMOS Rail-to-Rail операційні підсилювачі, зокрема, AD8541/2/3/4, та CMOS керовані ключі, зокрема, ADG774 (Analog Devices).

Для реалізації поставленої задачі розробки контролера температурного режиму нагрівача термоанемометричного сенсора потоку показана можливість використання режиму перенесення потенціалу опорної напруги при двотактному інтегруванні. Як буде показано далі, такий режим перенесення потенціалу необхідний з точки зору компенсації падіння напруги на паразитних опорах лінії передачі сигналу.

Схема інтегратора з перенесенням потенціалу та результати її модельного дослідження наведені на рис. 4.8. На відміну від базової схеми інтегратора, ця схема містить ще один керований ключ  $S3$ , який в певні часові інтервали під'єднує до неінвертуючого входу операційного підсилювача опорну напругу (на схемі – це напруга джерела  $V8$ ). Крім вищерозглянутих трьох часових інтервалів базової схеми інтегратора – обнулення, інтегрування вхідної напруги та збереження результату інтегрування (вихідної напруги) – ця схема характеризується четвертим часовим інтервалом – перенесенням результату інтегрування на певний потенціал (100 мкс і далі).

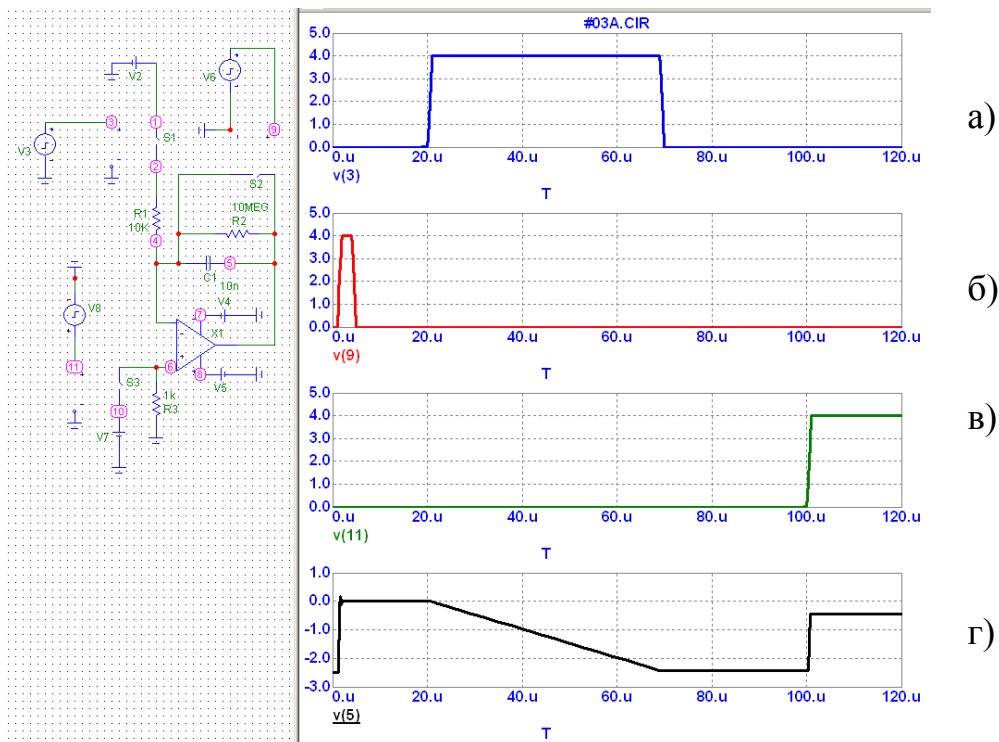


Рисунок 4.8 – Схема інтегратора з перенесенням потенціалу та результати її модельного дослідження: імпульс керування вхідної напруги (а), імпульс обнулення (б), імпульс перенесенням опорного рівня напруги (в), вихідний сигнал (г)

Як можна бачити, перший такт інтегрування вхідної напруги відбувається при нульовій напрузі на неінвертуючому вході операційного підсилювача (ключ  $S3$  розімкнено, нульовий потенціал подається через резистор  $R3$ ). Колом від'ємного зворотного зв'язку операційного підсилювача цей нульовий потенціал неінвертуючого входу передається на інвертуючий вхід, формуючи на ньому режим «віртуальної землі».

Після завершення першого такту інтегрування, в якому вихідна напруга досягає значення приблизно  $-2,5$  В, та певного часового інтервалу, в якому на виході інтегратора має місце збереження цієї напруги, на неінвертуючий вхід операційного підсилювача подають опорну напругу, що задається джерелом  $V7$  (в цьому прикладі напруга  $2$  В). Цей процес керується імпульсним джерелом  $V8$  шляхом замикання ключа  $S3$ .

Коло від'ємного зворотного зв'язку операційного підсилювача відслідковує зміну опорної напруги, а саме – відбувається миттєве перенесення потенціалів на інвертуючому вході та виході операційного підсилювача на величину, чисельно рівну зміні напруги на неінвертуючому вході операційного підсилювача.

Для дослідження точності роботи інтегратора з переносом потенціалу нами пропонується методика, згідно з якою після інтервалів перенесення та збереження напруга на неінвертуючому вході операційного підсилювача повертається в попередній стан (в цьому випадку – до нульового значення), що дозволяє кількісно порівняти значення вихідної напруги до та після часового інтервалу перенесення.

Приклад використання такої методики наведено на рис. 4.9. Після завершення часового інтервалу перенесення (від  $100$  мкс до  $130$  мкс) вихідна напруга повертається до попереднього рівня (приблизно  $-2,5$  В). Більш наочно таке порівняння показано на рис. 4.10а, де можна бачити, що значення вихідної напруги після завершення інтервалу перенесення дещо відрізняється від його початкового значення – до перенесення вихідна напруга становила  $-2,43$  В, а після –  $-2,41$  В. Це обумовлює абсолютне значення похибки вимірювання  $20$  мВ, що відповідає  $1\%$  значення вихідної напруги.

Дослідження стабільності схеми проводять шляхом дискретної ітерації струму просочування кола зворотного зв'язку інтегратора (рис. 4.10б). Як це було показано вище, такий струм просочування мо-

дельно представляється паразитним опором (на схемі – R2). Можна бачити, що при  $R2 = 500 \text{ кОм}$  різниця вихідних напруги до та після часового інтервалу перенесення становить приблизно 4 мВ, при  $R2 = 1 \text{ МОм}$  – приблизно 8 мВ, а при  $R2 = 2 \text{ МОм}$  – приблизно 16 мВ.

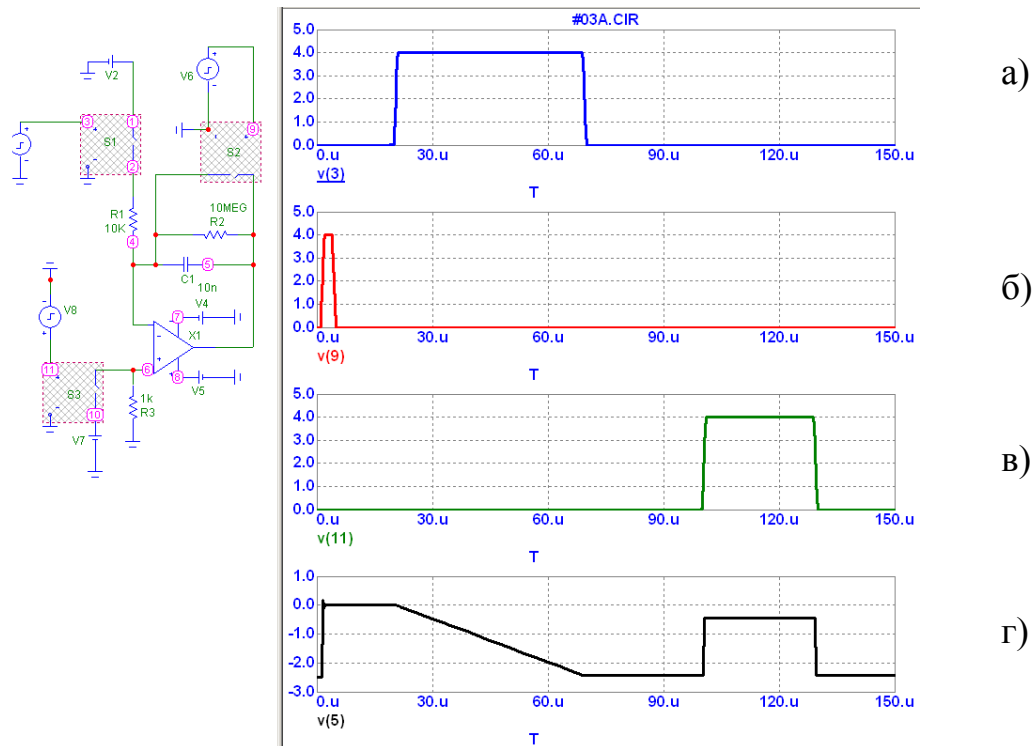


Рисунок 4.9 – Демонстрація методики дослідження точності роботи інтегратора з перенесенням потенціалу (імпульси аналогічно рис. 4.8)

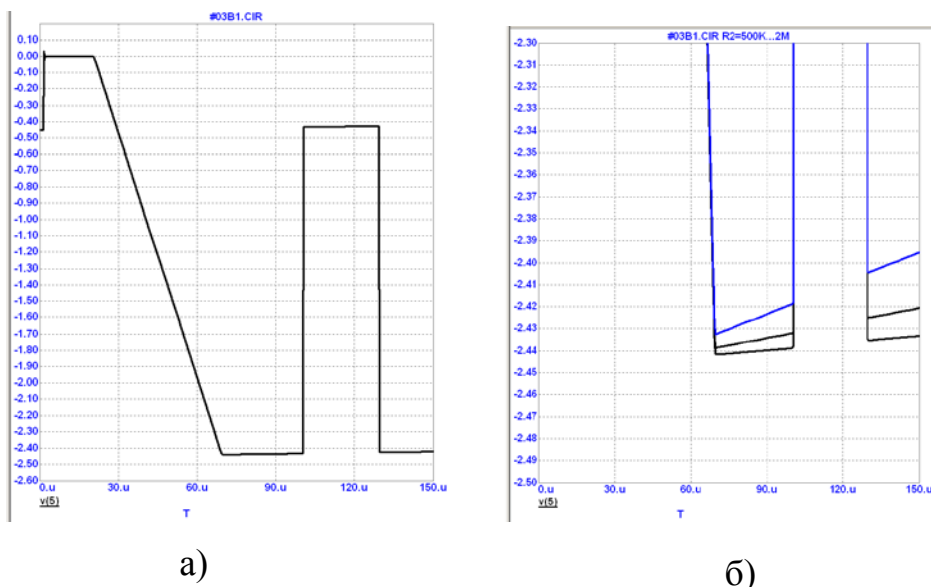


Рисунок 4.10 – Аналіз нестабільності вихідної напруги інтегратора: спрощений аналіз (а) та аналіз з ітерацією опору R2 [500 кОм, 1 МОм, 2 МОм] (б)

Як бачимо нестабільність вихідної напруги інтегратора для введених в модель параметрів елементної бази схеми (зокрема, вхідних струмів операційного підсилювача та опору резистора, що шунтує конденсатор інтегратора) не забезпечують вищевказаної вимоги до точності (типово похибка не повинна перевищувати 0,1%). Ми наводимо цей приклад модельного дослідження лише з метою акцентувати увагу на проблемі вибору елементної бази, а результати коректного вибору та реальні параметри дослідного зразка створеного контролера температурного режиму на основі інтегратора з переносом потенціалу будуть наведені в роботі далі.

Базуючись на вищерозглянутих схемних вирішеннях та режимах роботи інтегратора з перенесенням потенціалу, нами розроблено контролер температурного режиму терморезистивного нагрівача сенсора потоку. Контролер містить двоканальний двотактний інтегратор (операційний підсилювач ОА з колами інтегрування  $R_1C$ ,  $R_2C$ ), компаратор СМ та спарені сигнальні ключі  $SW_{1A}$ ,  $SW_{1B}$ ,  $SW_{2A}$ ,  $SW_{2B}$  (рис. 4.11). Перший канал контролера під'єднано до опорного резистора  $R_0$ , падіння напруги на якому є інформативною величиною струму, що протікає в колі нагрівача. Другий канал під'єднано до терморезистивного нагрівача  $R_Q$ , падіння напруги на якому є інформативною величиною його температури.

Вимірювання та стабілізація температури терморезистивного нагрівача відбувається у два етапи, які керуються імпульсами  $PC_1$ ,  $PC_2$ ,  $PC_3$  з мікроконтролера (на рисунку не показано). Як це було відзначено при постановці задачі, важливим є той факт, що для реалізації запропонованої схеми контролера температурного режиму не потрібно високопрецизійних аналого-цифрових перетворювачів. Натомість, може бути використаним будь-який дешевий мікроконтролер, що робить запропоновану схему економічно вигідною.

Для мінімізації впливу паразитних опорів сигнальних ліній використовуються чотириточкові схеми з'єднання опорного резистора та терморезистивного нагрівача. Струмовим колом схеми є  $R_{Q1}$ ,  $R_Q$ ,  $R_{Q3}$ ,  $R_{01}$ ,  $R_0$ ,  $R_{03}$ , а падіння напруг вимірюються по колу  $R_{Q2}$ ,  $R_Q$ ,  $R_{Q4}$  (для нагрівача) та по колу  $R_{02}$ ,  $R_0$ ,  $R_{04}$  (для опорного резистора). Враховуючи, що значення струмів через паразитні опори  $R_{Q2}$ ,  $R_{Q4}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_{04}$  сигнальних кіл вимірювання напруги є незначними (визначаються вхідними струмами інтегратора, які типово не перевищують 0,1 мА), падінням напруг на цих паразитних опорах можна знехтувати.

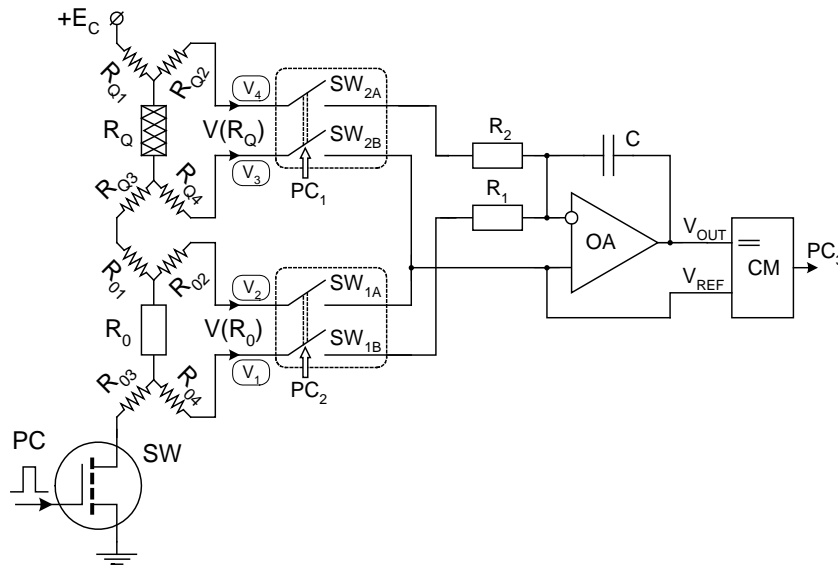


Рисунок 4.11 – Схема контролера температурного режиму

Принципово протилежною є картина падіння напруг на паразитних опорах струмового кола  $R_{Q1}$ ,  $R_{Q3}$ ,  $R_{01}$ ,  $R_{03}$ . Струм через них типово становить 100 мА і більше, що обумовлює значне падіння напруги на паразитних опорах струмового кола і, як результат, неможливість використання лінії струмового кола для вимірювання інформативного сигналу температури нагрівача.

Як буде показано далі, падіння напруги на паразитних опорах струмового кола призводить до ефекту зміщення опорної напруги інтегратора. Так, значення напруги  $V_2$  (вихідне коло  $R_{02}$ ) відрізняється від напруги  $V_3$  (вихідне коло  $R_{04}$ ) на величину надіння напруги на лінії струмового кола, представленого опорами  $R_{01}$  та  $R_{03}$ .

Розглянемо принцип функціонування контролера. Основні часові епюри контролера температурного режиму наведені на рис. 4.12. В першому етапі замикаються ключі  $SW_{1A}$ ,  $SW_{1B}$  ( $PC_1 = 1$ ,  $PC_2 = 0$ ) і протягомі визначеного часу  $t_1$ , наприклад за час переповнення лічильника мікроконтролера, заряджається конденсатор  $C$ .

В процесі зарядки формується різниця напруг

$$V_{OUT} - V_{REF} = \int_0^{t_1} \frac{V(R_0)}{R_1 C} dt = \frac{V(R_0) \Delta t N_1}{R_1 C},$$

де  $V_{OUT}$ ,  $V_{REF}$  – вихідна та опорні напруги інтегратора, відповідно;  $V(R_0)$  – падіння напруги на опорному резисторі  $R_0$ ;  $\Delta t$ ,  $N_1$  – тривалість одного періоду лічильника мікроконтролера та кількість періодів, що визначають тривалість першого етапу. По завершенні першого етапу ключі  $SW_{1A}$ ,  $SW_{1B}$  розмикаються, а лічильник обнулюється.



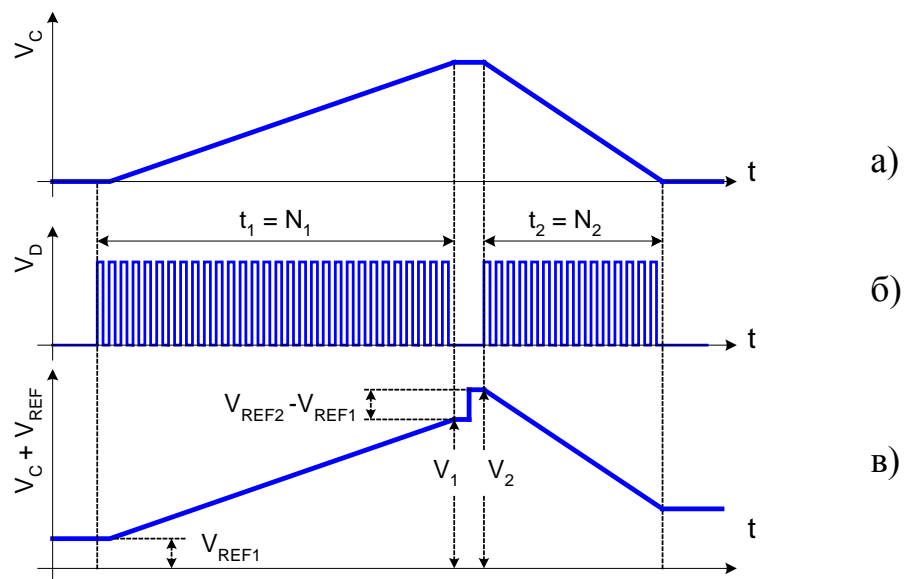


Рисунок 4.12 – Часові діаграми, що пояснюють функціонування контролера: напруга на конденсаторі (а), імпульси, що підраховуються (б), вихідна напруга (в)

В другому етапі замикаються ключі  $SW_{2A}$ ,  $SW_{2B}$  ( $PC_1 = 0$ ,  $PC_2 = 1$ ) і під час розрядки конденсатора  $C$  на протязі часу  $t_2$ , підраховується кількість імпульсів лічильника  $N_2$  до досягнення умови нульової напруги на конденсаторі

$$V_{OUT} - V_{REF} = \int_0^{t_1} \frac{V(R_0)}{R_1 C} dt - \int_0^{t_2} \frac{V(R_Q)}{R_2 C} dt = \left( \frac{V(R_0)N_1}{R_1} - \frac{V(R_Q)N_2}{R_2} \right) \frac{\Delta t}{C} = 0.$$

Ця умова контролюється шляхом формування компаратором СМ відповідного логічного імпульсу  $PC_3$ , який припиняє підрахунок імпульсів лічильника. Кількість імпульсів  $N_2$  є інформативною величиною температури нагрівача  $R_Q$ . Розглянутий цикл двотактного вимірювання продовжується до досягнення нагрівачем  $R_Q$  заданої температури  $T_{MAX}$ , відразу після чого мікроконтролер переводить схему у фазу остигання.

Для дослідження та оптимізації параметрів контролера температурного режиму була синтезована модельна схема, що показана на рис. 4.13. Призначення більшості елементів цієї моделі є зрозумілим з попередньо наведених схем. Зокрема, джерело імпульсної напруги  $VP$  призначено для керування силового ключа  $SP$ , яке вмикає та розмикає струм нагріву, а джерело  $VZ$  – для обнулення інтегратора. Керують процесом інтегрування джерела імпульсної напруги  $V1$ ,  $V2$ ,  $V3$  та  $V4$ .

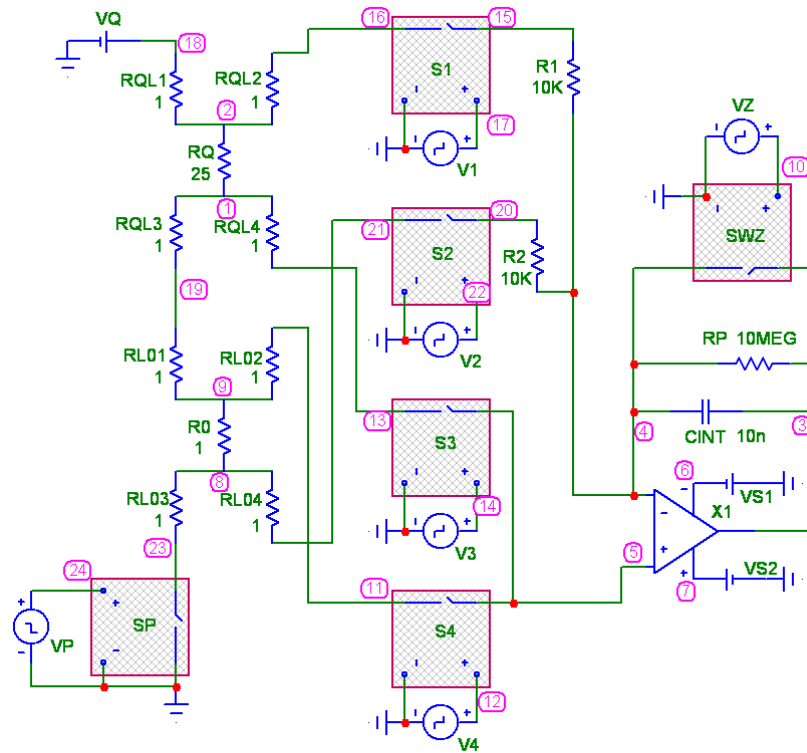


Рисунок 4.13 – Модельна схема контролера температурного режиму

Часові діаграми цих джерел показані на рис. 4.14. З початком імпульсу керування струмом нагрівання (див. рис. 4.14а) подається короткий імпульс обнулення інтегратора (див. рис. 4.14б). Далі відбувається перший такт інтегрування, формуючи імпульси керування  $V2$  (див. рис. 4.14г) та  $V4$  (див. рис. 4.14е), які замикають ключі  $S2, S4$ , на вхід інтегратора подають падіння напруги на опорному резисторі  $R0$ . Причому, як це видно з рис.4.15а, напруга на неінвертуючому вході операційного підсилювача становить приблизно  $V5 \approx 0,6$  В. Це значення визначається падінням напруги на ключі  $SP$  та паразитному опорі кола  $RL03$  (тут і далі для більшої наочності параметри ключа та паразитних опорів вибрані такими, щоб падіння напруги на них було значним, а отже мало суттєвий вплив на потенціал неінвертуючого входу).

В другому такті інтегрування, формуючи імпульси керування  $V1$  (див. рис. 4.14в) та  $V3$  (див. рис. 4.14д), які замикають ключі  $S1, S3$ , на вхід інтегратора подають падіння напруги на терморезисторі  $RQ$ . При переході з першого такту інтегрування в другий напруга на неінвертуючому вході операційного підсилювача стрибкоподібно зростає на величину падіння напруги на паразитному опорі кола  $RQL3$ , що призводить до відповідної зміни на виході інтегратора (рис. 4.15б).

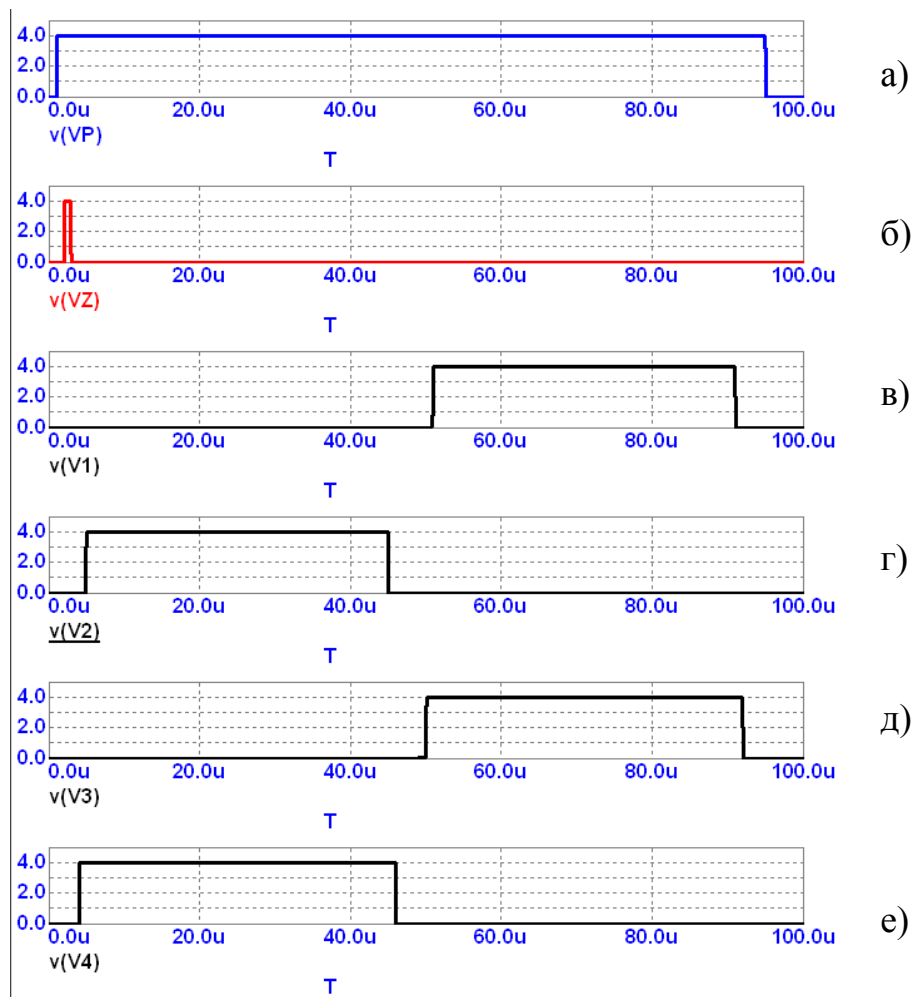


Рисунок 4.14 – Імпульси керування: VP (а), VZ (б), V1 (в), V2 (г), V3 (д), V4 (е)

Натомість, різниця напруг на конденсаторі V(3)–V(5) (див. рис. 4.15в) залишається незмінною. Саме ця різниця напруг має принципове значення, адже опорна напруга  $V_{REF}$  компаратора СМ завжди відповідає опорному потенціалу конденсатора інтегратора (потенціалу виводу конденсатора, що під'єднаний до інвертуючого входу операційного підсилювача). В результаті такого сигнального перетворення забезпечується стабільність корисного сигналу інтегратора при зміні опорної напруги на неінвертуючому вході операційного підсилювача. Таким чином, проведені дослідження показують ефективність роботи двотактного інтегратора з перенесенням потенціалу в схемі стабілізації температури нагрівача термоанемометричного сенсора потоку при наявності значних паразитних опорів сигнального кола.

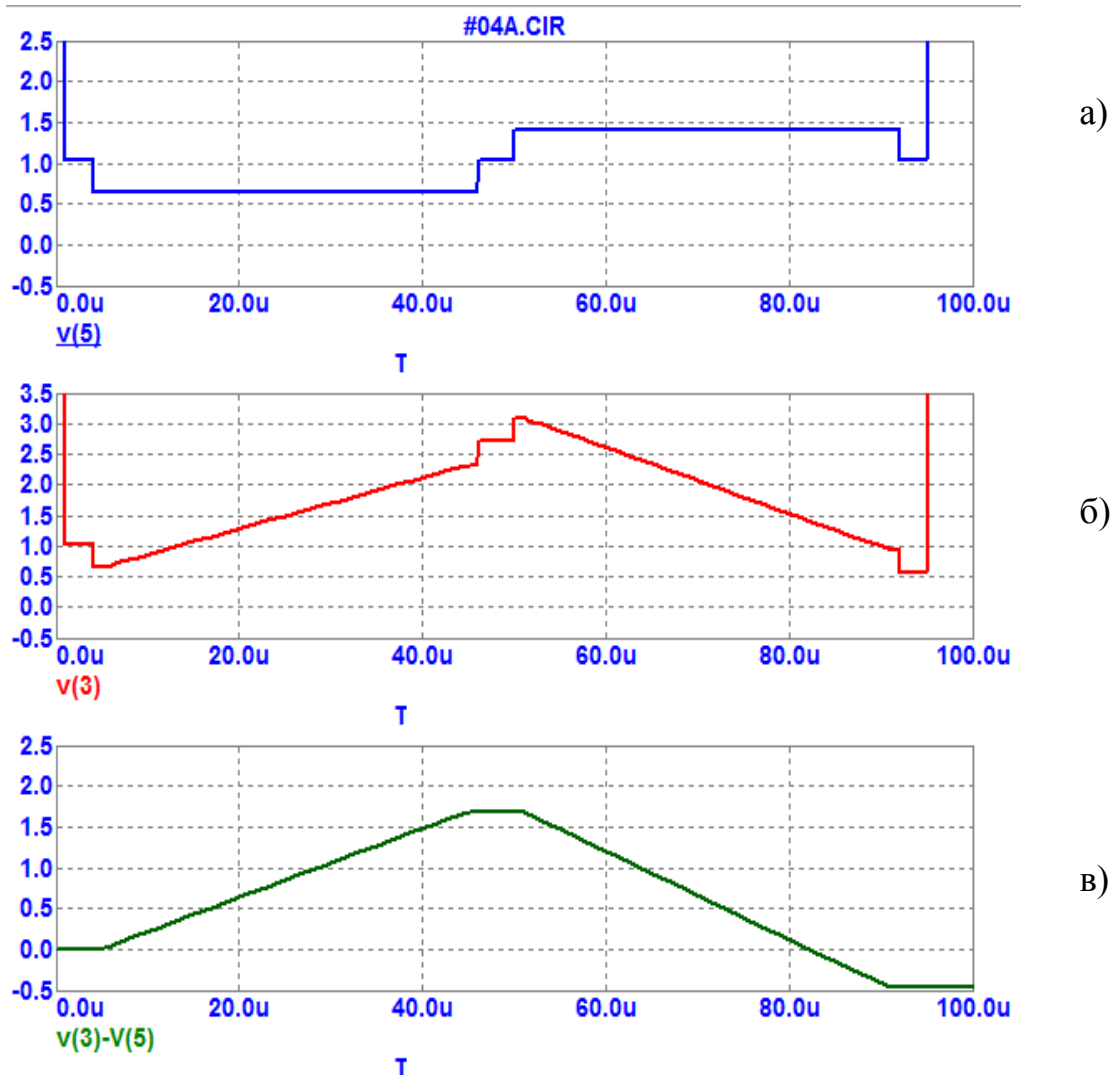


Рисунок 4.15 – Часові діаграми напруг:  $V(5)$  (а),  $V(3)$  (б),  $V(3)-V(5)$  (в)

З метою демонстрації можливості зміни крутизни функції інтегрування, що має місце в процесі налагодження контролера, наприклад для встановлення заданого значення температури стабілізації, на рис. 4.16 показані часові діаграми напруг контролера при дискретній ітерації опорі резистора  $R2$ . Цей резистор визначає функцію першого такту інтегрування. При необхідності керування функцією другого такту інтегрування змінюють опір резистора  $R1$ .

Показані на рис. 4.17 часові діаграми демонструють вплив на сигнали схеми, що обумовлено зміною опорі нагрівача  $RQ$ , зокрема, при зміні його температури. Характерним є вплив цього опорі на опорний потенціал  $V(5)$  неінвертуючого входу (рис. 4.17а). Такий вплив обумовлюється зміною струму кола, і як результат – зміною падіння напруги на опорному резисторі  $R0$  та паразитних опорах сигнальних ліній цього кола.

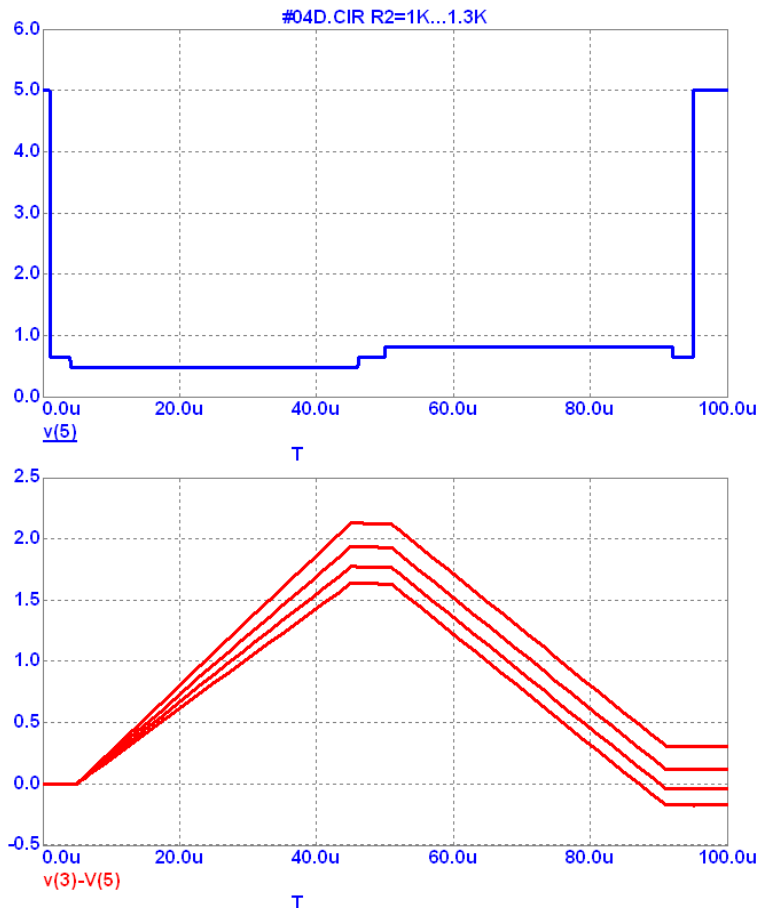
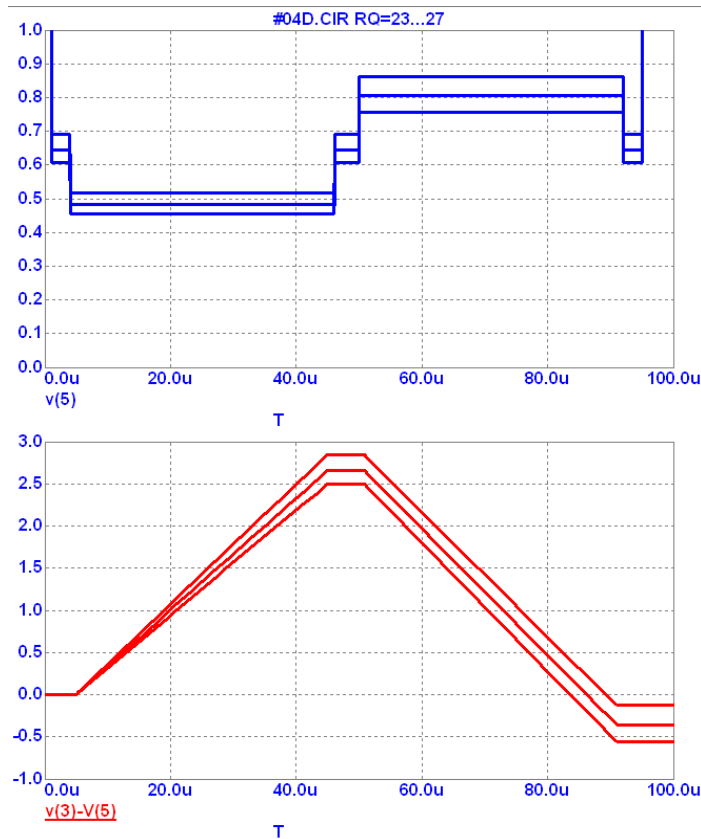


Рисунок 4.16 – Часові діаграми напруг при дискретній ітерації опору резистора  $R2$  [1,0...1,3 КОм ]:  $V(5)$  (а),  $V(3)–V(5)$  (б)

Як це було вище показано, при розробці інтегратора принципове значення має вибір елементної бази. В першу чергу необхідно мінімізувати вхідний струм операційного підсилювача. Враховуючи тенденції розвитку сучасної електроніки (мінімальне енергоспоживання, низьковольтне однополярне живлення, мікрокорпусне виконання з поверхневим монтажем) був вибраний низьковольтний мікропотужний CMOS Rail-to-Rail операційні підсилювачі типу AD8541/2/4 (рис. 4.18) [117]. Перевагами таких операційних підсилювачів є гранично низькі значення вхідного струму ( $I_{INP} < 4\mu A$ ), що принципово важливо з точки зору забезпечення високої точності функціонування інтегратора, широкий діапазон вхідних на вихідних напруг (практично, від рівня мінуса до плюса джерела живлення), низьковольтне одно полярне живлення (від 2,7 В), а також, низьке енергоспоживання (50 мкА на один операційний підсилювач).



a)


б)

Рисунок 4.17 – Часові діаграми при дискретній ітерації  $RQ = 23, 25, 27$  Ом: опорна напруга  $V_{REF}$  інтегратора (а) та різницева напруга  $V_{OUT} - V_{REF}$  (б)

Як керовані ключі (двоканальні аналогові мультиплексори), що перемикають аналогові сигнали входних кіл інтегратора, використано CMOS інтегральні схеми ADG744 (рис. 4.19) [125]. Ці ключі характеризуються можливістю високопрецизійної комутації двополярних сигналів та мінімальним опором у відкритому стані (не більше 4 Ом). Унікальною функціональною характеристикою таких ключів, що має принципове значення при розробці низьковольтної електронної апаратури, є можливість комутації сигналів у повному діапазоні напруги живлення схеми (Rail-to-Rail operation), причому нормальний режим комутації має місце вже при напрузі живлення 3 В.

Важливим також є вибір силового ключа, що керує колом живлення нагрівача. Його визначальним параметром є мінімальний опір у відкритому стані. Нами вибрано MOSFET транзистор IRLML2803, що виготовляється за HEXFET<sup>®</sup> технологією і характеризується опором у відкритому стані 0,25 Ом (рис. 4.20). Такі унікальні параметри отримано завдяки оригінальній конструкції

транзистора та високому ступеню інтеграції структури (фактично вказаний транзистор інтегрує декілька десятків тисяч польових транзисторів та багато інших елементів, зокрема діоди захисту та охоронні кільця).



## General-Purpose CMOS Rail-to-Rail Amplifiers

### AD8541/AD8542/AD8544

**FEATURES**

- Single Supply Operation: 2.7 V to 5.5 V
- Low Supply Current: 45  $\mu$ A/Amplifier
- Wide Bandwidth: 1 MHz
- No Phase Reversal
- Low Input Currents: 4 pA
- Unity Gain Stable
- Rail-to-Rail Input and Output

**APPLICATIONS**

- ASIC Input or Output Amplifier
- Sensor Interface
- Piezo Electric Transducer Amplifier
- Medical Instrumentation
- Mobile Communication
- Audio Output
- Portable Systems

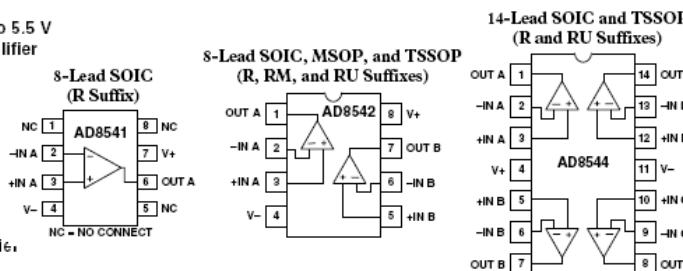



Рисунок 4.18 – Коротка інформація про AD8541/2/4



## CMOS 3 V/5 V, Wide Bandwidth Quad 2:1 Mux

### ADG774

**FEATURES**

- Low Insertion Loss and On Resistance: 4  $\Omega$  Typical
- On-Resistance Flatness <2  $\Omega$
- Bandwidth >200 MHz
- Single 3 V/5 V Supply Operation
- Rail-to-Rail Operation
- Very Low Distortion: <1%
- Low Quiescent Supply Current (100 nA Typical)
- Fast Switching Times
- $t_{ON}$  10 ns
- $t_{OFF}$  4 ns
- TTL/CMOS Compatible

**APPLICATIONS**

- 10/100 Base-TX/T4
- 100VG-AnyLAN
- Token Ring 4 Mbps/16 Mbps
- ATM25/155
- NIC Adapter and Hubs
- Audio and Video Switching
- Relay Replacement

**FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM**

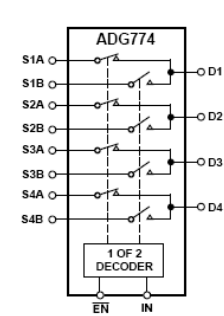


Рисунок 4.19 – Коротка інформація про ADG774

Транзистор використовують лише в ключовому режимі – повністю закритий або повністю відкритий. В процесі комутації кола живлення нагрівача (струмом до 1 А) такий режим роботи та мінімальний опір транзистора у відкритому стані забезпечують мінімальні втрати потужності, причому транзистор практично не розігрівається.

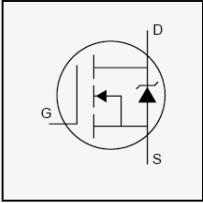
<b>International</b> <b>IR Rectifier</b>	PD - 91258D <b>IRLML2803</b> HEXFET® Power MOSFET
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Generation V Technology</li> <li>• Ultra Low On-Resistance</li> <li>• N-Channel MOSFET</li> <li>• SOT-23 Footprint</li> <li>• Low Profile (&lt;1.1mm)</li> <li>• Available in Tape and Reel</li> <li>• Fast Switching</li> </ul>	
<b>Description</b>	$V_{DSS} = 30V$  $R_{DS(on)} = 0.25\Omega$

Рисунок 4.20 – Коротка інформація про IRLML2803

Зовнішній вигляд дослідних зразків контролера температурного режиму нагрівача та інтерфейсного вузла сигнального перетворювача сенсора потоку показано на рис. 4.21.

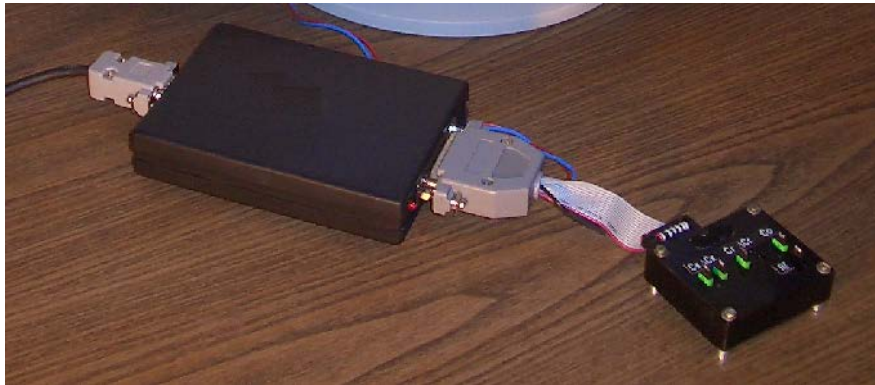


Рисунок 4.21 – Зовнішній вигляд дослідних зразків контролера (справа) та інтерфейсного вузла сигнального перетворювача сенсора потоку (зліва)

В процесі налагодження та дослідження параметрів контролера в першу чергу визначалась точність роботи інтегратора, зокрема нестабільність вихідної напруги в процесі переносу потенціалу. Було експериментально показано, що завдяки використанню вищенаведених Rail-to-Rail CMOS операційних підсилювачів та керованих ключів аналогового сигналу нестабільність (невідтворюванність) напруги в процесі перенесення потенціалу двотактного інтегратора не перевищує 0,03 %.

Основні параметри контролера температурного режиму нагрівача:

- струм нагріву – від 1 мА до 1 А;
- напруга живлення ( $E_V$ ):  $+5\text{ В} \pm 10\%$ ;
- тип вимірювального перетворення: двотактне інтегрування;
- діапазон вимірювання напруги: від 0,01 В до  $(E_V - 0,01)\text{ В}$ ;
- тривалість одного такту: від 0,01 мс до 10 мс;
- похибка стабілізації температури: не більше 0,1°C.



## 4.2. Схемотехнічна реалізація диференціального термометра

Як це вже відзначалося (зокрема, див. рис. 2.1а, рис. 3.9а) більшість теплових сенсорних пристроїв потоку базуються на вимірюванні різницевої температури, яка виникає внаслідок модуляції потоком рідини чи газу просторового розподілу теплового поля нагрівача. З цією метою використовують диференціальні термометри. В біомедичній техніці область застосування диференціальних термометрів є більш широкою, зокрема, з їх допомогою проводять дослідження біохімічного складу речовин, що базуються на кількості виділеної чи поглиненої теплоти в ході, відповідно, екзотермічних чи ендотермічних реакцій.

Проте, проведений нами аналіз літературних даних та параметрів комерційно доступних диференціальних термометрів показує, що роздільна здатність останніх не в повній мірі відповідає вимогам до сучасної високо прецизійної вимірювальної техніки, зокрема, для задач біохімічного аналізу. Роздільна здатність переважної більшості комерційно доступних диференціальних термометрів, зокрема HD200, Testo922 становить 0,1 °C [127]. Найбільш прецизійний із знайдених нами диференціальних термометрів – SBIR Model 104 - High Resolution Differential Thermometer – характеризується роздільною здатністю 0,01 °C [128].

Виходячи з вищесказаного, проблематика подальшого підвищення роздільної здатності диференціальних термометрів (до значень порядку 0,001 °C) виділена в окрему задачу.

В розділі 3.3 був проведений аналіз вимірювального кола диференційного сенсора температури на основі диференціального транзисторного каскаду. Зокрема, було показано, що на відміну від терморезистивних чи термопарних вимірювальних перетворювачів використання структур біполярних транзисторів дозволяє створити надчутливі сенсори різницевої температури. Вимірювальні схеми різницевої температури на транзисторних каскадах на противагу терморезистивним первинним перетворювачам забезпечують значно менший саморозігрів струмом живлення, а на противагу термопарним перетворювачам – суттєво вищу крутизну функції перетворення.

В процесі проведених нами досліджень було встановлено, що визначальним параметром сенсора різницевої температури на диференціальному транзисторному каскаді є не лише струм каскаду (величина струму критична з точки зору саморозігріву транзисторних структур

сенсора температури), але і опорна напруга базового кола диференціального каскаду. Як було нами вперше показано (див. розділ 3.3), оптимальним значенням опорної напруги базового кола є  $V_{REF} = 1,2-1,25$  В. В цьому випадку критерієм оптимізації є мінімальна залежність крутизни функції перетворення різницевої температури від значення абсолютної температури. З практичної точки зору цей критерій оптимізації має значну актуальність – залежність крутизни перетворення різницевої температури від її абсолютного значення потребує проведення калібрування диференціального термометра для різних значень абсолютної температури. Таке калібрування є доволі трудомістким процесом. Натомість, встановлене нами оптимальне значення опорної напруги дозволяє створити диференційний термометр, калібрування якого залишається сталим в широкому діапазоні абсолютних температур.

Нижче розглянуті основні схемотехнічні особливості та експлуатаційні параметри розробленого нами експериментального прототипу диференціального термометра. З точки зору забезпечення високих значень роздільної здатності та стабільності диференційного термометра на основі транзисторного диференціального каскаду принципово важливими питаннями є не лише стабільність коефіцієнта підсилення корисного сигналу, але і відсутність шунтування вихідного кола диференціального каскаду вторинним сигнальним перетворювачем та висока роздільна здатність подальшого аналого-цифрового перетворення.

Відзначимо, що типовий інженерний підхід для вирішення задачі сигнальної обробки сигналу диференціального термометра не забезпечує необхідних параметрів точності. Проблемою є високий вихідний опір диференціального каскаду, що служить первинним перетворювачем різницевої температури. Як це відзначалось в розділі 3.3, для запобігання саморозігріву транзисторів диференціального каскаду їх робочі струми повинні бути мінімізовані. Зокрема, тепловий опір безкорпусного малопотужного транзистора без тепловідводу типово становить  $Z_Q = 500$  °C/Вт, що рівнозначно умові потужності теплового навантаження  $P_{OPT} = 20$  мкВт на  $0,01$  °C перегріву р-п переходів транзистора. Це визначає режими роботи транзисторів: струм колектора (чи емітера)  $I_C = 10$  мкА та падіння напруги між колектором та емітером  $V_{CE} = 2$  В.

З метою запобігання шунтуючому впливу на сигнал диференціального каскаду колом вторинного перетворювача, що йде за диферен-

ціальним каскадом, вхідний струм вторинного перетворювача не повинен перевищувати 0,1% вихідного струму транзисторів диференціального каскаду. Цьому випадку відповідає значення порядку 10 нА. Відзначимо, що мова йде про диференціальний сигнал, що вимагає відповідного диференціального входу вторинного перетворювача, зокрема аналого-цифрового перетворювача з диференціальним входом.

Аналіз технічних характеристик сучасних прецизійних аналого-цифрових перетворювачів з диференціальним виходом показує, що принципово поставлена задача може бути реалізована на основі 24-розрядного сигма-дельта ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) перетворювача в складі однокристального мікроконвертера типу ADuC824. Коротка інформація про цей мікроконвертер наведена на рис. 4.22. Однак, проведені нами дослідження показують, що якість перетворення напруги диференціального каскаду з мікрострумівим виходом з допомогою ADuC824 є недостатньою – в процесі виборки сигналу має місце шунтування вхідними колами ADuC824 вихідних кіл диференціального каскаду [129].

Можливим вирішенням цієї проблеми є використання інструментальних підсилювачів, зокрема базової моделі AD620 чи її подальших наступників, які забезпечують високу точність підсилення (розв'язки) диференціальних сигналів. Все ж таке вирішення не є оптимальним. Вказаний інструментальний підсилювач має диференціальний вхід, що є сумісним з диференціальним сигналом схеми вимірювання різницевої температури. Однак вихід вказаного підсилювача не є диференціальним, що не дозволяє отримати високі значення сигнального перетворення, зокрема придушення синфазних завад, при з'єднанні виходу підсилювача з входом аналого-цифрового перетворювача.

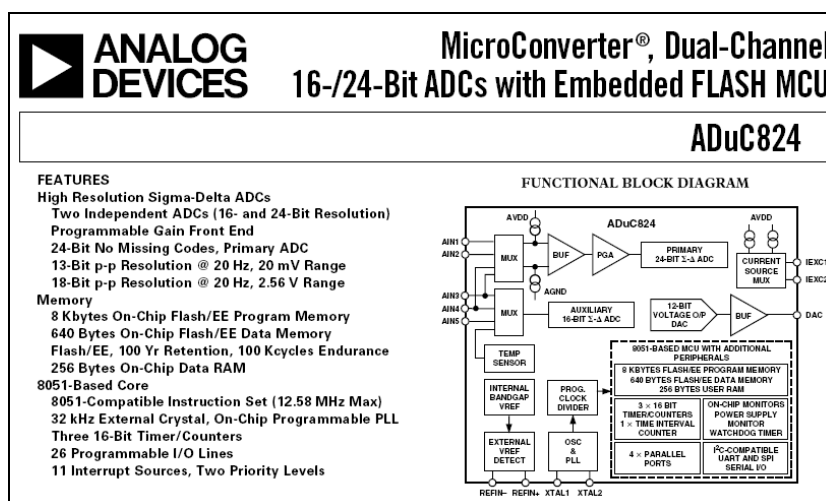



Рисунок 4.22 – Коротка інформація про ADuC824

Таким чином, була поставлена задача розробити буферний підсилювач сигналу з диференціальним входом і диференціальним виходом, який характеризується мінімальними значеннями вхідних струмів та мінімальною нестабільністю напруги зміщення. На відміну від традиційних диференціальних підсилювачів буферний підсилювач не повинен прив'язувати вихідну напругу до спільної (земляної) шини: диференціальна складова сигналу вхідної напруги повинна підсилюватися, а синфазна складова – передаватися без змін.

Для реалізації вказаної задачі використано спеціальний тип підсилювача типу AD8551/2/4 (рис. 4.23), що функціонує за принципом модуляції-демодуляції сигналу, забезпечуючи тим самим мінімальні значення напруги зміщення (Low Offset Voltage:  $1\mu\text{V}$ ) та її нестабільності (Input Offset Drift:  $0,005\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ) [117]. Інтегральна схема підсилювача виготовляється за CMOS технологією, що забезпечує мінімальні значення вхідних струмів (Ultralow Input Bias Current:  $20\text{pA}$ ) та можливість функціонувати в широкому діапазоні вхідних та вихідних напруг (Rail-to-Rail Input and Output Swing) при однополярному низьковольтному живленні ( $+5/+2,7\text{ V Single-Supply Operation}$ ). Струм споживання кожного операційного підсилювача не перевищує  $0,7\text{ mA}$ .



**Zero-Drift, Single-Supply,  
Rail-to-Rail Input/Output  
Operational Amplifiers**

**AD8551/AD8552/AD8554**

**FEATURES**

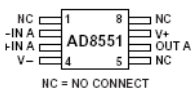
- Low Offset Voltage:  $1\mu\text{V}$
- Input Offset Drift:  $0.005\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Rail-to-Rail Input and Output Swing
- $+5\text{ V}/+2.7\text{ V Single-Supply Operation}$
- High Gain, CMRR, PSRR: 130 dB
- Ultralow Input Bias Current:  $20\text{ pA}$
- Low Supply Current:  $700\mu\text{A}/\text{Op Amp}$
- Overload Recovery Time:  $50\mu\text{s}$
- No External Capacitors Required

**APPLICATIONS**

- Temperature Sensors
- Pressure Sensors
- Precision Current Sensing
- Strain Gage Amplifiers
- Medical Instrumentation
- Thermocouple Amplifiers


**PIN CONFIGURATIONS**

8-Lead MSOP  
(RM Suffix)



NC = NO CONNECT

8-Lead SOIC  
(R Suffix)



NC = NO CONNECT

14-Lead TSSOP  
(RU Suffix)




Рисунок 4.23 – Коротка інформація про AD8551/2/3/4

Функціональна блок-схема розробленого нами диференціального термометра, основними вузлами якого є первинний перетворювач різницевої температури ( $T_1, T_2, R_1, R_2, R_3$ ), буферний сигнальний підси-

лювач ( $OA1$ ,  $OA2$ ,  $R4$ ,  $R5$ ,  $R6$ ) та 24-розрядний сигма-дельта аналого-цифровий перетворювач на базі мікроконвертера ADuC834 (базова модель – 24-Bit MicroConverter ADuC824). Виведення інформації та керування пристроєм здійснюється персональним комп'ютером (PC) через USB інтерфейс (USB Interface). Буферний сигнальний підсилювач, як це вже відзначалося, реалізовано на базі високопрецизійного операційного підсилювача AD8552 (два OA в одному мікрокорпусі типу SOIC).

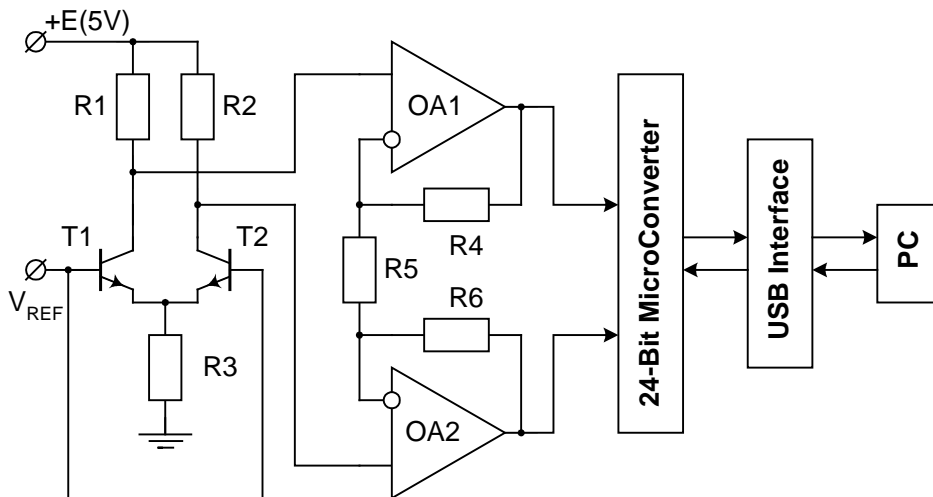


Рисунок 4.23 – Функціональна блок-схема диференціального термометра

Живлення диференціального термометра може здійснюватися безпосередньо від шини +5 В USB порту або від відповідного незалежного джерела напруги. Для стабілізації напруги живлення використовується інтегральна схема стабілізатора з низьким падінням напруги на керуючому елементі, зокрема, ADP3367AR.

В диференціальному каскаді первинного перетворювача використані n-p-n транзистори у мікрокорпусному конструктиві SOT23. Транзистори змонтовані на зонди, зовнішній вигляд яких, разом з схемою сигнального перетворювача, показано на рис. 4.24. Для реалізації диференціального термометра сенсора потоку теплового типу з мінімальним значенням теплової релаксації можна використати безкорпусні транзистори у «підвішеному» конструктивному виконанні чи з MEMs конструктивно-технологічним базисом, зокрема мембранну конструкцію структури первинного перетворювача.

Приклад результату вимірювання вихідної напруги диференціального термометра показано на рис. 4.25. Вимірювання проводилися в

діапазоні  $\pm 2500$  мВ (діапазон визначається відповідними регістрами керування мікроконвертера ADuC834, що продемонстровано на рис. 4.26). Крутизна вимірювального перетворення різницевої температури (чутливість) становить  $200$  мВ / $^{\circ}\text{C}$ .

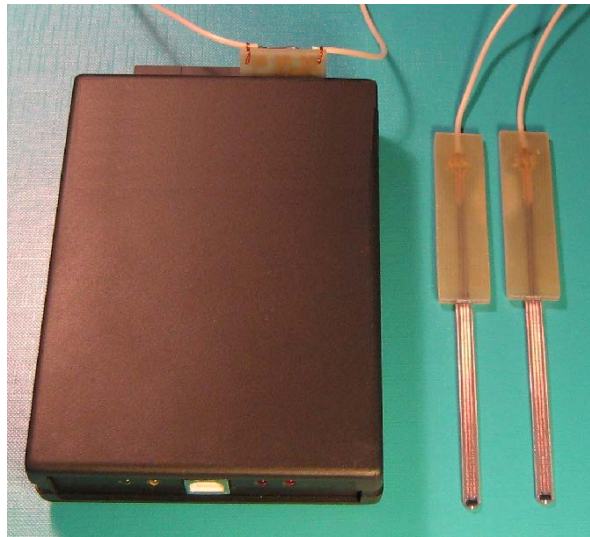


Рисунок 4.24 – Фотографія диференціального термометра

В процесі наведеного прикладу вимірювання один з зондів охолоджувався приблизно на  $6$   $^{\circ}\text{C}$ . На рисунку видно процес охолодження та відновлення попереднього значення температури. Крім того, на вставці показано ділянку вимірювання початкового значення температури, в якому температури зондів майже однакові. Видно, що невідтворюваність вимірювання не перевищує  $0,02$  мВ. Це значення відповідає температурі  $10^{-4}$   $^{\circ}\text{C}$ , що принаймні на порядок перевищує вимоги до диференціальних термометрів сенсорних пристроїв потоку. Можна вважати, що роздільна здатність розробленого диференціального термометра обмежується лише процесом саморозігріву первинних перетворювачів, а отже, при зменшенні струму диференціального каскаду можна досягти ще вищої точності вимірювання різницевої температури.

Основними експлуатаційними характеристиками диференціального термометра є:

- роздільна здатність вимірювання різниці температур: не меншою  $0,001$   $^{\circ}\text{C}$ ;
- робочий діапазон: від мінус  $40$   $^{\circ}\text{C}$  до плюс  $100$   $^{\circ}\text{C}$ ;
- напруга живлення:  $+5$  В  $\pm 10\%$ ;
- струм споживання: не більший  $10$  мА
- інтерфейс: USB.

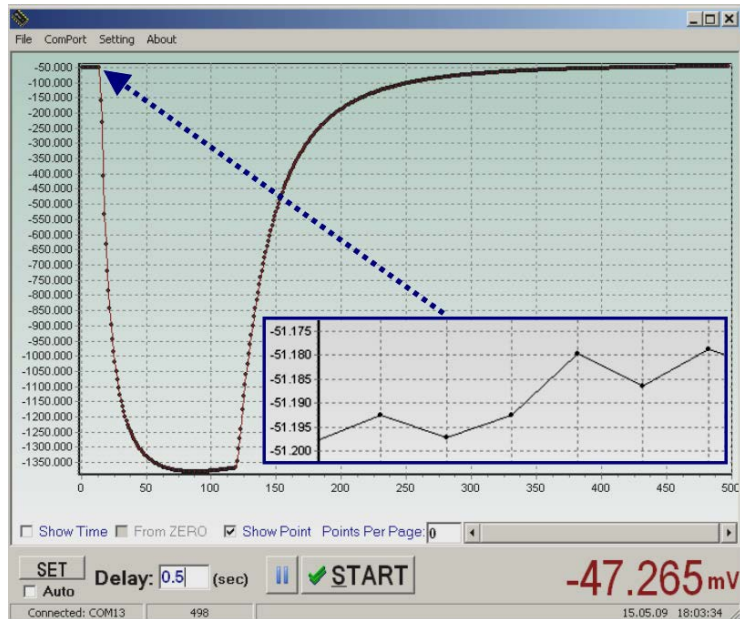


Рисунок 4.25 – Приклад результату вимірювання сигналу (напруги) диференціального термометра (діапазон вимірювання  $\pm 2500$  мВ)

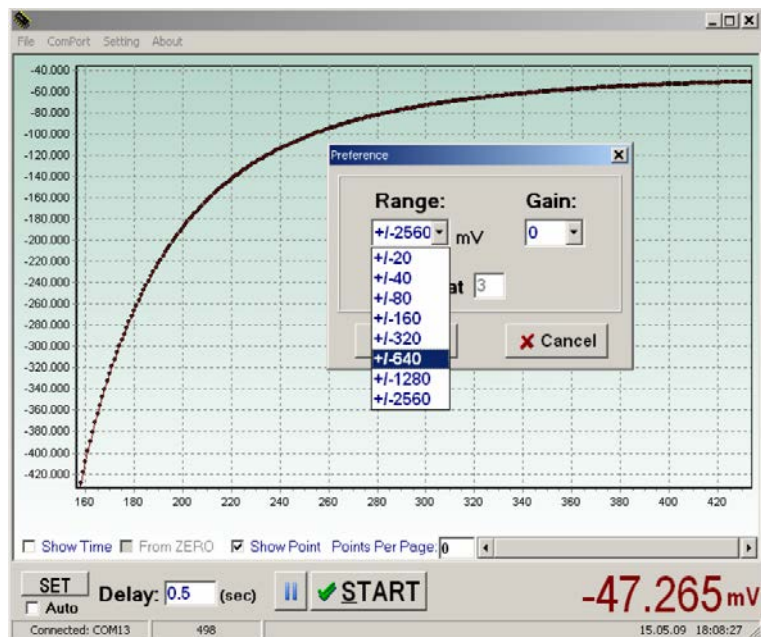


Рисунок 4.26 – Приклад керування діапазоном вимірювання вихідної напруги диференціального термометра

Як це вже відзначалось вище, крім теплових сенсорів потоку розроблений диференціальний термометр з роздільною здатністю  $0,001^{\circ}\text{C}$ , що на порядок перевищує аналогічний параметр відомих аналогів [127, 128], може знайти своє застосування в сенсорних пристроях біохімічного складу речовин, що базується на тепловиділенні чи теплопоглинанні досліджуваних речовин в процесі відповідних біохімічних реакцій.

### **4.3. Практична реалізація сигнальних перетворювачів теплових сенсорів потоку біомедичного призначення**

Однією з найбільш важливих вимог до нового покоління мікроелектронних сенсорних пристроїв є зменшення енергоспоживання та перехід на низьковольтні однополярні джерела живлення. Можливість розробки сенсорних пристроїв, які б відповідали цій вимозі, виникла лише недавно. Причиною такого повільного переходу до низьковольтних джерел живлення була відсутність високопрецизійних аналогових інтегральних схем що забезпечують можливість роботи з повним розмахом напруг.

Типові інтегральні схеми аналогового тракту, зокрема операційні підсилювачі, характеризуються так званими «мертвими» діапазонами вхідних та вихідних напруг, що типово становлять понад 1 В від потенціалів мінусового та плюсового джерел живлення. Це означає, що при однополярному живленні 5 В напруги нижче 1 В та вище 4 В, не можуть використовуватися в якості аналогових інформаційних сигналів. При переході до живлення 3 В типові інтегральні схеми аналогового тракту практично втрачають працездатність.

Кардинальна зміна відбулася з виникненням нового покоління так званих Rail-to-Rail інтегральних схем, особливістю яких є можливість перетворення сигналів практично у всьому діапазоні напруги живлення [117, 129].

В цьому підрозділі будуть показані підходи до побудови сигнальних перетворювачів мікроелектронних теплових сенсорів потоку, які відповідають вимогам низьковольтної енергоефективної електроніки. Проте, само по собі використання сучасних Rail-to-Rail інтегральних схем для вирішення поставленої мети не є достатнім. Як це вже було відзначено, проблемою є та обставина, що з переходом на низьковольтні джерела живлення зменшуються опори первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку. У випадку використання схем на функціонально інтегрованих елементах, які виконують контрольований нагрів потоку та з допомогою яких визначають градієнт температури в потоці, проблемним питанням стає вплив паразитних опорів сигнальних ліній. В першому розділі були проаналізовані основні схемні вирішення, які частково дозволяють вирішити цю проблему. Однак, невирішеними залишаються такі питання, як вплив сигнальних ліній, що знаходяться



між функціонально інтегрованими елементами теплових сенсорів потоку, та енерговитрати (в тому числі, паразитний розігрів) вихідних кіл керуючих операційних підсилювачів. Ці питання, а також питання практичної реалізації режиму струмового живлення функціонально інтегрованих елементів, що забезпечує високу ефективність сигнального перетворення (аналіз та базові вирішення наведені в підрозділах 3.2, 3.3), є предметом наведених нижче схемних досліджень.

Першим розглянемо питання компенсації паразитних опорів сигнальних ліній вимірювального кола на основі диференціальної пари інтегрованих терморезистивних перетворювачів. Останні включені послідовно та під'єднані до джерела живлення без керуючих елементів. Інтегровані терморезистивні перетворювачі  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$  (рис. 4.27) прогриваються власним струмом живлення, а різниця падіння напруги на цих перетворювачах служить інформативною величиною про градієнт температури, обумовлений вимірювальним потоком рідини чи газу. З метою компенсації впливу паразитних опорів сигнальних ліній кожний перетворювач має по два струмових ( $R_{Q1L1}$ ,  $R_{Q1L3}$  та  $R_{Q2L1}$ ,  $R_{Q2L3}$ , відповідно) та по два потенційних ( $R_{Q1L2}$ ,  $R_{Q1L4}$  та  $R_{Q2L2}$ ,  $R_{Q2L4}$ , відповідно) виводів. При умові незначного струму через потенційні виводи падінням напруг на них можна знехтувати, що і забезпечує мінімізацію впливу паразитних опорів цих виводів (сигнальних ліній) на вихідний сингал.

Сигнальний перетворювач диференціальної пари інтегрованих перетворювачів повинен формувати різницю напруг ( $V_{1RQ1}-V_{2RQ1}$ ) – ( $V_{1RQ2}-V_{2RQ2}$ ). Проблемою є те, що напруга  $V_{1RQ1}$  є близькою до плюсової напруги, а напруга  $V_{2RQ2}$  – до плюсової напруги джерела живлення. Це передбачає використання Rail-to-Rail диференціальних підсилювачів, функція яких в цій задачі зводиться до прецизійного перенесення сигнальної різниці напруг з одного потенціалу, значення якого є нестабільною величиною, на інший, стабільний потенціал. Очевидно виникає питання вибору та формування спільного потенціалу, відносно якого буде формуватися вихідна напруга диференціального підсилювача. При двополярних джерелах живлення таким спільним потенціалом є спільна (середня) точка між джерелами додатної та від'ємної напруг живлення. При однополярних джерелах живлення таким спільним потенціалом є середина напруги живлення. Однак в процесі аналізу нами показано, що при однополярному низьковольт-

ному живленні більш оптимальним є вирішення, при якому спільна точка під'єднується безпосередньо до нульового виводу джерела живлення (рис. 4.27).

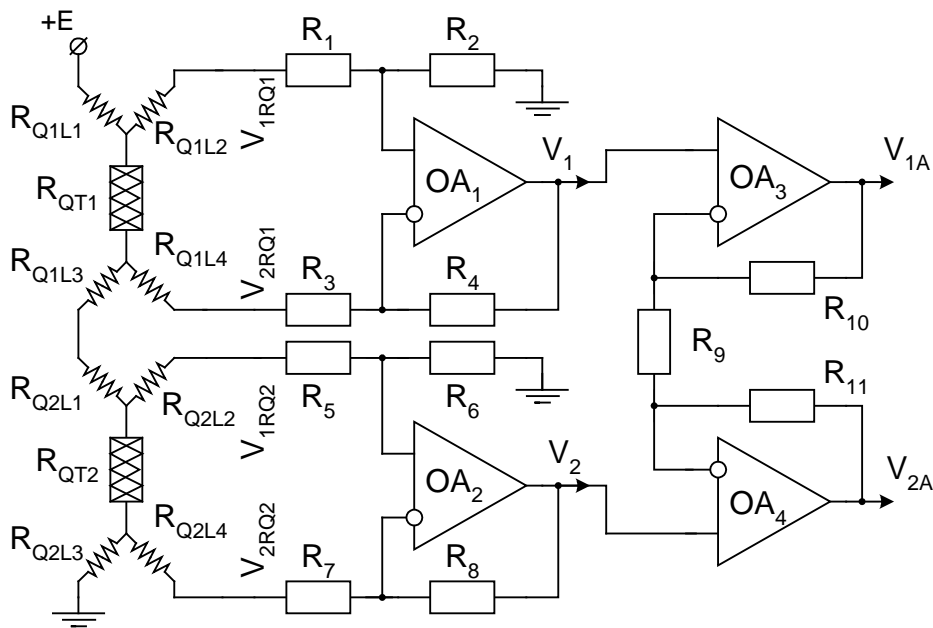


Рисунок 4.27 – Схема сигнального перетворювача #1

Як впливає з наведеної схеми при взаємній рівності резисторів диференціальних підсилювачів  $OA_1 - R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ,  $OA_2 - R_5 = R_6 = R_7 = R_8$  та з відповідних цій умові рівнянь

$$V_{-OA1} = V_{+OA1} = \frac{V_{1RQ1}}{2}; \quad V_1 = V_{-OA1} + (V_{-OA1} - V_{2RQ1}) = V_{1RQ1} - V_{2RQ1} = V(R_{QT1});$$

$$V_{-OA2} = V_{+OA2} = \frac{V_{1RQ2}}{2}; \quad V_2 = V_{-OA2} + (V_{-OA2} - V_{2RQ2}) = V_{1RQ2} - V_{2RQ2} = V(R_{QT2}),$$

вихідні напруги диференціальних підсилювачів повторюють падіння напруг на первинних перетворювачах:  $V_1 = V(R_{QT1})$ ,  $V_2 = V(R_{QT2})$ . Важливим є те, що, по-перше, ці напруги формуються відносно нульового потенціалу однополярного джерела живлення і, по-друге, значення цих напруг приблизно рівне половині напруги живлення. Саме ця принципова перевага запропонованого схемного вирішення дозволяє оптимізувати подальшу реалізацію сигнального перетворювача, сформувавши вихідний каскад на вихідному псевдодиференціальному підсилювачі (на  $OA_3$ ,  $OA_4$ ) з диференціальним виходом, коефіцієнт підсилення якого визначається  $K_V = (R_9 + R_{10} + R_{11}) / R_9$  (при умові  $R_{10} = R_{11}$ ). Враховуючи вищевказані переваги, знімаються обмеження, що накладені на коефіцієнт підсилення вихідного псевдодиференці-

льного підсилювача внаслідок виходу вихідної напруги за межі лінійного режиму роботи.

Модельна схема та метод формування вихідних характеристик сигнального перетворювача #1 наведено на рис. 4.28, а результати досліджень – на рис. 4.29. Метод використовує можливість масштабування в заданих межах одного з параметрів моделі. В цьому випадку використано масштабний коефіцієнт NM терморезистивного елемента  $R_{Q1}$ , який в процесі модельного дослідження змінювався від 0,95 до 1,05, що відповідає зміні опору терморезистивного елемента  $R_{Q1}$  на  $\pm 5\%$ .

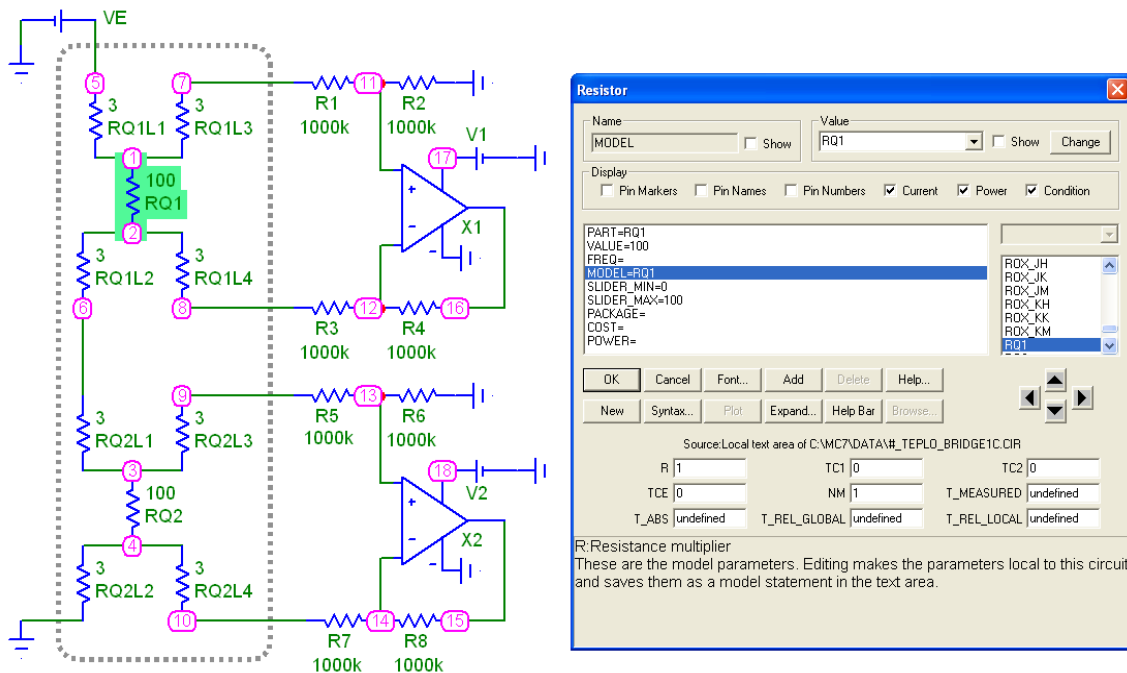


Рисунок 4.28 – Модельна схема та метод формування вихідних характеристик сигнального перетворювача #1

Як можна бачити з рис. 4.29а при рівності опорів терморезистивних елементів перетворювача  $R_{Q1} = R_{Q2}$  (потік у витратомірі відсутній), що має місце при  $RES RQ1(R) = 1$ , по-перше, вихідні напруги диференціальних підсилювачів взаємно рівні  $V(15) = V(16)$  і, по-друге, приблизно рівні половині напруги живлення (напруга живлення 3 В, а вихідна напруга підсилювачів 1,415 В). При появі та збільшенні швидкості потоку співвідношення між опором терморезистивних елементів перетворювача зростає  $NM = R_{Q1} / R_{Q2}$ , що обумовлює розбаланс – напруга  $V(16)$  зростає, а напруга  $V(15)$  відповідно спадає.

Приклад результату дослідження точності перетворення можна бачити на рис. 4.29б, де наведено невідповідність вихідної напруги

диференціальних підсилювачів падінню напруг на терморезистивних елементах  $R_{Q1}$ ,  $R_{Q2}$  перетворювача:  $[V(1)-V(2)]-V(16)$  та  $[V(3)-V(4)]-V(15)$ , відповідно. Як бачимо при заданих параметрах елементної бази, така невідповідність не перевищує 20 мкВ, що відносно рівня сигналу порядку 1 В, не перевищує 0,005 %, а отже схемне вирішення в повній мірі відповідає вимогам до прецизійних сигнальних перетворювачів.

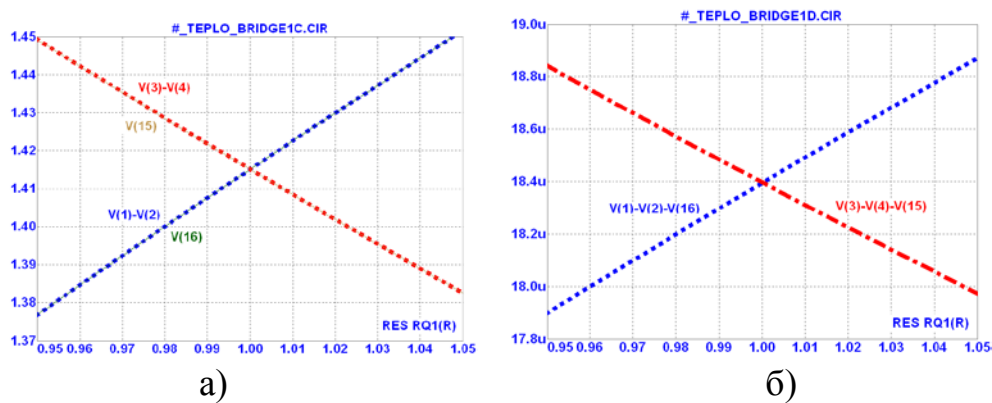


Рисунок 4.29 – Результати модельного дослідження сигнального перетворювача #1

Інший варіант сигнального перетворювача (#2), який оптимізовано для диференціальних інтегрованих терморезистивних перетворювачів, конструкція яких дозволяє знехтувати (мінімізувати) паразитними опорами між цими перетворювачами (наприклад, якщо останні виконані в інтегральному виконанні), показано на рис. 4.30. Таке конструктивне виконання дозволяє спростити схемне вирішення сигнального перетворювача. Схема складається з повторювача на  $OA_1$ , інвертора на  $OA_2$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  та диференційного підсилювача на  $OA_3$ ,  $R_3-R_6$ . Спільна точка вихідного сигналу  $V_{REF}$  знаходиться приблизно посередині напруги живлення. Потенціал цієї спільної точки, що чисельно рівний потенціалу між інтегрованими терморезистивними перетворювачами  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$ , знімається через лінію  $L5$  (враховуючи гранично малі значення вхідних струмів операційних підсилювачів  $OA_1$ ,  $OA_2$  падінням напруги на паразитному опорі  $R_{L5}$  лінії  $L5$  можна знехтувати) та формується повторювачем напруги на  $OA_1$ :  $V_{REF} = V_{+OA1} = V_{+OA2} = V_{OUTOA1}$ .

Мінімізація падіння напруги на паразитних опорах потенційних виводів (сигнальних ліній)  $R_{L2}$   $R_{L4}$  забезпечується відповідною мінімізацією струмів через них, для чого опори  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  повинні бути максимально великими (типово, порядку  $10^4 \dots 10^5$  Ом.).

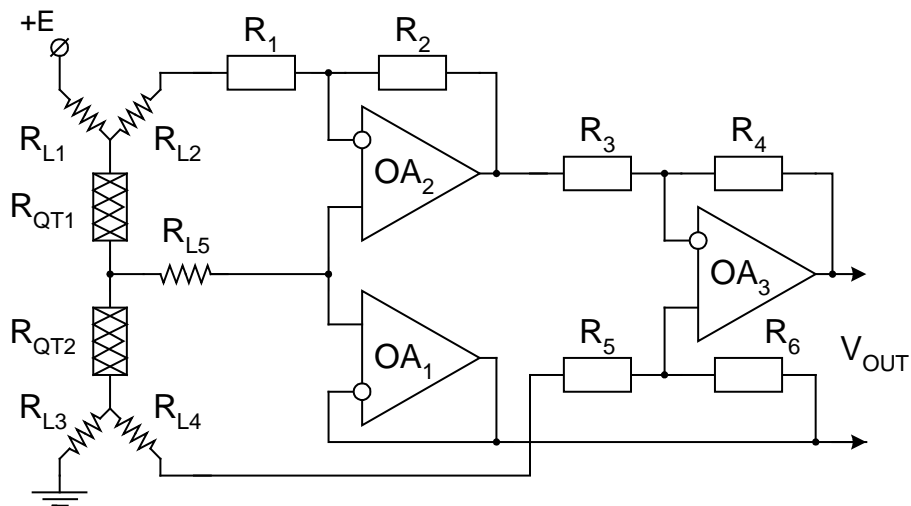


Рисунок 4.30 – Схема сигнального перетворювача #2

При забезпеченні вищевказаної умови та при рівності опорів зворотного зв'язку  $R_1 = R_2$  інвертора на його виході формується напруга  $V_{OUTOA2} = V_{REF} - V(R_{QT1})$ , що в подальшому подається на інвертуючий вхід диференційного підсилювача. Натомість, на неінвертуючий вхід цього підсилювача подається напруга  $V_{REF} - V(R_{QT2})$ . Таким чином, вихідна напруга сигнального перетворювача  $V_{OUT}$  визначається різницею падіння напруг на терморезистивних перетворювача  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$ , не залежить від паразитних опорів сигнальних ліній і чисельно становить  $V_{OUT} = (V(R_{QT1}) - V(R_{QT2})) K_V$ , де  $K_V = R_4 / R_3 = R_6 / R_5$  – коефіцієнт підсилення сигналу.

Покажемо можливість керованого нагріву диференціальної пари функціонально інтегрованих терморезистивних перетворювачів. Як про це вже відзначалося, такий керований нагрів забезпечує можливість мінімізації енергоспоживання, розширення діапазону вимірювання швидкості потоку і, з точки зору біомедичних сенсорів потоку, обмеження температури нагріву з метою запобігання термічної деградації речовини потоку.

Інформативною величиною про температуру в керованому режимі нагріву служить сумарний опір диференціальної пари функціонально інтегрованих терморезистивних перетворювачів, а інформативною величиною про швидкість потоку – різниця опорів цієї пари. Сигнальний перетворювач, який реалізує формування відповідних до вищевказаних інформативних величин напруг, наведено на рис. 4.31. Схема поєднує два перетворювачі – контролер температурного режиму (див.

рис. 4.11) та сигнальний перетворювач #2 (див. рис. 4.30). Принципи роботи та компоненти цієї схеми збігаються з вищезрозглянутими перетворювачами, а тому окремого розгляду не потребують.

Натомість, розглянемо питання розробки сигнальних перетворювачів та вибору елементної бази в схемах струмового живлення терморезистивних вимірювальних перетворювачів. Детальний аналіз та переваги вимірювальних перетворювачів при переході з мостових чи півмостових схем до незалежного струмового живлення терморезистивних вимірювальних перетворювачів теплових сенсорів потоку були наведені в розділі 3. Питанням, що вимагає подальшого розгляду, є схемна реалізація прецизійних джерел струму, падіння напруги на керуючих колах яких, у порівнянні з падінням напруги на навантаженні, є мінімізованим. Це дозволяє: по-перше, підвищити чутливість сенсора потоку, по-друге, максимально використати енергію джерела напруги живлення і, по-третє, мінімізувати нагрів керуючих елементів джерел струму, що в інтегральному виконанні сенсора потоку запобігає впливу температури цих керуючих елементів на градієнт температури в структурі терморезистивних вимірювальних перетворювачів.

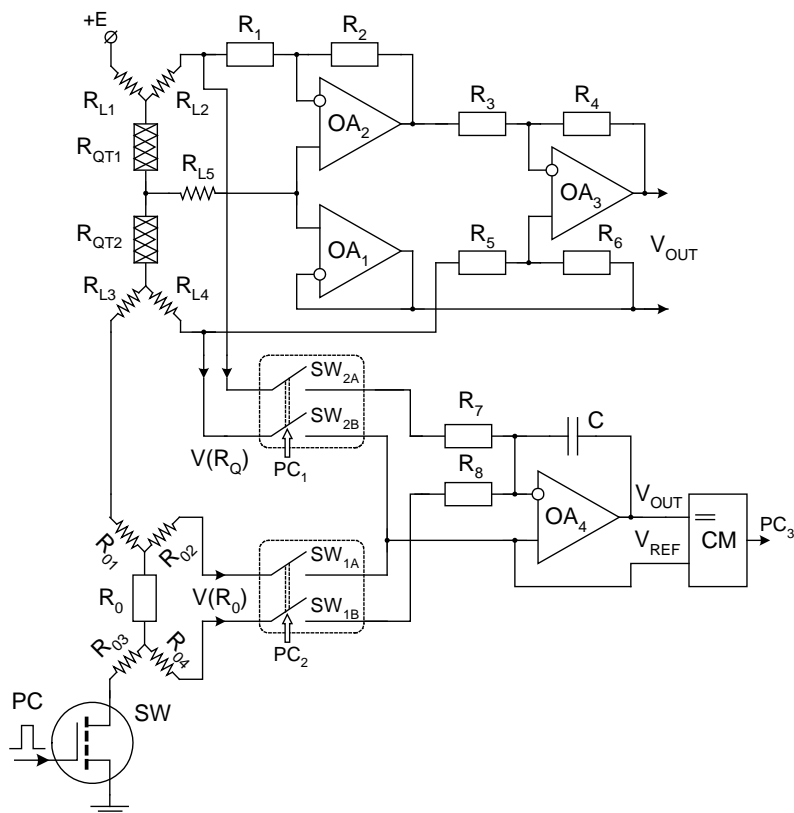


Рисунок 4.31 – Схема сигнального перетворювача #3

Першим етапом при розробці джерел струму живлення є вибір елементної бази. Як це показано на рис. 4.32, необхідно забезпечити мінімальне падіння напруги у вихідному колі операційного підсилювача  $OA_1$  – напруга  $V_{OUT}$  на навантаженні  $R_{LOAD}$  повинна максимально наближатися до напруги джерела живлення  $E$ . Очевидно, що таке наближення має певні межі. По-перше, необхідно мати інформацію про струмову залежність падіння напруги на вихідних транзисторах операційних підсилювачів, що застосовуються в схемах джерел струму. По-друге, при зміні швидкості вимірювального потоку змінюються опори терморезистивних перетворювачів, тобто опір навантаження. Тому, є необхідною наявність певного запасу по напрузі, а розрахунок режимів роботи схеми необхідно проводити для максимального значення опору терморезистивного перетворювача.

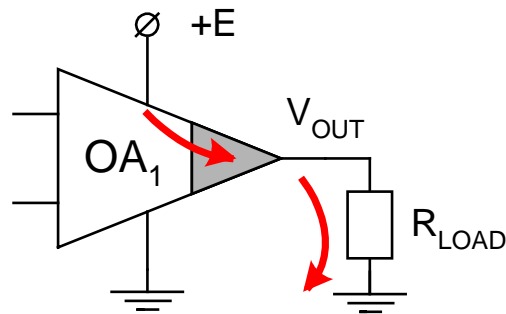


Рисунок 4.32 – Розподіл напруг в колі навантаження операційного підсилювача (вихідне коло  $OA$  виділено з метою акцентувати увагу на його параметрах)

Зокрема, на рис. 4.33 наведені експериментальні результати струмової залежності падіння напруги на вихідних каскадах операційних підсилювачів AD8551/2/4 та AD8051/2/4 (через дріб наведено кількість  $OA$  в одному корпусі інтегральної схеми). Можна бачити, що при збільшенні струму падіння напруги на вихідному каскаді AD8552 різко наростає, що робить виправданим вибір цього  $OA$  лише при струмах навантаження не більше 10 мА. Натомість, AD8052 забезпечує доволі низькі падіння напруги до струму порядку 50 мА. При необхідності забезпечення більших струмів кола розігріву терморезистивних перетворювачів необхідно використовувати операційні підсилювачі з більш потужним виходом, або, як це буде показано нижче, елементи керування вихідним колом струмових джерел на дискретних транзисторах.

Приклад схемної реалізації сигнального перетворювача зі струмовим живленням наведено на рис. 4.34. Джерела струму реалізовані на операційних підсилювачах  $OA_1$ ,  $OA_2$  з опорними резисторами  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  зворотного зв'язку. На неінвертуючі входи  $OA_1$ ,  $OA_2$  подано опорну напругу  $V_0$ , що формує джерело  $E_{REF}$ . Відповідно до наведеної схеми при нехтуванні вхідними струмами операційних підсилювачів можна вважати, що струми через терморезистивні перетворювачі  $R_{QT1}$ ,  $R_{QT2}$  є фіксованими  $I(R_{QT1}) = V_0/R_{01}$ ,  $I(R_{QT2}) = V_0/R_{02}$ .

Максимальна ефективність схеми забезпечується при напругах на терморезистивних перетворювачах  $V(R_{QT1})$ ,  $V(R_{QT2})$ , значення яких максимально наближені до напруги живлення схеми. З цією метою мінімізують падіння напруг на вихідних колах  $OA_1$ ,  $OA_2$  та на резисторах  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  зворотного зв'язку. Виходячи з цих вимог проводять вибір відповідного операційного підсилювача та, знаючи параметри нестабільності його напруги зміщення, визначають опорну напругу  $V_0$ . Для більшості випадків величина цієї напруги не перевищує 0,5 В.

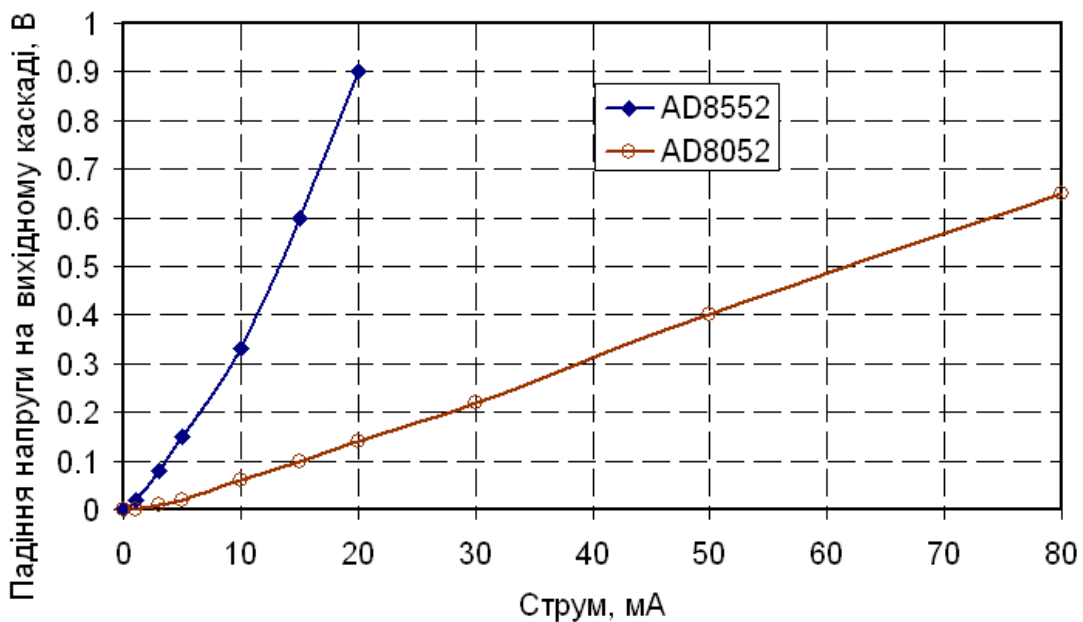


Рисунок 4.33 – Експериментальні результати струмової залежності падіння напруги на вихідних каскадах операційних підсилювачів AD8551/2/4 та AD8051/2/4

Формування вихідного сигналу диференціальної пари функціонально інтегрованих терморезистивних перетворювачів може бути аналогічним вищезгаданому вирішенню, зокрема, з використанням інтегратора показаного на рис. 4.11.



Є очевидним, що параметри джерела  $E_{REF}$  опорної напруги повинні відповідати вимогам низьковольтної енергоощадної електронної апаратури. Тому, в якості задаючого джерела напруги є неефективним використання традиційних стабілітронів на ефекті лавинного пробію р-п переходу – оптимальним з точки зору температурного коефіцієнта напруги та диференціального опору лавинного пробію є значення напруги приблизно 7 В, що недопустимо в низьковольтній, зокрема 3 В, апаратурі. Натомість використовують інтегральні схеми опорних джерел на принципі формування напруги, чисельно рівній ширині забороненої зони (Bandgap References), зокрема REF19X series (Analog Devices), які, у порівнянні з стабілітронами, успішно функціонують від напруг живлення починаючи з 2 В, характеризуються істотно кращою стабільністю та меншим енергоспоживанням [130].

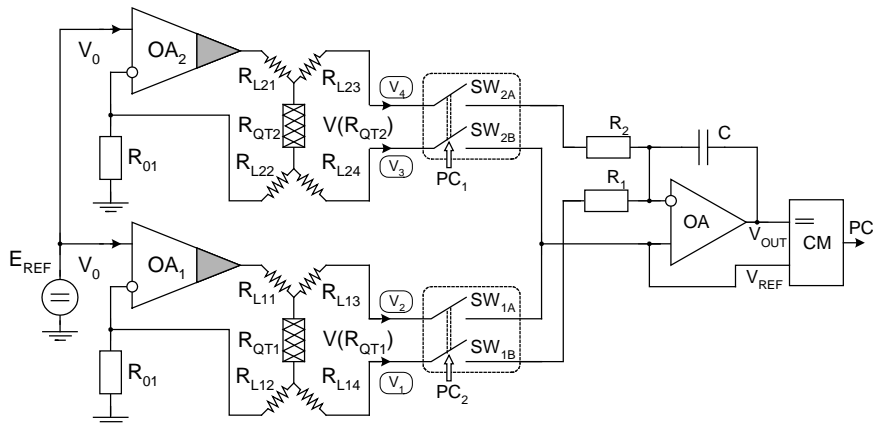


Рисунок 4.34 – Схема сигнального перетворювача #4

У випадку, коли потужність розігріву терморезистивних вимірювальних перетворювачів повинна бути значною (витратоміри для вимірювання великих потоків рідин та газів), мінімізація падіння напруги на керуючих елементах вихідних кіл забезпечується використанням дискретних транзисторів, зокрема, як це показано на рис. 4.35. Для запобігання режиму насичення транзисторів (як показано на схемі біполярних п-р-п транзисторів), що може бути причиною погіршення точності стабілізації струму, падіння напруги на цих біполярних транзисторах не повинно бути меншим 0,2 В. Пріоритетним є використання сучасних HEXFET<sup>®</sup> Power MOSFET польових транзисторів, зокрема IRLML2803 [126], при необхідності падіння напруги на яких може бути зменшено до 0,01 В.

Відповідно до наведеного у третьому розділі розрахунку при 90 % використанні напруги живлення, зокрема при падінні напруги на

терморезистивному перетворювачі не менше 4,5 В в схемі з 5 В однополярним живленням, використання сигнальних перетворювачів з струмовим живленням терморезистивних перетворювачів (див. рис. 4.34, 4.35) у порівнянні з традиційними мостовими чи півмостовими схемами дозволяє підвищити ефективність сигнального перетворення в  $S_{QTI} / S_{QTR} \approx 7$  разів.

Розроблені та вище представлені сигнальні перетворювачі були експериментально дослідженні в низці пристроїв вимірювання швидкості потоку рідин та газів. В якості первинних перетворювачів використовувалися лабораторно виготовлені мініатюрні мідні терморезистори та інтегральні MEMS структури теплових сенсорів потоку, що були виготовлені в рамках наукової співпраці в Інституті Мікро- та Сенсорних систем (IMOS) Університету Отто-фон-Гюріке (м. Магдебург, Німеччина). Фотографія такої структури показана на рис.4.36.

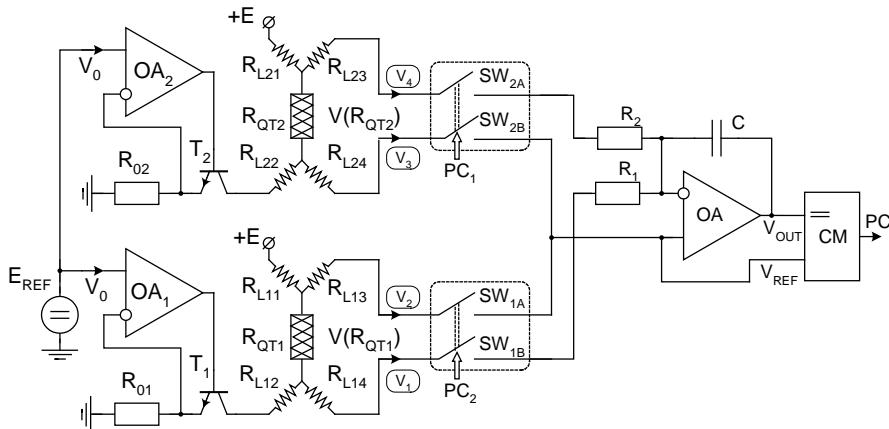


Рисунок 4.35 – Схема сигнального перетворювача #5

MEMS структура містить центральний нагрівач та розподілені по периферії кристалу чотири терморезистивні елементи. Розмір напівпровідникового кристалу такої структури становить 3 мм × 3 мм.

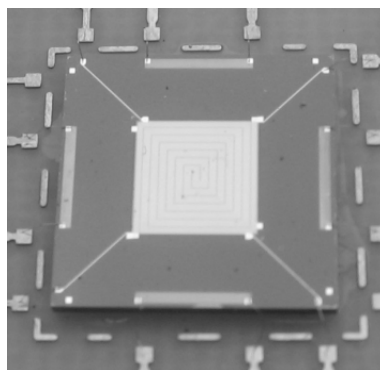


Рисунок 4.36 – Фотографія інтегральної MEMS структури теплового сенсора потоку

Фотографії дослідного зразка сенсорного пристрою вимірювання потоку та його вузол первинного перетворювача, на основі якого проводилася апробація отриманих результатів, показані на рис. 4.37.



Рисунок 4.37 – Фотографія сенсорного пристрою вимірювання потоку (а) та його вузол первинного перетворювача (б)

Універсальними компонентами розробленого пристрою вимірювання швидкості потоку є аналого-цифровий перетворювач (АЦП), стабілізатор напруги живлення та інтерфейс з персональним комп'ютером. Реалізація аналого-цифрового перетворювача залежить від вимог щодо точності – при акцентуванні на собівартість вибирають 12-розрядні АЦП, а для унікальних високопрецизійних сенсорів – 24-розрядні, зокрема, розглянуті вище мікроконвертери ADuC824 чи ADuC834 [129]. Стабілізатор напруги повинен відповідати вимогам низьковольтної електроніки і базуватися на схемах формування напруги, чисельно рівній ширині забороненої зони ( $V_{REF}=1.2\text{ В}$ ) – це, зокрема, інтегральна схема стабілізатора з низьким падінням напруги на керуючому елементі ADP3367AR. Для реалізації інтерфейсу вибрано універсальний послідовний USB мікроконтролер FT232R компанії FTDI. Враховуючи, що реалізація універсальних компонентів Питання інженерної реалізації універсальних компонентів сенсорного пристрою потоку не мають наукової новизни, є доволі універсальними для більшості сучасних мікроелектронних сенсорів, а тому їх детальний розгляд є недоцільний.

Натомість, важливим є акцент на сигнальних перетворювачах, які визначають особливі прикмети розроблених пристроїв потоку і були предметом дослідження. Вибір певного типу з розглянутих сигнальних перетворювачів залежить від конкретного призначення сенсора потоку. В таких сенсорів, зокрема при відсутності вимог до розшире-

ного діапазону вимірювальних потоків, доцільним є вибір сигнальних перетворювачів #1 чи #2.

Сигнальний перетворювач #3 є доцільним при необхідності реалізувати сенсори для широкого діапазону вимірювання швидкості потоків, що забезпечується керуванням розігрівом терморезисторів. Цей тип перетворювача є доцільним, також, в сенсорах біомедичного призначення при обмеженні максимальної температури розігріву потоку та актуальності обмеження енергоспоживання. Це реалізується широким рядом імпульсних, зокрема Sleep Mode [101], режимів роботи. Сигнальні перетворювачі #4 та #5 мають актуальність при необхідності забезпечити високу чутливість сенсора потоку та мінімізувати паразитний нагрів керуючих елементів кола нагріву.

Загалом, представлені в роботі сигнальні перетворювачі – результат комплексного підходу у вирішенні проблеми підвищення технічних характеристик теплових сенсорів потоку, є придатними для реалізації, як сенсорів мікропотоків (одиниці мілілітрів рідини за хвилину), так і сенсорів потоків з значним масопереносом (до сотень літрів за хвилину), і відповідають вимогам до сучасної енергоощадної низьковольтної електроніки.

## **5. ЧАСТОТНІ ПЕРВИННІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ РЕАКТИВНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР**

Функціональна залежність імпедансу біполярних та польових транзисторів від температури може слугувати, певною мірою, інформативним параметром цілої низки первинних вимірювальних перетворювачів (ПВП) частотно-часової групи. При цьому досягається їх повна сумісність з мікроелектронною груповою технологією та цифровими системами обробки вимірювальної інформації, що є необхідною та достатньою умовою їх використання у складі «інтелектуальних» вимірювальних перетворювачів фізичних величин, зокрема температури.

Проведені теоретичні та експериментальні дослідження дозволяють здійснити практичну реалізацію економічних ПВП температури з частотним виходом, яким властиві високі метрологічні характеристики.

В цьому розділі розглядаються основні принципи побудови резонансних систем з можливістю перестроювання частоти під впливом температури, тобто таких, які виконують функціональне перетворення «температура–частота», а також дослідження функцій перетворення та метрологічний аналіз розроблених пристроїв.

### **5.1. Резонансні первинні вимірювальні перетворювачі**

Резонансні ПВП як основний елемент використовують коливну систему, власна частота якої може змінюватись під дією вимірювальної величини. Ця ж частота і служить вихідним параметром перетворювача [147, 148, 149].

Схемотехнічне вирішення питання побудови ПВП з частотним виходом знайшло своє відображення в роботах В. А. Ацюковського, В. І. Гольдмана, Ю. І. Сахарова, Е. І. Арша, П. В. Новіцького та інших.

Автогенераторні методи вимірювань порівняно з іншими резонансними методами дають змогу спростити структуру та підвищити захищеність від завад вимірювального перетворювача та підсилювача потужності.

В загальному випадку функціональна схема вимірювального автогенератора [148] містить: вимірювальний перетворювач I, що входить або до коливної системи, або до кола зворотного зв'язку; коливну систему II; нелінійні кола III, IV; коло додатного зворотного зв'язку V (рис. 5.1).

Передатну функцію коливного контуру можна записати в загальному вигляді таким чином [148]:

$$W_k(p) = \frac{k_k T p}{T_o T p^2 + T p + 1}, \quad (5.1)$$

де для послідовного контуру

$$k_k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_o = \frac{L_k}{R_1 + R_2}; \quad T = (R_1 + R_2) C_k,$$

для паралельного контуру

$$k_k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_o = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_k; \quad T = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2} L_k,$$

де  $p$  – оператор Лапласа;  $R_1$  – сумарний опір втрат;  $R_2$  – опір навантаження;  $C_k$  і  $L_k$  – еквівалентні ємність та індуктивність.

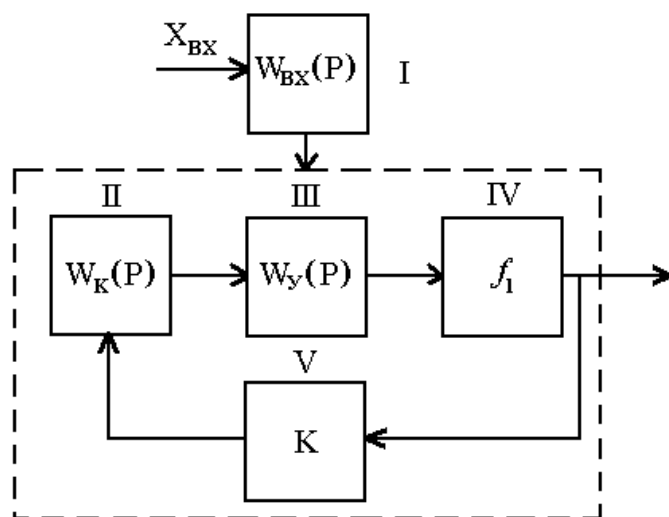


Рисунок 5.1 – Функціональна схема вимірювального автогенератора

У спрощеному вигляді функція перетворення резонансного ПВП описується рівнянням для власної частоти коливного контуру [148]

$$y_{вих} \cong f_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{T_o T}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}. \quad (5.2)$$

Добротність коливного контуру можна оцінити виразом [148]

$$Q = \sqrt{T_o / T} = f_k T_o. \quad (5.3)$$

Еквівалентну схему коливної системи вимірювальних автогенераторів можна представити у вигляді (рис. 5.2а), а еквівалентна схема високочастотного генератора має вигляд, представлений на рис. 5.2б.

Теоретичний аналіз кіл автогенератора дозволяє отримати основні співвідношення для вимірювальних автогенераторів [148]

$$\delta_c = - \frac{k^* R_o D \left[ p^2 (1 + k^*)^2 + M \right]^{-1}}{2QR}, \quad (5.4)$$

$$p^2 = \frac{k^* R_o}{(1 + k^*)^2} \cdot \frac{\alpha_D}{A - 2Q\delta_c B}, \quad (5.5)$$

де параметри  $D$ ,  $M$ ,  $A$ ,  $B$ ,  $\alpha$  можуть бути представлені через параметри схеми [148].

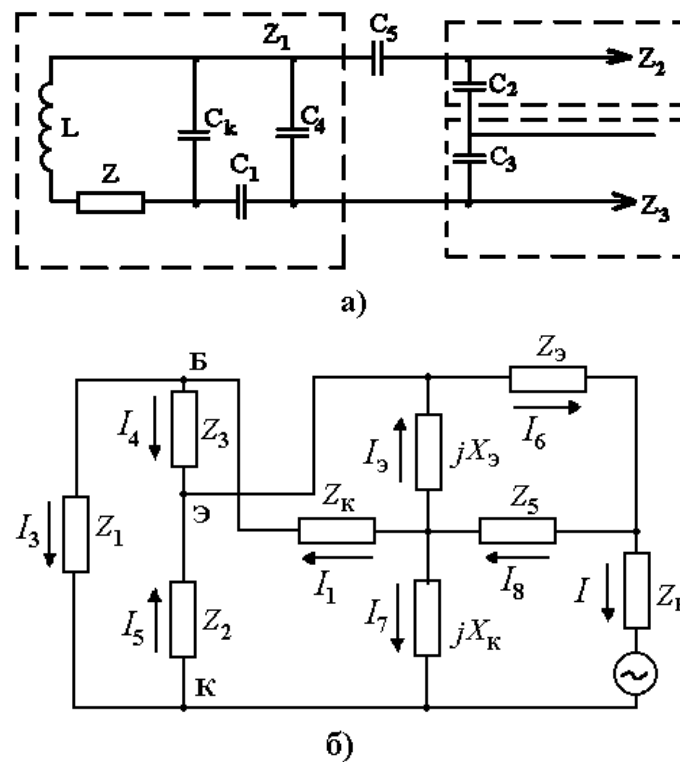


Рисунок 5.2 – Еквівалентна схема коливної системи (а); еквівалентна схема автогенератора (б)

У більшості практичних випадків при побудові первинних вимірювальних перетворювачів з частотним виходом знаходять застосування генератори гармонічних коливань з паралельними LC-контурами, яким властиві відносно висока стабільність частоти та

конструктивна простота. Для реалізації напівпровідникових резонансних перетворювачів температури можна скористатися традиційними одноконтурними схемами (Колпітца, Хартлі, Клаппа тощо [147]), вмикаючи досліджувані реактивні елементи кола, проте більш істотного позитивного ефекту можна досягти, розробляючи спеціалізовані пристрої [150, 151, 152, 153, 154].

## **5.2. Обґрунтування методики розрахунку автогенераторних вимірювальних перетворювачів на основі методу Ляпунова**

Як уже було зазначено вище, відмінності в принципових схемах автогенераторів пов'язані зі способом увімкнення вимірювальних перетворювачів та видом коливної системи. Як реактивні елементи системи можуть бути застосовані різноманітні напівпровідникові елементи та пристрої, активна і реактивна складові імпедансу яких змінюються в широких межах в результаті впливу на них параметрів довкілля.

Отже, автогенераторні вимірювальні перетворювачі (АВП) на реактивних напівпровідникових елементах дещо відрізняються від класичних. По-перше, коливні контури в останніх – це не що інше як напівпровідникові прилади, які працюють без постійних зміщень. По-друге, основні характеристики таких контурів визначаються їх реактивними властивостями, тобто залежністю імпедансу цих приладів від параметрів навколишнього середовища. Крім того, необхідно враховувати внутрішні зв'язки в таких структурах. Виходячи з вищесказаного, на нашу думку, до подібних систем зручніше застосовувати метод Ляпунова. Справа в тому, що поняття стійкості, введене Ляпуновим, є досить плідним, оскільки воно дозволяє порівняно швидко визначити умову рівноваги широкого класу нелінійних систем. Більше того, поняття стійкості за Ляпуновим можна застосувати до автоколивальних систем. Умова збудження такого автогенераторного вимірювального перетворювача відповідно до першого методу знаходиться за лінійною еквівалентною схемою. Кількісно коло зворотного зв'язку оцінюється комплексними функціями – зворотною різницею  $\underline{F}$  і зворотним відношенням  $\underline{T}$ , які зв'язані між собою [155]:

$$\underline{T} = 1 - \underline{F}, \quad (5.6)$$

$$\underline{F} = \underline{\Delta} / \underline{\Delta}^0, \quad (5.7)$$



де  $\underline{\Delta}$  – визначається з рівнянь контурних струмів, отриманих за еквівалентною схемою автогенераторного вимірювального перетворювача;  $\underline{\Delta}^0$  – визначається з рівнянь контурних струмів за еквівалентною схемою автогенераторного вимірювального перетворювача при розірваному колі зворотного зв'язку.

Слід підкреслити такі особливості кола зворотного зв'язку:

1. Зворотні функції  $\underline{T}$  і  $\underline{F}$  не залежать від місця розриву кола зворотного зв'язку.
2. Зворотні функції  $\underline{T}$  і  $\underline{F}$ , визначені за струмом і за напругою – однакові.
3. Якщо фази сигналів, які входять в петлю і які виходять, збігаються:  $\varphi_T = 0, 2\pi \dots$ , то коло зворотного зв'язку (33) вважається додатним і тоді  $\underline{T} = T$ ,  $\underline{F} = 1 - T$ ; для від'ємного ЗЗ:  $\underline{T} = -T$ ,  $\underline{F} = 1 + T$ .

В деяких випадках «зворотну різницю» зручніше визначати, використовуючи метод вузлових потенціалів. В цьому випадку  $\underline{\Delta}$  – визначник системи для вузлових потенціалів,  $\underline{\Delta}^0$  – той же визначник при рівній нулю провідності прямої передачі. В тому випадку, коли коло зворотного зв'язку явно не виявлене, складається еквівалентна схема автогенераторного вимірювального перетворювача і розрахунок зворотних функцій доцільно проводити одним з методів, які використовуються для лінійних кіл. Отож використаємо метод Ляпунова для розрахунку передатних функцій автогенераторного вимірювального перетворювача, коливальні контури яких представлено реактивними двозатворними структурами.

### **5.3. Розрахунок перетворювачів температури з резонансним контуром на основі двозатворного МДН-транзистора**

Принцип дії автогенераторного перетворювача температури на основі відомої схеми високостабільного двоточкового генератора гармонійних коливань з паралельним LC-контуром (рис. 5.3а), який може бути використаний як чутливий елемент вимірювального приладу, ґрунтується на індуктивному ефекті. У схемі такого генератора реактивні компоненти коливного контуру реалізовані з використанням двозатворного МДН-транзистора (рис. 5.3б).

Реактивний двозатворний МДН-транзистор має індуктивний характер повного опору в представленій схемі ввімкнення і разом з еквівале-

тною ємністю утворює вимірювальний коливний контур, тобто індуктивність контуру квівалентна індуктивності ділянки «Витік–Стік», а ємність, відповідно, – це міжелектродна ємність «Затвор1–Затвор2».

Зміна власної частоти LC-контуру функціонально пов'язана зі зміною температури в контрольованому середовищі. Чутливим до температури елементом вимірювального контуру служить еквівалентна індуктивність. З підвищенням температури індуктивність «С–В» МДН-транзистора зростає, що приводить до зменшення резонансної частоти на виході автогенераторного вимірювального перетворювача. Отже, математична модель такого перетворювача може бути такою:  $T \rightarrow L_{екв} \rightarrow f$ .

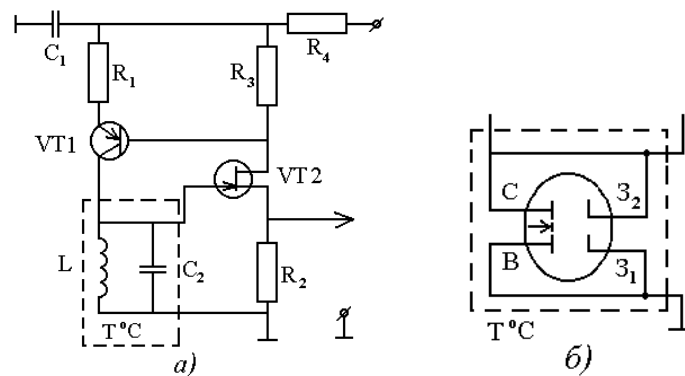


Рисунок 5.3 – Перетворювач температури з паралельним LC-контуром:  
а) – електрична принципова схема; б) – еквівалентний коливальний контур

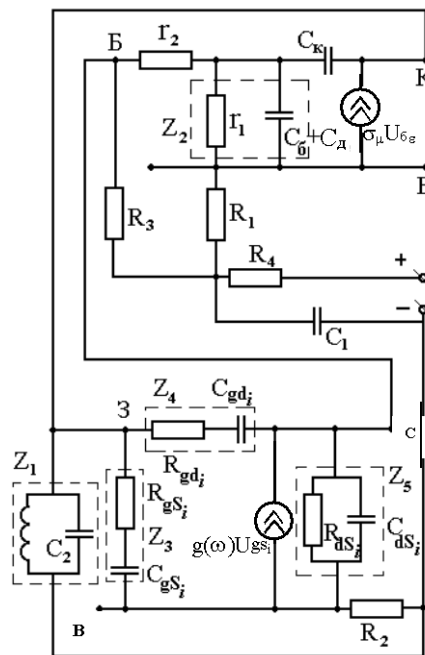


Рисунок 5.4 – Еквівалентна схема перетворювача температури

Для визначення комплексних функцій  $\underline{F}$  (5.7) та  $\underline{T}$  (5.6) спростимо отриману схему до вигляду (рис. 5.5), зручного для проведення розрахунків за методом контурних струмів.

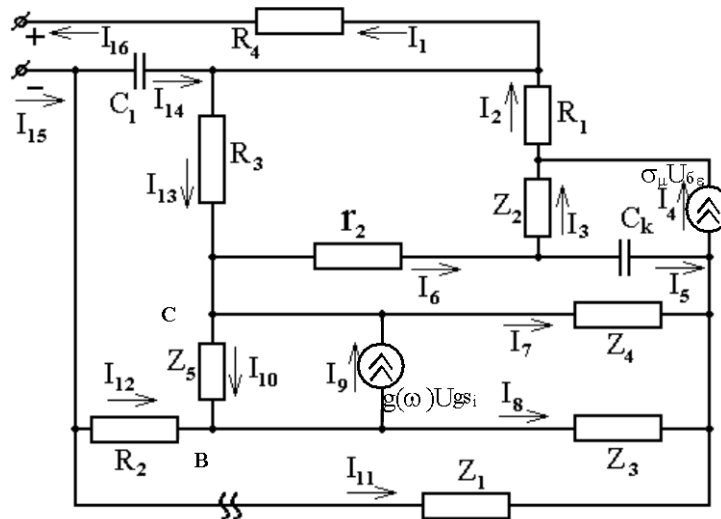


Рисунок 5.5 – Спрощена еквівалентна схема перетворювача температури

Запишемо систему лінійних рівнянь, що відповідають цій схемі, через ділянкові струми. Вона матиме вигляд:

$$\begin{cases} R_4 I_1 + X_1 I_{14} = U; \\ r I_4 + X_k I_5 - Z_2 I_3 = 0; \\ Z_2 I_3 + R_1 I_2 + r_2 I_6 - R_3 I_{13} = 0; \\ Z_1 I_{14} + R_3 I_{13} + Z_5 I_{10} - R_2 I_{12} = 0; \\ Z_4 I_7 - X_k I_5 - r_2 I_6 = 0; \\ Z_5 I_{10} + r I_9 = 0; \\ Z_3 I_8 - Z_4 I_7 - r I_9 = 0; \\ Z_1 I_{11} - Z_3 I_8 - R_2 I_{12} = 0, \end{cases} \quad (5.8)$$

$$\text{де } X_1 = \frac{1}{j\omega C_1}; \quad X_k = \frac{1}{j\omega C_k}; \quad r_\mu = \frac{1}{\delta_\mu}; \quad r_\omega = \frac{1}{g(\omega)}.$$

Виразимо ділянкові струми через контурні  $i$ , перетворивши систему рівнянь (4.8), отримаємо таку систему:

$$\left\{ \begin{array}{l} (R_4 + X_1)I_{k1} + X_1 I_{k4} = U; \\ (r + X_k + Z_2)I_{k2} - Z_2 I_{k3} - X_k I_{k5} = 0; \\ -Z_2 I_{k2} + (Z_2 + R_1 + r_2 - R_3)I_{k3} - R_3 I_{k4} - r_2 I_{k5} = 0; \\ X_1 I_{k1} + R_3 I_{k3} + (X_1 + R_3 + Z_5 + R_2)I_{k4} + Z_5 I_{k6} + R_3 I_{k8} = 0; \\ -X_k I_{k2} - r_2 I_{k3} + (Z_4 + X_k + r_2)I_{k5} - Z_4 I_{k7} = 0; \\ Z_5 I_{k4} + (Z_5 + r)I_{k6} - r I_{k7} = 0; \\ -Z_4 I_{k5} - r I_{k6} + (Z_3 + Z_4 + r)I_{k7} - Z_3 I_{k8} = 0; \\ R_2 I_{k4} - Z_3 I_{k7} + (Z_1 + R_2 + Z_3)I_{k8} = 0. \end{array} \right. \quad (5.9)$$

Отриманій системі рівнянь може бути поставлена у відповідність матриця  $A$ , головний визначник якої  $\Delta_a$  матиме вигляд

$$\Delta_a = \begin{vmatrix} a_{11} & 0 & 0 & a_{14} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & 0 & a_{25} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 0 & 0 & 0 \\ a_{41} & 0 & a_{43} & a_{44} & 0 & a_{46} & 0 & a_{47} \\ 0 & a_{52} & a_{53} & 0 & a_{55} & 0 & a_{57} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & 0 & a_{66} & a_{67} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{75} & a_{76} & a_{77} & a_{78} \\ 0 & 0 & 0 & a_{84} & 0 & 0 & a_{87} & a_{88} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot a_{22} \cdot a_{33} \cdot a_{44} \cdot a_{55} \cdot a_{66} \cdot a_{77} \cdot a_{88}, \quad (5.10)$$

де  $a_{ij}$  – не рівні нулю елементи зазначеної матриці.

Якщо для схеми перетворювача (див. рис. 5.5) розірвати коло зворотного зв'язку у зазначеному місці, то отримаємо систему рівнянь, якій відповідатиме матриця  $B$ , головний визначник якої  $\Delta_b$  запишеться у вигляді

$$\Delta_b = \begin{vmatrix} b_{11} & 0 & 0 & b_{14} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & b_{23} & 0 & b_{25} & 0 & 0 \\ 0 & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} & 0 & 0 \\ b_{41} & 0 & b_{42} & b_{44} & 0 & b_{46} & 0 \\ 0 & b_{52} & b_{53} & 0 & b_{55} & 0 & b_{57} \\ 0 & 0 & 0 & b_{64} & 0 & b_{66} & b_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{75} & b_{76} & b_{77} \end{vmatrix} = b_{11} \cdot b_{22} \cdot b_{33} \cdot b_{44} \cdot b_{55} \cdot b_{66} \cdot b_{77}, \quad (5.11)$$

де  $b_{mn}$  – не рівні нулю елементи зазначеної матриці.

Неважко переконатись, що  $a_{11} = b_{11}$ ,  $a_{22} = b_{22}$ ,  $a_{33} = b_{33}$ ,  $a_{44} = b_{44}$ ,  $a_{55} = b_{55}$ ,  $a_{66} = b_{66}$ ,  $a_{77} = b_{77}$ .

Таким чином зворотна різниця згідно з (5.7) з урахуванням (5.9), (5.10), (5.11) може бути представлена

$$\underline{F} = \frac{\Delta}{\Delta^o} = \frac{\Delta_a}{\Delta_b} = a_{88} = Z_1 + R_2 + Z_3 . \quad (5.12)$$

Зворотне відношення відповідно до (5.6) з урахуванням (5.12) матиме вигляд

$$\underline{T} = 1 - \underline{F} = 1 - Z_1 - R_2 - Z_3 . \quad (5.13)$$

Представимо  $Z_1$ ,  $Z_3$  згідно з еквівалентною схемою (див. рис. 5.4)

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{j\omega L_x}{1 - \omega^2 C_2 L_x}; \\ Z_3 &= R_{gd_i} + \frac{1}{j\omega C_{gs_i}}. \end{aligned} \quad (5.14)$$

Взявши до уваги (5.14), перепишемо (5.13):

$$\underline{T} = 1 - \frac{j\omega L_x}{1 - \omega^2 C_2 L_x} - R_2 - R_{gd_i} - \frac{1}{j\omega C_{gs_i}} . \quad (5.15)$$

Як уже було зазначено вище, умова балансу фаз автогенератора буде виконуватись на частоті, на якій уявна складова функції  $T$  рівна нулю. Виділивши в (5.15) уявну складову та прирівнявши її до нуля, визначимо значення частоти коливань досліджуваного автогенераторного вимірювального перетворювача

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_x (C_{gs_i} + C_2)}} , \quad (5.16)$$

де  $C_{gs_i}$  – ємність між затвором та витоком польового транзистора ( $2 \cdot 10^{-12} \Phi$ );  $C_2$  – міжзатворна ємність двозатворного транзистора КП327А еквівалентного коливного контуру ( $2,4 \cdot 10^{-12} \Phi$ );  $L_x$  – еквівалентна індуктивність коливального контуру. Враховуючи особливості ввімкнення двозатворного транзистора у наведеній схемі АВП, скористаємося моделлю індуктивності для випадку  $U_3 < 0$  [156, 157]. В результаті отримаємо

$$\omega = \left[ \frac{(ablkT)^2 - 2ablkTqD_n\rho_oCU_3 + (qD_n\rho_oCU_3)^2}{\rho_o l^2 qD_nCU_3kT\tau_n(C_{gsi} + C_2) - (q\rho_oD_nCU_3\tau_n)^2} \right]^{1/2}$$

або

$$f = \frac{\alpha^2 T^2 - 2\alpha\beta T + \beta^2}{2\pi(\beta\gamma T - (\beta\tau_n)^2)}, \quad (5.17)$$

де  $\alpha = ablk = 0,28 \cdot 10^{-41} \text{ м}^5 \cdot \text{кг}/(\text{К} \cdot \text{с}^2)$ ;  $\beta = qD_n\rho_oCU_3 = 9,63 \cdot 10^{-39} \text{ А} \cdot \text{м}^3 \cdot \text{с}$  (при  $U_3 = 1 \text{ В}$ );  $\gamma = \rho_o l^2 \tau_n(C_{gsi} + C_2)k = 8,74 \cdot 10^{-57} \text{ м}^5 \cdot \text{кг}/\text{К}$ .

Порівняння результатів розрахунку з експериментом виявило збіг у межах  $\pm 5 \%$  (рис. 5.6)

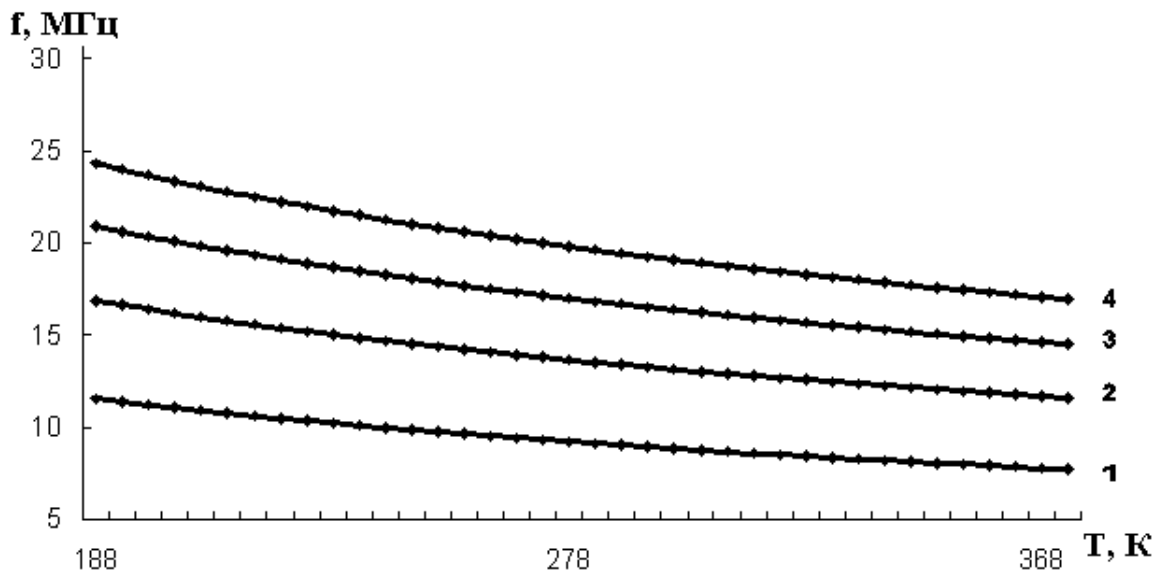


Рисунок 5.6 – Залежності вихідної частоти автогенераторного вимірювального перетворювача для різних значень напруг зміщення на затворі:  
1 –  $U_3=1 \text{ В}$ ; 2 –  $U_3=2 \text{ В}$ ; 3 –  $U_3=3 \text{ В}$ ; 4 –  $U_3=4 \text{ В}$

Як видно з графіків, існує певне значення напруги зміщення на затворі ( $U_3=1 \text{ В}$ ), при якій відповідна залежність носить лінійний характер. При цій нарузі температурна залежність чутливості  $\frac{\partial f}{\partial T}$  перетворювача матиме вигляд (рис. 5.7.)

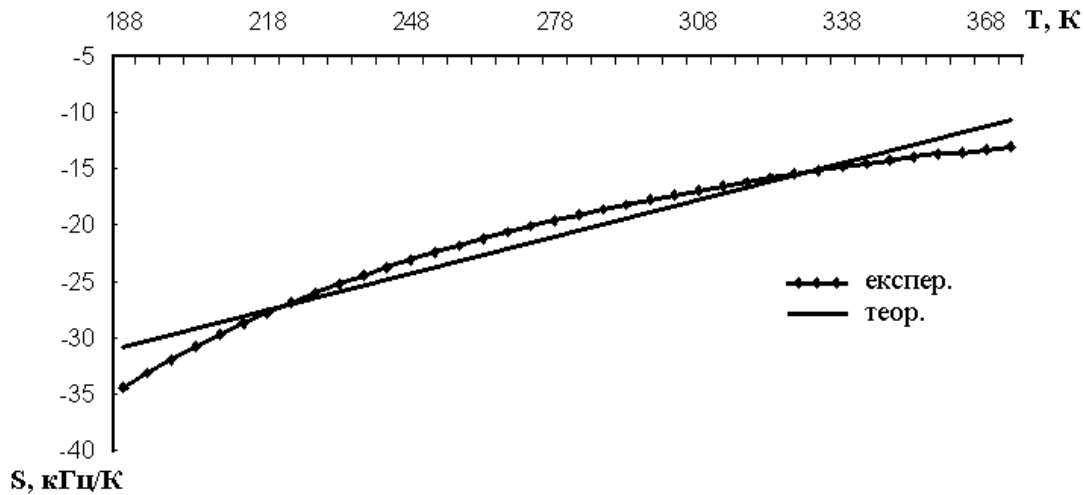


Рисунок 5.7 – Теоретична та експериментальна залежності чутливості автогенераторного вимірювального перетворювача від температури

Експериментальні дослідження функції перетворення вищенаведеного автогенераторного вимірювального перетворювача температури проводились згідно з блок-схемою установки, зображеної на рис. 5.8.

Функціональні залежності вихідної частоти перетворювача від температури, отримані в результаті експерименту, показані графічно на рис. 5.6.

Розбіжність експериментальних даних із розрахунковими не перевищують 5 %.

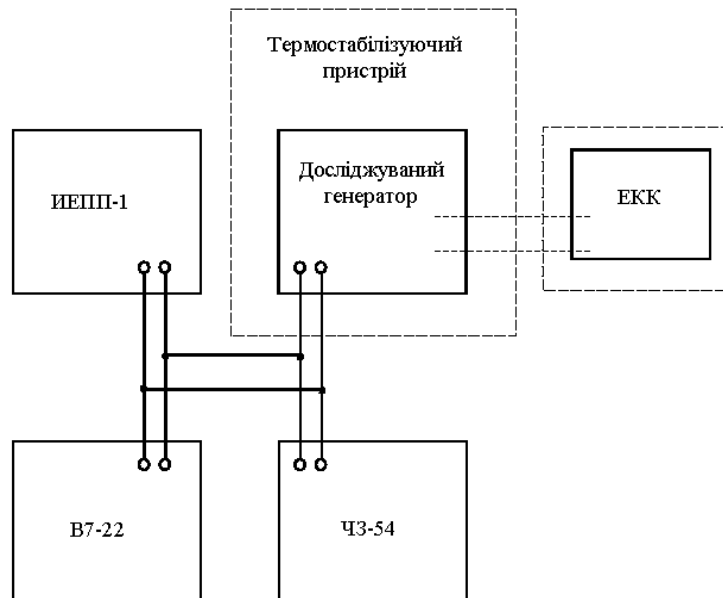


Рисунок 5.8 – Блок-схема досліджуваної установки: ИЕПП – джерело живлення; В7-22 – вольтметр; ЧЗ-54 – частотомір; ЕКК – еквівалент коливального контуру (див. рис. 4.3б)

#### 5.4. Перетворювачі температури на основі МДН-транзисторних структур

Принцип дії перетворювача температури, який може бути використаний як чутливий елемент вимірювального приладу, ґрунтується на реактивних властивостях МДН-транзисторів.

На рис. 5.9а показано електричну принципову схему перетворювача температури на основі двозатворних МДН-транзисторів типу КП327А. На одному із транзисторів спільно із резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  та колом  $C_3R_3$  зібрано підсилювач за схемою ввімкнення зі спільним витоком. В коло зворотного зв'язку  $R_4C_1$  ввімкнено еквівалентний коливальний контур, зібраний на такому ж транзисторі (див. рис. 5.9б), зміна власної частоти якого функціонально пов'язана зі зміною температури. В представленій схемі еквівалентною індуктивністю слугує індуктивність каналу (Витік–Стік), а еквівалентною ємністю – міжзатворна ємність ( $З_1$ – $З_2$ ).

Зміна (підвищення) температури викликає зміну (зростання) еквівалентної індуктивності ділянки «Витік–Стік» реактивного МДН-транзистора 2, що в результаті приводить до зміни (зменшення) частоти гармонійних коливань на виході пристрою. Чутливість перетворювача складає 350 кГц/К.

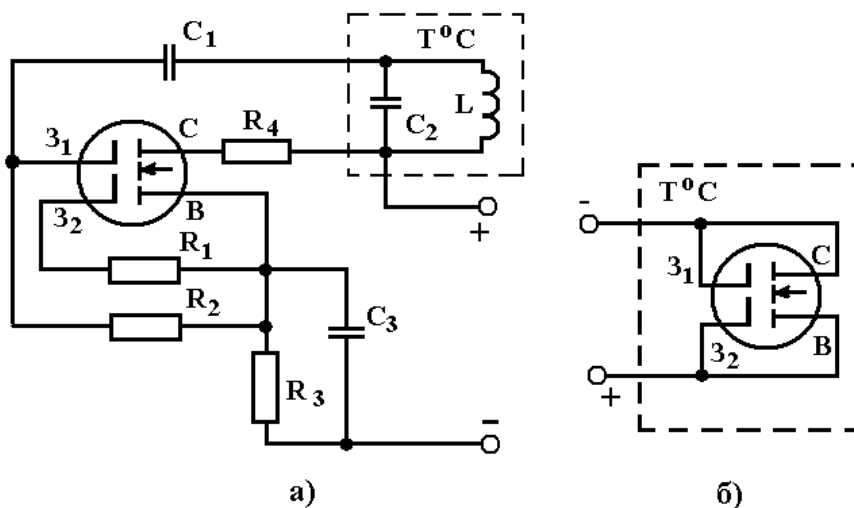


Рисунок 5.9 – Перетворювач температури на основі двозатворних МДН-транзисторних структур: а) електрична принципова схема; б) еквівалентний коливальний контур



Передатну функцію перетворювача можна отримати скориставшись методом Ляпунова. З цією метою перетворимо електричну принципову схему перетворювача на відповідну їй еквівалентну, виходячи з еквівалентної схеми двозатворного МДН-транзистора, отриманої в п. 2.6, та відповідного ввімкнення. Отримана схема має вигляд (рис. 5.10). Спростивши її, отримаємо схему, показану на рис. 5.11.

Для наведеної схеми комплексні опори  $Z_1 - Z_8$  можуть бути записані у вигляді:

$$Z_1 = R_{gs_i} + \frac{1}{j\omega C_{gs_i}}; \quad Z_2 = R_{gd_i} + \frac{1}{j\omega C_{gd_i}}; \quad Z_3 = r_{ds_i} + j\omega L_o; \quad Z_4 = Z_3;$$

$$Z_5 = Z_2; \quad Z_6 = Z_1; \quad Z_7 = \frac{1 - \omega L_1(C_1 - C_2)}{j\omega C_1(1 - \omega^2 L_4 C_2)}; \quad Z_8 = \frac{R_8}{j\omega C_3 R + 1}.$$

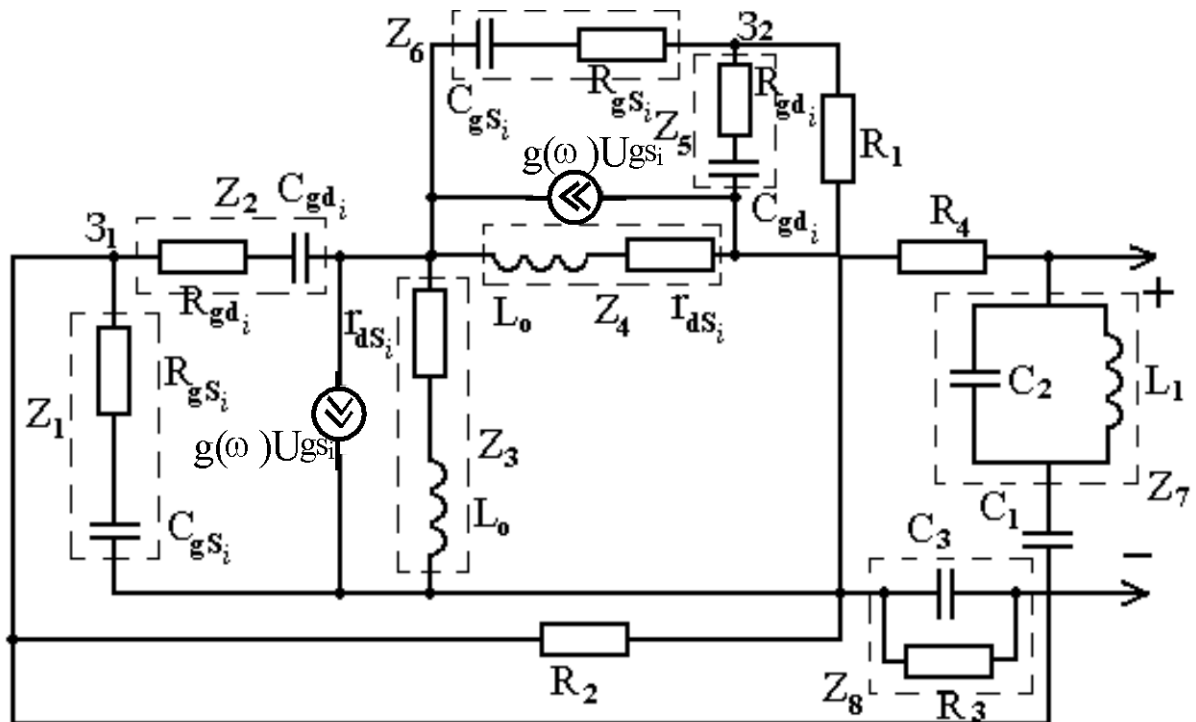


Рисунок 5.10 – Еквівалентна схема перетворювача температури

Проведемо розрахунок представленої схеми згідно з методом контурних струмів. Для цього запишемо систему рівнянь для вибраних контурів

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_7 I_1 + R_4 I_{14} + Z_4 I_2 - Z_2 I_3 = 0; \\ Z_5 I_7 + Z_6 I_8 - \frac{1}{g(\omega)} I_6 = 0; \\ \frac{1}{g(\omega)} I_6 - Z_4 I_2 = 0; \\ R_1 I_9 - Z_3 I_5 - Z_6 I_8 = 0; \\ Z_8 I_{12} - R_1 I_9 - Z_5 I_7 - R_4 I_{14} = U; \\ Z_3 I_5 - \frac{1}{g(\omega)} I_4 = 0; \\ Z_2 I_3 + \frac{1}{g(\omega)} I_4 - Z_1 I_{10} = 0; \\ R_2 I_{13} + Z_1 I_{10} = 0. \end{array} \right. \quad (5.18)$$

Виразивши ділянкові струми через контурні і здійснивши деякі перетворення, систему перепишемо у вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} (Z_7 + R_4 + Z_4 + Z_2) I_{K1} - Z_4 I_{K3} - R_4 I_{K5} - Z_2 I_{K7} = 0; \\ (Z_5 + Z_6 + Z_g) I_{K2} - Z_g I_{K3} - Z_6 I_{K4} - Z_5 I_{K5} = 0; \\ -Z_4 I_{K1} - Z_g I_{K2} + (Z_4 + Z_g) I_{K3} = 0; \\ -Z_6 I_{K2} + (R_1 + Z_3 + Z_6) I_{K4} - R_1 I_{K5} - Z_3 I_{K7} = 0; \\ -R_4 I_{K1} - Z_5 I_{K2} - R_1 I_{K4} + (R_1 + Z_8 + R_4 + Z_5) I_{K5} = U; \\ -Z_3 I_{K4} + (Z_3 + Z_g) I_{K6} - Z_g I_{K7} = 0; \\ -Z_2 I_{K1} - Z_g I_{K6} + (Z_2 + Z_g + Z_1) I_{K7} - Z_1 I_{K8} = 0; \\ -Z_1 I_{K7} + (R_2 + Z_1) I_{K8} = 0, \end{array} \right. \quad (5.19)$$

де  $Z_g = \frac{1}{g(\omega)}$ .

Представимо визначник  $\Delta$  з системи рівнянь (5.19), отриманої при наявності кола зворотного зв'язку

$$\underline{\Delta} = \Delta_a = \begin{vmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & 0 & a_{15} & 0 & a_{17} & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & 0 & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{42} & 0 & a_{44} & a_{45} & a_{46} & 0 & 0 \\ a_{51} & a_{52} & 0 & a_{54} & a_{55} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & 0 & a_{66} & a_{67} & 0 \\ a_{71} & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{76} & a_{77} & a_{78} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{87} & a_{88} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot a_{22} \cdot a_{33} \cdot a_{44} \cdot a_{55} \cdot a_{66} \cdot a_{77} \cdot a_{88},$$

(5.20)

де  $a_{ij}$  – не рівні нулю елементи матриці, що відповідає системі рівнянь (4.19).

Зокрема,

$$\begin{aligned} a_{11} &= Z_2 + Z_4 + Z_7 + R_4; \\ a_{22} &= Z_5 + Z_g + Z_6; \\ a_{33} &= Z_4 + Z_g; \\ a_{44} &= Z_3 + Z_6 + R_1; \\ a_{55} &= Z_5 + Z_8 + R_1 + R_4; \\ a_{66} &= Z_3 + Z_g; \\ a_{77} &= Z_2 + Z_g + Z_1; \\ a_{88} &= R_2 + Z_1. \end{aligned}$$

Визначник  $\underline{\Delta}^o$  може бути знайдений із системи рівнянь для перетворювача при розірваному колі зворотного зв'язку. Здійснимо такий розрив у контурі 1.

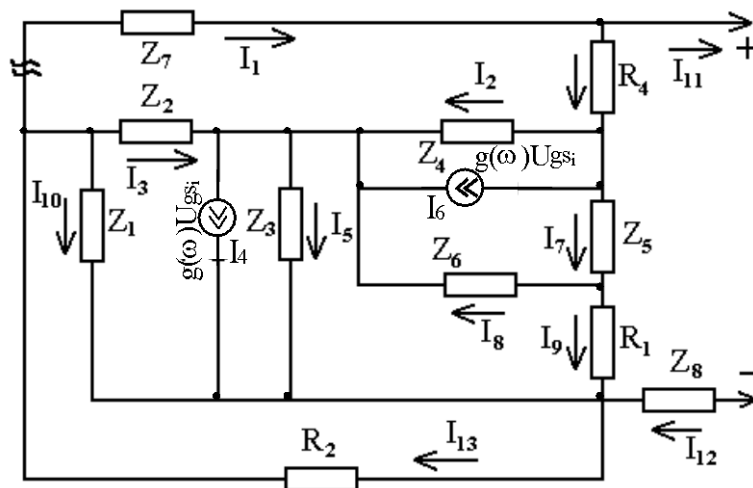


Рисунок 5.11 – Спрощена еквівалентна схема перетворювача

Система рівнянь матиме вигляд

$$\begin{cases} (Z_5 + Z_6 + Z_g)I_{K2} - Z_g I_{K3} - Z_6 I_{K4} - Z_5 I_{K5} = 0; \\ -Z_g I_{K2} + (Z_4 + Z_g)I_{K3} = 0; \\ -Z_6 I_{K2} + (R_1 + Z_3 + Z_6)I_{K4} - R_1 I_{K5} - Z_3 I_{K7} = 0; \\ -Z_5 I_{K2} - R_1 I_{K4} + (R_1 + Z_8 + R_4 + Z_5)I_{K5} = U; \\ -Z_3 I_{K4} + (Z_3 + Z_g)I_{K6} - Z_g I_{K7} = 0; \\ -Z_g I_{K6} + (Z_2 + Z_g + Z_1)I_{K7} - Z_1 I_{K8} = 0; \\ -Z_1 I_{K7} + (R_2 + Z_1)I_{K8} = 0. \end{cases} \quad (5.21)$$

Системі рівнянь (5.21), отриманій для схеми (рис. 5.11), яка має розрив у колі зворотного зв'язку, буде відповідати визначник

$$\underline{\Delta} = \Delta_b = \begin{vmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & 0 & 0 & 0 \\ b_{21} & b_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{31} & 0 & b_{33} & b_{34} & b_{35} & 0 & 0 \\ b_{41} & 0 & b_{43} & b_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{53} & 0 & b_{55} & b_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{65} & b_{66} & b_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{76} & b_{77} \end{vmatrix} = b_{11} \cdot b_{22} \cdot b_{33} \cdot b_{44} \cdot b_{55} \cdot b_{66} \cdot b_{77}, \quad (5.22)$$

де  $b_{mn}$  – не рівні нулю елементи матриці, що відповідає системі рівнянь (5.21).

Зокрема,  $b_{11} = Z_5 + Z_g + Z_6$ ;  $b_{22} = Z_4 + Z_g$ ;  $b_{33} = Z_3 + Z_6 + R_1$ ;  $b_{44} = Z_5 + Z_8 + R_1 + R_4$ ;  $b_{55} = Z_3 + Z_g$ ;  $b_{66} = Z_2 + Z_g + Z_1$ ;  $b_{77} = R_2 + Z_1$ .

Є очевидним, що  $b_{11} = a_{22}$ ;  $b_{22} = a_{33}$ ;  $b_{33} = a_{44}$ ;  $b_{44} = a_{55}$ ;  $b_{66} = a_{77}$ ;  $b_{77} = a_{88}$ .

Маючи значення  $\underline{\Delta}$  та  $\underline{\Delta}^o$  можемо знайти зворотну різницю

$$\underline{F} = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{\Delta}^o} = \frac{\underline{\Delta}_a}{\underline{\Delta}_b} = a_{11} = Z_2 + Z_4 + Z_7 + R_4. \quad (5.23)$$

Тоді зворотне відношення матиме вигляд:

$$\underline{T} = 1 - \underline{F} = 1 - Z_2 - Z_4 - Z_7 - R_4. \quad (5.24)$$

Перепишемо вираз (5.24) для зворотного відношення, розкриваючи значення  $Z_2$ ,  $Z_4$ ,  $Z_7$ :

$$\underline{T} = 1 - R_{gd_i} - \frac{1}{j\omega C_{gd_i}} - j\omega L_o - r_{ds_i} - \frac{1}{j\omega C} - \frac{j\omega L_x}{1 - \omega^2 L_x C_2} - R_4. \quad (5.25)$$

Умова балансу фаз буде виконана на частоті, на якій уявна складова функцій  $\underline{T}$  рівна нулю.

Виділивши у виразі (5.25) уявну складову і прирівнявши її до нуля, отримаємо вираз для представлення функції перетворення автогенераторного вимірювального перетворювача

$$\omega = \left( \frac{L_o + L_x (1 + C_o C_2) \pm \left[ L_x (1 + C_o C_2) + L_o \right]^{1/2} - 4L_o L_x C_o C_2}{2L_o L_x C_2} \right)^{1/2}, \quad (5.26)$$

де  $C_o = \frac{C_{gd_i} + C_1}{C_{gd_i} C_1}$ ,  $C_{gd_i}$  – ємність між затвором та стоком ( $2 \cdot 10^{-12}$  Ф);  $C_1$  – ємність у КЗЗ ( $1,2 \cdot 10^{-12}$  Ф);  $C_2$  – міжзатворна ємність еквівалентного коливного контуру ( $2,4 \cdot 10^{-12}$  Ф);  $L_o$  – індуктивність каналу, що визначається фізико-топологічними параметрами МДН-транзистора ( $2,4 \cdot 10^{-7}$  Гн);  $L_x$  – еквівалентна індуктивність ділянки «Витік–Стік». Представимо її у вигляді

$$L_x = \frac{\alpha}{U_3^4} T, \quad (5.27)$$

де  $\alpha = \frac{32me^* Pl^2 d^2 k}{D_n (qbe \epsilon_d \epsilon_0)^2} - const$ ;  $U_3$  – напруга зміщення на затворі.

Взявши до уваги  $C_o$ ,  $\alpha$  та підставивши отримані значення та відомі значення  $C_2$  та  $L_o$  у вираз (5.26), отримаємо функціональну залежність частоти від температури для певного значення напруги зміщення на затворі.

Таким чином, (5.26) матиме вигляд

$$f = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{(1 + C_o C_2) \frac{\alpha}{U_3^4} T + L_o \pm \left[ \left( [1 + C_o C_2] \frac{\alpha}{U_3^4} T + L_o \right)^2 - 4C_o C_2 L_o \frac{\alpha}{U_3^4} T \right]^{1/2}}{2L_o C_2 \frac{\alpha}{U_3^4} T} \right)^{1/2}. \quad (5.28)$$

Порівняння результатів розрахунку (5.28) з експериментом виявило розбіжність у межах  $\pm 5\%$  (рис. 5.12)

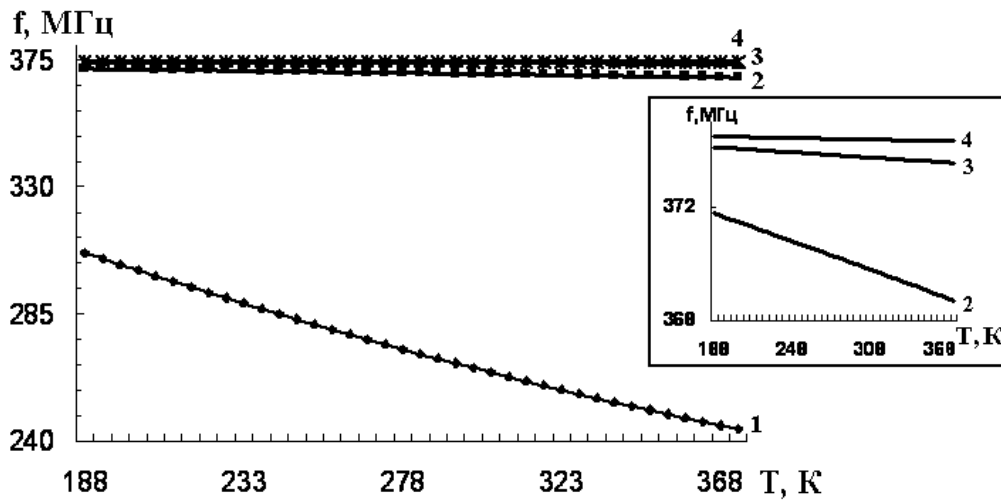


Рисунок 5.12 – Залежності вихідної частоти автогенераторного вимірювального перетворювача від температури при різних напругах зміщення на затворі:  
 1 –  $U_3=1$  В; 2 –  $U_3=2$  В; 3 –  $U_3=3$  В; 4 –  $U_3=4$  В

Як видно з графіків, існує певне значення напруги зміщення на затворі, якій відповідає таке ж значення керуючої напруги, при якій залежність частоти автогенератора найбільш близька до лінійної (носить лінійний характер). При цій напрузі температурна залежність чутливості  $\frac{\partial f}{\partial T}$  перетворювача матиме вигляд (рис. 5.13).

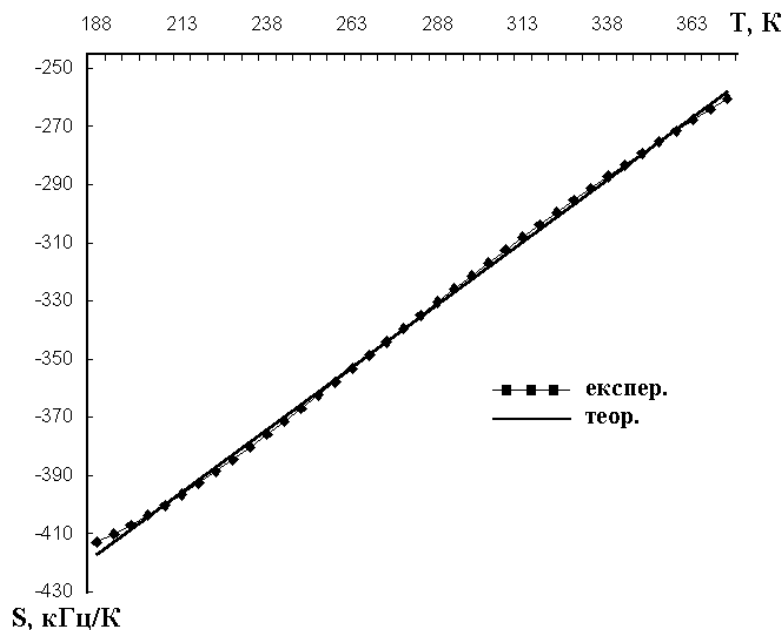


Рисунок 5.13 – Теоретична та експериментальна залежності чутливості перетворювача від температури

## 5.5. Напівпровідникові вимірювачі температури на основі двох МДН-транзисторів

Реактивний ефект в напівпровідникових резонансних системах було використано при розробці низки оригінальних рішень [158–163]. Зокрема, пристрій для вимірювання температури [164] було покладено в основу однойменного пристрою [160], а також – в основу напівпровідникового вимірювача температури [159], зображеного на рис. 5.14.

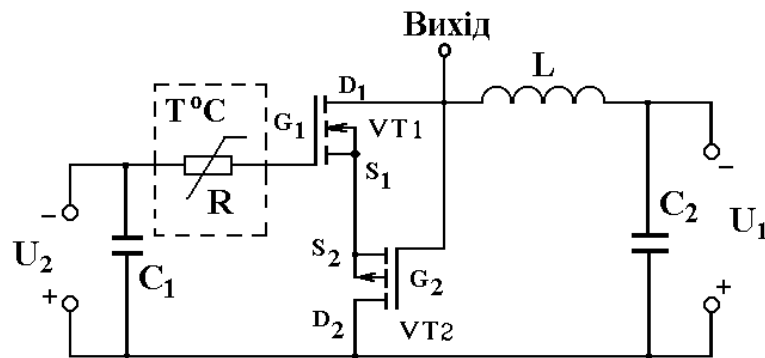


Рисунок 5.14 – Напівпровідниковий вимірювач температури

Використання запропонованого пристрою для вимірювання температури суттєво підвищує точність вимірювання інформативного параметра за рахунок виконання ємнісного елемента коливального контуру у вигляді польових транзисторів, в якому зміна опору під дією температури перетворюється в ефективну зміну резонансної частоти, а також за рахунок можливості лінеаризації функції перетворення шляхом вибору напруги джерел живлення.

Розглянемо ще один напівпровідниковий вимірювач температури на основі двох МДН-транзисторів (див. рис. 5.15). Наведена транзисторна структура має вольт-амперну характеристику лямбда-типу. Між стоками транзисторів в результаті додатного зворотного зв'язку виникає повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна складова – ємнісний характер.

Зміна температури навколишнього середовища впливає на різні параметри і характеристики МДН-транзисторів, а саме: на рухливість носіїв, порогову напругу, зворотні струми переходів стоку і витоків та інші параметри [164–166], що відбивається на зміні елементів еквівалентної схеми від температури, яка показана на рис. 5.16.

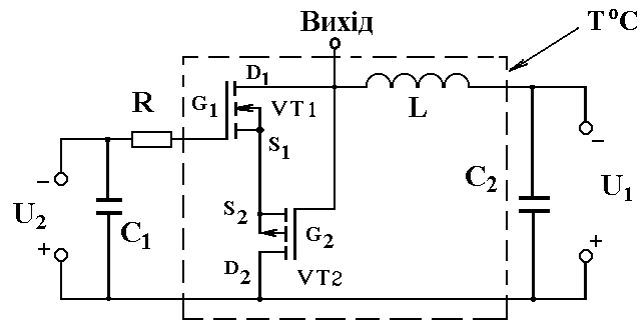


Рисунок 5.15 – Електрична схема МДН-транзисторної структури з від’ємним опором

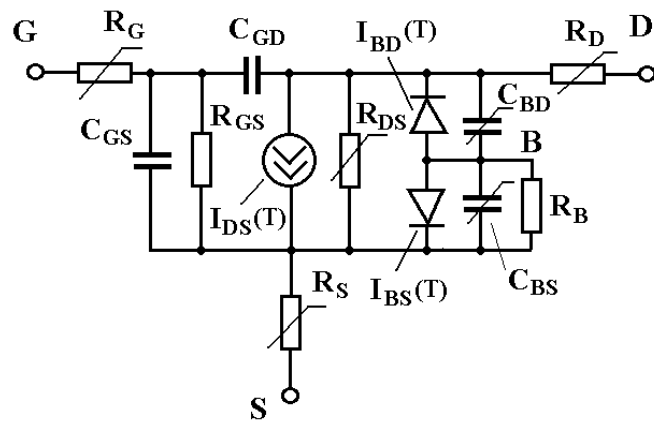


Рисунок 5.16 – Еквівалентна схема МДН-транзистора з врахуванням температурних залежностей параметрів

В еквівалентній схемі використані такі позначення:  $R_G, R_D, R_S$  – об’ємний опір затвора, стоку і витоку відповідно;  $C_{GD}$  – ємність затвор-стік;  $C_{GS}$  – ємність затвор-витік;  $C_{BD}$  – ємність переходу підкладка-стік при нульовому зміщенні;  $C_{BS}$  – ємність переходу підкладка-витік при нульовому зміщенні;  $R_B$  – об’ємний опір підкладки;  $R_{GS}$  – опір затвор-витік;  $R_{DS}$  – опір каналу транзистора.

Розглянемо температурні залежності елементів еквівалентної схеми польового транзистора, які необхідні для побудови математичної моделі температурного перетворювача.

Струм насичення р-n переходу підкладки залежить від температури [164]

$$I_s(T) = I_s \exp\left(\frac{E_g(T)}{V_t(T)}\right),$$

де  $V_t = kT/q$  – температурний потенціал;  $T$  – температура;  $q$  – заряд електрона;  $k$  – стала Больцмана;  $E_g$  – ширина забороненої зони.



Залежність ширини забороненої зони для кремнію від температури навколишнього середовища описується виразом [164]

$$E_g(T) = 1,16 - 0,00072T^2 / (T + 1108).$$

Щільність струму насичення

$$J_s(T) = J_s \exp\left(\frac{E_g(T)}{V_t(T)}\right),$$

а питома щільність струму насичення має вигляд [164]

$$J_{sw}(T) = J_{sw} \exp\left(\frac{E_g T}{T_0} - \frac{E_g(T)}{V_t}\right).$$

Напруга інверсії бокової поверхні p-n переходу [167]

$$V_{BSW}(T) = \frac{V_{BSW} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T).$$

Контактна різниця потенціалів переходу діелектрик-напівпровідник [168]

$$\varphi_{SiO_2}(T) = \frac{\varphi_{SiO_2} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T). \quad (3.35)$$

Ємність переходу підкладка-стік при нульовому зміщенні описується виразом

$$C_{BD}(T) = C_{BD}(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)),$$

де  $M_J$  – коефіцієнт який враховує плавність переходу підкладка-стік (0,5);  $V_B$  – напруга інверсії приповерхневого шару підкладки (0,8 В).

Ємність переходу підкладка-витік при нульовому зміщенні знаходимо за формулою

$$C_{BS}(T) = C_{BS}(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)).$$

Залежність питомої ємності p-n переходу при нульовому зміщенні (на площу переходу) від температури має вигляд

$$C_J(T) = C_J(1 + M_J(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)).$$

Питома ємність бокової поверхні переходу при нульовому зміщенні описується виразом

$$C_{JSW}(T) = C_{JSW}(1 + M_{JSW}(0,0004(T - T_0) + 1 - V_B(T)/V_B)),$$

де  $M_{JSW}$  – коефіцієнт нахилу бокової поверхні переходу підкладка-стік.

При напругах на затворі, що забезпечують сильну інверсію поверхневої провідності, рухливість носіїв при  $T > 300$  К зменшується з ростом температури за законом [166]

$$\mu(T) = \mu(T_0)(T/T_0)^{-3/2},$$

де  $T_0$  – нормальна температура 300 К;  $\mu(T_0)$  – рухливість при  $T=300$  К.

Коефіцієнт пропорційності

$$K_P(T) = K_P(T_0)(T/T_0)^{-3/2},$$

де  $K_P = 2 \cdot 10^{-5}$  А/В<sup>2</sup>.

Струм переходу підкладка-витік  $I_{BS}$  і струм переходу підкладка-стік  $I_{BD}$  описуються відповідно виразами [168]

$$I_{BS}(T) = I_{SS}(T) \cdot \left( \exp\left(\frac{V_{BS}}{N \cdot kT/q}\right) - 1 \right);$$

$$I_{BD}(T) = I_{SD}(T) \cdot \left( \exp\left(\frac{V_{BD}}{N \cdot kT/q}\right) - 1 \right),$$

де  $I_{SS}(T) = I_{SD}(T) = I_S(T)$ ;  $N$  – коефіцієнт неідеальності переходу підкладка-стік (витік) складає 1,1–1,3.

Вираз для порогової напруги МДН-транзистора для аналітичних моделей має вигляд [166]:

$$U_T = \varphi_{SiO_2} + 2\varphi_B - \frac{Q_S}{C_O} + \frac{1}{C_O} \sqrt{4\varepsilon_S \cdot q \cdot N_{A(D)} \cdot \varphi_B}, \quad (4.29)$$

де  $Q_s$  – питомий поверхневий заряд,  $\Phi/\text{м}^2$ ;  $\varepsilon_s$  – відносна електрична проникність напівпровідника;  $N_{A(D)}$  – концентрація домішок;  $C_o$  – питома ємність оксиду.

Потенціал Фермі, що входить у вираз (3.35), також залежить від температури [166]

$$\varphi_B = \pm kT / q \cdot \ln(N_{A(D)} / n_i(T)); \quad (4.30)$$

$$n_i(T) = 3,9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T) / V_t) . \quad (4.31)$$

Температурна залежність порогової напруги, враховуючи (5.30), (5.31), описується виразом

$$U_T(T) = \left( \frac{\varphi_{SiO_2} T}{T_0} - 3V_t(T) \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - \frac{E_g T}{T_0} + E_g(T) \right) + \\ + 2kT / q \cdot \ln\left(N_A / (3,9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T) / V_t))\right) \\ - \frac{Q_s}{C_o} + \frac{1}{C_o} \sqrt{\frac{4\varepsilon_s \cdot N_A \cdot kT}{\ln(N_A / (3,9 \cdot 10^{16} \cdot T^{3/2} \exp(-E_g(T) / V_t))}} .$$

Статична вихідна характеристика МДН-транзистора в лінійному режимі з врахуванням температурних залежностей за виконання умови  $U_{DS} < (U_{GS} - U_T)$  описується виразом [166]

$$I_{DS}(T) = \frac{\mu(T) \cdot C_o \cdot W}{L} \left( (U_{GS} - U_T(T)) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right),$$

де  $W$  – ширина каналу;  $L$  – довжина каналу.

Струм стоку в режимі насичення при  $U_{DS} \geq (U_{GS} - U_T(T))$  може бути описаний за формулою

$$I_{DSsat}(T) = \frac{\mu(T) \cdot C_o \cdot W}{6L} \left( (U_{DSsat} + 2\varphi_B)^2 + U_{GS} (U_{DSsat} + 2\varphi_B) - \right. \\ \left. - 12\varphi_B (U_{GS} - \varphi_B - \frac{4}{3} K \varphi_B^{1/2}) \right),$$

де  $U_{DSsat} = U_{GS} - 2\varphi_B + K^2 \left( 1 - (1 + 2U_{GS} / K^2)^{1/2} \right)$ ,  $K = (\varepsilon_s q N_{A(D)} / C_o)^{1/2}$ .

Опір стік-витік  $R_{DS}$  в лінійній області визначається виразом [166]

$$R_{DS}(T) = \frac{L}{W\mu(T)C_o}(U_{GS} - U_T(T)),$$

а в області насичення

$$R_{DS}(T) = \frac{12 \left[ L(U_D - U_{DSsat})^{1/2} - 2(\varepsilon_s / qN_{A(D)})^{1/2}(U_D - U_{DSsat}) \right]}{W\mu(T)C_o \left( 2\varepsilon_s / qN_{A(D)} \right)^{1/2}} \times \\ \times \frac{1}{\left( U_{DSsat} + 2\varphi_B \right)^2 + U_{GS}(U_{DSsat} + 2\varphi_B) - 12\varphi_B(U_{GS} - \varphi_B - 4/3K\varphi_B^{1/2})}.$$

Об'ємні опори стоку, витоку, затвору і підкладки визначаються виразами [169]

$$R_D = 4kT \cdot S_{RD}; \quad R_S = 4kT \cdot S_{RS}; \quad R_G = 4kT \cdot S_{RG}; \quad R_B = 4kT \cdot S_{RB},$$

де  $S_{RD}, S_{RS}, S_{RG}, S_{RB}$  – спектральна густина теплового шуму, створюваного об'ємними опорами стоку, витоку, затвору і підкладки відповідно.

Вважається, що такі елементи еквівалентної схеми, як  $C_{GD}, C_{GS}, R_{GS}$  не залежать від температури в робочому діапазоні частотного перетворювача [169].

Таким чином отримані всі температурозалежні елементи еквівалентної схеми, які необхідні для побудови математичної моделі частотного температурного перетворювача, який складається з автогенератора електричних коливань, в якому роль ємності виконує еквівалентна ємність транзисторної структури з від'ємним активним опором, а індуктивним опором слугує зовнішня індуктивність, яка підключена до стоку польового транзистора VT1 і затвору VT2 (див. рис. 5.15).

Для аналізу поведінки функціонального перетворювача від змін частоти, режимів живлення, температури навколишнього середовища, необхідно отримати аналітичні залежності величини активної та реактивної складової повного опору структури від вказаних вище параметрів, що складає математичну модель перетворювача. Для цих цілей запропоновано еквівалентну схему частотного перетворювача (рис. 5.17).

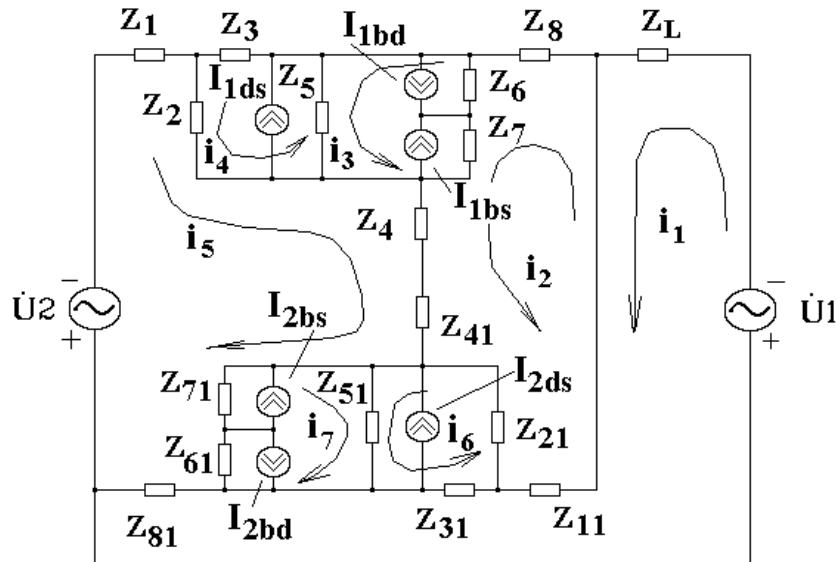


Рисунок 5.17 – Еквівалентна схема температурного перетворювача

На рис. 5.17

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= R_{G1}; & Z_4 &= R_{S1}; & Z_8 &= R_{D1}(T); & Z_5 &= R_{DS1}(T); \\
 Z_{11} &= R_{G2}; & Z_{41} &= R_{S2}; & Z_{81} &= R_{D2}(T); & Z_{31} &= -j/(\omega C_{GD2}(T)); \\
 Z_2 &= \frac{R_{GS1}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2(T) C_{GS1}^2(T)} - \frac{j R_{GS1}^2(T) \omega C_{GS1}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS1}^2(T) C_{GS1}^2(T)}; & Z_3 &= -j/(\omega C_{GD1}(T)); \\
 Z_{21} &= \frac{R_{GS2}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS2}^2(T) C_{GS2}^2(T)} - \frac{j R_{GS2}^2(T) \omega C_{GS2}(T)}{1 + \omega^2 R_{GS2}^2(T) C_{GS2}^2(T)}; & Z_{51} &= R_{DS2}(T); \\
 Z_7 &= \frac{R_{B1}(T)}{1 + \omega^2 R_{B1}^2(T) C_{BS1}^2(T)} - \frac{j R_{B1}^2(T) \omega C_{BS1}(T)}{1 + \omega^2 R_{B1}^2(T) C_{BS1}^2(T)}; & Z_6 &= -j/(\omega C_{BD1}(T)); \\
 Z_{71} &= \frac{R_{B2}(T)}{1 + \omega^2 R_{B2}^2(T) C_{BS2}^2(T)} - \frac{j R_{B2}^2(T) \omega C_{BS2}(T)}{1 + \omega^2 R_{B2}^2(T) C_{BS2}^2(T)}; & Z_{61} &= -j/(\omega C_{BD2}(T)); \\
 Z_L &= j\omega L_1.
 \end{aligned}$$

Розрахунок проведений за допомогою системи рівнянь Кірхгофа на основі методу контурних струмів. Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (див. рис. 5.17) для теоретичних розрахунків отримані з робіт [169–171].

Для експериментальних досліджень було виготовлено гібридну мікросхему транзисторної структури з від'ємним опором. В гібридній інтегральній схемі були застосовані кристали польових транзисторів BSS284 та BF998. Дослідження температурних характеристик проводились в термокамері, що підтримує температуру з точністю  $\pm 0,5$  °C.

На основі системи рівнянь Кірхгофа, можна визначити функцію перетворення

$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{\frac{A_1 - \sqrt{A_1^2 + 4L_1 C_{GD}(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T)}}{L_1 C_{GD}(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T)}}}{4\pi}, \quad (5.32)$$

де  $A_1 = R_{DS}^2(T) C_{GD}(T) C_{GS}(T) + R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T) - L_1 C_{GD}(T)$ ,

і чутливість перетворювача

$$\begin{aligned} S_B = & -\frac{1}{8} \sqrt{2} \left( R_{DS}^5(T) C_{GS}^5(T) \left( \frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) + R_{DS}^3(T) C_{GD}^2(T) C_{GS}(T) \left( \frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) \right) \sqrt{A_2} + \\ & + C_{GD}^3(T) R_{DS}^5(T) C_{GS}^2(T) \left( \frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + C_{GD}^2(T) R_{DS}^5(T) C_{GS}^3(T) \left( \frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + C_{GD}(T) \times \\ & \times R_{DS}^5(T) C_{GS}^4(T) \left( \frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) + C_{GD}(T) R_{DS}^3(T) C_{GS}^3(T) L_1 \left( \frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) - 2 C_{GD}^3(T) R_{DS}^2(T) \times \\ & \times C_{GS}^2(T) L_1 \left( \frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) - 3 C_{GD}^3(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}(T) L_1 \left( \frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + 2 C_{GD}^2(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^3(T) \times \\ & \times L_1 \left( \frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) + 2 C_{GD}^2(T) R_{DS}^3(T) C_{GS}^2(T) L_1 \left( \frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) + R_{DS}^3(T) C_{GS}^3(T) \sqrt{A_2} \left( \frac{\partial C_{GD}(T)}{\partial T} \right) - \\ & - 2 \left( \frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) \sqrt{A_2} C_{GD}^2(T) C_{GS}(T) L_1 - 2 \left( \frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) R_{DS}(T) C_{GD}^2(T) \sqrt{A_2} + 2 \left( \frac{\partial R_{DS}(T)}{\partial T} \right) \times \\ & \times \sqrt{A_2} C_{GD}^3(T) C_{GS}(T) L_1^2 + 2 \left( \frac{\partial C_{GS}(T)}{\partial T} \right) C_{GD}^3(T) C_{DS}(T) L_1^2 \Big/ \left( -\pi \sqrt{A_2} L_1 C_{GD}^2(T) R_{DS}^3(T) \times \right. \\ & \left. \times C_{GS}^3(T) \sqrt{\frac{-R_{DS}^2(T) C_{GS}(T) C_{GD}(T) - R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T) + L_1 C_{GD}(T) - \sqrt{A_2}}{L_1 C_{GD}(T) R_{DS}^2(T) C_{GS}^2(T)}}} \right), \quad (5.33) \end{aligned}$$

де  $A_2 = R_{DS}^4(B) C_{GS}^2(B) C_{GD}^2(B) + 2 R_{DS}^4(B) C_{GS}^3(B) C_{GD}(B) - 2 R_{DS}^2(B) C_{GS}(B) \times$   
 $\times C_{GD}^2(B) L_1 + R_{DS}^4(B) C_{GS}^4(B) + 2 L_1 R_{DS}^2(B) C_{GS}^2(B) + L_1^2 C_{GD}^2(B)$ .

Залежність частоти генерації від температури зображена на рис. 5.18. Із графіка видно, що підвищення температури в діапазоні від 0 °C до 90 °C приводить до лінійного зниження частоти генерації на 18 кГц, але в діапазоні 90 °C ... 100°C спостерігається різкий нелінійний спад частоти. Цей спад викликаний термогенерацією носіїв заряду, яка збільшує еквівалентну ємність транзисторної структури при незмінних напругах живлення та керування.

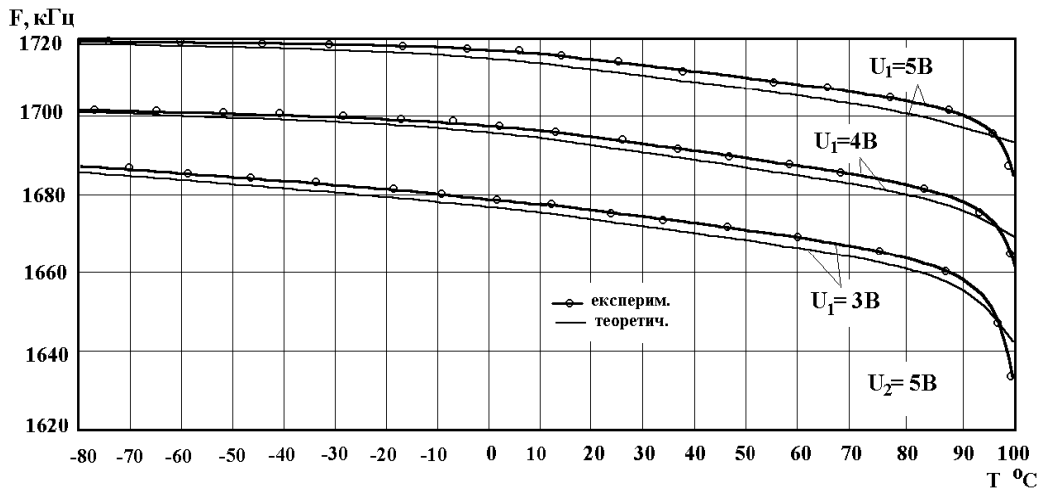


Рисунок 5.18 – Теоретична та експериментальна залежність частоти генерації від температури

Отже, теоретичні та експериментальні дослідження свідчать про можливість створення температурного перетворювача на основі двох МДН-транзисторів в температурному діапазоні від  $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Дещо інший принцип дії покладено в основу пристрою (рис. 5.19), схема якого ґрунтується на схемі наведеній вище. У цьому разі пропонуються польові транзистори 3 і 4 замінити одним двозатворним МДН-транзистором 3. Полярність вмикання джерел 1 і 6 задається такою, щоб одна частина двозатворного транзистора, наприклад, та, що відповідає транзистору 3, носила індуктивний характер реактансу, а інша – відповідна транзистору 4 – ємнісний характер. Тобто затвор  $3_1$  сполучено з плюсовою клемою джерела 1, а затвор  $3_2$  – з мінусовою клемою джерела 6.

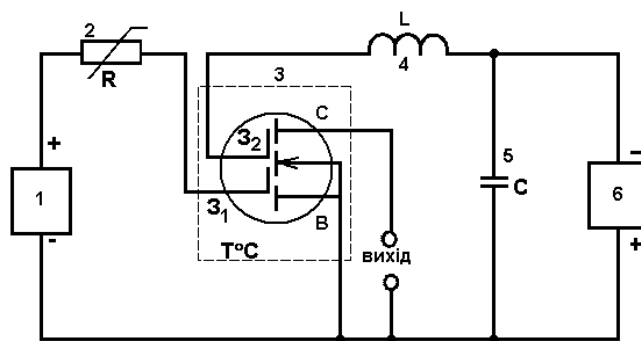
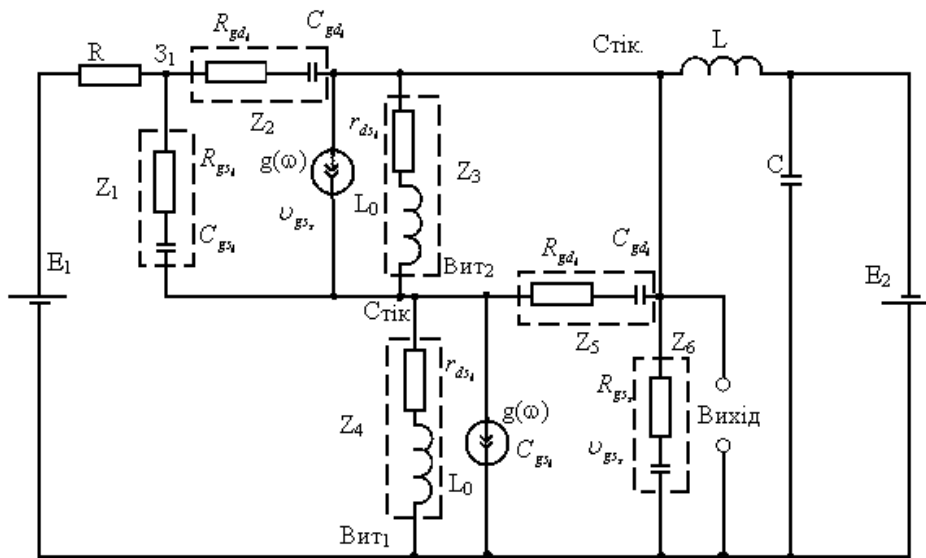


Рисунок 5.19 – Вимірювач температури на двозатворному МДН-транзисторі

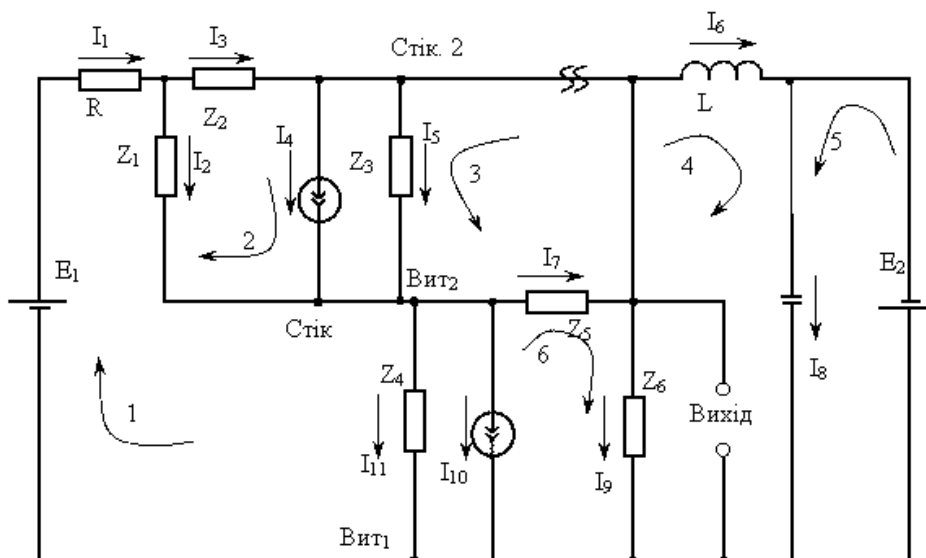
Таке вмикання забезпечує реалізацію LC-контур, який знаходиться в контрольованому об'ємі, на одному двозатворному транзисторі. Елементом, чутливим до температури, у цьому випадку служить еквівалентна індуктивність ділянки «Витік 1–Стік 1», величина якої

змінюється зі зміною температури, що приводить до зміни резонансної частоти, а в решті і до зміни частоти на виході автогенераторного вимірювального перетворювача.

Проведемо розрахунок такого автогенераторного вимірювального перетворювача згідно з методом Ляпунова. З цією метою електричну схему, зображену на рис. 5.19, представимо відповідною їй еквівалентною (рис. 5.20а), а останню, в свою чергу, спростимо до вигляду, зручного для визначення комплексних функцій  $F$  і  $T$  (рис. 5.20б).



а)



б)

Рисунок 5.20 – Перетворювач температури: а) еквівалентна схема; б) спрощена еквівалентна схема



Запишемо відповідну цій схемі систему лінійних рівнянь

$$\begin{cases} R_1 I_1 + Z_1 I_2 + Z_4 I_{11} = E_1; \\ Z_2 I_3 + \frac{1}{g(\omega)} I_4 - Z_1 I_2 = 0; \\ Z_3 I_5 + Z_5 I_7 = 0; \\ j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C} I_8 - Z_6 I_9 = 0; \\ \frac{1}{j\omega C} I_8 = -E_2; \\ Z_5 I_7 + Z_6 I_9 - \frac{1}{g(\omega)} I_{10} = 0. \end{cases} \quad (5.34)$$

Систему рівнянь (5.34) запишемо через контурні струми. В результаті отримаємо

$$\begin{cases} (R + Z_1 + Z_4) I_{k1} - Z_1 I_{k2} = E_1; \\ -Z_1 I_{k1} + (Z_1 + Z_2 + Z_\omega) I_{k2} = 0; \\ (Z_3 + Z_5) I_{k3} + Z_5 I_{k6} = 0; \\ (Z_L + Z_C + Z_6) I_{k4} + Z_C I_{k5} - Z_6 I_{k6} = 0; \\ Z_C I_{k4} + Z_C I_{k5} = E_2; \\ Z_5 I_{k3} - Z_6 I_{k4} + (Z_5 + Z_6 + Z_\omega) I_{k6} = 0, \end{cases} \quad (5.35)$$

де  $Z_\omega = 1/(g(\omega))$ ;  $Z_L = j\omega L$ ;  $Z_C = 1/j\omega C$ .

Отриманій системі рівнянь може бути поставлена у відповідність матриця А, головний визначник  $\Delta_a$  якої матиме вигляд

$$\Delta_a = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 & 0 & a_{36} \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} & a_{45} & a_{46} \\ 0 & 0 & 0 & a_{54} & a_{55} & 0 \\ 0 & 0 & a_{63} & a_{64} & 0 & a_{66} \end{vmatrix} = a_{11} \cdot a_{22} \cdot a_{33} \cdot a_{44} \cdot a_{55} \cdot a_{66}, \quad (5.36)$$

де  $a_{ij}$  не рівні нулю елементи зазначеної матриці.

Якщо для схеми автогенераторного вимірювального перетворювача (див. рис. 5.20б) розірвати коло зворотного зв'язку у зазначеному місці, то отримаємо систему рівнянь, якій відповідає матриця В з головним визначником  $\Delta_b$

$$\Delta_b = \begin{vmatrix} b_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ 0 & 0 & b_{43} & b_{44} & 0 \\ 0 & 0 & b_{53} & 0 & b_{55} \end{vmatrix} = b_{11} \cdot b_{22} \cdot b_{33} \cdot b_{44} \cdot b_{55}, \quad (5.37)$$

де  $b_{mn}$  – нерівні нулю елементи представленої матриці. Неважко переконатися, що  $a_{11}=b_{11}$ ;  $a_{22}=b_{22}$ ;  $a_{33}=b_{33}$ ;  $a_{44}=b_{44}$ ;  $a_{55}=b_{55}$ .

Таким чином, зворотна різниця згідно з (5.7) з урахуванням (5.35), (5.36), (5.37) запишеться у вигляді

$$F = \frac{\Delta}{\Delta^0} = \frac{\Delta_a}{\Delta_b} = a_{33} = Z_3 + Z_5. \quad (5.38)$$

Зворотне відношення відповідно до (5.6) з урахуванням (5.38) матиме вигляд

$$T = 1 - F = 1 - Z_3 - Z_5. \quad (5.39)$$

Представимо  $Z_3$ ,  $Z_5$  згідно з еквівалентною схемою (рис. 5.20а)

$$Z_3 = r_{ds_i} + j\omega L_0 = Z_k; \quad (5.40)$$

$$Z_5 = R_{gd_i} + \frac{1}{j\omega C_{gd_i}},$$

де  $Z_k$  – повний опір каналу при додатній напрузі зміщення на затворі.

З урахуванням (2.51), (5.40) перепишемо (5.39), в результаті отримаємо

$$T = 1 - R_{gd_i} \frac{1}{j\omega C_{gd_i}} \frac{l^2 \rho}{abl + \left( \frac{U \tilde{N}}{\xi} \frac{\rho D_n q}{kT} \right) (1 + j\omega \tau_n)} \frac{32 j\omega m_e^* Pl^2 kT}{D_n (qb \varepsilon_d \varepsilon_0)^2 U_\xi^4 (1 + j\omega \tau_n)}. \quad (5.41)$$

Виділивши у виразі уявну складову та прирівнявши її до нуля, знайдемо значення частоти автогенераторного вимірювального перетворювача, на якій виконуватиметься умова балансу фаз

$$f = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\beta}{2\alpha} \pm \left( \frac{\beta^2}{4\alpha^2} + \frac{\gamma}{\alpha} \right)^{1/2} \right]^{1/2}, \quad (5.42)$$

$$\alpha = \left[ (1,05U_3^2 - 696U_3^5)T - 1690U_3^6 \right] \cdot 10^{-30} \text{ м}^{16} \cdot \text{кз}^4 \cdot \text{А}^2 / \text{с}^3 ;$$

$$\beta = \left[ (8,68 + 6,01 \cdot 10^4 U_3 - 1,41 \cdot 10^4 U_3^4)T^2 + (1,05 \cdot 10^8 U_3^2 - 7,06 \cdot 10^{10} U_3^5)T - 3,38 \cdot 10^{11} U_3^6 \right] \cdot 10^{-20} \text{ м}^{16} \cdot \text{кз}^4 \cdot \text{А}^2 / \text{с}^5 ;$$

$$\gamma = (1,41T^2 U_3^4 + 9,75 \cdot 10^4 T U_3^5 + 1,69 \cdot 10^7 U_3^6) \cdot 10^2 \text{ м}^{16} \cdot \text{кз}^4 \cdot \text{А}^2 / \text{с}^7 .$$

Графіки залежностей частоти на виході такого автогенераторного вимірювального перетворювача від температури при фіксованих зміщеннях на затворі  $Z_1$  представлені на рис. 5.21.

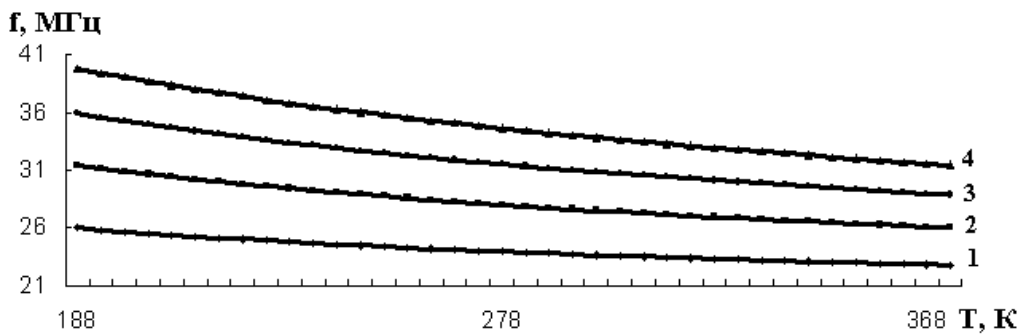


Рисунок 5.21 – Залежності вихідної частоти перетворювача від температури для різних напруг зміщення на затворі: 1 –  $U_3=1$  В; 2 –  $U_3=2$  В; 3 –  $U_3=3$  В; 4 –  $U_3=4$  В

Як видно з графіків, існує певне значення напруги зміщення на затворі ( $U_3=1$ В), при якій відповідна залежність носить лінійний характер. При цій нарузі температурна залежність чутливості  $\frac{\partial f}{\partial T}$  перетворювача матиме вигляд (рис. 5.22.).

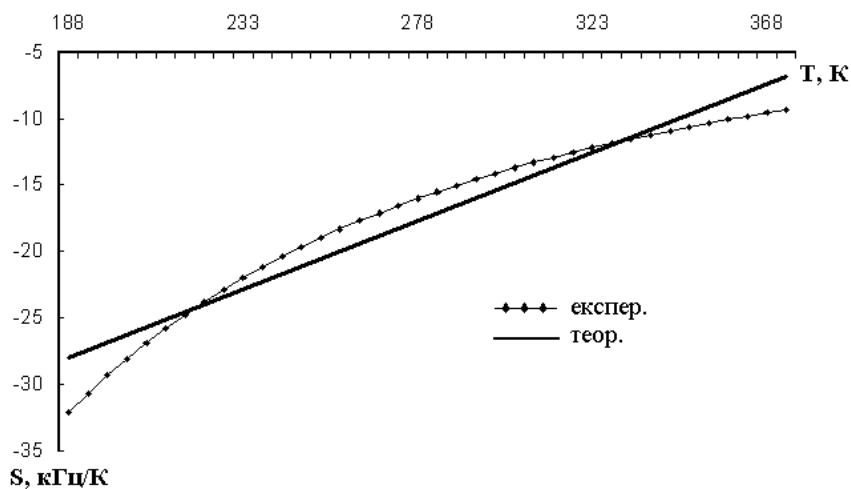


Рисунок 5.22 – Теоретична та експериментальна залежності чутливості перетворювача від температури

Температурна залежність вихідної частоти такого перетворювача може бути реалізована засобом прямого, як у вищерозглянутому випадку, так і непрямого впливу на величину еквівалентної індуктивності коливального контуру.

Як видно з (5.42) частота на виході такого автогенераторного вимірювального перетворювача є функцією не тільки температури, але й напруги зміщення на затворі 1, яка може бути задана від джерела 1 через подільник напруги (рис. 5.23).

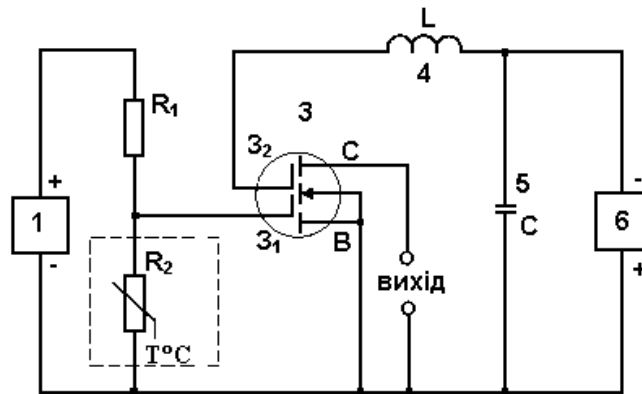


Рисунок 5.23 – Перетворювач температури з термочутливим опором у вхідному колі

В одне плече подільника ввімкнено термочутливий вимірювальний резистор  $R_2$  (Ni-100), який знаходиться в контрольованому об'ємі; резистор  $R_1$  введено з метою лінеаризації передатної функції. Для цього випадку напруга зміщення на затворі

$$U_3 = \frac{ER_2}{R_1 + R_2 + r}, \quad (5.43)$$

де  $R_1$  – незалежний від температури опір (110,78 Ом);  $r$  – внутрішній опір джерела 1 ( $\sim 1$  Ом);  $R_2$  – термочутливий опір, залежність якого від температури може бути записана у вигляді [172]

$$R_2 = R_0 [1 + \alpha(T_1 - T_0)], \quad (5.44)$$

де  $R_0$  – опір при  $0^\circ\text{C}$  (тобто при 273 К);  $R_2$  – опір при температурі  $T_1$ ;  $\alpha$  – температурний коефіцієнт, рівний для нікелю  $5,39 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ . Для більшості випадків при  $0^\circ\text{C}$  опір задається рівним 100 Ом.

Неважко переконатися, що для перетворювача температури, наведеного на рис. 5.23, функція перетворення також відповідатиме виразу (5.42) з урахуванням (5.43), (5.44) і поправкою на незмінність температури в коливальному контурі, оскільки у розглядуваному випадку термочутливим елементом є резистор  $R_2$ .

Графіки залежностей частоти на виході такого перетворювача від температури (при фіксованих зміщеннях на затворі) для різних значень напруги джерела 1 представлені на рис. 5.24.

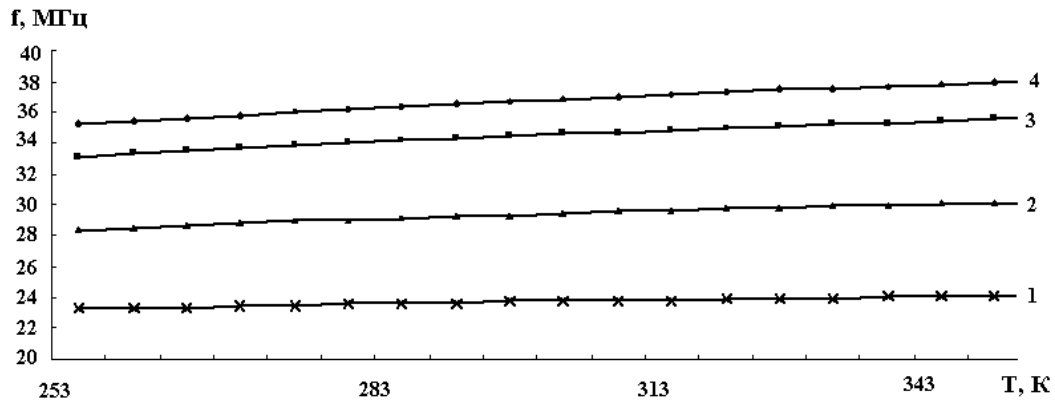


Рисунок 5.24 – Залежності вихідної частоти перетворювача з термочутливим опором у вхідному колі від температури для різних напруг живлення джерела 1:  
1 –  $U=2$  В; 2 –  $U=5$  В; 3 –  $U=8$  В; 4 –  $U=10$  В

Задаючи напругу на виході джерела 1 можна керувати величиною чутливості такого перетворювача. Вона набуватиме значень від 16 кГц/К (при  $U=2$  В) до 42 кГц/К (при  $U=10$  В).

### 5.6. Частотні перетворювачі температури на основі біполярних транзисторів

Схема термочутливого перетворювача складається з двох біполярних транзисторів, живлення яких здійснюють джерела постійної напруги  $U_1$  і  $U_2$  (рис. 5.25). У цій транзисторній структурі на електродах колектор-колектор транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$  існує від'ємний опір.

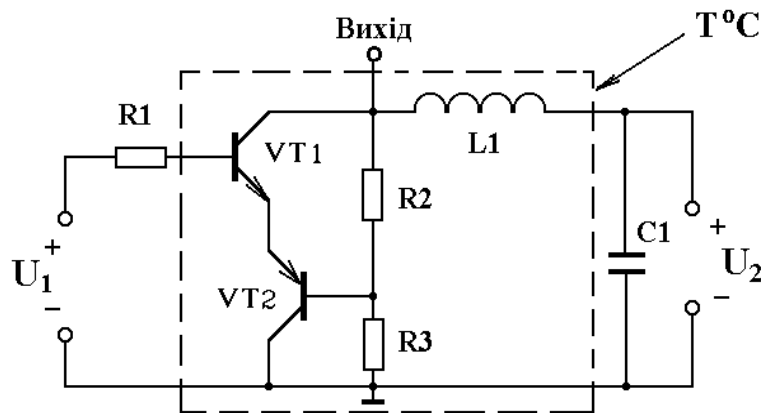


Рисунок 5.25. – Електрична схема частотного перетворювача температури на основі біполярних транзисторів

Підключення зовнішньої індуктивності до електродів колектора дозволяє створити генератор електричних коливань, частота генерації якого однозначно залежить від температури.

Зміна температури навколишнього середовища впливає на різні параметри і характеристики термочутливих біполярних транзисторів, а саме: на коефіцієнт підсилення струму, зворотні струми переходів емітера і колектора, об'ємний опір бази, емітера і колектора та інші параметри [166, 173], що відбивається на зміні елементів еквівалентної схеми від температури, яка показана на рис. 5.23.

В еквівалентній схемі використані такі позначення:  $R'_b, R'_c, R'_e$  – опір виводів бази, колектора і емітера відповідно;  $R_{bb}(T)$  – об'ємний опір бази;  $R_c(T)$  – об'ємний опір колектора;  $R_e(T)$  – об'ємний опір емітера;  $C_{jbc}(T)$  – ємність переходу база-колектор;  $C_{jbe}(T)$  – бар'єрна ємність;  $C_{bx}(T)$  – ємність між зовнішнім виводом бази і колектора;  $L_b, L_c, L_e$  – індуктивність виводів бази, колектора і емітера відповідно.

Розглянемо температурні залежності елементів еквівалентної схеми біполярного транзистора, які необхідні для побудови математичної моделі температурного перетворювача.

Залежність струму насичення від температури ( $I_s$  при 20 °C) [166]

$$I_s(T) = I_s \exp\left(\frac{E_G(T)}{V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI},$$

де  $V_t = kT/q$  – температурний потенціал переходу (0,026 В при 20 °C);  $T$  – температура;  $q$  – заряд електрона;  $k$  – стала Больцмана;  $XTI$  – температурний коефіцієнт струму насичення, який при  $T_0 = 20$  °C дорівнює 4.

Залежність ширини забороненої зони напівпровідника від температури навколишнього середовища описується виразом [164]

$$E_G(T) = E_{G0} - aT^2/(T + b),$$

для кремнію  $a = 0,000702$ ,  $b = 1108$ ,  $E_{G0} = 1,16$  eV.

Зворотний струм емітерного переходу визначається [164]

$$I_{SE}(T) = \frac{I_{SE}}{\beta_F} \exp\left(\frac{E_G(T)}{NE \cdot V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI/NE},$$

де  $NE$  – коефіцієнт неідеальності емітерного переходу який дорівнює 2,5;  $\beta_F = (T/T_0)^{XTB}$ ;  $XTB$  – температурний коефіцієнт  $BF$  і  $BR$ .

Зворотний струм колекторного переходу залежить від температури таким чином [168]:

$$I_{SC}(T) = \frac{I_{SC}}{\beta_F} \exp\left(\frac{E_G(T)}{NC \cdot V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI/NC},$$

де  $NC$  – коефіцієнт неідеальності колекторного переходу і рівний 2.

Залежність зворотного струму р-п переходу підкладки від температури навколишнього середовища знаходиться з виразу [168]

$$I_{SS}(T) = \frac{I_{SS}}{\beta_F} \exp\left(\frac{E_G(T)}{NS \cdot V_t(T)}(T/T_0 - 1)\right) \cdot (T/T_0)^{XTI/NS},$$

де  $NS$  – коефіцієнт неідеальності переходу підкладки, який дорівнює 1,5.

Максимальний коефіцієнт підсилення струму в нормальному режимі в схемі з загальним емітером описується формулою [174]

$$BF(T) = BF \cdot \beta_F.$$

Максимальний коефіцієнт підсилення струму в інверсному режимі в схемі з загальним емітером описується виразом [174]

$$BR(T) = BR \cdot \beta_R.$$

Струм бази в залежності від температури описується виразом [174]

$$I_b(T) = I_{be1}(T)/BF(T) + I_{be2}(T) + I_{bc1}(T)/BR(T) + I_{bc2}(T),$$

$$\text{де } I_{be1}(T) = I_S(T) \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t(T)} - 1\right); \quad I_{be2}(T) = I_{SE}(T) \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t(T)} - 1\right);$$

$$I_{bc1}(T) = I_S(T) \exp\left(\frac{U_{bc}}{NR \cdot V_t(T)} - 1\right); \quad I_{bc2}(T) = I_{SC}(T) \exp\left(\frac{U_{bc}}{NC \cdot V_t(T)} - 1\right);$$

$U_{be}$  – напруга база-емітер;  $U_{bc}$  – напруга база-колектор.

Заряд в базі описується виразом [174]

$$Q_b = Q_1(1 + (1 + 4Q_2)^{NK}) / 2 ,$$

де  $Q_1 = 1/(1 - U_{bc}/U_{AF} - U_{be}/U_{AR})$ ;  $Q_2 = I_{be1}(T)/I_{KF} + I_{bc1}(T)/I_{KR}$ ;  $U_{AF}$  – напруга Ерлі в нормальному режимі;  $U_{AR}$  – напруга Ерлі в інверсному режимі;  $I_{KF}$  – точка початку спаду залежності  $\beta_F$  від струму колектора в нормальному режимі;  $I_{KR}$  – точка початку спаду залежності  $\beta_R$  від струму емітера в інверсному режимі;  $NK$  – коефіцієнт, що обумовлює множник  $Q_b$ , який дорівнює 0,5.

Об’ємний опір емітера матиме вигляд [169]

$$R_e(T) = R_e(1 + T_{Re1}(T - T_0) + T_{Re2}(T - T_0)^2),$$

де  $T_{Re1}$  – лінійний температурний коефіцієнт  $R_e$ ;  $T_{Re2}$  – квадратичний температурний коефіцієнт  $R_e$ .

Об’ємний опір колектора описується виразом [169]

$$R_c(T) = R_c(1 + T_{Rc1}(T - T_0) + T_{Rc2}(T - T_0)^2), \quad (5.45)$$

де  $T_{Rc1}$  – лінійний температурний коефіцієнт  $R_c$ ;  $T_{Rc2}$  – квадратичний температурний коефіцієнт  $R_c$ .

Об’ємний опір бази  $R_{bb}(T)$  характеризується двома складовими. Перша складова  $R_b(T)$  – об’ємний опір бази з нульовим зміщенням, який не залежить від струму бази і зумовлює опір виводу бази та опір зовнішньої області бази. Друга складова  $R_{bm}(T)$  – мінімальний опір бази при великих струмах, який характеризує опір активної області бази, яка знаходиться під емітером, цей опір залежить від струму бази. Об’ємний опір бази в залежності від температури описується таким виразом [169]:

$$R_{bb}(T) = \begin{cases} R_{bm}(T) + (R_b(T) - R_{bm}(T))/Q_b & \text{при } I_{Rb} = \infty , \\ R_{bm}(T) + 3(R_b(T) - R_{bm}(T)) \frac{\operatorname{tg} x - x}{x \cdot \operatorname{tg}^2 x} & \text{при } I_{Rb} > 0 , \end{cases}$$



$$\text{де } x = \frac{\sqrt{1 + 14,59025 I_b / I_{Rb}} - 1}{2,4317 \sqrt{I_b / I_{Rb}}};$$

$$R_b(T) = R_b(1 + T_{Rb1}(T - T_0) + T_{Rb2}(T - T_0)^2) \quad ;$$

$$R_{bm}(T) = R_{bm}(1 + T_{M1}(T - T_0) + T_{M2}(T - T_0)^2);$$

$T_{Rb1}$  – лінійний температурний коефіцієнт  $R_b$ ;  $T_{Rb2}$  – квадратичний температурний коефіцієнт  $R_b$ ;  $T_{M1}$  – лінійний температурний коефіцієнт  $R_{bm}$ ;  $T_{M2}$  – квадратичний температурний коефіцієнт  $R_{bm}$ .

Контактна різниця потенціалів емітерного переходу визначається [168] так:

$$U_{je}(T) = U_{je} T / T_0 - 3V_t(T) \ln(T / T_0) - E_G T / T_0 + E_G(T).$$

Контактна різниця потенціалів колекторного переходу

$$U_{jc}(T) = U_{jc} T / T_0 - 3V_t(T) \ln(T / T_0) - E_G T / T_0 + E_G(T).$$

Залежність ємності колекторного переходу при нульовому зміщенні від температури навколишнього середовища описується виразом [168]

$$C_{jc}(T) = C_{jc}(1 + M_{jc}(0,0004(T - T_0) + 1 - U_{jc}(T) / U_{jc})),$$

де  $M_{jc}$  – коефіцієнт, який враховує плавність колекторного переходу.

Залежність ємності емітерного переходу при нульовому зміщенні від температури має вигляд [168]

$$C_{je}(T) = C_{je}(1 + M_{je}(0,0004(T - T_0) + 1 - U_{je}(T) / U_{je})),$$

де  $M_{je}$  – коефіцієнт, який враховує плавність емітерного переходу.

Бар'єрна ємність описується виразом [168]

$$C_{jbe}(T) = \begin{cases} C_{je}(T)(1 - U_{be} / U_{je}(T))^{-M_{je}} & U_{be} \leq F_c U_{je}(T); \\ C_{je}(T)(1 - F_c)^{-(1+M_{je})} (1 - F_c(1 + M_{je}) + M_{je} U_{be} / U_{je}(T)) & U_{be} > F_c U_{je}(T), \end{cases}$$

де  $F_c$  – коефіцієнт нелінійності бар'єрних ємностей прямозміщених переходів.

Ємність переходу база-колектор в залежності від температури має вигляд [168]

$$C_{jbc}(T) = \begin{cases} C_{jc}(T)(1 - U_{bc}/U_{jc}(T))^{-M_{jc}} & \text{при } U_{bc} \leq F_c U_{jc}(T); \\ C_{jc}(T)(1 - F_c)^{-(1+M_{jc})} (1 - F_c(1 + M_{jc}) + M_{jc} U_{bc}/U_{jc}(T)) & \text{при } U_{bc} > F_c U_{jc}(T). \end{cases}$$

Ємність між зовнішнім виводом бази і колектором [168]

$$C_{bx}(T) = \begin{cases} (1 - X_{cjc})C_{jc}(T)(1 - U_{bx}/U_{jc}(T))^{-M_{jc}} & \text{при } U_{bx} \leq F_c U_{jc}(T); \\ (1 - X_{cjc})C_{jc}(T)(1 - F_c)^{-(1+M_{jc})} (1 - F_c(1 + M_{jc}) + M_{jc} U_{bx}/U_{jc}(T)) & \\ \text{при } U_{bx} > F_c U_{jc}(T), \end{cases}$$

де  $X_{cjc}$  – коефіцієнт розщеплення ємності база-колектор.

Вважається, що такі елементи еквівалентної схеми, як  $L_b$ ,  $L_c$ ,  $L_e$  та  $R'_b$ ,  $R'_c$ ,  $R'_e$  суттєво не залежать від температури в робочому діапазоні радіовимірювального перетворювача [166, 173].

Таким чином, отримані всі залежні від температури елементів еквівалентної схеми, які необхідні для побудови математичної моделі радіовимірювального температурного перетворювача, який складається з автогенератора електричних коливань, в якому роль ємності виконує еквівалентна ємність транзисторної структури з від'ємним активним опором, а індуктивним опором слугує зовнішня індуктивність, яка підключена до колектора транзистора VT1 і бази VT2 через резистор R2 (рис. 5.25).

Аналіз поведінки функціонального перетворювача від зміни частоти, режимів живлення, температури навколишнього середовища потребує отримання аналітичних залежностей величини активної та реактивної складової повного опору цієї структури від вказаних вище параметрів, що складає математичну модель перетворювача, яка описує поведінку еквівалентної схеми частотного перетворювача температури (рис. 5.26). Розрахунок проведений за допомогою системи рівнянь Кірхгофа на основі методу контурних струмів.

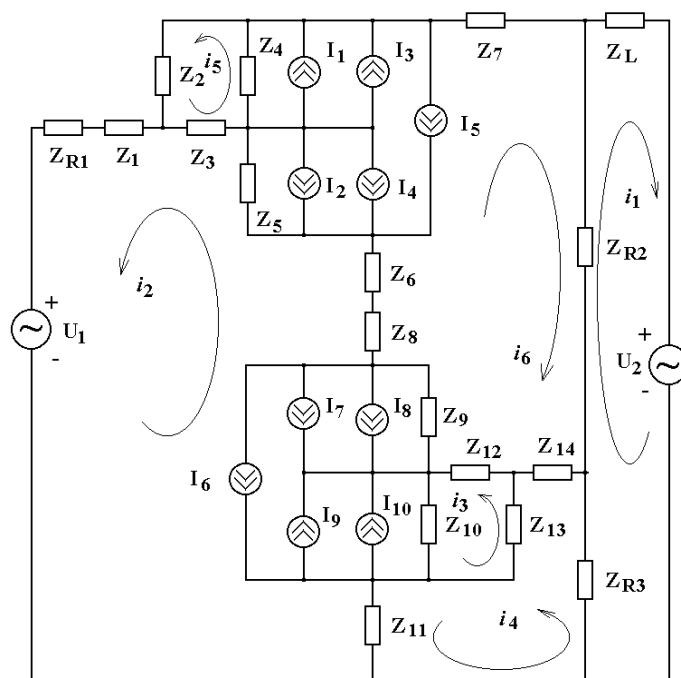


Рисунок 5.26. – Еквівалентна схема частотного перетворювача температури

На рис. 5.26:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{bc2}(T); & I_2 &= I_{be2}(T); & I_3 &= I_{bc1}(T)/\beta_R(T); \\
 I_4 &= I_{be1}(T)/\beta_F(T); & I_5 &= I_{be1}(T) - I_{bc1}(T)/Q; & I_6 &= I_{10}; \\
 I_2 &= I_8; & I_3 &= I_9; & I_4 &= I_7; & I_5 &= I_6; \\
 Z_L &= j\omega L; & Z_{R1} &= R_1; & Z_{R2} &= R_2; & Z_{R3} &= R_3; \\
 Z_1 &= R'_b + j\omega L_b; & Z_2 &= -j/\omega C_{bx}(T); & Z_3 &= R_{bb}(T); & Z_4 &= -j/\omega C_{jbc}(T); \\
 Z_5 &= -j/\omega C_{jbe}(T); & Z_6 &= R'_e + R_e(T) + j\omega L_e; & Z_7 &= R'_c + R_c(T) + j\omega L_c; \\
 Z_1 &= Z_{14}; & Z_2 &= Z_{13}; & Z_3 &= Z_{12}; & Z_4 &= Z_{10}; & Z_5 &= Z_9; & Z_6 &= Z_8; & Z_7 &= Z_{11}.
 \end{aligned}$$

Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (див. рис. 5.5) для теоретичних розрахунків взяті з робіт [168–173]. Розв’язок системи рівнянь дає змогу отримати теоретичну залежність вольт-амперної характеристики, активної і реактивної складової повного опору, частоти генерації від температури навколишнього середовища частотно-го перетворювача температури.

Для експериментальних досліджень було виготовлено гібридну мікросхему транзисторної структури з від’ємним опором. У гібридній інтегральній схемі застосовувалися кристали біполярних транзисторів

КТ368БМ та КТ363БМ. Дослідження температурних характеристик проводились в термокамері КТХ 05, що підтримує температуру з похибкою  $\pm 0,5$  °С.

На рис. 5.27 показана залежність активної складової повного опору від температури. Із графіка видно, що при напругах живлення від 1 до 5 В активна складова повного опору мало залежить від температури, але при збільшенні напруги ця залежність стає суттєвою. Залежність реактивної складової від температури подано на рис. 5.28. Аналіз показує, що зменшення величини реактивної складової пов'язане із збільшенням термогенерації носіїв заряду.

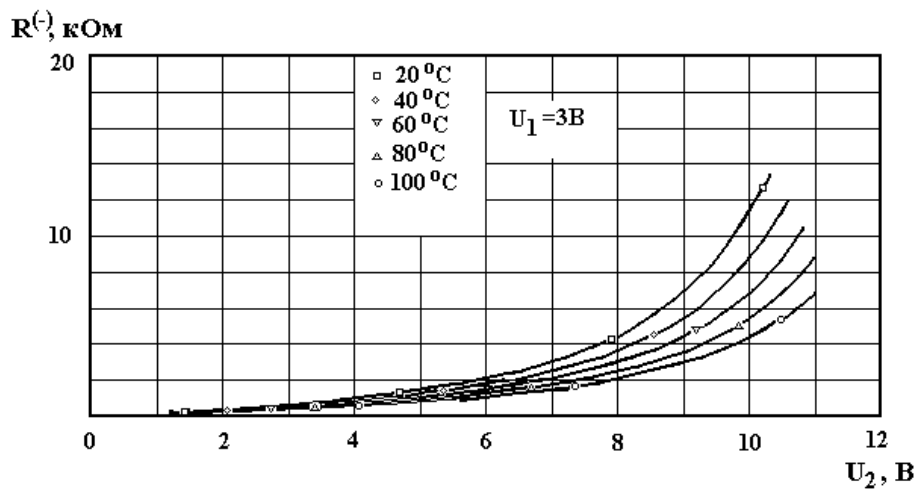


Рисунок 5.27. – Залежність активної складової повного опору від температури

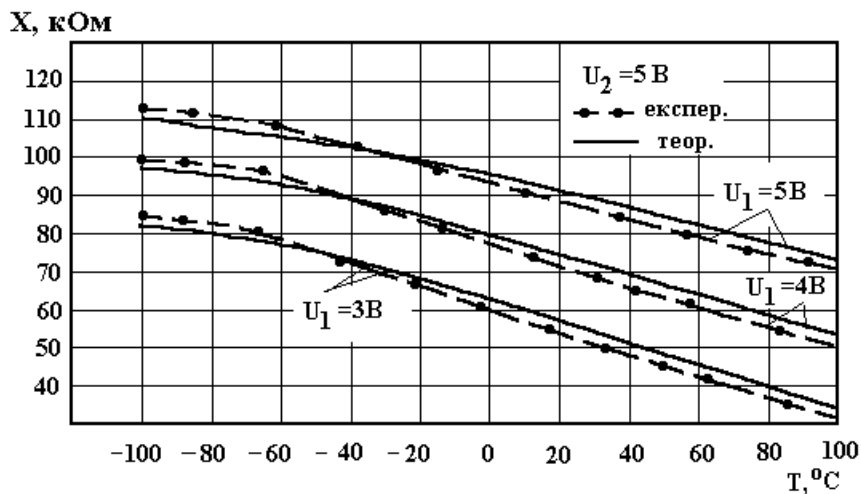


Рисунок 5.28. – Теоретична і експериментальна залежності реактивної складової повного опору від температури

Функція перетворення описується рівнянням (5.46), яке отримано методом Ляпунова [175] на основі системи рівнянь Кірхгофа

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L}} \cdot \pi. \quad (5.46)$$

Чутливість перетворювача визначається з рівняння (5.46)

$$S_T = \frac{\sqrt{2} \left[ \frac{\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} + \frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T}}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L} - \frac{A_1 \left( \frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)^2 C_{jbc}(T)L} - \frac{A_1 \left( \frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)^2 L} \right]}{4\pi \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L}}}, \quad (5.47)$$

де  $A_1 = C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T)$ .

Залежність частоти генерації від температури зображена на рис. 5.29. Із графіка видно, що підвищення температури в діапазоні від 20 °С до 100 °С приводить до лінійного зниження частоти генерації на 196 кГц. Цей спад частоти генерації викликаний термогенерацією носіїв заряду, яка збільшує еквівалентну ємність біполярної транзисторної структури за незмінними напругами живлення та керування. На рис. 5.30. показано залежність чутливості радіовимірювального перетворювача температури від зміни температури. Із графіка видно, що з підвищенням температури чутливість перетворювача зростає, так при 20 °С чутливість складає 3 кГц/°С. На рис. 5.31 подані теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від напруги живлення.

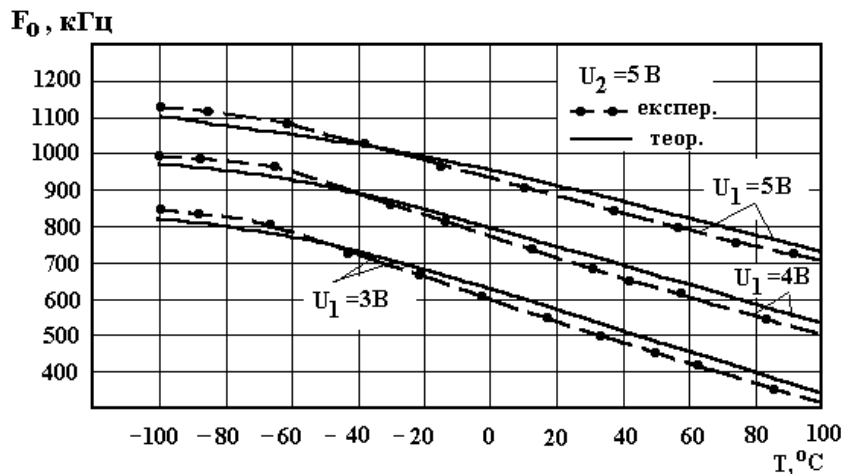


Рисунок 5.29. – Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від температури

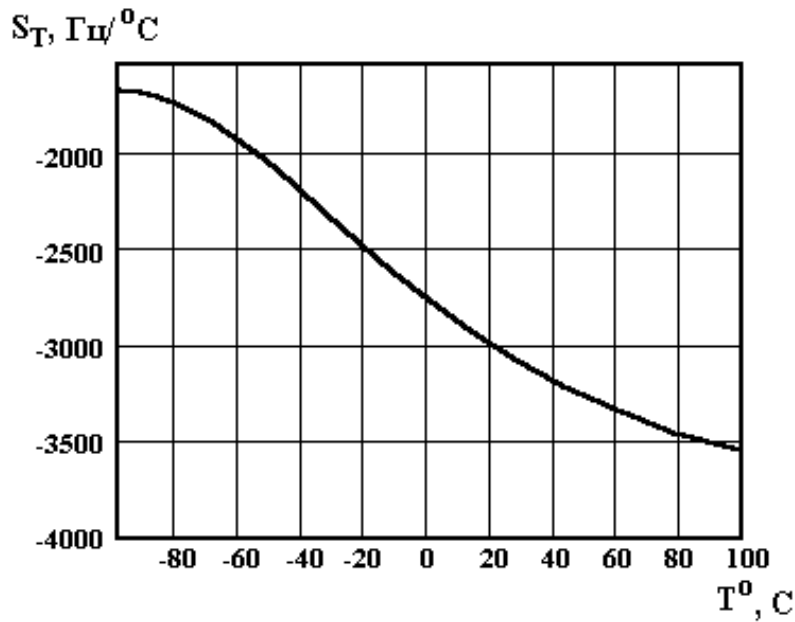


Рисунок 5.30. – Залежність чутливості від температури

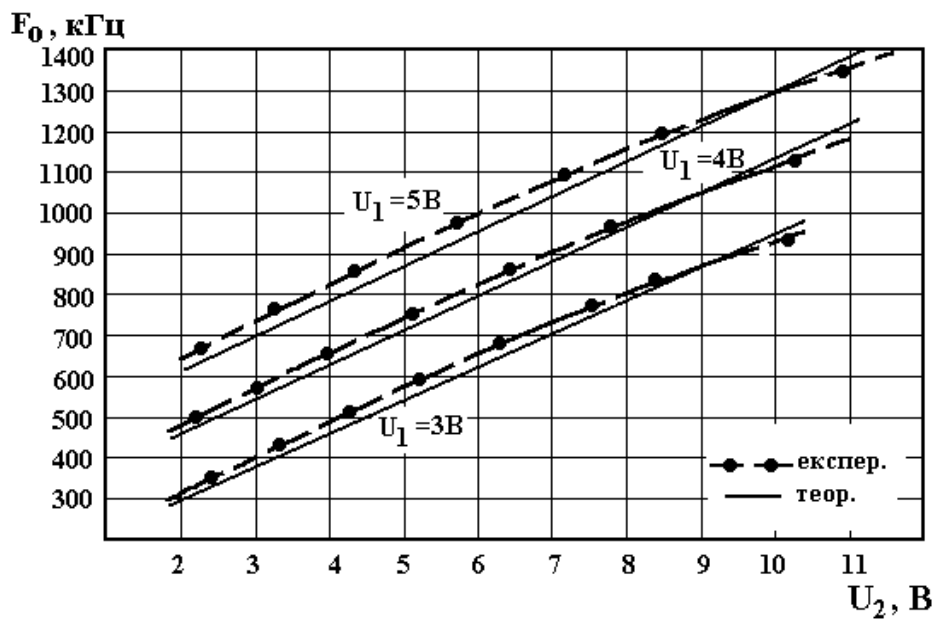


Рисунок 5.31. – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від напруги живлення

Отже, теоретичні та експериментальні дослідження свідчать про можливість створення високоточного радіовимірювального температурного перетворювача на транзисторній структурі з від'ємним опором в температурному діапазоні від  $-100\text{ }^\circ\text{C}$  до  $+100\text{ }^\circ\text{C}$ . Розбіжність теоретичних і експериментальних досліджень складає  $\pm 5\%$ .

### 5.7. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з термоопором

Для розширення діапазону вимірюваних температур як в сторону зростання (+800 °С), так і в сторону зменшення (–180°С) в структуру біполярних транзисторів, а саме в коло позитивного зворотного зв'язку включався термоопір. Електрична схема перетворювача показана на рис. 5.32. Вона складається з двох біполярних транзисторів, живлення яких здійснюється одним джерелом постійної напруги  $U_1$ . Опір  $R_1$  є термочутливим елементом на основі платини.

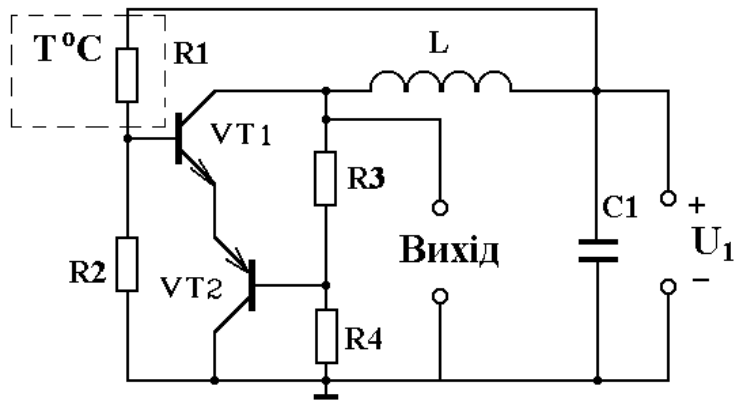


Рисунок 5.32. – Електрична схема перетворювача з термоопором

Розв'язок системи рівнянь Кірхгофа дав змогу отримати теоретичні залежності активної і реактивної складових повного опору, частоти генерації від температури навколишнього середовища, а також функцію чутливості.

Для експериментальних досліджень була виготовлена гібридна інтегральна мікросхема температурного перетворювача. В цій схемі були застосовані кристали біполярних транзисторів КТ368БМ і КТ363БМ. Дослідження температурних характеристик проводилось в термокамері, що підтримує температуру з похибкою  $\pm 0,1$  °С. На рис. 5.33 подана залежність активної складової повного опору від напруги живлення при різних температурах. Із графіка видно, що при напругах живлення від 2,8 В до 4 В активна складова в незначній мірі залежить від температури, але при збільшенні напруги ця залежність стає суттєвою. Залежність реактивної складової від температури для структури з напівпровідниковим термоопором ММТ-1 подано на рис. 5.34.

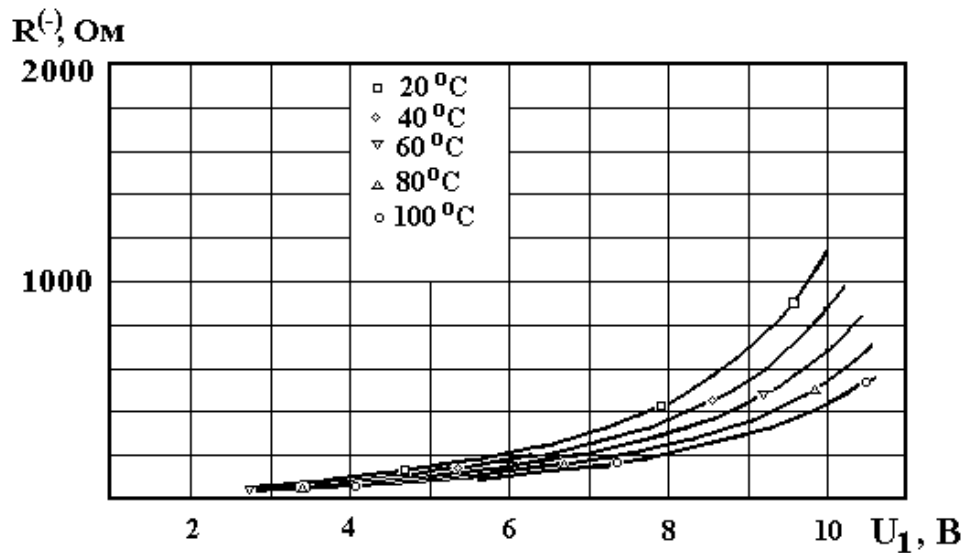


Рисунок 5.33. – Залежність активної складової від напруги живлення при різних значеннях температури

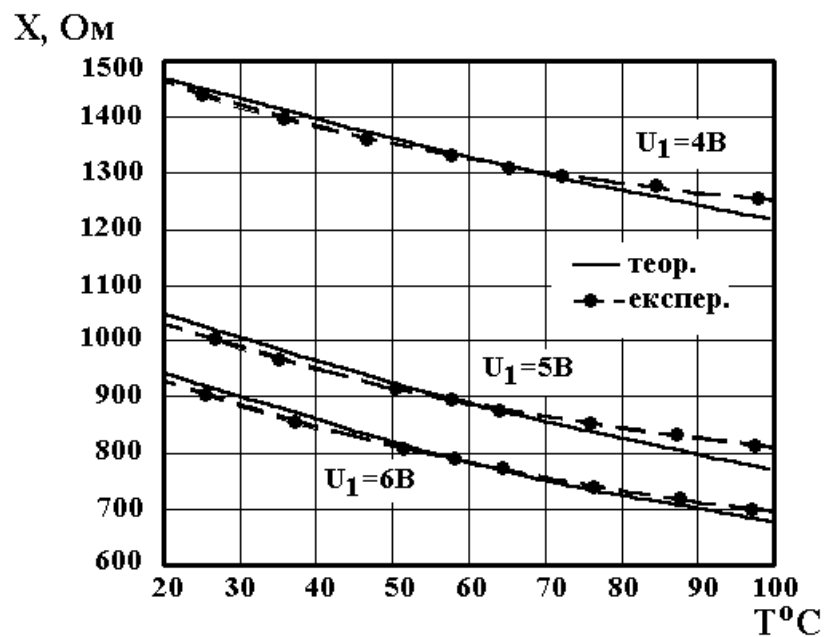


Рисунок 5.34. – Теоретична та експериментальна залежності реактивної складової від температури для перетворювача з напівпровідниковим термоопором ММТ-1

Аналіз показує, що зменшення величини реактивної складової пов'язано із збільшенням термогенерації носіїв заряду. На рис. 5.35. представлена залежність реактивної складової повного опору структури на основі двох біполярних транзисторів з металевим термоопором.



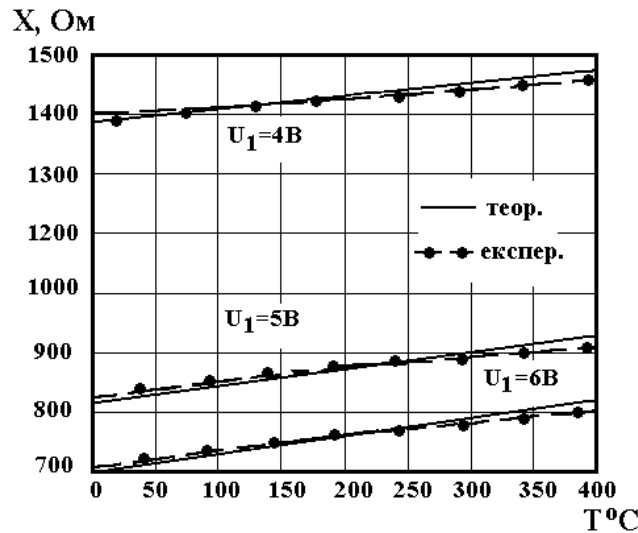


Рисунок – 5.35. Теоретична та експериментальна залежності реактивної складової від температури для структури з металевим термоопором

Функція перетворення, тобто залежність частоти генерації від температури, визначається із системи рівнянь Кірхгофа. Спочатку визначається реактивна складова повного опору на електродах колектор-колектор транзисторної структури, а потім з реактивної складової визначається еквівалентна ємність, яка залежить від температури. Зміна еквівалентної ємності визначає залежність частоти генерації від температури. Аналітичний вираз функції перетворення має вигляд

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L) + \sqrt{(R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L)^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}}{C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}} \cdot \pi \quad (5.48)$$

Числові розрахунки на персональному комп'ютері типу PENTIUM дозволяють отримати функцію перетворення у вигляді графіків (рис. 5.36, рис. 5.37). Функція чутливості описується рівнянням

$$S_T = \frac{1}{4} \left[ \frac{2R_t(T)C_t^2 \frac{\partial R_t(T)}{\partial T} + \frac{1}{2} \frac{4A_1 R_t(T) C_t^2 \frac{\partial R_t(T)}{\partial T} + 0.8 C_{vx} L R_t(T) C_t^2 \frac{\partial R_t(T)}{\partial T}}{\sqrt{A_1^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}} - \frac{C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}{\left( \frac{R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L + \sqrt{A_1^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}}{C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2} \right) \frac{\partial R_t(T)}{\partial T}} \right] \cdot \pi \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1^2 + 0.4 C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}}{C_{vx} L R_t(T)^2 C_t^2}}, \quad (5.49)$$

де  $A_1 = R_t(T)^2 C_t^2 - C_{vx} L$ .

Аналіз графіка (рис. 5.36) показує, що підвищення температури в діапазоні від 20 °С до 100 °С приводить до лінійного зниження частоти генерації на 136 кГц, якщо напруга живлення 4 В, а якщо напруга живлення 6 В – на 148 кГц. Цей спад частоти генерації викликаний зменшенням опору термочутливого елемента, який включено в коло зворотного позитивного зв'язку.

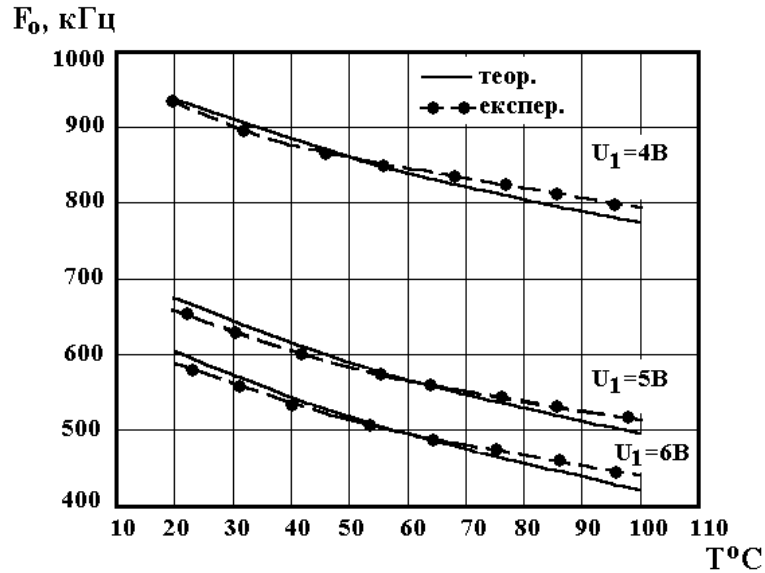


Рисунок 5.36. – Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від температури для перетворювача з термоопором ММТ-1

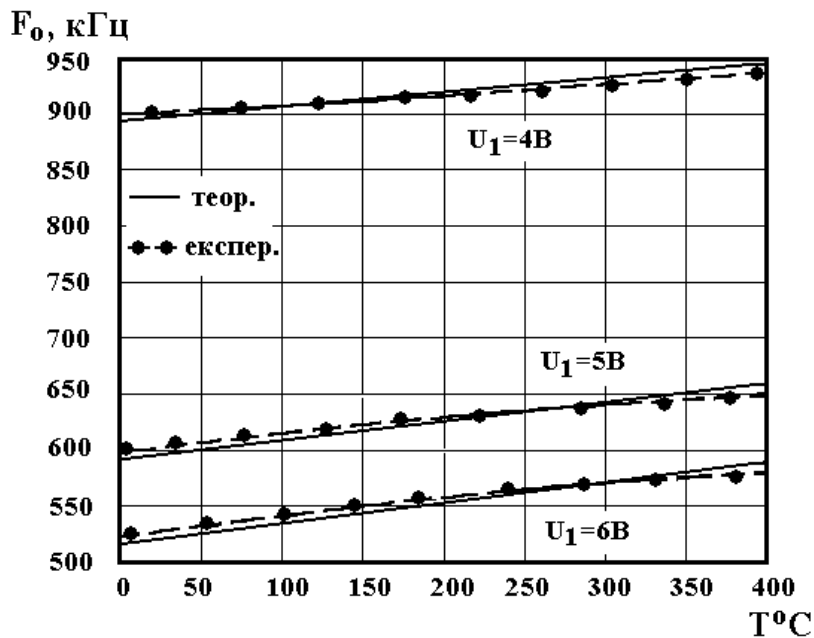


Рисунок 5.37. – Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від температури для перетворювача з металевим термоопором

Аналіз графіка (рис. 5.37) показує, що підвищення температури в діапазоні від 0 °С до 400 °С приводить до лінійного збільшення частоти генерації на 36,6 кГц при напрузі живлення 4 В, а якщо напруга живлення 6 В – 60,2 кГц. Це зростання частоти генерації викликано збільшенням опору металевого термочутливого елемента, який включено в коло зворотного позитивного зв'язку. Чутливість радіовимірювальних термочутливих перетворювачів з напівпровідниковим термоопором ММТ-1 та металевим термоопором показано на рис. 5.38 і рис. 5.39.

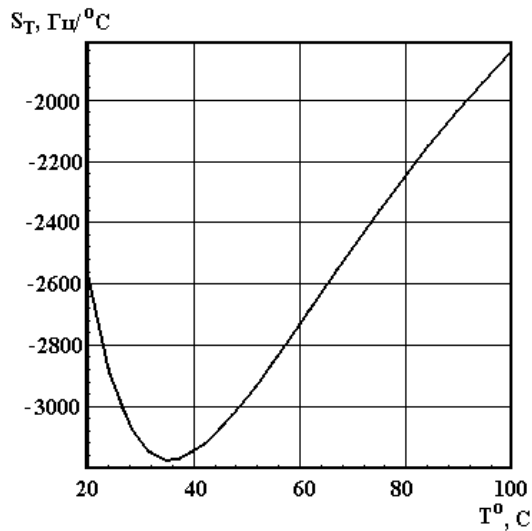


Рисунок – 5.38. Чутливість частотного термочутливого перетворювача з термоопором ММТ-1

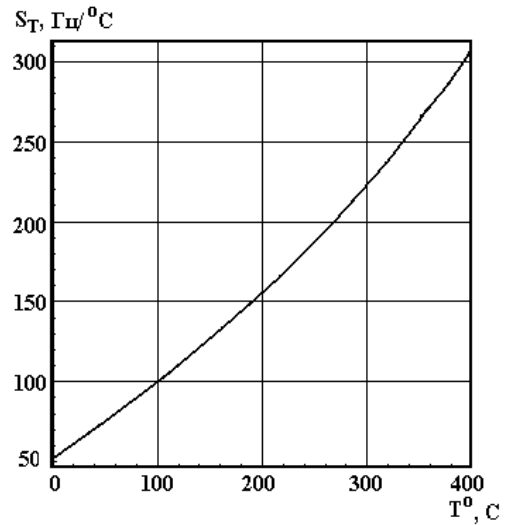


Рисунок – 5.39. Чутливість частотного термочутливого перетворювача з металевим термоопором

### 5.8. Частотний перетворювач температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Виконання температурного радіовимірювального перетворювача у вигляді інтегральної схеми потребує застосування плівкової технології для виготовлення пасивного індуктивного елемента у вигляді спіралі, проте її добротність має невелике значення [176, 177] і, по-друге, її розміри на частотах до 10<sup>6</sup> Гц несумісні з розмірами інтегральної схеми перетворювача. Тому для вирішення цієї проблеми запропоновано використати індуктивний характер повного опору біполярного

транзистора з RC-колом, яке легко виконується у вигляді інтегральної схеми [178]. Отже, схема радіовимірювального перетворювача температури з активним індуктивним елементом показана на рис. 5.40 [179].

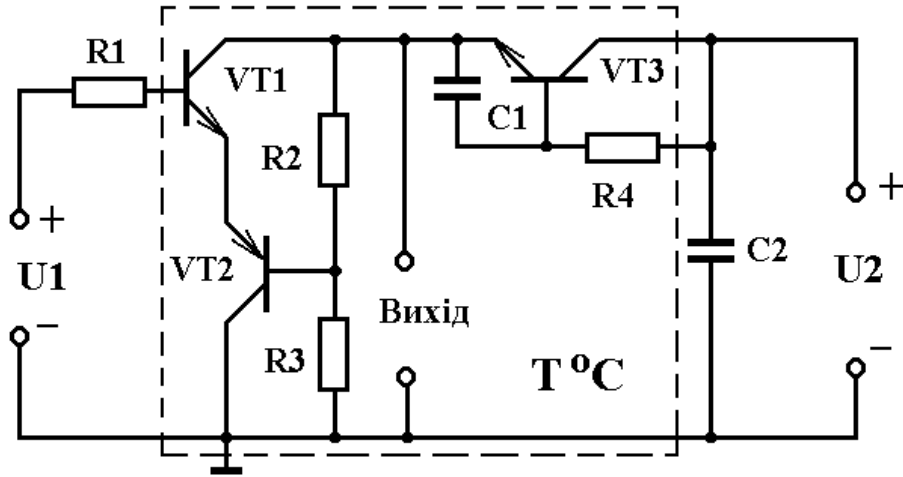


Рисунок 5.40. – Схема частотного перетворювача температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

Термочутливі біполярні транзистори VT1, VT2 і VT3 реалізують генератор електричних коливань, в якому коливальний контур утворений ємнісною складовою повного опору на електродах колектор-колектор термочутливих біполярних транзисторів VT1 і VT2 та індуктивною складовою повного опору на електродах емітер-колектор термочутливого біполярного транзистора VT4. Таким чином, при дії температури на термочутливі транзистори VT1, VT2 і VT3 змінюється як ємність, так і індуктивність коливального контуру генератора, що значно підвищує чутливість і точність вимірювання температури, при цьому така схема перетворювача повністю реалізується у вигляді інтегральної схеми.

Залежність параметрів еквівалентної схеми біполярних транзисторів VT1 і VT2, які утворюють ємність та індуктивність коливального контуру залежних від дії температури, розглянуто у роботах [180, 181, 182, 183].

Еквівалентна схема перетворювача, яка містить елементи, що залежать від дії температури показана на рис. 5.41. Для зручності розрахунків перетворимо її у компактнішу (рис. 5.42).

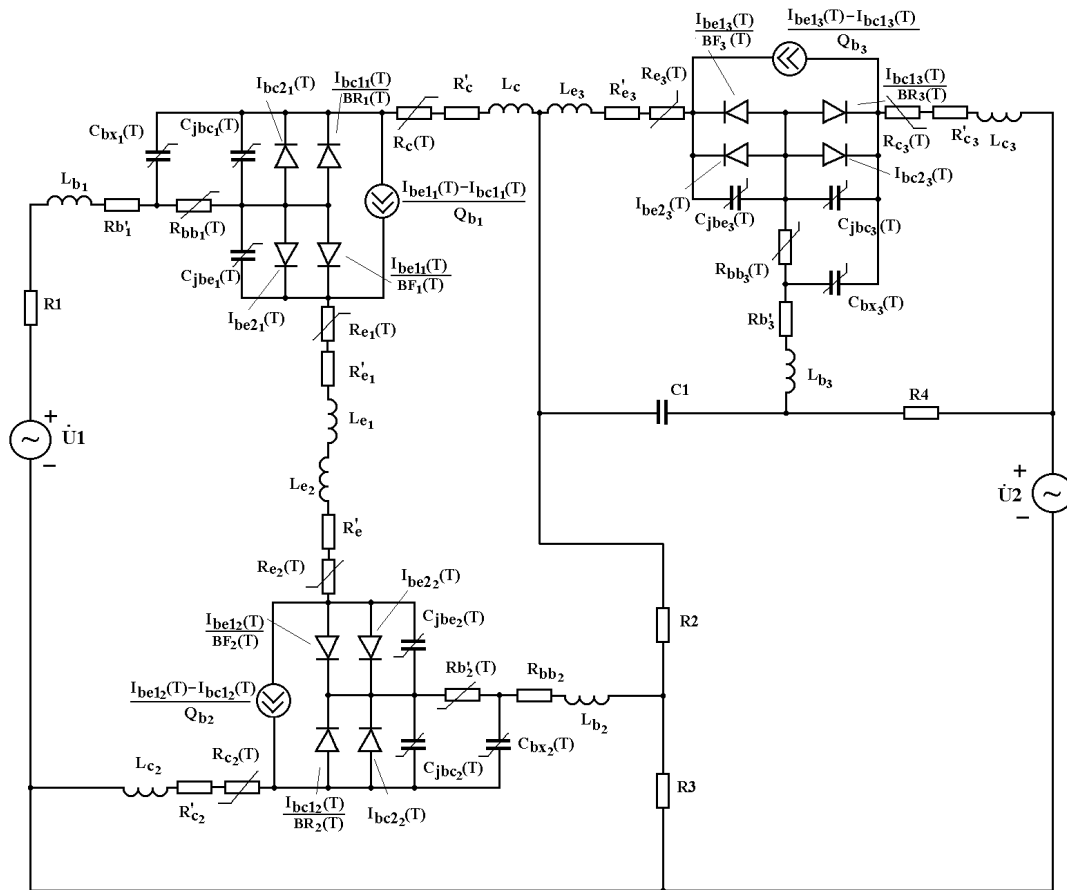


Рисунок 5.41. – Еквівалентна схема частотного перетворювача температури на основі біполярних транзисторів з активним індуктивним елементом

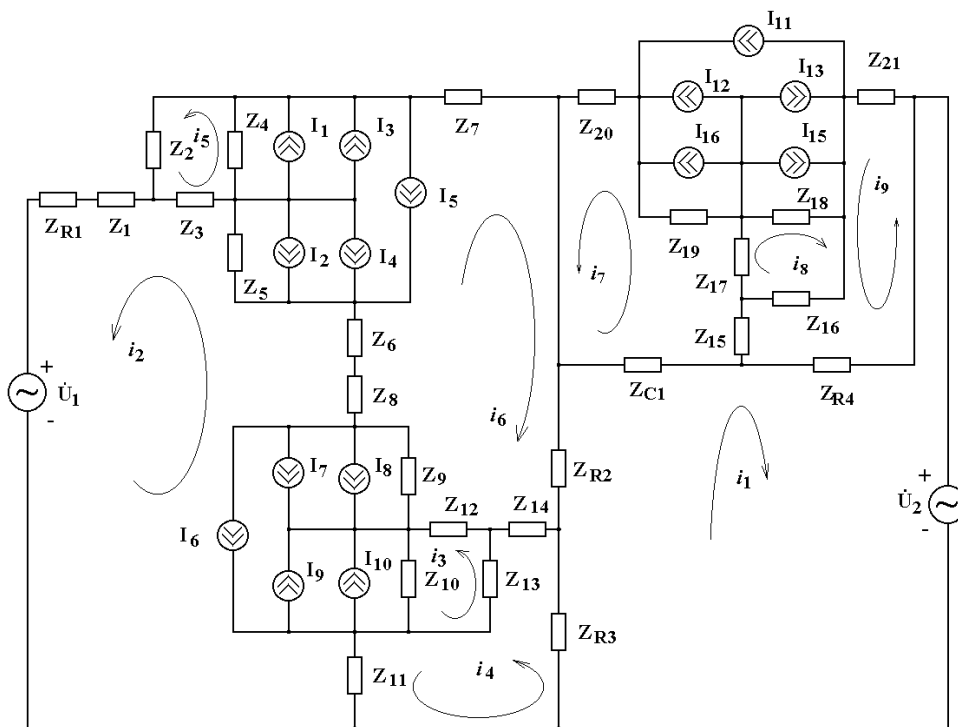


Рисунок 5.42. – Перетворена еквівалентна схема

Система рівнянь Кірхгофа, згідно з рис. 5.42, має вигляд

$$\begin{aligned}
 U_2 &= (Z_{R3} + Z_{R2} + Z_{C1} + Z_{R4})i_1 + Z_{R3}i_4 - Z_{R2}i_6 + Z_{C1}i_7 + Z_{R4}i_9; \\
 U_1 &= (Z_{R1} + Z_1 + Z_3 + Z_5 + Z_6 + Z_8 + Z_9 + Z_{10} + Z_{11})i_2 - Z_3i_5 - Z_3I_1 - Z_3I_3 + Z_3I_5 + Z_5I_2 + Z_5I_4 + \\
 &+ Z_5I_5 + Z_5i_6 + Z_6i_6 + Z_8i_6 + Z_9i_6 + Z_9I_8 + Z_9I_7 + Z_9I_6 - Z_{10}i_3 - Z_{10}I_{10} - Z_{10}I_9 + Z_{10}I_6 - Z_{11}i_4; \\
 0 &= (Z_{10} + Z_{13} + Z_{12})i_3 - Z_{10}i_2 + Z_{10}I_{10} + Z_{10}I_9 - Z_{10}I_6 - Z_{13}i_4 - Z_{13}I_{10} - Z_{13}I_9 + Z_{13}I_6 + \\
 &+ Z_{12}i_6 - Z_{12}I_{10} - Z_{12}I_9 + Z_{12}I_6; \\
 0 &= (Z_{R3} + Z_{14} + Z_{13} + Z_{11})i_4 + Z_{R3}i_1 + Z_{14}i_6 - Z_{13}i_3 + Z_{13}I_9 + Z_{13}I_{10} - Z_{13}I_6 - Z_{11}i_2; \\
 0 &= (Z_3 + Z_4 + Z_2)i_5 - Z_3i_2 + Z_3I_1 + Z_3I_3 - Z_3I_5 + Z_4i_6 - Z_4I_1 - Z_4I_3 + Z_4I_5 + Z_2I_1 + Z_2I_3 - Z_2I_5; \\
 0 &= (Z_{R2} + Z_{14} + Z_{12} + Z_9 + Z_8 + Z_6 + Z_5 + Z_4 + Z_7)i_6 - Z_{R2}i_1 + Z_{14}i_4 + Z_{12}i_3 - Z_{12}I_9 - Z_{12}I_{10} + Z_{12}I_6 + \\
 &+ Z_9i_2 + Z_9I_8 + Z_9I_7 + Z_9I_6 + Z_8i_2 + Z_6i_2 + Z_5i_2 + Z_5I_4 + Z_5I_2 + Z_5I_5 + Z_4i_5 - Z_4I_1 - Z_4I_3 + Z_4I_5; \\
 0 &= (Z_{C1} + Z_{15} + Z_{17} + Z_{19} + Z_{20})i_7 + Z_{C1}i_1 - Z_{15}i_9 + Z_{17}i_8 - Z_{17}I_{11} + Z_7I_{13} + Z_{17}I_{15} - \\
 &- Z_{19}I_{14} - Z_9I_{12} - Z_{19}I_{11}; \\
 0 &= (Z_{18} + Z_{17} + Z_{16})i_8 - Z_{18}I_{13} - Z_{18}I_{15} + Z_{18}I_{11} + Z_{17}i_7 + Z_{17}I_{15} + Z_{17}I_{13} - Z_{17}I_{11} + \\
 &+ Z_{16}i_9 + Z_{16}I_{15} + Z_{16}I_{13} - Z_{16}I_{11}; \\
 0 &= (Z_{21} + Z_{16} + Z_{15} + Z_{R4})i_9 + Z_{16}i_8 + Z_{16}I_{15} + Z_{16}I_{13} - Z_{16}I_{11} - Z_{15}i_7 + Z_{R4}i_1,
 \end{aligned} \tag{5.50}$$

де

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{bc2}(T); & I_2 &= I_{be2}(T); & I_3 &= I_{bc1}(T) / \beta_R(T); \\
 I_4 &= I_{be1}(T) / \beta_F(T); & I_5 &= (I_{be1}(T) - I_{bc1}(T)) / Q; & I_1 &= I_{10} = I_{15}; \\
 I_2 &= I_8 = I_{14}; & I_3 &= I_9 = I_{13}; & I_4 &= I_7 = I_{12}; \\
 I_5 &= I_6 = I_{11}; & Z_{R1} &= R_1; & Z_{R2} &= R_2; \\
 Z_1 &= R'_b + j\omega L_b; & Z_2 &= -j / \omega C_{bx}(T); & Z_3 &= R_{bb}(T); \\
 Z_4 &= -j / \omega C_{jbc}(T); & Z_5 &= -j / \omega C_{jbe}(T); \\
 Z_6 &= R'_e + R_e(T) + j\omega L_e; & Z_7 &= R'_c + R_c(T) + j\omega L_c; & Z_1 &= Z_{14} = Z_{15}; \\
 Z_2 &= Z_{13} = Z_{16}; & Z_3 &= Z_{12} = Z_{17}; & Z_4 &= Z_{10} = Z_{18}; \\
 Z_5 &= Z_9 = Z_{19}; \\
 Z_{R3} &= R_3; & Z_6 &= Z_8 = Z_{20}; & Z_7 &= Z_{11} = Z_{21}.
 \end{aligned}$$

Значення параметрів елементів еквівалентної схеми (див. рис. 5.42) для теоретичних розрахунків отримано з робіт [180, 170, 177]. Розв'язання системи рівнянь (5.50) проведено числовим методом на персональному комп'ютері типу Pentium. Вплив температури на еквівалентні ємність та індуктивність коливального контуру передається

через зміну параметрів елементів еквівалентної схеми, тому функція перетворення описується рівнянням

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{екв}(T)}}}. \quad (5.51)$$

Чутливість радіовимірювального перетворювача температури з активним індуктивним елементом визначається на основі (5.51)

$$S_T = \frac{\sqrt{2}}{4} \left( \frac{\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} + \frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T}}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{екв}(T)} - \frac{A_1 \left( \frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)^2 C_{jbc}(T)L_{екв}(T)} - \frac{A_1 \left( \frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)^2 L_{екв}(T)} - \frac{A_1 \left( \frac{\partial L_{екв}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)^2 L_{екв}(T)} \right) \Bigg/ \pi \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{екв}(T)}}, \quad (5.52)$$

де  $A_1 = C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T)$ .

Теоретична і експериментальна залежності частоти генерації від температури показані на рис. 5.43. Чутливість частотного перетворювача температури складає 4,5 кГц/°С (рис. 5.44) [184]. Експериментальні дослідження проводились за стандартною методикою [185, 186].

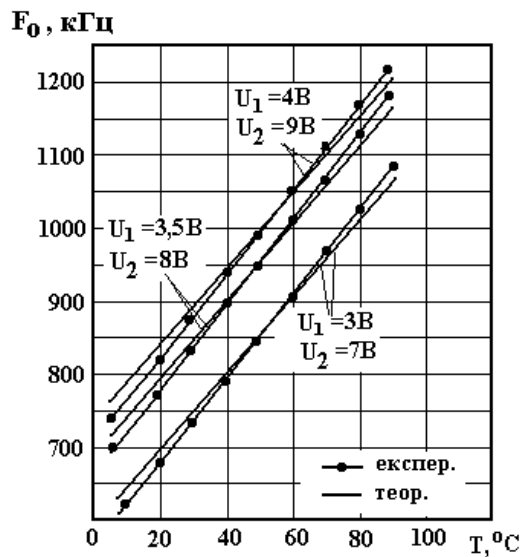


Рисунок 5.43. – Теоретичні і експериментальні залежності частоти генерації від температури

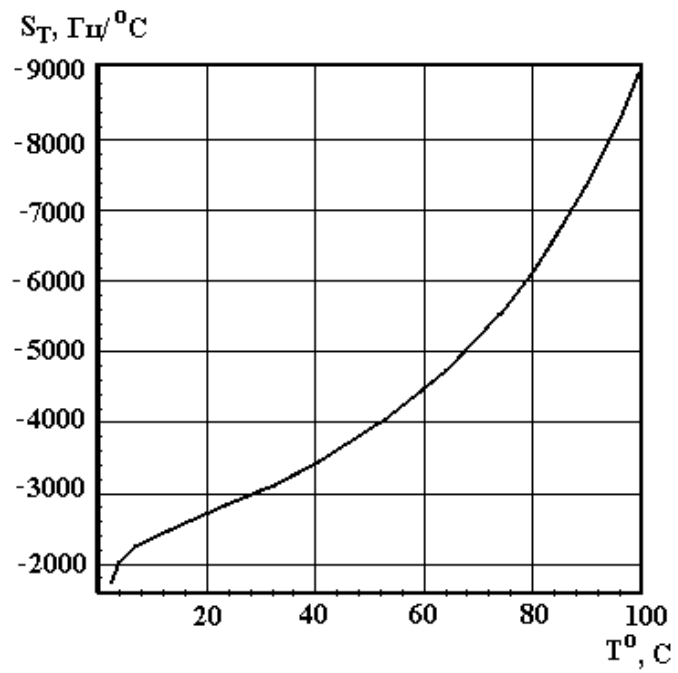


Рисунок 5.44. – Залежність чутливості перетворювача з активною індуктивністю від температури



## ПІДСУМКИ

За результатами досліджень можна зробити такі висновки:

1. Показано, що теплові сенсори потоку характеризуються високою конструктивно-технологічною сумісністю з апаратурою біомедичного призначення і, у порівнянні з іншими типами сенсорів потоку, в найбільш повній мірі відповідають вимогам до цієї апаратури. Поряд освоєнням нових мікроелектронних технологій виготовлення теплових сенсорів потоку, зокрема на основі MEMS структур, та подальший розвиток цих сенсорів ставить задачу підвищення параметрів сигнальних перетворювачів. Високий пріоритет мають питання оптимізації режимів живлення та підвищення точності сигнального перетворення функціонально інтегрованих елементів, які в теплових сенсорах потоку поєднують функції нагріву потоку та вимірювання зміни температури, обумовленої теплоперенесенням речовини рухомого потоку.

2. Розроблено комплексну методику електротеплового моделювання вимірювальних перетворювачів теплових сенсорів потоку, що включає в себе синтез кола заміщення імпульсної температурної релаксації та спосіб формування ВАХ перетворювачів в режимі їх самонагріву струмом живлення. Розглянуті проблеми нестабільності ітераційних процесів при аналізі ВАХ вимірювальних перетворювачів з від'ємним диференціальним опором, обумовленим самонагрівом цих перетворювачів. Розроблено експрес-метод визначення меж, в яких забезпечується коректний електротепловий DC аналіз.

3. Запропоновано спосіб синтезу електротеплових моделей терморезистивних, діодних та транзисторних структур первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку. На відміну від відомих пакетів схемного моделювання (PSpice чи MicroCAP) запропонований спосіб дозволяє за один цикл DC аналізу отримати ВАХ з врахуванням самонагріву вищевказаних перетворювачів.

4. В ході теоретичного аналізу показано, що оптимальне співвідношення між опором функціонально інтегрованого резистивного елемента  $R_{QT}$  та задавального резистора  $R_0$  кола первинного перетворювача теплового сенсора потоку має місце при  $R_{QT} / R_0 = 3$  і це суттєво відрізняється від традиційних терморезистивних схем для яких оптимальним співвідношенням є  $R_T / R_0 = 1$ . Теоретично встановлено, що заміна джерел стабільної напруги живлення півмостових та мостових схем первинних перетворювачів теплових сенсорів потоку на схеми з джерелами стабільного струму підвищує лінійність функції перетворення та, при

забезпеченні мінімального падіння напруги на вихідному колі джерела струму, дозволяє при заданій потужності споживання схеми підвищити до 7 разів чутливість сенсора потоку.

5. Проведено порівняльний аналіз вимірювальних кіл диференціальних сенсорів температури. Показано, що в порівнянні з мостовими схемами на терморезисторах, диференціальні транзисторні каскади забезпечують підвищення на декілька порядків чутливість вимірювальних кіл первинних перетворювачів різниці температур, зменшення температури саморозігріву та нелінійності функції перетворення при зміні абсолютної температури. Запропоновано методикау оптимізації режимів роботи вимірювальних кіл різницевої температури на базі транзисторних диференціальних каскадів. Показано, що з метою мінімізації залежності інформативного сигналу таких каскадів опорне значення напруги на базах транзисторів повинно знаходитися в межах  $V_{REF} = 1,2-1,25$  В.

6. З метою розширення діапазону вимірювання швидкості потоку, мінімізації енергоспоживання пристрою та обмеження нагріву речовини потоку запропоновано нове вирішення контролера температурного режиму. Основними параметрами контролера є: струм нагріву – від 1 мА до 1 А; напруга живлення  $+5$  В  $\pm 10$  %; тип вимірювального перетворення – двотактне інтегрування; діапазон вимірювання напруги – від 0,01 В до  $(E_V - 0,01)$  В; тривалість одного такту – від 0,01 мс до 10 мс; похибка стабілізації температури – не більша 0,1°C.

7. Розроблено та оптимізовано режими роботи високочутливого диференціального термометра – універсального пристрою вимірювання різниці температур, зокрема для реалізації теплових сенсорів потоку, засобів біохімічного аналізу, теплопровідності тощо. Диференціальний термометр характеризується роздільною здатністю вимірювання різниці температур – не менше 0,001°C.

8. З метою підвищення технічних характеристик теплових сенсорів потоку, зокрема, забезпечення вимірювання, як мікропотоків (одиниці мілілітрів об'єму потоку за хвилину), так і сенсорів потоків з значним масопереносом (до сотень літрів за хвилину) розроблено низку сигнальних перетворювачів. Розроблені сигнальні перетворювачі у повній мірі відповідають вимогам до сучасної апаратури біомедичного призначення та енергоекономної низьковольтної електроніки (однополярне 3 В живлення), забезпечують незначний тепловий вплив на середовище потоку та реалізуються на новітній елементній базі – високопрецизійних CMOS Rail-to-Rail операційних підсилювачах, двонаправлених мультиплексах типу ADG, мікроконвертерах типу ADuC, потужних D-MOS HEX FET транзисторах тощо.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Mohamed Gad-el-Hak. Flow Control: Passive, Active, and Reactive Flow Management. – Cambridge University Press. 2000. – 421 p.
2. E. L. Upp, Paul J. LaNasa. Fluid flow measurement: a practical guide to accurate flow measurement. – Gulf Professional Publishing. 2002. – 264 p.
3. David W. Spitzer. Flow Measurement: Practical Guides for Measurement and Control. – The Instrumentation, Systems, and Automation Society. 2001. – 828 p.
4. Richard Miller. Flow Measurement Engineering Handbook. – McGraw-Hill Professional. 1996. – 1168 p.
5. Кремлевский П. П. Расходомеры и счетчики количества веществ / П. П. Кремлевский. – Изд. Политехника, 2004. – 412 с.
6. Fleming W.J. Overview of automotive sensors // Sensors Journal, IEEE. – 2001. – Vol. 1, No. 4. – P. 296–308.
7. P. Gravesen, J. Branebjerg, O.S. Jensen. Microfluidics – a review // J. Micromech. Microeng. – 1993. – No. 3. – P. 168–182.
8. P. Norlin, O. Öhman, B. Ekström, L. Forsen. A chemical microanalysis system for the measurement of pressure, flow rate, temperature, conductivity, UV-absorption and fluorescence // Sensors and Actuators: B. – 1998. – No. 49. – P. 34–39.
9. N.T. Nguyen. Micromachined flow sensors – a review // Flow Meas. Instrum. – 1997. No. 8. – P. 7–16.
10. N.T. Nguyen, R. Kiehnscherf. Low-cost silicon sensors for mass flow measurements of liquids and gases // Sens. Actuators A: Phys. – 1995. – No. 49. – P. 17–20.
11. J. Chen, Z.F. Fan, J. Zou, J. Engel, C. Liu. Two-dimensional micromachined flow sensor array for fluid mechanics studies // J. Aerospace Eng. – 2003. – No. 16. – P. 85–97.
12. J. VanKuijk, T.S.J. Lammerink, H.-E. de Bree, M. Elwenspoek, J.H.J. Fluitman. Multi-parameter detection in fluid flows // Sensors and Actuators A: Phys. – 1995. – No. 47. – P. 369–372.
13. Jungkyu Kim, Bruce K. Gale. Rapid prototyping of microfluidic systems using a PDMS/polymer tape composite // Lab. Chip. – 2009. – Vol. 9. – P. 1290–1293.

14. Rebecca L. Rich, Adam R. Miles, Bruce K. Gale, David G. Myszka. Detergent screening of a GPCR using serial and array biosensor technologies // *Anal. Biochem.* – 2009.– Vol. 386, No. 1. – P. 98–104.
15. Kathryn A. Smith, Bruce K. Gale, John C. Conboy. Micropatterned fluid lipid bilayer array // *Anal. Chem.* Vol. 80, No. 21. – P. 7980–7987.
16. Niel Crews, Timothy A. Ameel, Carl Wittwer, Bruce Gale. Flow-Induced Thermal Effects on Spatial DNA Melting // *Lab. Chip.* – 2008. – Vol. 8. – P. 1922–1929.
17. Mark A. Eddings, Michael A. Johnson, Bruce K. Gale. Determining the optimal PDMS–PDMS bonding technique for microfluidic devices // *J. Micromech. Microeng.* – 2008. – Vol. 18. – P. 1–4.
18. Niel Crews, Carl Wittwer, Bruce Gale. Continuous-Flow Thermal Gradient PCR // *Biomed. Microdevices.* – 2008. – Vol. 10, No. 2. – P. 13–19.
19. Bruno Frazier, Karin D. Caldwell, Bruce K. Gale, Ian Papautsky. Integrated micromachined components for biological analysis systems // *Journal of Micromechatronics.* – 2000. – Vol. 1, No. 1. – P. 67–84.
20. Bruce K. Gale. Novel Techniques and Instruments for Field Flow Fractionation of Biological Materials // *Proc. 225<sup>th</sup> ACS National Meeting, New Orleans, LA, March 23–27, 2003.* – P. 107–109.
21. Електронна енциклопедія Wikipedia. [Електронний ресурс]: [http:// wikipedia.org](http://wikipedia.org).
22. Чутники електромагнітного випромінювання для біотехнічних досліджень / Г. С. Тимчик, В. І. Скицюк, М. А. Вайнтрауб, Т. Р. Ключко. – К. : МП Леся, 2004. – 64 с.
23. Інтернет-ресурс Fluidic Flowmeters. – Режим доступу : <http://www.fluidicflow-meters.com>.
24. Інтернет-ресурс Pentagon Reports. – Режим доступу : <http://www.stormingmedia.us>.
25. George Mon. Advanced Fluidic Temperature Studies // *Storming Media. Pentagon Reports.* [Електронний ресурс] – Режим доступу : <http://www.stormingmedia.-us/89/8987 /D898700.html>.
26. Robert W. Young, Leonard D. Dansbury. Fluidic Interface Means // *Storming Media. Pentagon Reports.* – Режим доступу : <http://www.stormingmedia.us/95/9527/ D952700.html>.

27. Allen B. Holmes. Electro Fluidic Actuator // Storming Media. Pentagon Reports. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.stormingmedia.us/28/2898/D289800.html>.
28. Walter M. Posingies. Advanced Fluidic Temperature Studies. // Storming Media. Pentagon Reports. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.stormingmedia.us/74/7413/A741360.html>.
29. Leonard M. Sieracki. Handbook of Fluidic Sensors // Storming Media. Pentagon Reports. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.stormingmedia.us/54/5411/A541140.html>.
30. Carl J. Campagnuolo; Harold S. Duff; Henry C. Lee; Frank E. Blodgett; Leon Scheinine. A Fluidic Generator as an Environmental and Safety Device for the SUU53/A Cartridge Dispenser // Storming Media. Pentagon Reports. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.stormingmedia.us/02/0218/A021830.html>.
31. E. Meng, S. Gassmann, Y.-C. Tai. A MEMS body fluid flow sensor // Micro Total Analysis Systems. – 2001. Monterey, CA. – P. 167–168.
32. S. Wu, Q. Lin, Y. Yuen, Y.-C. Tai. MEMS flow sensors for nanofluidic applications // Sensors and Actuators A : Phys. – 2001. – No. 89. – P. 152–158.
33. E. Meng, Y.-C. Tai. A Parylene MEMS flow sensing array // Transducers 2003. Boston, MA, June 8–12, 2003. – P. 686–689.
34. C.Q. Yang, H. Soeberg. Monolithic flow sensor for measuring milliliter per minute liquid flow // Sensors and Actuators A : Phys. – 1992 – No 33. – P. 143–153.
35. Y. Itoh and K. Takahashi. Nano thermal sensor for micro fluidic devices // Proc. 22nd Sensors Symposium. – 2005. – P. 171–174.
36. Компактные портативные ультразвуковые расходомеры жидкости PORTAFLOW. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.energotest.ru/fm.html>.
37. Arshak Poghossian, Lars Berndsen, Michael J. Schöning. Chemical sensor as physical sensor: ISFET-based flow-velocity, flow-direction and diffusion-coefficient sensor // The 16th European Conference on Solid-State Transducers September 15-18, – 2002. TP33 – P.649–650.
38. D. Lee, X. Sun, E. Quevy, R. T. Howe, T.-J. King. WetFET-Novel Fluidic Gate-Dielectric Transistor for Sensor Applications // IEEE VLSI-TSA Meeting Technical Digest. – 2007. – P. 124–125.

39. P. Bergveld. Thirty years of ISFETology: what happened in the next 30 years and what may happen in the next 30 years // *Sensors and Actuators B.* – 2003. – No. 88. – P. 1–20.
40. B.W. van Oudheusden. Silicon thermal flow sensors // *Sensors and Actuators A: Phys.* – 1992. – No. 30. – P. 5–26.
41. M. Ashauer, H. Glosch, F. Hedrich, N. Hey, H. Sandmaier, W. Lang. Thermal flow sensor for liquids and gases based on combinations of two principles // *Sensors and Actuators A.* – 1999. – Vol. 73. – P. 7–13.
42. F. Jiang, Y.-C. Tai, C.-M. Ho, R. Karan, M. Garstenauer. Theoretical and experimental studies of micromachined hot-wire anemometers // *International Electron Devices Meeting (IEDM), San Francisco, December, 11–14.* – 1994. – P. 139–142.
43. J.J. van Baar, R.W. Wiegerink, T.S.J. Lammerink, G.J.M. Krijnen, M. Elwenspoek. Micromachined structures for the thermal measurements of fluid and flow parameters // *J. Micromech. Microeng.* – 2001. – No. 11. – P. 311–318.
44. T. S. T. Lammerink, N. R. Tas, M. Elwenspoek, J. H. J. Fluitman. Micro-liquid flow sensor // *Sensors and Actuators A.* – 1993. – P. 45–50.
45. P.M. Handford, P. Bradshaw. The pulsed-wire anemometer // *Exp. Fluids* 7. – 1989. – P. 125–132.
46. Ellis Menga, Po-Ying Li, Yu-Chong Tai. A biocompatible Parylene thermal flow sensing array // *Sensors and Actuators A.* – 2008. – No. 144. – P. 18–28.
47. Bartsch de Torres, C. Renschb, T. Thelemannc, J. Müller, M. Hoffmann. Fully Integrated Bridge-type Anemometer in LTCC-based Microfluidic Systems Advances [Электронный ресурс] // *Science and Technology.* – 2008. – Vol. 54. – P. 401–404. – Режим доступа : <http://www.scientific.net>.
48. Маргелов А. Датчики расхода газа компании Honeywell [Электронный ресурс] / А. Маргелов // *Chip News.* – 2005. – № 9 (102). – С. 56–58. – Режим доступа до журн. : [www.chip-news.ru](http://www.chip-news.ru).
49. N.-T. Nguyen, W. Dotzel. Asymmetrical locations of heaters and sensors relative to each other using heater arrays: a novel method for designing multi-range electrocaloric mass-flow sensors // *Sensors and Actuators: A Phys.* – 1997. – Vol. 62. – P. 506–512.

50. N. Sabate, J. Santande, L. Fonseca, I. Gracia, C. Cane. Multi-range silicon micromachined flow sensor // The 16<sup>th</sup> European Conference on Solid-State Transducers. – 2002. – P. 202–205.
51. Ihsan Hariadi, Hoc-Khiem Trieu, Wilfried Mokwa, Holger Vogt. M. Integrated MFlow Sensor with Monocrystalline Silicon Membrane Operating in Thermal Time-of-Flight Mode // The 16<sup>th</sup> European Conference on Solid-State Transducers. – 2002. – P. 115–116.
52. ELDRIDGE PRODUCTS INC - Thermal Gas Mass Flow Measurement and Control Instrumentation. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.cmctechnologies.com.au/index.htm>.
53. Термоанемометры Testo 405, Testo 425. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.inducr.com.ua>.
54. Y. Fang and W. W. Liou. Computations of the Flow and Heat Transfer in Microdevices Using DSMC With Implicit Boundary Conditions // J. Heat Transfer. – 2002. – Vol. 124. – P. 338–345.
55. W.W. Liou and Y. Fang. Implicit Boundary Conditions for Direct Simulation Monte Carlo Method in MEMS Flow Predictions // CMES. – 2000. – Vol. 1, No. 4, – P. 119–128.
56. Y. Weiping, L. Chong, L. Jianhua, M. Lingzhi and N. Defang. Thermal distribution microfluidic sensor based on silicon // Sensors and Actuators B. – 2005. – Vol. 108. – P. 943–946.
57. Koji Takahashi, Taku Higuchi, Yohei Ito, Tatsuya Ikuta, Kunihiro Nagayama. Study on Local Heat Transfer of Nano Fluidic Sensor // Proceedings of the 23rd sensor symposium. – 2006. – P. 279–282.
58. Knauss H., Gaisbauer U., Wagner S., Buntin D., Maslov A., Smorodsky B., Betz J. Calibration experiments of a new active fast response heat flux sensor to measure total temperature fluctuations. Part I. Introduction to the problem // Intern. Conf. on the Methods of Aerophys. Research.: Proc. Pt. III. Novosibirsk. – 2002. – P. 85–91.
59. Knauss H., Gaisbauer U., Wagner S., Buntin D., Maslov A., Smorodsky B., Betz J. Calibration experiments of a new active fast response heat flux sensor to measure total temperature fluctuations. Part III. Heat flux density determination in a short duration wind tunnel // Intern. Conf. on the Methods of Aerophys. Research. : Proc. Pt. III. Novosibirsk. – 2002. – P. 102–112.
60. G. Kaltsas, D. Goustouridis, A. G. Nassiopoulou, D. Tsoukalas, S. Chantzandroulis. Flow study in both turbulent and laminar flow

- with a system of thermal flow and capacitive pressure sensors. – Режим доступу : <http://www.imel.demokritos.gr>.
61. G. Kaltsas, A. A. Nassiopoulou and A. G. Nassiopoulou. Characterization of a Silicon Thermal Gas-Flow Sensor With Porous Silicon Thermal Isolation // IEEE Sensors Journal. – 2002. – № 5. – P. 22–29.
  62. Y. Mo, Y. Okawa, K. Inoue and K. Natukawa, Low-voltage and low- power optimization of micro-heater and its on-chip drive circuitry for gas sensor array // Sensor and Actuators A. – 2002. – Vol. 100. – P. 94–101.
  63. Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов. Компоненты и технологии. [Электронный ресурс] – Режим доступа : <http://www.compitech.ru>.
  64. Циделко В.Д.. Невизначеність вимірювання. Обробка даних і подання результату вимірювання. / Циделко В.Д., Яремчук Н. А. – К. : ІВЦ Політехніка, 2002. – 176 с.
  65. Програма теплового розрахунку SEMISEL 3.1. [Електронний ресурс] – Режим доступу : <http://www.tsdrive.com.ua>.
  66. Calandra E. F. Introduction to PSPICE Using ORCAD for Circuits and Electronics // Circuits and Devices Magazine, IEEE. – 2005. – Vol. 21, No. – P. 26–27.
  67. Micro-Cap 7.0, 8.0, 9.0 Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. Spectrum Software. 2001, 2005, 2008. [Електронний ресурс] – Режим доступу : [www.spectrum-soft.com](http://www.spectrum-soft.com).
  68. Desing J., Lindgren P. Sensor communication technology towards ambient intelligence // Measurement Science and Technology. – 2005. – Vol. 16. – P. 37–46.
  69. Десинг Й. Технология связи датчиков для создания окружающего интеллекта / Й. Десинг, П. Линдгрэн // Датчики и системы. – 2005. – № 12. – С. 63–74.
  70. Dusad S., Diggavi S.N., Al-Dhahir N., Calderbank A. R. Diversity Embedded Codes: Theory and Practice // IEEE Journal of selected topics in signal processing. – 2008. – Vol. 2, No. 2. – P. 202–219.
  71. Naffziger S. Microprocessors of the future: Commodity or engine growth? // Solid-State Circuits Magazine, IEEE. – 2009. – Vol. 1, No. 1. – P. 76–82.
  72. Intelligent instrumentation products. The Handbook of Personal Computer. Instrumentation for Data Acquisition. Test. Measure-



- ment and Control. – Burr-Brown Corp. and Intelligent Instrumentation Inc, 1989.
73. John Brignell, Neil While. Intelligent Sensor System. – Institute of Physics Publishing Bristol and Philadelphia. IOP Publishing. 1996.
  74. Lunze J. Notion of the state in systems theory and artificial intelligence // Intelligent Systems Engineering. – 1994. – Vol. 3, No. 4. – P. 201–210.
  75. Wang Fei-Yue. Intelligent Systems in a Connected World // Intelligent Systems Engineering. 2009. – Vol. 24, No. 1. – P. 2–4.
  76. Иванов С. Ю. Анализ алгоритмов обработки информации для интеллектуальных датчиков давления / С. Ю. Иванов, Г. Е. Карталов // Измерительная техника. – 1990. – № 3. – С. 26–29.
  77. Xiao Fan Wang, Guanrong Chen. Complex networks: small-world, scale-free and beyond // Circuits and Systems Magazine, IEEE. – 2003. – Vol. 3, No. 1. – P. 6–20.
  78. Ayazifar B. Can we make signals and systems intelligible, interesting, and relevant? // Circuits and Systems Magazine, IEEE. – 2009. – Vol. 9, No. 1. – P. 16–18.
  79. Collins Luke. Cut the cord // Electronics. – 2007. – Vol. 5, No. 6. – P. 42–46.
  80. Song E.Y.; Kang Lee. Understanding IEEE 1451-Networked smart transducer interface standard - What is a smart transducer? // Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE. – 2008. – Vol. 11, No. 2. – P. 11–17.
  81. Leens F. An introduction to I<sup>2</sup>C and SPI protocols // Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE. – 2009. – Vol. 12, No. 1. – P. 8–13.
  82. Gorod A., Sauser B., Boardman J. System-of-Systems Engineering Management: A Review of Modern History and a Path Forward // Systems Journal, IEEE. – 2008. – Vol. 2, No. 4. – P. 484–499.
  83. Азаров О. Д. Високолінійні порозрядні АЦП з ваговою надлишковістю для систем реєстрації та оброблення сигналів : монографія. / О. Д. Азаров, О. А. Архипчук, С. М. Захарченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. 125 с.
  84. 84. Иванов В. С. Новые решения Freescale Semiconductor для встраиваемых систем управления и сбора информации [Электронный ресурс] / В. С. Иванов, И. Н. Чепурин // Режим доступа до журн. : [www.freescale.com/files/abstract/global/RUSSIA\\_ART\\_3.doc](http://www.freescale.com/files/abstract/global/RUSSIA_ART_3.doc).

85. Rabaey J., Ammer J., Otis B.; Burghardt F., Chee Y.H.; Pletcher N., Sheets M., Qin H. Ultra-low-power design // *Circuits and Devices Magazine, IEEE*. – 2006. – Vol. 22, No. 4. – P. 23–29.
86. Kwong Joyce, Chandrakasan Anantha. Advances in Ultra-Low-Voltage Design // *Solid-State Circuits Newsletter, IEEE*. – 2008. – Vol. 13, No. 4. – P. 20–27.
87. Alippi C., Anastasi G., Di Francesco M., Roveri M. Energy management in wireless sensor networks with energy-hungry sensors // *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*. – 2009. – Vol. 12, No. 2. – P. 16–23.
88. Jianyong Lin; Wendong Xiao; Lewis F.L.; Lihua Xie. Energy-Efficient Distributed Adaptive Multisensor Scheduling for Target Tracking in Wireless Sensor Networks. *Instrumentation and Measurement, IEEE*. – 2009. – Vol. 58, No. 6. – P. 1886–1896.
89. Vittoz Eric A. The Electronic Watch and Low-Power Circuits // *Solid-State Circuits Newsletter, IEEE*. – 2008. – Vol. 13, No. 3. – P. 7–23.
90. Chang-Tzu Wang; Ming-Dou Ker. Design of Power-Rail ESD Clamp Circuit With Ultra-Low Standby Leakage Current in Nanoscale CMOS Technology // *Journal of Solid-State Circuits, IEEE*. – 2009. – Vol. 44, No. 3. – P. 956–964.
91. Lhermet H., Condemine C., Plissonnier M., Salot R., Audebert P., Rosset M. Efficient Power Management Circuit: From Thermal Energy Harvesting to Above-IC Microbattery Energy Storage // *Journal of Solid-State Circuits, IEEE*. – 2008. – Vol. 43, No. 1. – P. 246–255.
92. Хоровиц П. Искусство схемотехники : в 2 т. / П. Хоровиц, У. Хилл. – М. : Мир, 1984. – 598 с.
93. Смоллов В. Б. Функциональные преобразователи информации / В. Б. Смоллов. – Л. : Энергоиздат, 1981. – 248 с.
94. Алексеенко А. Г. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А. Г. Алексеенко, Е. А. Коломбет, Г. И. Стародуб. – М. : Радио и связь, 1985. – 256 с.
95. Бринали К. Измерительные преобразователи. Справ. пособие : пер. с англ. / К. Бринали. – М. : Мир, 1991. – 143 с.
96. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1988. – 304 с.

97. Коломбет Е. А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов / Е. А. Коломбет. – М. : Радио и связь, 1991. – 376 с.
98. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором / О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. – 303 с.
99. Куприянов М. С. Техническое обеспечение цифровой обработки сигналов. Справочник / М. С. Куприянов, Б. Д. Матюшкин, В. Е. Иванова. – СПб : Наука и техника, 2000. – 752 с.
100. Бермена Х. Прикладная лазерная медицина / Х. Бермена, Г. Мюллера. – М. : Интерэкспер, 1997.
101. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / [за ред. З. Готри, Р. Голяки]. – Львів : Вид. Державного університету «Львівська політехніка», 1999. – 364 с.
102. Schmalzel J.L., Rauth D.A. Sensors and signal conditioning // Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE. – 2005. – Vol. 8, No. 2. – P. 48–53.
103. Ziegler S.; Woodward R.C.; Iu H., Borle, L.J. Current Sensing Techniques: A Review // Sensors Journal, IEEE. – 2009. – Vol. 9, No. 4. – P. 354–376.
104. Dvorkind T. G.; Eldar Y. C. Robust and Consistent Sampling // Signal Processing Letters, IEEE. – 2009. – Vol. 16, No. 9. – P. 739–742.
105. Candes E.J., Wakin M.B. An introduction to compressive sampling // Signal Processing Magazine, IEEE. – 2008. – Vol. 25, No. 2. – P. 21–30.
106. Treichler J. Signal processing: A view of the future, part 1 // Signal Processing Magazine, IEEE. – 2009. – Vol. 26, No. 2. – P. 116–120.
107. Treichler J. Signal processing: A view of the future, part 2 // Signal Processing Magazine, IEEE. – 2009. – Vol. 26, No. 3. – P. 83–86.
108. Rapuano S., Daponte P., Balestrieri E., De Vito L.; Tilden S.J., Max S.; Blair J. ADC parameters and characteristics // Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE. – 2005. – Vol. 8, No. 5. – P. 44–54.
109. Fujimoto Y., Kanazawa Y., Re P.L.; Iizuka K.A. 100 MS/s 4 MHz Bandwidth 70 dB SNR Delta Sigma ADC in 90 nm CMOS // Jour-

- nal of Solid-State Circuits, IEEE. – 2009. – Vol. 44, No. 6. – P. 1697–1708.
110. Sevenhans Jan, Craninckx Jan. Europe's Analog Design Experts Convened at 16<sup>th</sup> AACD Workshop // Solid-State Circuits Newsletter, IEEE. – 2007. – Vol. 12, No. 3. – P. 30.
  111. Nauta Bram. Analog IC Design at the University of Twente // Solid-State Circuits Newsletter, IEEE. – 2007. – Vol. 12, No. 1. – P. 5–10.
  112. Gang Liu, Haldi P., Tsu-Jae King Liu, Niknejad A.M. Fully Integrated CMOS Power Amplifier With Efficiency Enhancement at Power Back-Off // Journal of Solid-State Circuits, IEEE. – 2008. – Vol. 43, No. 3. – P. 600–609.
  113. Ferreira L., Pimenta T., Moreno, R. CMOS implementation of precise sample-and-hold circuit with self-correction of the offset voltage // Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings. – 2005. – Vol. 152, No. 5. – P. 451–455.
  114. Chih-Wen Lu. A Rail-To-Rail Class-AB Amplifier With an Offset Cancellation for LCD Drivers // Journal of Solid-State Circuits, IEEE. – 2009. – Vol. 44, No. 2. – P. 525–537.
  115. Rashidzadeh R.; Muscedere R.; Ahmadi M.; Miller W. C. A Delay Generation Technique for Narrow Time Interval Measurement // Instrumentation and Measurement, IEEE. – 2009. – Vol. 58, No. 7. – P. 2245–2252.
  116. Lin B.R., Huang C.L. Analysis and implementation of a novel soft-switching pulse-width modulation converter // Power Electronics, IET. – 2009. – Vol. 2, No. 1. – P. 90–101.
  117. Zero-Drift Single-Supply Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifier AD8551/52/54. Data sheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа : [www.analog.com](http://www.analog.com).
  118. General-Purpose CMOS Rail-to-Rail Amplifiers AD8541/42/44. Data sheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа : [www.analog.com](http://www.analog.com).
  119. R. Kersjes, F. Lienscher, E. Spiegel, Y. Manoli, W. Mokwa. An invasive catheter flow sensor with on-chip CMOS readout electronics for the on-line determination of blood flow // Sensors and Actuators A: Phys. – 1996. – Vol. 54. – P. 563–567.
  120. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / А. А. Чернышев, В. И. Иванов, А. И. Аксенов, Д. Н. Глушкова. – М. : Энергия, 1980. – 216 с.

121. Мікроелектронні сенсори фізичних величин [у 3 т.] / [за ред. З. Готри]. – Львів : Ліга-Прес. [том 1 – 2002, том 2 – 2003, том 3 – 2004].
122. Давачі. Довідник / [за ред. З. Ю. Готри, О. І. Чайковського]. – Львів : Каменярь, 1995. – 312 с.
123. Фотоплетизмографічні технології контролю серцево-судинної системи : монографія / С. В. Павлов, В. П. Кожем'яко, В. Г. Петрук, П. Ф. Колісник – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2007. – 254 с.
124. Sah C.-T. Fundamentals of solid-state electronics // C.-T. Sah. World Scientific. – 1991. – 1011 p.
125. CMOS 3V/5V Wide Bandwidth Quad 2:1 Mux ADG774. [Електронний ресурс] – Режим доступу : [www.analog.com](http://www.analog.com).
126. IRLML2803 HEXFET<sup>®</sup> Power MOSFET. International Rectifier. [Електронний ресурс]: [www.irf.com](http://www.irf.com).
127. Differential Thermometer Testo922. [Електронний ресурс] – Режим доступу : [www.testo.com](http://www.testo.com).
128. SBIR Model 104 – High Resolution Differential Thermometer 0,01 °C. [Електронний ресурс] – Режим доступу : <http://www.sbir.com/thermometers.htm>.
129. ADuC824. MicroConverter, Dual-channel 16-/24-Bit ADCs with Embedded FLASH MCU.. Analog Devices, Inc. [Електронний ресурс] – Режим доступу : <http://www.analog.com>.
130. References: bandgap, low dropout. [Електронний ресурс] – Режим доступу: [www.analog.com](http://www.analog.com).
131. Оптико-електронні технології для пульсодіагностики / [С. В. Павлов, П. Ф. Колісник, С. С. Куленко та ін.] // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2008. – №1(15). – С. 136–143.
132. Контролер температурного режиму термоанемо-метричних сенсорів потоку / З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. С. Куленко, В. Е. Єрашок // Електроніка и связь. – 2009. – № 2–3. – С. 22–27.
133. Принципи електротеплового моделювання електронних схем з динамічним саморозігрівом елементів / З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. В. Павлов, С. С. Куленко // Електроніка. Вісник Національного університету «Львівська політехніка». – 2009. – № 646. – С. 57–65.

134. Мікроелектронні теплові сенсори потоку в біомедичних дослідженнях / З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. В. Павлов, С. С. Куленко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2008. – № 2. – С. 122–128.
135. Дифференциальный термометр с высокой разрешающей способностью / [З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. В. Павлов, С. С. Куленко та ін.] // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2009. – № 6 (84). – С. 19–23.
136. Куленко С. С. Перспективи розвитку оптико-електронних технологій при екологічному моніторингу / С.С. Куленко // Фотоніка – ОДС – 2008 : IV Міжнародна науково-технічна конференція, 29 вересня–2 жовтня 2008 : матеріали конф. – Вінниця, 2008. – С. 16–17.
137. Синергетичний підхід при сприйнятті зорової інформації / В. П. Кожем'яко, Й. Р. Салдан, С. В. Павлов, С. С. Куленко // Фотоніка ОДС-2008 : IV Міжнародна науково-технічна конференція, 29 вересня–2 жовтня 2008 : матеріали конф. – Вінниця, 2008. – С. 50–51.
138. Фотонные технологии в гинекологической практике / Т. Т. Ошовская, С. В. Павлов, А. М. Коробов, С. С. Куленко // Застосування лазерів у медицині та біології : XXX Міжнародна науково-практична конференція, 6-8 жовтня 2008 : матеріали конф. – Ялта, 2008. – С. 146–147.
139. Сигнальные преобразователи тепловых сенсоров потока / З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. С. Куленко, В. Е. Ерашок // Современные информационные и электронные технологии : X Міжнародна науково-практична конференція (СИЭТ-2009), 18–22 мая 2009 : матеріали конф. – Одеса, 2009. – С. 45.
140. Контролер температурного режиму термоанемометричних сенсорів потоку / З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. С. Куленко, В. Е. Єрашок // Электроника и нанотехнологии : XXIX Міжнародна науково-технічна конференція, 14–16 квітня 2009 : матеріали конф. – 2009. – С. 10.
141. Принципи електротеплового моделювання електронних схем з динамічним саморозігрівом елементів / З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. В. Павлов, С. С. Куленко // XII Відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки (ІТРЕ) Національного універси-

- тету «Львівська політехніка» з проблем електроніки, 7–10 квітня 2009 : – матеріали конф. – Львів, 2009. – С. 21.
142. Куленко С. С. Актуальність застосування оптико-електронних технологій при екологічному моніторингу / С. С. Куленко, С. В. Павлов // Екологія-2009 : II Всеукраїнський з'їзд екологів з міжнародною участю, 23–26 вересня 2009 : збірник наук. праць. – Вінниця, 2009. – С. 345.
  143. Застосування мікроелектронних теплових сенсорів потоку в біомедицині / З. Ю. Готра, Р. Л. Голяка, С. В. Павлов, С. С. Куленко // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2009): Матеріали IV Міжнародної науково-технічної конференції, 8–10 жовтня 2009 р. Ч. 2 : матеріали конф. – Вінниця, 2009. – С. 39.
  144. Гуляев Ю. В. Физические поля биологических объектов / Ю. В. Гуляев, Э. Э. Годик // Кибернетика живого. Биология и информация. – 1984. – С. 111–116.
  145. Дударев А. Л. Лучевая терапия / А. Д. Дударев – М. : Медицина, 1982. – 191 с.
  146. Системы отображения в медицине / В. Г. Абакумов, А. И. Рыбин, Й. Святош, Ю. С. Синекон. – К. : Юніверс, 2001. – 336 с.
  147. Новицкий П. ВЦифровые приборы с частотными датчиками. / П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг, В. С. Гутников. – Л. : Энергия, 1970. – 424 с.
  148. Арш Э. И. Автогенераторные методы и средства измерений. – М. : Машиностроение, 1979. – 56 с.
  149. Williamson T. Resonanz-Mebwert-Umsetzer vereinfachen analogmessungen // Elektronik. – 1987. – Vol. 36, No.1. – P. 65–71.
  150. Осадчук В. С. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі. / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, В. Г. Вербицький. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2001. – 195 с.
  151. Осадчук А. В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. / А. В. Осадчук. – Винница : Континент, 1998. – 130 с.
  152. Яремчук В. Ф. Измерительные преобразователи светового потока и температуры на основе фотоиндуктивного эффекта в полупроводниковых приборах : дис. ... канд. техн. наук : 05.11.13. / В. Ф. Яремчук. – Винница, 1990. – 186 с.

153. Одобецкий С. И. Измерительные преобразователи оптического излучения и температуры на основе реактивных свойств полупроводниковых структур : дис. ... канд. техн. наук : 05.11.13. / С. И. Одобецкий. – Винница, 1989. – 190 с.
154. Осадчук В. С. Сенсори тиску і магнітного поля. / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 207 с.
155. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. / А. А. Каяцкас. – М. : Высшая школа. – 1988. – 464 с.
156. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. / В. С. Осадчук. – К. : Вища школа, 1987. – 155 с.
157. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. –Вінниця : Універсум-Вінниця, 1999. – 275 с.
158. Пат. №40236 А України, МКИ G01K 7/01. Мікроелектронний вимірювач температури / Осадчук В. С., Осадчук О. В. – № 2000106038 ; Заявл. 26.10.2000 ; Опубл. 16.07.2001, Бюл. № 6. – 2 с.
159. Пат. №33405 А України, МКИ G01K 7/00. Напівпровідниковий вимірювач температури / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Кравчук Н. С. – № 99020936 ; Заявл. 18.02.1999 ; Опубл. 15.02.2001, Бюл. № 1. – 2 с.
160. Пат. №33404 А України, МКИ G01K 7/00. Пристрій для вимірювання температури / Осадчук В. С., Осадчук О. В., Кравчук Н. С. – № 99020935; Заявл. 18.02.1999; Опубл. 15.02.2001. Бюл. № 1. – 2 с.
161. Пат. № 40299 А України, МКИ G01K 7/00. Мікроелектронний пристрій виміру температури / Осадчук В. С., Осадчук О. В. – № 2000116706 ; Заявл. 27.11.2000 ; Опубл. 16.07.2001, Бюл. № 6. – 3 с.
162. Пат. № 40298 А України, МКИ H03B 7/00. Генератор електричних коливань / Осадчук В. С., Осадчук О. В. – № 2000116705; Заявлено 27.11.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. № 6. – 3 с.
163. Пат. № 41665 А України, МКИ H03C 7/00. Мікроелектронний генератор електричних коливань / Осадчук В. С., Осадчук О. В. – № 2001010067 ; Заявл. 03.01.2001 ; Опубл. 17.09.2001, Бюл. № 8. – 2 с.
164. Осадчук В. С. Методы построения микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей с частотным принципом рабо-



- ты / В. С. Осадчук, А. В. Осадчук. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2004, – № 3. – С. 26–33.
165. Чураков А. Я., Овсянников В. В. Датчики температуры с аналогом лямбда-диода / А. Я. Чураков, В. В. Овсянников. // Электроника. – 1989. – №7. – С. 23–25.
166. Ферри Д. Электроника ультрабольших интегральных схем : пер. с англ. / Д. Ферри, Л. Эйкерс, Э. Гринич. – М. : Мир, 1991. – 327 с.
167. Осадчук В. С. Дослідження поверхневих станів на межі  $\text{SiO}_2\text{-Si}$ , легованого бором / В. С. Осадчук, В. Ф. Яремчук, Н. С. Кравчук. // Матеріали міжнародного симпозиуму «Наука і підприємництво». – Вінниця–Львів. – 1997. – С. 98.
168. PSPICE User's guide. MicroSim Corporation. La Cadena Drive, Laguna Hills, 1989. –450 p.
169. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 2. Модели компонент аналоговых устройств. / В. Д. Разевиг. – М. : Радио и связь, 1992. – 72 с.
170. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Выпуск 3. Моделирование аналоговых устройств. / В. Д. Разевиг. – М. : Радио и связь, 1992. – 120 с.
171. Готра З.Ю. Технология микроэлектронных устройств. Справочник. / З. Ю. Готра. – М. : Радио и связь, 1991. – 528 с.
172. Виглеб Г. Датчики : пер. с нем. / Г. Виглеб. – М. : Мир, 1989. – 196 с.
173. Маллер Р. Элементы интегральных схем. / Р. Маллер, Т. Кейминс. – М. : Мир, 1989. – 630 с.
174. Киреев П. С. Физика полупроводников. / П. С. Киреев. – М. : Высшая школа, 1975. – 583 с.
175. Каяцкас А. А. Основы радиоэлектроники. / А. А. Каяцкас. – М. : Высшая школа. – 1988. – 464 с.
176. Черняев В. Н. Технология производства интегральных микросхем и микропроцессоров. / В. Н. Черняев. – М. : Радио и связь, 1987. – 464 с.
177. Березин А. С. Технология и конструирование интегральных микросхем. / А. С. Березин, О. Р. Мочалкина. – М. : Радио и связь, 1992. – 320 с.

178. Осадчук В. С. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. – Вінниця : Універсум-Вінниця, 1999. – 275 с.
179. Осадчук В. С. Исследование терморезистивного эффекта биполярных структур и его использование для создания микронных частотных преобразователей температуры / В. С. Осадчук, А. В. Осадчук. // Elektronika ir Elektrotechnika. – Kaunas. – 2002. – № 2(37). – P. 35–39.
180. Осадчук О. В. Математична модель теплових режимів мікроелектронних частотних перетворювачів / О. В. Осадчук. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2001. – №4. – С. 90–94.
181. Осадчук О. В. Математична модель частотного перетворювача температури на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором / О. В. Осадчук. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – № 4. – С. 49–53.
182. 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.
183. Осадчук В.С. Математическая модель частотного преобразователя температуры / В. С. Осадчук, А. В. Осадчук. // Elektronika ir Elektrotechnika. – 2000. – № 3(26). – P. 33–38.
184. Осадчук О. В. Інтегральний частотний перетворювач температури з активним індуктивним елементом / О. В. Осадчук. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2001. – № 1. – С. 75–78.
185. Электрические измерения. / под ред. Е. Г. Шрамкова. – М. : Высшая школа, 1972. – 518 с.  
Мирский Г. Я. Электронные измерения. / Г. Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1986. – 439 с.

## Додаток А

### Загальна характеристика сенсорів потоку

Сенсор потоку (витратомір, flow meter, fluidic sensor, fluidic flowmeter, flow velocity sensor) – це пристрій для вимірювання параметрів (швидкості або об’ємної чи масової витрати) потоку газу або рідини. Загальновідомими типами сенсорів потоку є „лічильники” води, природного газу, нафтопродуктів тощо. Області застосування та спектр фізичних принципів функціонування сенсорів потоку є надзвичайно широкими. Про актуальність розробок сенсорів потоку, свідчать опубліковані в останні роки численні монографії [1-5], наукові статті та матеріали конференцій [6-12]. Наукові аспекти та конструктивно-технологічні особливості сенсорів потоку спеціалізованих для апаратури біомедичного призначення розглянуті в [13-20].

Базову інформацію про фізичні принципи функціонування сенсорів потоку можна знайти, зокрема, в електронній енциклопедії Wikipedia [21] (рис. А.1), а патентну інформацію – у патентних базах даних, зокрема Patents.com (рис. А.2) [22]. Проблематику сенсорів потоку, нові підходи, технічні вирішення та області застосування цих сенсорів висвітлюють численні Інтернет-ресурси, зокрема, Fluidic Flowmeters (рис. А.3) [23]. Актуальні проблеми та динаміку розвитку сенсорів потоку можна прослідкувати на прикладі відкритих ресурсів Pentagon Reports в розділі Storming Media – Electronics and Fluidics (рис. А.4) [24–30]. Використання новітніх мікро- та нанотехнологій у сенсорах потоку висвітлені, зокрема, в [31–35].

За принципом функціонування сенсори потоку класифікуються на: обтікаючі (зокрема, ротаметри та тахометри), манометричні, теплові (зокрема, термоанемометри), силові (зокрема, кориолісові), оптичні (зокрема, лазерні), іонізаційні, ядерно-магнітні, вихрові, акустичні (зокрема, ультразвукові), електромагнітні (зокрема, індукційні), концентраційні (зокрема, міткові). Враховуючи доступність та значний об’єм інформації з питань функціонування, класифікації, переваг та недоліків відповідних класів сенсорів потоку, не має підстав викладення цих питань. Розглянемо лише декілька прикладів.

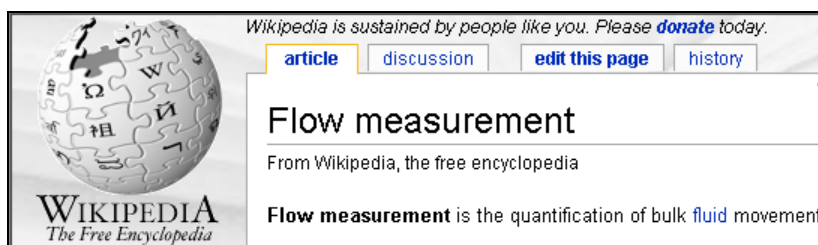


Рисунок А.1. – Сенсори потоку в енциклопедії Wikipedia [<http://wikipedia.org>]



Рисунок А.2. – Сенсори потоку в патентній базі Patents.com [<http://en.patents.com>]



Рисунок А.3 – Сенсори потоку в Інтернет-ресурсі Fluidic Flowmeters [<http://www.fluidicflowmeters.com>]

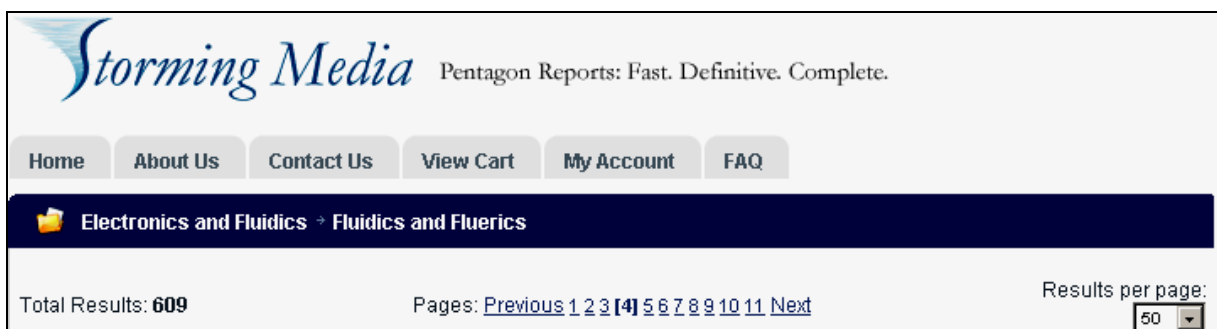


Рисунок А.4. – Сенсори потоку в Pentagon Reports [<http://www.stormingmedia.us>]

Так, типовий варіант реалізації манометричного сенсора тиску, який базується на вимірюванні різниці тиску в потоці при зменшенні перерізу магістралі чи наявності в ній діафрагми, наведено на рис. А.5. Перевагою такого пристрою є відсутність механічних компонентів, однак його значними недоліками з точки зору вимірювання потоків в системах біомедичного застосування, є неможливість вимірювати малі швидкості (об'ємні чи масові витрати) потоків, низька точність вимірювання та необхідність створення у вимірювальному потоці надлишкового тиску.

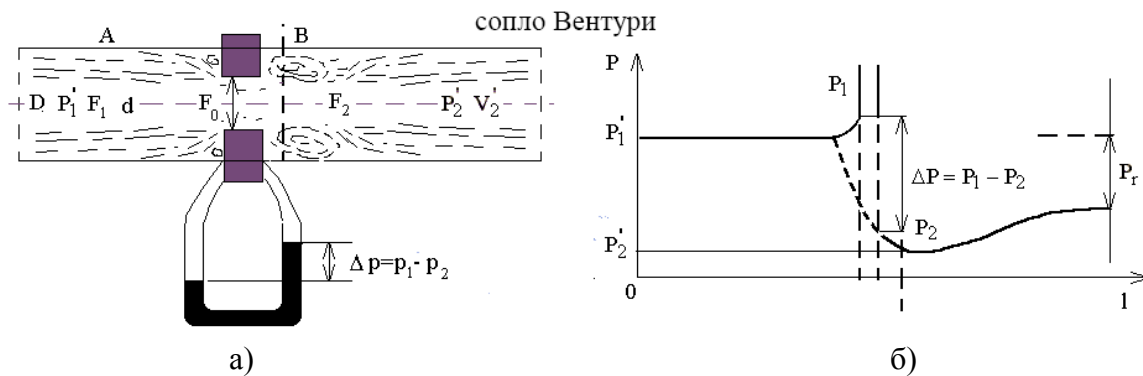



Рисунок А.5. – Типова конструкція (а) та розподіл тиску (б) в магістралі манометричного сенсора потоку

Приклад ультразвукового сенсора потоку (витратоміра), що базується на ефекті Доплера, наведено на рис. А.6 [36]. Переваги та недоліки ультразвукових сенсорів потоку майже збігаються з манометричними.




Portaflow 300



Portaflow SE




Portaflow 216



Portaflow 204

Ультразвуковий  
расходомер Portaflow 216



- Измеряет расход любой чистой жидкости
- Скорость потока - от 0,3 м/с до 12 м/с (в зависимости от диаметра трубы)
- Температура труб - от -20°C до +125°C
- Внутренний диаметр труб:  
от 50 до 400 мм
- Материал труб:  
сталь, чугун, медь, пластмасса, бетон, любой однородный материал
- Питание от сети 220 В или от аккумулятора (15 – 24 ч.)
- Маленький вес и компактные размеры, все умещается в пластиковом чемоданчике:  
Габариты/ вес - электронный блок - 236x125x41 мм / 1,5кг  
- датчик 395x40x32мм
- Размерность измеряемых параметров:  
● Расход - л/мин; л/с; м3/час ● Скорость - м/с ● Суммарный расход - л; м3
- Погрешность измерений - ±3% или 0,3 м/с, что больше
- Вывод информации:  
дисплей, аналоговый выход

Рисунок А.6. – Характеристики ультразвуковых витратомірів PORTAFLOW

В результаті проведеного нами аналізу літературних даних було показано, що для вимірювання потоків у апаратурі біохімічного та біомедичного призначення найбільш придатними є сенсори теплового та концентраційного типів. Їх характеризує можливість вимірювати дуже незначні потоки рідин та газів, відсутність механічних компонентів в потоці, хіміко-біологічна сумісність конструкційних

матеріалів, а також можливість мініатюризації з використанням сучасних технологій твердотільної електроніки. Аналіз сенсорів потоку теплового типу, що враховують пріоритетність в біомедицинній галузі, винесено в підрозділ 1.1.

Тому, спочатку зупинимось на сенсорах концентраційного типу. Прикладом такого пристрою є виготовлений на основі твердотільної мікроелектроніки іонно-концентраційний сенсор (рис. А.7) [37, 38]. В потоці рідини, швидкість якого вимірюється, шляхом гідролізу, створюється область підвищеної концентрації іонів водню. Потік відносить ці іони в напрямку його руху, обумовлюючи тим самим різницю концентрацій іонів водню в зонах Upstream і Downstream (вверх та вниз за течією), – концентрація є вищою в напрямку потоку і зростає зі збільшенням його швидкості. Вимірювання концентрації іонів здійснюється іонно-селективними транзисторами ISFET (Ion Selective Field Effect Transistor). Такі транзистори є новітнім напрямком розвитку твердотільних сенсорів біохімічного аналізу [39], а тому зацікавленість в застосуванні ISFET структур не лише для вимірювання рН чи іонного складу досліджуваних рідин, але і швидкості потоку досліджуваної рідини є очевидною.

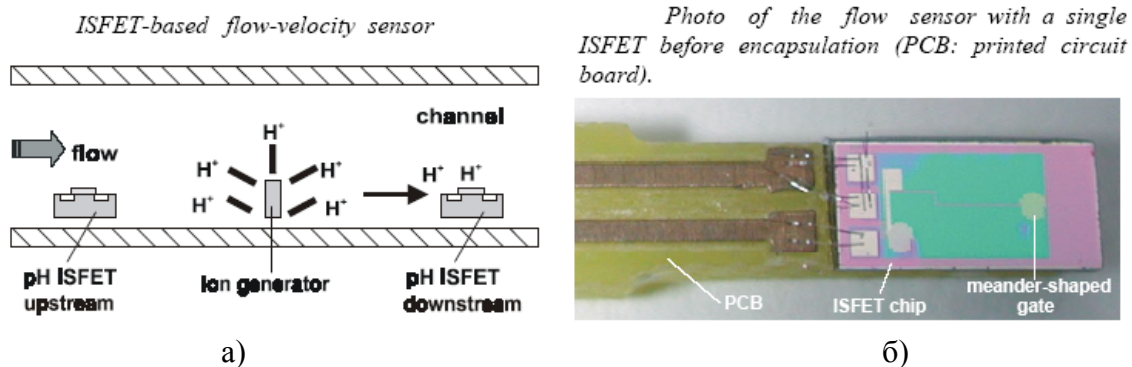


Рисунок А.7. – Базова конструкція (а) та фотографія (б) сенсора потоку концентраційного типу

І все ж відзначимо, що таке доволі нетипове вирішення сенсорного пристрою потоку не може претендувати на універсальність та масовість – останні є непридатними для вимірювання потоків газів; далеко не в кожному потоці рідини допускається можливість створення надлишкової концентрації іонів; іонізовані атоми можуть бути шкідливим з точки зору подальшого використання рідини; проблемним є також питання довговічності функціонування вказаних сенсорів. Тому, з метою скорочення поданого матеріалу, перейдемо до сенсорів потоку теплового типу, які з точки зору їх універсальності, можливості мініатюризації та біохімічної сумісності є найбільш придатними для пристроїв біохімічного та біомедицинного аналізу.



## Додаток Б

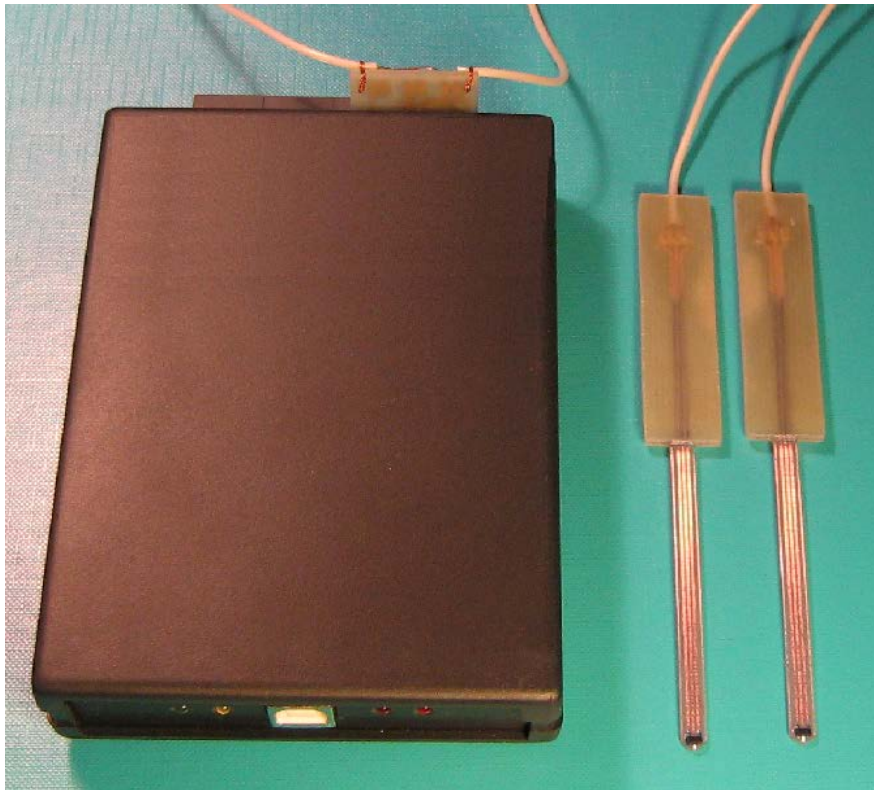


Рисунок Б.1. – Фотографія диференціального термометра



Рисунок Б.2. – Фотографія сенсорного пристрою вимірювання потоку (а)  
та його вузол первинного перетворювача (б)

*Наукове видання*

**Готра Зенон Юрійович  
Павлов Сергій Володимирович  
Голяка Роман Любомирович  
Вольдемар Вуйцик  
Олександр Володимирович Осадчук  
Сергій Сергійович Куленко**

## **МІКРОЕЛЕКТРОННІ СИГНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕПЛОВИХ СЕНСОРІВ ПОТОКУ**

Монографія

Редактор С. Малішевська

Оригінал-макет підготовлено С. Павловим

Підписано до друку 26.11.2012 р.  
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. др. Арк. 13,86  
Наклад 100 прим. Зам № 2012-188

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.