

Національний університет “Львівська політехніка”  
Міністерство освіти і науки України  
Національний університет “Львівська політехніка”  
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**БОЙКО ОКСАНА ВАСИЛІВНА**

УДК 621.382: 536.62

**ДИСЕРТАЦІЯ**  
**ФУНКЦІОНАЛЬНО-ІНТЕГРОВАНІ СЕНСОРИ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ**  
**НА СТРУКТУРАХ ТВЕРДОТІЛЬНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ**

05.27.01 – Твердотільна електроніка  
05 – Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Ідентичність усіх примірників дисертації

ЗАСВІДЧУЮ:

Вчений секретар спеціалізованої

вченої ради Д 35.052.13,

д.ф.-м.н., проф.

Д.М. Заячук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,  
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне  
джерело \_\_\_\_\_ О.В.Бойко

Науковий консультант - Готра Zenon Юрійовий, доктор технічних наук,  
професор

Львів – 2019

## АНОТАЦІЯ

*Бойко О.В.* Функціонально-інтегровані сенсори термічного аналізу на структурах твердотільної електроніки. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю **05.27.01 «Твердотільна електроніка»** – Національний університет «Львівська політехніка» Міністерства освіти і науки України, Львів, 2019.

Дисертаційна робота спрямована на розроблення наукових і практичних засад побудови та дослідження функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу на основі компонентів твердотільної мікроелектроніки та багатофункціональних сигнальних перетворювачів.

У роботі розроблено нові підходи до побудови мікроелектронних сенсорів термічного аналізу на основі структур твердотільної електроніки (зокрема транзисторних), новизною яких є функціональне інтегрування - використання єдиної мікроелектронної структури перетворювача для керованого нагріву досліджуваного зразка чи середовища відповідно до заданого алгоритму модуляції теплового потоку, вимірювання температури чи різниці температур між досліджуваним та опорним зразками, а також вимірювання зміни функціональних характеристик (калориметричних, термомагнітних, термооптичних, термомеханічних, термоімпедансних) досліджуваного зразка в процесі модуляції його температури. Вперше розроблено метод модельного SPICE дослідження та параметричного аналізу мікроелектронних сенсорів термічного аналізу на основі електротеплової аналогії, що на відміну від відомих, враховує ефект акумуляції теплової енергії при фазових переходах досліджуваної речовини. Запропоновано критерії оцінки точності функціонування сенсорів різницевої температури на транзисторних каскадах та встановлені закономірності температурних характеристик, що уможливило оптимізацію режимів їх роботи. Набули подальшого розвитку методи

формування інформативних сигналів в магнітотранзисторних перетворювачах функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу, що базуються на модуляції струму емітера та перемиканні режимів роботи р-п переходів магнітотранзисторної структури. Це дозволило реалізувати однокомпонентні термомагнітні сенсори з функцією вимірювання магнітного поля, керованого «in-situ» нагрівання та вимірювання температури. Синтезовано структуру функціонально-інтегрованого сенсора температури на основі органічних світловипромінювальних та фоточутливих матеріалів, яка на відміну від відомих поєднує джерело випромінювання, оптично-активне середовище та детектор випромінювання.

У першому розділі проведено аналіз принципів побудови та тенденції розвитку сенсорів термічного аналізу. Описано і проаналізовано основні напрямки, переваги і досвід застосування термоаналітичних, зокрема калориметричних методів дослідження. Розглянуто основні принципи реалізації сенсорів термічного аналізу та визначено передумови їх розвитку.

У другому розділі проведено дослідження та вдосконалення сигнальних перетворювачів терморезистивних та термоелектричних сенсорів. Запропоновані рішення забезпечують зменшення похибки нелінійності функції перетворення (0,01% в діапазоні 0 – 800 °С) та часу вимірювання температури (менше  $0,5 \tau_0$  постійної часу терморезистора), а також дозволяють компенсувати вплив опорів ліній зв'язку терморезистивних сенсорів. Розроблено нові структури двошарових плівкових терморезистивних мостових схем, які забезпечили вимірювання абсолютної та різницевої температури з роздільною здатністю  $2,5 \cdot 10^{-3}$  °С в діапазоні -10 – 100 °С.

У третьому розділі роботи формулюється концепція побудови функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу на основі компонентів твердотільної мікроелектроніки та багатофункціональних сигнальних перетворювачів, яка передбачає поєднання декількох методів дослідження в єдиний комплекс. Новизною запропонованого підходу є функціональне інтегрування – використання єдиної мікроелектронної структури

перетворювача для керованого нагріву досліджуваного зразка чи середовища згідно заданого алгоритму модуляції теплового потоку, вимірювання температури чи різниці температур між досліджуваним та опорним зразками, а також вимірювання зміни магнітних, механічних, оптичних чи імпедансних характеристик досліджуваного зразка в процесі модуляції його температури. Описано переваги запропонованої концепції та завдання, які виникають на шляху її реалізації.

У четвертому розділі представлена комплексна методика математичного SPICE моделювання та дослідження структур сенсорів термічного аналізу, новизною якої є можливість параметричного аналізу вимірювальних кіл з врахуванням ефекту акумуляції теплової енергії. Запропоновано подальший розвиток методів електротеплової аналогії для синтезу схем заміщення SPICE моделей сенсорів термічного аналізу. Основними інформативними величинами таких сенсорів є температура фазового переходу (плавлення, склування, кристалізації тощо) досліджуваної речовини та кількість теплової енергії, яка поглинається чи виділяється в процесі такого переходу. Запропоновано підходи щодо універсалізації електротеплових SPICE моделей сенсорів термічного аналізу. Універсальність моделювання забезпечується новим уніфікованим функціональним SPICE компонентом Thermicap (термікап), що моделює інформативні сигнали при фазовому переході досліджуваної речовини з можливістю акумуляції теплової енергії.

У п'ятому розділі проведено дослідження та оптимізацію режимів роботи сенсорів різницевої температури на транзисторних каскадах. Запропоновано критерії оцінки точності функціонування сенсора різницевої температури на диференційному каскаді, що забезпечують мінімальні значення похибки лінійної апроксимації, та методи оптимізації режиму роботи такого сенсора. Показано, що при номінальній температурі  $t_{NOM} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$  похибка лінійної апроксимації не перевищує значення  $0,025\text{ }^{\circ}\text{C}$  і практично не залежить від опорної напруги  $U_{REF}$ . Натомість при відхиленні значення температури від номінального похибка лінійної апроксимації зростає і має виражену залежність

від опорної напруги. Так, при граничних значеннях абсолютної температури  $t_{MIN} = 0\text{ }^{\circ}\text{C}$  та  $t_{MAX} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$  максимальне значення модуля похибки лінійної апроксимації при  $U_{REF} = 1.0\text{ В}$  збільшується до  $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$ . При значенні опорної напруги  $U_{REF}$  в діапазоні від  $1,2\text{ В}$  до  $1,3\text{ В}$  похибка лінійної апроксимації не перевищує  $0,04\text{ }^{\circ}\text{C}$  в діапазоні  $0 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

У шостому розділі наведені результати модельних та експериментальних досліджень властивостей органічних термочутливих світловипромінювальних та фоточутливих структур, які дали змогу запропонувати принципово нові підходи для створення функціонально - інтегрованих оптичних сенсорів температури. Синтезовано структуру функціонально-інтегрованого сенсора температури на основі органічних світловипромінювальних та фоточутливих матеріалів, що поєднує джерело випромінювання, оптично-активне середовище та детектор випромінювання та характеризується високою температурною чутливістю ( $30\text{ нм}/^{\circ}\text{C}$ ). Запропоновано систему моніторингу температури з рознесенням в просторі точок вимірювання на основі рідкокристалічних полімер-диспергованих первинних перетворювачів, що забезпечується використанням рідкокристалічних матеріалів з різними температурними залежностями максимумів селективного відбивання, що уможливорює використання одного оптичного каналу для вимірювання температури. При цьому забезпечується точність вимірювання до  $0,01\text{ }^{\circ}\text{C}$ , а значення постійної часу вимірювання не перевищує  $0,3\text{ с}$ .

У сьомому розділі представлено приклади апаратно-програмної реалізації мікроелектронних сенсорів термічного аналізу, зокрема, функціонально-інтегрований термомагнітний сенсор, сенсор різницевої температури з функцією інтегрування та сигнальний перетворювач сенсорів термічного аналізу на основі поєднання термічних та ємнісних методів досліджень. Пристрої характеризуються високими значеннями роздільної здатності вимірювання різниці температури (не гірше  $0,001\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) та відповідають критеріям та вимогам мікроелектронних пристроїв Інтернету речей:

однополярне низьковольтне живлення (3–5 В), мінімальне енергоспоживання ( $10^{-5}$ – $10^{-2}$  Вт), функціонування в широкому діапазоні вхідних та вихідних напруг (rail-to-rail режими роботи), універсальність та стабільність функціонування при зміні зовнішніх впливів.

**Ключові слова:** структури твердотільної електроніки, сенсори термічного аналізу, функціональне інтегрування, SPICE модель, сигнальний перетворювач.

### Список публікацій за темою дисертації:

#### *Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:*

1. Бойко О.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. (2018) Сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин. Львів: Простір-М., 292.
2. Барило, Г. І., Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Марусенкова, Т. А., Прудис, І. Н., & Фабіровський, С. Є. (2019). Сигнальний перетворювач функціонально інтегрованих термомагнітних сенсорів. *Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"*. Серія: *Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, 76, 63-71.
3. Boyko, O., Barylo, G., Holyaka, R., Hotra, Z., Ilkanych, K. (2018). Development of signal converter of thermal sensors based on combination of thermal and capacity research methods. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 4/9(94), 36-42.
4. Bashtyk, Y., Wojko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed cholesteric liquid crystal. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 642(1), 41-46.
5. Boyko, O., & Hotra, O. (2019). Improvement of dynamic characteristics of thermoresistive transducers with controlled heating. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 5, 110-113.
6. Hotra, O., & Boyko, O. (2012). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 88(4A), 169-171.
7. Hotra, O., & Boyko, O. (2012). Temperature measuring device based on thin film thermoresistors. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 260, 207-218.
8. Hotra O., & Boyko O. (2011). Tranzystorowo-rezystancyjny układ kompensacji wpływu temperatury wolnych końców termopary. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 249, 21-27.

9. Бойко, О., Готра, З., Готра, О., & Костів, Н. (2010). Пристрій компенсації температури вільних кінців первинних термоелектричних перетворювачів. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 71, 120-124.

10. Микитюк, З. М., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Іванюк, Х. Б., & Турик, П. М. (2012). Температурний сенсор на основі селективного відбивання в рідких кристалах. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 24(2), 147-151.

11. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ільканич, В. Ю., Годинюк, І. М., & Бойко, О. В. (2012). Високостабільний гальваномагнітний сенсор з часовим перетворенням на комутованих конденсаторах. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*, 6(12(60)), 7-11.

12. Бойко, О. В., Чабан, О. П., Матвіїв, Р. О., & Куць, В. Р. (2013). Терморезистивний перетворювач з аналоговою лінеаризацією. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 1, 57-62.

13. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ільканич, В. Ю., Марусенкова, Т. А., & Бойко, О. В. (2013). Повышение электромагнитной помехоустойчивости сигнальных преобразователей на сенсорах Холла. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 4, 13-18.

14. Готра, З. О., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Вісьтак, М. В., Чабан, О. В., & Пристай, Т. В. (2013). Полімердиспергований рідкокристалічний матеріал як активне середовище первинного перетворювача оптичного сенсора температури. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 2(26), 131-135.

15. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Моделювання характеристики перетворення диференційного сенсора температури на біполярних транзисторах. *Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Електроніка*, 798, 23-33.

16. Готра, З., Голяка, Р., Бойко, О., & Вістак, М. (2014). Сенсор різницевої температури біомедичного диференційного сканувального калориметра. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 75, 73-78.

17. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Схема та SPICE модель сенсора температури біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика, електроніка*, 3(1), 30-36.

18. Бойко, О., & Голяка, Р. (2015). Електротеплова SPICE-модель калориметричного перетворювача. *Вісник Національного університету*

«Львівська політехніка». Серія: Комп'ютерні науки та інформаційні технології. 826, 345-353.

19. Бойко, О. В., Матвіїв, Р. О., & Чабан, О. П. (2015). Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах. *Методи та прилади контролю якості*, 1(34), 83-89.

20. Баштик, Ю. В., Бойко, О. В., Фечан, А. В., & Чабан, О. В. (2015). Моделювання впливу поверхневих умов та зовнішніх полів на параметр порядку рідких кристалів. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 29(1), 103-108.

21. Бойко, О. В. (2017). Підвищення швидкодії терморезистивних перетворювачів. *Вимірвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 2(58), 47-52.

22. Бойко, О. (2017). Вдосконалення двопровідних терморезистивних перетворювачів з комутаційним інвертуванням зразкових струмів. *Вимірвальна техніка та метрологія*, 78, 42-47.

23. Бойко, О., Голяка, Р., & Готра, З. (2018). Сенсор різницевої температури на основі інтегруючого сигнального перетворювача *Вимірвальна техніка та метрологія*, 79(3), 25-36.

***Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:***

24. Fechan, A., Ivaniuk, K., Dupliak, I., Boyko, O., Kotsarenko, M., Kotsun, V., & Fechan, N. (2018). OLED-LC structures for primary transducers of optical temperature sensors. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 670(1), 74-79.

25. Hotra, O., Boyko, O., & Zyska, T. (2014). Improvement of the operation rate of medical temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 92914, 92910A-1 – 92910A-6.

26. Boyko, O., & Hotra, O. (2015). Analogue linearization of transfer function of resistive temperature transducers. *Proceedings of SPIE*, 9662, 966247-1 – 966247-8.

27. Boyko, O., Holyaka, R., Hotra, Z., Fechan, A., Ivanyuk, H., Chaban, O., Zyska; T., & Shedreyeva I. (2018). Functionally integrated sensors of thermal quantities based on optocoupler. *Proceeding of SPIE*, 10808, 1080812-1 – 1080812-6.

28. Boyko, O., & Hotra, O. (2018). Correction of dynamic characteristics of temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 10808, 1080858-1 – 1080858-7.

29. Mykytyuk, Z., Fechan, A., Petryshak, V., Barylo, G., & Boyko, O. (2016, February) Optoelectronic multi-sensor of SO<sub>2</sub> and NO<sub>2</sub> gases. *XIII International*



*Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science” (TCSET’2016)* (pp. 402-405). IEEE.

30. Fechan, A., Kremer, I., Bashtyk, Y., & Boyko, O. (2017, July). Computer simulation of optical and dynamic properties of the polymer—Liquid crystal system for optoelectronics devices. *2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT)* (pp. 278-281). IEEE.

31. Boyko, O., Holyaka, R., & Hotra, Z. (2018, February). Functionally integrated sensors on magnetic and thermal methods combination basis. *14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering. (TCSET’2018)* (pp. 697-701). IEEE.

32. Hotra, O., & Boyko, O. (2009). Microprocessor temperature meter for dentistry investigation. *6th International Conference New electrical and electronic technologies and their industrial implementation : NEET 2009*. (p. 42). Zakopane, Poland.

33. Hotra, O., & Boyko, O. (2011). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Advanced Numerical Modelling: IIPhDW*. (p. 141-142). Warsaw-Lublin-Zielona Gora, Poland.

34. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Годинюк І.М., & Бойко О.В. (2012). Стабілізація режимів роботи гальваноманітних перетворювачів магнітного поля. *II Міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки"*. (с. 197). Чернівці.

35. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Марусенкова Т.А., & Бойко О.В. (2013). Структурно-алгоритмічні рішення завадостійких холлівських сенсорних пристроїв з Wake-up режимом роботи. *14-та Міжнародна науково-практична конференція "Сучасні інформаційні та електронні технології", СИЭТ-2013*. (с. 244-247). Одеса.

36. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., & Бойко О.В. (2013). Модельні дослідження характеристик диференційних сенсорів температури на транзисторних структурах. *III-я міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки"*. (с. 179). Чернівці.

37. Hotra Z., Boyko O., & Holyaka R. (2014). Model Research of the Calorimetric Sensor Scheme Based on a Transistor Transducer. *Proceedings of the*

*XII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science". (pp.323-324). Lviv-Slavske.*

38. Баштик Ю.В., Бойко О.В., Вісьтак М.В., Готра З.Ю., & Фечан А.В. (2016). Моделювання процесу розповсюдження світла в структурах пориста матриця – РК для оптичних сенсорів шкідливих речовин *Матеріали V Міжнародної науково-практичної конференції "Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах"*, (с. 254). Чернівці.

39. Bashtyk, Y., Wojko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed cholesteric liquid crystal. *The jubilee 10-th international conference "Electronic processes in organic and inorganic materials"*. (p. 330). Ternopil.

40. Бойко, О.В., & Чабан О.П. (2016). Підвищення швидкодії вимірювання температури біологічних об'єктів. *Всеукраїнська науково-практична конференція "Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів"*. (с.3). Львів.

41. Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Готра., З. Ю., & Чабан О. П. (2017). Функціонально-інтегровані сенсори теплових величин. *4-та міжнародна наукова конференція "Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах"*. (с. 116-117). Вінниця.

42. Fechan A., Ivaniuk K., Boyko O., Kotsun V., & Fechan N. (2018). Oled-LC structures for primary transducers of optical temperature sensors *11th International conference "Electronic processes in organic and inorganic materials"*. (p. 206). Ivano-Frankivsk.

43. Бойко О., & Голяка Р. (2019). Функціонально інтегрований термомагнітний вимірювальний перетворювач. *IV міжнародна науково-практична конференція "Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи"*. (с. 82-83). Львів.

***Публікації, які додатково відображають зміст дисертаційних досліджень:***

44. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34039 Україна. Пристрій для виміру температури. Київ: Державне патентне відомство України.

45. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34184. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.

46. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54329. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.

47. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54676. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.

48. Чабан О. В., Бойко О. В., Сушинський О. Є., Микитюк З. М., Пристай Т. В., Фечан А. В., Петришак В. С. Патент України 91663. Спосіб виготовлення первинного перетворювача оптичного сенсора температури. Київ: Державне патентне відомство України.

49. Голяка, Р. Л., Бойко, О. В., Дорош, Н. В., & Ільканич, В. Ю. (2013). Транзисторний вимірювальний перетворювач біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Медична інформатика та інженерія*, 3, 57-58.

50. Бойко О. (2016). Аналогова лінеаризація характеристик терморезистивного перетворювача формуванням компенсаційного струму. *Технічні вісті*, 1(43)/ 2(44), 43-45.

## ABSTRACT

*Boyko O.V.* Functionally integrated sensors of thermal analysis based on solid state electronics structures. – Qualifying scientific work on the rights of manuscript.

Thesis for the scientific degree of Doctor of Technical Sciences on specialty **05.27.01 - Solid State Electronics** - Lviv Polytechnic National University, The Ministry of Education and Science of Ukraine, Lviv, 2019.

The dissertation is devoted to the development of scientific and practical principles of construction and research of the functionally integrated sensors of a thermal analysis on the basis of components of solid-state microelectronics and multifunctional signal converters.

New approaches to the construction of microelectronic sensors of thermal analysis based on structures of solid-state electronics (in particular transistor ones) have been developed. The novelty is the functional integration – the usage of a single microelectronic structure of the converter for the controlled heating of the sample or

medium, according to a given algorithm of modulation of heat flow, the measurement of temperature or temperature difference between the sample and the reference, as well as measurement of changes in functional characteristics (calorimetric, thermomagnetic, thermo-optical, thermomechanical, thermo-impedance) of the sample during its temperature modulation. The method of model SPICE study and parametric analysis of microelectronic sensors of thermal analysis on the basis of electro thermal thermal analogy was developed for the first time. In contrast to the known ones, it takes into account the effect of thermal energy accumulation during the phase transitions of the investigated substance. The criteria of estimation the accuracy of functioning of differential temperature sensor at transistor cascades are offered. Inherent regularities of temperature characteristics on the basis of which it is possible to optimize the operation mode of the differential temperature sensor are established. Methods of formation of informative signals in magnetotransistor converters of functionally-integrated thermal analysis sensors based on modulation of the emitter current and switching of modes of operation of p-n transitions of the magnetotransistor structure have been further developed. This made it possible to implement one-component thermomagnetic sensors with the function of measuring magnetic field, controlled in-situ heating and temperature measurement. The structure of a functionally integrated temperature sensor based on organic light-emitting and photosensitive materials was synthesized, which unlike the known ones combines a radiation source, an optically active medium and a radiation detector.

In the first chapter the principles of construction and the tendency of the development of thermal analysis sensors are analyzed. The basic directions, advantages and experience of using thermoanalytical, in particular calorimetric methods of research, are described and analyzed. The basic principles of realization of sensors of thermal analysis are considered and the preconditions for their development are determined.

In the second chapter, research and improvement of signal converters of thermo-resistive and thermoelectric sensors is conducted. The proposed solutions reduce the nonlinearity error of the conversion function (0,01% within the range 0 – 800°C) and

temperature measurement time (less than  $0,5 \tau_0$  ( $\tau_0$  - time constant of the RTD)), and also allow to compensate the influence of wire lines resistance of the thermoresistive sensors. The new structures of two-layer film RTD bridge circuits that have provided absolute and differential temperature measurement with a resolution of  $2,5 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}$  within the range  $-10 - 100^\circ\text{C}$  have been developed.

In the third chapter the concept of functionally-integrated thermal analysis sensors constructing based on solid-state microelectronics components and multifunctional signal converters, which involves combining several research methods into a single complex is formulated. The novelty of the proposed approach is the functional integration – the usage of a single microelectronic structure of the converter for the controlled heating of the sample or medium, according to a given algorithm of heat flow modulation, the measurement of temperature or temperature difference between the sample and the reference, as well as measurement of changes in magnetic, mechanical, optical and impedance characteristics of the sample during its temperature modulation. The advantages of the proposed concept and tasks that arise in the way of its implementation are described.

The fourth chapter presents a comprehensive methodology for the mathematical SPICE modeling and investigation of thermal analysis sensor structures, the novelty of which is the possibility of parametric analysis of measuring circuits taking into account the effect of thermal energy accumulation. The further development of the method of thermal analogy is proposed for the synthesis of substitution schemes of SPICE models of thermal analysis sensors. The main informative quantities of such sensors are the temperature of phase transitions (melting, glass transition, crystallization, etc.) of the investigated substance and the amount of thermal energy that is absorbed or released during such transition. Approaches to universalization of SPICE models of thermal analysis sensors are proposed. The versatility of the simulation is implemented on a new universal SPICE component - Thermicap, which simulates the phase transition of the investigated substance with the possibility of thermal energy accumulation.

In the fifth chapter, research and optimization of operation modes of differential temperature sensor at transistor cascades are carried out. The criteria of accuracy estimation of differential temperature sensors' functioning on transistor cascades are established on the basis of minimization of linear approximation error, and methods of optimization of an operation mode of such sensors are developed. It is shown that at a nominal temperature  $t_{NOM} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$  the linear approximation error does not exceed  $0,025\text{ }^{\circ}\text{C}$  and practically does not depend on the reference voltage  $U_{REF}$ . Instead, when the temperature value deviates from the nominal the linear approximation error increases and has a pronounced dependence on the reference voltage. Thus, at absolute temperature limit values  $t_{MIN} = 0\text{ }^{\circ}\text{C}$  to  $t_{MAX} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$  the maximum value of the linear approximation error at  $U_{REF} = 1.0\text{ V}$  increases to  $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$ . When the  $U_{REF}$  is in the range of  $1,2\text{ V}$  to  $1,3\text{ V}$  the linear approximation error does not exceed  $0,04\text{ }^{\circ}\text{C}$  within the range  $0 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

The sixth chapter presents the results of model and experimental investigations of the properties of organic thermosensitive light-emitting and photosensitive structures, which made it possible to propose fundamentally new approaches for creating functionally-integrated optical temperature sensors. The structure of a functionally integrated temperature sensor, based on organic light-emitting and photosensitive materials, is synthesized. It combines a radiation source, an optically active medium and a radiation detector, and is characterized by high temperature sensitivity ( $30\text{ nm}/^{\circ}\text{C}$ ). A temperature monitoring system with space-based diversity of measurement points based on polymer-dispersed liquid crystal primary transducers is proposed. It is ensured by the use of liquid crystal materials with different temperature dependencies of selective reflection maxima, allowing the use of one optical channel. The measurement accuracy is less than  $0.01\text{ }^{\circ}\text{C}$ , and the value of the measurement time constant does not exceed  $0.3\text{ s}$ .

The seventh chapter presents examples of hardware and software implementation of microelectronic thermal analysis sensors, in particular, the signal converter of functionally integrated thermomagnetic sensors, the differential

temperature sensor with an integration function, and the signal converter of thermal analysis sensors based on a combination of thermal and capacitive investigation methods. The devices are characterized by high values of the resolution of temperature difference measurement (less than  $0,001^{\circ}\text{C}$ ), and meet the criteria and requirements of microelectronic devices of the Internet of Things: unipolar low-voltage power supply (3-5 V), minimum energy consumption ( $10^{-5}$ - $10^{-2}\text{W}$ ), functioning in a wide range of input and output voltages (rail-to-rail modes), versatility and stability of operation while changing the external influences.

**Keywords:** solid-state electronics structures, thermal analysis sensors, functional integration, SPICE model, signal converter.

**The list of publications on the theme of thesis:**

*Papers where basic scientific results of thesis were published:*

1. Бойко О.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. (2018) Сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин. Львів: Простір-М., 292.

2. Барило, Г. І., Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Марусенкова, Т. А., Прудис, І. Н., & Фабіровський, С. Є. (2019). Сигнальний перетворювач функціонально інтегрованих термомагнітних сенсорів. *Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"*. Серія: *Радіотехніка. Радіоапаратобудування*, 76, 63-71.

3. Boyko, O., Barylo, G., Holiyaka, R., Hotra, Z., Ilkanych, K. (2018). Development of signal converter of thermal sensors based on combination of thermal and capacity research methods. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 4/9(94), 36-42.

4. Bashtyk, Y., Wojko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed cholesteric liquid crystal. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 642(1), 41-46.

5. Boyko, O., & Hotra, O. (2019). Improvement of dynamic characteristics of thermoresistive transducers with controlled heating. *Przegląd Elektrotechniczny*, 5, 110-113.

6. Hotra, O., & Boyko, O. (2012). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Przegląd Elektrotechniczny*, 88(4A), 169-171.

7. Hotra, O., & Boyko, O. (2012). Temperature measuring device based on thin film thermoresistors. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 260, 207-218.

8. Hotra O., & Boyko O. (2011). Tranzystorowo-rezystancyjny układ kompensacji wpływu temperatury wolnych końców termopary. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 249, 21-27.

9. Бойко, О., Готра, З., Готра, О., & Костів, Н. (2010). Пристрій компенсації температури вільних кінців первинних термоелектричних перетворювачів. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 71, 120-124.

10. Микитюк, З. М., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Іванюк, Х. Б., & Турик, П. М. (2012). Температурний сенсор на основі селективного відбивання в рідких кристалах. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 24(2), 147-151.

11. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ільканич, В. Ю., Годинюк, І. М., & Бойко, О. В. (2012). Високостабільний гальваномагнітний сенсор з часовим перетворенням на комутованих конденсаторах. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*, 6(12(60)), 7-11.

12. Бойко, О. В., Чабан, О. П., Матвіїв, Р. О., & Куць, В. Р. (2013). Терморезистивний перетворювач з аналоговою лінеаризацією. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 1, 57-62.

13. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ільканич, В. Ю., Марусенкова, Т. А., & Бойко, О. В. (2013). Повышение электромагнитной помехоустойчивости сигнальных преобразователей на сенсорах Холла. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 4, 13-18.

14. Готра, З. О., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Вістьак, М. В., Чабан, О. В., & Пристай, Т. В. (2013). Полімердиспергований рідкокристалічний матеріал як активне середовище первинного перетворювача оптичного сенсора температури. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 2(26), 131-135.

15. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Моделювання характеристики перетворення диференційного сенсора температури на біполярних транзисторах. *Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Електроніка*, 798, 23-33.

16. Готра, З., Голяка, Р., Бойко, О., & Вістак, М. (2014). Сенсор різницевої температури біомедичного диференційного сканувального калориметра. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 75, 73-78.

17. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Схема та SPICE модель сенсора температури біомедичного диференційного скануючого



калориметра. *Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика, електроніка*, 3(1), 30-36.

18. Бойко, О., & Голяка, Р. (2015). Електротеплова SPICE-модель калориметричного перетворювача. *Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія: Комп'ютерні науки та інформаційні технології*. 826, 345-353.

19. Бойко, О. В., Матвій, Р. О., & Чабан, О. П. (2015). Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах. *Методи та прилади контролю якості*, 1(34), 83-89.

20. Баштик, Ю. В., Бойко, О. В., Фечан, А. В., & Чабан, О. В. (2015). Моделювання впливу поверхневих умов та зовнішніх полів на параметр порядку рідких кристалів. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 29(1), 103-108.

21. Бойко, О. В. (2017). Підвищення швидкодії терморезистивних перетворювачів. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 2(58), 47-52.

22. Бойко, О. (2017). Вдосконалення двопровідних терморезистивних перетворювачів з комутаційним інвертуванням зразкових струмів. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 78, 42-47.

23. Бойко, О., Голяка, Р., & Готра, З. (2018). Сенсор різницевої температури на основі інтегруючого сигнального перетворювача *Вимірювальна техніка та метрологія*, 79(3), 25-36.

***Scientific works certifying the approbation of the thesis materials:***

24. Fechan, A., Ivaniuk, K., Dupliak, I., Boyko, O., Kotsarenko, M., Kotsun, V., & Fechan, N. (2018). OLED-LC structures for primary transducers of optical temperature sensors. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 670(1), 74-79.

25. Hotra, O., Boyko, O., & Zyska, T. (2014). Improvement of the operation rate of medical temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 92914, 92910A-1 – 92910A-6.

26. Boyko, O., & Hotra, O. (2015). Analogue linearization of transfer function of resistive temperature transducers. *Proceedings of SPIE*, 9662, 966247-1 – 966247-8.

27. Boyko, O., Holyaka, R., Hotra, Z., Fechan, A., Ivanyuk, H., Chaban, O., Zyska, T., & Shedreyeva I. (2018). Functionally integrated sensors of thermal quantities based on optocoupler. *Proceeding of SPIE*, 10808, 1080812-1 – 1080812-6.

28. Boyko, O., & Hotra, O. (2018). Correction of dynamic characteristics of temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 10808, 1080858-1 – 1080858-7.

29. Mykytyuk, Z., Fechan, A., Petryshak, V., Barylo, G., & Boyko, O. (2016, February) Optoelectronic multi-sensor of SO<sub>2</sub> and NO<sub>2</sub> gases. *XIII International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science" (TCSET'2016)* (pp. 402-405). IEEE.

30. Fechan, A., Kremer, I., Bashtyk, Y., & Boyko, O. (2017, July). Computer simulation of optical and dynamic properties of the polymer—Liquid crystal system for optoelectronics devices. *2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT)* (pp. 278-281). IEEE.

31. Boyko, O., Holyaka, R., & Hotra, Z. (2018, February). Functionally integrated sensors on magnetic and thermal methods combination basis. *14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering. (TCSET'2018)* (pp. 697-701). IEEE.

32. Hotra, O., & Boyko, O. (2009). Microprocessor temperature meter for dentistry investigation. *6th International Conference New electrical and electronic technologies and their industrial implementation : NEET 2009*. (p. 42). Zakopane, Poland.

33. Hotra, O., & Boyko, O. (2011). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Advanced Numerical Modelling: IPhDW*. (p. 141-142). Warsaw-Lublin-Zielona Gora, Poland.

34. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Годинюк І.М., & Бойко О.В. (2012). Стабілізація режимів роботи гальваномагнітних перетворювачів магнітного поля. *II Міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки"*. (с. 197). Чернівці.

35. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Марусенкова Т.А., & Бойко О.В. (2013). Структурно-алгоритмічні рішення завадостійких холлівських сенсорних пристроїв з Wake-up режимом роботи. *14-та Міжнародна науково-практична конференція "Сучасні інформаційні та електронні технології", СИЭТ-2013*. (с. 244-247). Одеса.

36. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., & Бойко О.В. (2013). Модельні дослідження характеристик диференційних сенсорів температури на транзисторних структурах. *III-я міжнародна науково-практична конференція "Фізико-*

*технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки". (с. 179). Чернівці.*

37. Hotra Z., Boyko O., & Holyaka R. (2014). Model Research of the Calorimetric Sensor Scheme Based on a Transistor Transducer. *Proceedings of the XII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science". (pp.323-324). Lviv-Slavske.*

38. Баштик Ю.В., Бойко О.В., Вісьтак М.В., Готра З.Ю., & Фечан А.В. (2016). Моделювання процесу розповсюдження світла в структурах пориста матриця – РК для оптичних сенсорів шкідливих речовин *Матеріали V Міжнародної науково-практичної конференції "Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах", (с. 254). Чернівці.*

39. Bashtyk, Y., Wojko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed cholesteric liquid crystal. *The jubilee 10-th international conference "Electronic processes in organic and inorganic materials". (p. 330). Ternopil.*

40. Бойко, О.В., & Чабан О.П. (2016). Підвищення швидкодії вимірювання температури біологічних об'єктів. *Всеукраїнська науково-практична конференція "Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів". (с.3). Львів.*

41. Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Готра., З. Ю., & Чабан О. П. (2017). Функціонально-інтегровані сенсори теплових величин. *4-та міжнародна наукова конференція "Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах". (с. 116-117). Вінниця.*

42. Fechan A., Ivaniuk K., Boyko O., Kotsun V., & Fechan N. (2018). Oled-LC structures for primary transducers of optical temperature sensors *11th International conference "Electronic processes in organic and inorganic materials". (p. 206). Ivano-Frankivsk.*

43. Бойко О., & Голяка Р. (2019). Функціонально інтегрований термомагнітний вимірювальний перетворювач. *IV міжнародна науково-практична конференція "Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи". (с. 82-83). Львів.*

***Scientific works, which additionally reflect the scientific results of the thesis:***

44. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34039 Україна. Пристрій для виміру температури. Київ: Державне патентне відомство України.
45. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34184. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.
46. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54329. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.
47. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54676. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.
48. Чабан О. В., Бойко О. В., Сушинський О. Є., Микитюк З. М., Пристай Т. В., Фечан А. В., Петришак В. С. Патент України 91663. Спосіб виготовлення первинного перетворювача оптичного сенсора температури. Київ: Державне патентне відомство України.
49. Голяка, Р. Л., Бойко, О. В., Дорош, Н. В., & Ільканич, В. Ю. (2013). Транзисторний вимірювальний перетворювач біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Медична інформатика та інженерія*, 3, 57-58.
50. Бойко О. (2016). Аналогова лінеаризація характеристик терморезистивного перетворювача формуванням компенсаційного струму. *Технічні вісті*, 1(43)/ 2(44), 43-45.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ.....	24
ВСТУП.....	25
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ТА ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ .....	38
1.1 Термоаналітичні методи досліджень .....	38
1.2 Сенсори термічного аналізу в біомедичних дослідженнях .....	44
1.3 Сучасні пристрої термічного аналізу .....	48
1.4 Вимірювання температури в сенсорах термічного аналізу .....	53
1.5 Сучасний стан розвитку сигнальних перетворювачів .....	63
1.6 Математичні моделі та програмне забезпечення.....	67
1.7 Тенденції розвитку сенсорів термічного аналізу.....	74
Висновки до розділу 1 .....	77
РОЗДІЛ 2 СИГНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕРМОРЕЗИСТИВНИХ ТА ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНИХ СЕНСОРІВ .....	79
2.1 Сигнальні перетворювачі терморезистивних сенсорів з лінеаризацією функції перетворення.....	79
2.2 Вдосконалення методів компенсації впливу опорів ліній зв'язку.....	91
2.3 Підвищення швидкодії пристроїв вимірювання температури .....	95
2.4 Сигнальні перетворювачі термоелектричних сенсорів з компенсацією впливу температури вільних кінців.....	110
Висновки до розділу 2 .....	114
РОЗДІЛ 3 БАЗОВІ РІШЕННЯ ФУНКЦІОНАЛЬНО ІНТЕГРОВАНИХ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ .....	116
3.1 Концепція функціонального in-situ інтегрування у вимірювальних перетворювачах сенсорів термічного аналізу .....	116
3.2 Узагальнені представлення термоциклів інтегрованих сенсорів термічного аналізу .....	124

3.3 Параметричний аналіз елементарних транзисторно-резисторних каскадів сенсорів термічного аналізу .....	130
3.4 Кола керування транзисторними перетворювачами .....	134
3.5 Аналіз розподілу струмів в транзисторних перетворювачах .....	143
3.6 Параметричний аналіз складених транзисторних структур сенсорів термічного аналізу.....	149
Висновки до розділу 3 .....	152
<b>РОЗДІЛ 4 SPICE МОДЕЛІ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ .....</b>	<b>155</b>
4.1 Моделі та методики модельних досліджень схем з електротепловою аналогією.....	155
4.2 Розвиток методів електротеплової аналогії для синтезу SPICE моделей сенсорів термічного аналізу .....	166
4.3 Розроблення універсальної електротеплової SPICE моделі сенсорів термічного аналізу.....	175
4.4 Комплексні моделі сенсорів термічного аналізу .....	182
Висновки до розділу 4 .....	187
<b>РОЗДІЛ 5 ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ СЕНСОРІВ РІЗНИЦЕВОЇ ТЕМПЕРАТУРИ НА ТРАНЗИСТОРНИХ КАСКАДАХ .....</b>	<b>190</b>
5.1 Вимірювальні перетворювачі різницевої температури на елементарних транзисторних каскадах.....	190
5.2 Вимірювальні перетворювачі на транзисторних каскадах диференційного типу .....	196
5.3 Температурні дослідження вимірювальних перетворювачів на транзисторних каскадах диференційного типу.....	204
5.4 Дослідження параметрів диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму .....	213
5.5 Оптимізація режиму роботи сенсора різницевої температури на диференційному каскаді .....	220
Висновки до розділу 5 .....	230

РОЗДІЛ 6 РОЗРОБЛЕННЯ ОПТИЧНОГО СЕНСОРА ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ ОРГАНІЧНИХ СТРУКТУР .....	233
6.1 Первинний перетворювач сенсора температури на основі полімердиспергованих рідких кристалів .....	233
6.2 Методика отримання дослідних зразків ПДРК та дослідження їх властивостей .....	243
6.3 Багатоканальний первинний перетворювач сенсора температури .....	249
6.4 Функціонально-інтегрований сенсор температури на основі структури ОСВС-ХРК-фотодіод .....	253
Висновки до розділу 6 .....	277
РОЗДІЛ 7 АПАРАТНО ПРОГРАМНА РЕАЛІЗАЦІЯ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ .....	279
7.1 Сенсор різницевої температури з функцією інтегрування .....	279
7.2 Функціонально-інтегрований вимірювальний перетворювач на структурі магнітотранзистора .....	288
7.3 Сигнальний перетворювач сенсорів термічного аналізу на основі поєднання термічних та ємнісних методів досліджень .....	297
Висновки до розділу 7 .....	303
ВИСНОВКИ.....	306
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	312
ДОДАТКИ.....	338

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

ВАХ – вольт-амперні характеристики

ВФХ – вольт-фарадні характеристики

ДЗС – джерело зразкового струму

ДСК - диференційна скануюча калориметрія

ІС - інтегральна схема

КМДН - комплементарні метал-діелектрик-напівпровідник структури

ОСВС – органічна світловипромінювальна структура (OLED - Organic Light Emitted Diode)

ПВЗ – пристрій відбору та зберігання (S/H - sample and hold circuit)

ПДРК – полімердиспергований рідкий кристал (PDLC-Polymer dispersed liquid crystals)

ПЗО – перетворювач зміни опору терморезистора в напругу,

ПТП - первинний терморезистивний пертворювач

РК – рідкий кристал (LC - liquid crystal)

ТГ - термогравітаметрія

термо-ЕРС - електрорушійна сила

ТКО - температурний коефіцієнт опору

ФНЧ – фільтр низьких частот,

ХРК – холестеричний рідкий кристал



## ВСТУП

**Актуальність теми.** Переважна більшість природних і технічних процесів пов'язана з перетворенням теплової енергії. Знання процесів виділення чи поглинання тепла та кількісні параметри цих процесів дозволяють краще зрозуміти фізичний світ, структуру речовин, механізми хімічних і біохімічних реакцій. Інформація про значення теплових ефектів та про характер їх перебігу є однією з основних як у практиці наукових досліджень, так і при оптимізації чи контролі численних виробничих технологічних процесів. На сьогодні методи термічного аналізу знаходять своє широке застосування в біомедичних дослідженнях.

Для проведення таких досліджень широко використовуються калориметричні методи, а також методи діелектричного термічного аналізу, термомеханічного та термомагнітного аналізу, термооптометрії та термогравіметрії. Використовуючи ці методи вимірюють такі параметри, як кількість виділеної чи поглинутої теплоти в досліджуваному об'єкті, теплоємність, тепловий імпеданс, механічні зміни та деформації, параметри фазових переходів, дегідратації, термомагнітні властивості, теплову модуляцію інтенсивності поглинання та пропускання оптичного випромінювання тощо.

Проведення фізичних, хімічних, а особливо біомедичних досліджень висуває нові вимоги до сигнальних перетворювачів сенсорів термічного аналізу, що зумовлені трьома сучасними напрямками розвитку мікроелектронної сенсорики на основі структур твердотільної електроніки.

Перший з них визначається подальшим розвитком твердотільної мікро- та наноелектроніки. Подальша мініатюризація сенсорів термічного аналізу відкриває можливості для вимірювання теплових параметрів як завгодно малих об'єктів дослідження, зокрема біологічних об'єктів. У науковій літературі вже сформулювалися такі поняття, як мікрокалориметри та нанокалориметри, реалізацію яких здійснюють новітніми методами MEMs (Micro-Electro-Mechanical systems) структурування. Характерним прикладом використання

наноструктурованих об'єктів у медицині та пристроях біохімічного аналізу є інкапсульовані в органічні об'єкти магнітні наночастинки. Важливими вимогами до сучасних мікроелектронних сенсорів є їх конструктивно-технологічна сумісність з базисом сучасних твердотільних (кремнієвих) інтегральних схем та відповідність новітній концепції «Лабораторія на Чипі» (Lab-on-Chip, LoC), яка передбачає реалізацію сенсорів хімічного та біохімічного аналізу на основі напівпровідникових чипів.

Другий напрямок розвитку сенсорики пов'язаний з розширенням функціональності та функціональним інтегруванням. Розширення функціональності реалізується завдяки методам диференційної скануючої калориметрії (ДСК) та її сучасних різновидів: ДСК з модуляцією температури, динамічною ДСК, ДСК з покроковим та багатокроковим скануванням. Функціональне інтегрування передбачає поєднання декількох методів дослідження в єдиний комплекс, що є особливо актуальним, оскільки використання окремого термоаналітичного методу при дослідженні нових матеріалів, на жаль, не може надати всієї необхідної інформації для розуміння їх поведінки і властивостей.

Характерним прикладом функціонального інтегрування є метод синхронного термоаналізу, який поєднує диференційну скануючу калориметрію (ДСК) з термогравітометрією (ТГ). Подальший розвиток функціонально-інтегрованих комплексів досліджень базується на поєднанні термічних та оптичних, магнітних, імпедансних чи механічних методів дослідження.

Поєднання магнітних і термічних методів дослідження використовується при медичній терапії злоякісних новоутворень на основі керованої гіпертермії, при цільовій доставці зв'язаних з магнітними наночастинками ліків та контрастуючих агентів при магнітній резонансній томографії, біомагнітній сепарації клітин та бактерій, виділенні та очищенні білків, нуклеїнових кислот, полінуклеотидів, тощо. Інтегрування термічних та оптичних методів забезпечує можливість виявлення впливу фазових переходів досліджуваної речовини на її

спектральну характеристику. З допомогою імпедансних методів можливо більш точно встановити параметри фазових переходів речовини.

І накінець, третій важливий напрямок розвитку сенсорики на основі структур твердотільної електроніки визначається новітніми тенденціями розвитку інформаційних технологій, які оперують концепціями програмованих систем на кристалі (Programmable System-on-Chip, PSoC), Інтернету Речей (Internet of Things, IoT), Індустріального Інтернету Речей (Industrial Internet of Things, IIoT), Інтернету фізичного світу (Physical World Internet). Розвиток у цьому напрямку передбачає вирішення значної кількості проблем, зокрема, подальшого підвищення параметрів аналогового фронт-енду (Analog Front-end) сенсорів, які забезпечують взаємодію цифрової мережі Інтернет з фізичним світом.

Відповідно до цих напрямків у роботі формулюється концепція побудови функціонально інтегрованих сенсорів термічного аналізу на основі компонентів твердотільної мікроелектроніки та багатофункціональних сигнальних перетворювачів.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Тема дисертації відповідає науковим напрямкам кафедри електронних приладів Національного університету «Львівська політехніка»: «Сучасні елементи, пристрої напівпровідникової електроніки високого ступеня інтеграції»; «Біомедична електроніка». Робота виконувалась в межах науково-дослідних робіт: «Радіоелектронні пристрої з елементами індустріального інтернету речей для систем магнітної діагностики реакторів термоядерного синтезу» № держреєстрації 0118U000265, «Вплив зовнішніх факторів на спектральні властивості композитів із спіральною структурою для первинних перетворювачів сенсорів біологічних речовин» (№ держреєстрації 0117U003809), «Створення моделей, елементної та алгоритмічної бази для медичних інформаційних систем (МІС)» (№ держреєстрації 0114U000107), Створення моделей медико-біологічних даних» (№ держреєстрації 0108U001138). Робота виконувалась за підтримки ПрАТ «СКБ МП» та ПрАТ

«Самбірський приладобудівний завод Омега», які використали результати дисертаційних досліджень в дослідно-конструкторських роботах.

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційної роботи є розроблення наукових та практичних засад побудови функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу на основі структур твердотільної електроніки.

Для досягнення поставленої мети необхідно розробити та дослідити:

– методи та засоби оптимізації структурно-схемних рішень, які б дозволили лінеаризувати функцію перетворення, підвищити швидкодню вимірювання температури, компенсувати вплив опору ліній зв'язку в терморезистивних сенсорах та компенсувати вплив температури вільних кінців в термоелектричних сенсорах;

– підходи функціонального інтегрування структур твердотільної електроніки в мікроелектронних сенсорах термічного аналізу, на основі якої забезпечується використання єдиної мікроелектронної структури для керованого нагріву досліджуваного зразку, вимірювання температури чи різниці температур між досліджуваним та опорним зразками, вимірювання зміни фізичних характеристик досліджуваного зразка в процесі модуляції його температури;

– режими роботи сенсорів термічного аналізу на основі структур твердотільної електроніки, що забезпечили б функціональне інтегрування контрольованого тепловиділення та вимірювання температури;

– методики аналізу розподілу струму в напівпровідникових структурах мультифункціональних транзисторних перетворювачів, які забезпечують керований самонагрів та вимірювання температури;

– SPICE моделі сенсорів термічного аналізу, що забезпечують можливість дослідження теплових процесів у сигнальних колах на транзисторних структурах з врахуванням теплової релаксації та ефектів акумуляції теплової енергії в процесі фазових переходів досліджуваних речовин, та підходи до їх універсалізації;

– підходи підвищення ефективності аналізу теплових параметрів досліджуваних структур чи первинного перетворювача сенсорів термічного аналізу методом синтезу та аналізу фігур Лісажу;

– методи оптимізації режиму роботи сенсорів різницевої температури та визначити критерії оцінки точності їх функціонування;

– підходи до використання рідкокристалічних матеріалів в сенсорах термічного аналізу для вимірювання абсолютної та різницевої температури з можливістю рознесення в просторі точок вимірювання;

– функціонально-інтегрований сенсор температури на основі органічних світловопромінювальних, фоточутливих та оптично активних матеріалів та структур;

– функціонально-інтегрований термомагнітний сенсор на основі інтегральних структур латеральних магнітотранзисторів, що забезпечить вимірювання магнітного поля, керований нагрів і вимірювання температури та провести його параметричний аналіз;

– сенсор різницевої температури з функцією аналогового високоточного швидкодіючого інтегрування різниці температур в певному часовому інтервалі;

– функціонально-інтегрований сенсор термічного аналізу на основі поєднання термічних та ємнісних методів з використанням високоточного ємнісного конвертера AD7747.

**Об'єкт дослідження** – процеси вимірювання теплових величин та теплофізичних характеристик біологічних і фізичних об'єктів.

**Предмет дослідження** – методи та засоби термічного аналізу на базі мікроелектронних та оптоелектронних сенсорів теплових величин.

**Методи дослідження.** Дослідження базуються на використанні експериментальних методів твердотільної електроніки, методів аналізу та синтезу електричних кіл, теорії похибок вимірювань, структурно алгоритмічних методів підвищення точності, математичного та імітаційного

моделювання елементів сигнальних перетворювачів, методів статистичного опрацювання результатів.

### **Наукова новизна одержаних результатів.**

1. Розроблено та реалізовано нові підходи до побудови мікроелектронних сенсорів термічного аналізу на основі структур твердотільної електроніки, новизною яких є функціональне інтегрування - використання єдиної мікроелектронної структури перетворювача для керованого нагріву досліджуваного зразка чи середовища відповідно до заданого алгоритму модуляції теплового потоку, вимірювання температури чи різниці температур між досліджуваним та опорним зразками, а також вимірювання зміни функціональних характеристик (калориметричних, термомагнітних, термооптичних, термомеханічних, термоімпедансних) досліджуваного зразка в процесі модуляції його температури.

2. Вперше розроблено метод модельного SPICE дослідження та параметричного аналізу мікроелектронних сенсорів термічного аналізу на основі електротеплової аналогії, що на відміну від відомих, враховує ефект акумуляції теплової енергії при фазових переходах досліджуваної речовини. Електротеплова аналогія реалізується SPICE моделями, в яких реалізовано функціональне заміщення теплових характеристик на електричні аналоги, зокрема різниця температур  $\Delta T(t)$  заміщається різницею напруг  $\Delta U(t)$ ; тепловий потік  $\Phi_T$  чи потужність  $P_T$  заміщається електричним струмом  $I_T$ ; тепловий опір  $R_\theta$  та теплоємність  $C_\theta$  заміщається еквівалентними їм електричним опором  $R_T$  та ємністю  $C_T$  конденсатора; тепла енергія при фазових переходах заміщається керованими колами на ключах типу S(V-Switch) та  $R_\theta C_\theta$  ланках.

3. Вперше розроблено та специфіковано новий функціональний компонент SPICE моделювання сигналів в сенсорах термічного аналізу -Thermicap (термікап), функціонування якого базується на логічних функціях керованих ключів типу S(V-Switch):  $F_T = 1$  if  $\{V_{TH} > V_{TM} \& V_{CM} < V_{TM} + V_{DT}\}$  OR  $\{V_{CM} > V_{TM} \& V_{TH} < V_{TM} + V_{DT}\}$  else  $F_T = 0$ , де: if та else – умова «якщо ... то,

інакше ...»; & - логічна операція І; OR - логічна операція АБО;  $V_{TH}$  – вхідна напруга (еквівалент температури активної ділянки первинного перетворювача сенсора термічного аналізу);  $V_{TM}$  – напруга джерела, яке специфікує поріг перемикавання (еквівалент температури фазового переходу);  $V_{CM}$  – напруга на конденсаторі  $C_M$ , заряд якого є функціональним аналогом накопиченої енергії фазового переходу;  $V_{DT}$  – напруга джерела, яке специфікує гістерезис перемикавання, що уможливило модельне представлення ефекту акумуляції теплової енергії в процесі фазових переходів досліджуваної речовини.

4. Вперше на основі синтезу теплових годографів Ліссажу, які отримують співставленням амплітудно-фазових характеристик напруги (функціональний аналог температури) та струму (функціональний аналог теплового потоку), встановлено можливість підвищення інформативності, спрощення структурно-схемної реалізації та мінімізації енергоспоживання сенсорів термічного аналізу, що досягається підбором частоти прямокутних імпульсів розігріву за критерієм максимально можливої модуляції форми, нахилу та девіації годографа.

5. Вперше запропоновано критерії оцінки точності функціонування сенсорів різницевої температури на транзисторних каскадах та встановлені закономірності температурних характеристик, що уможливорює оптимізацію режимів їх роботи. Показано, що при номінальній температурі  $t_{NOM} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$  похибка лінійної апроксимації не перевищує значення  $0,025\text{ }^{\circ}\text{C}$  і практично не залежить від опорної напруги, а при відхиленні від номінального значення - зростає і має виражену залежність від опорної напруги. Встановлено, що при граничних значеннях абсолютної температури  $t_{MIN} = 0\text{ }^{\circ}\text{C}$  та  $t_{MAX} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$  максимальне значення модуля похибки лінійної апроксимації при  $U_{REF} = 1.0\text{ В}$  збільшується до  $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$ , а при значенні опорної напруги  $U_{REF}$  в діапазоні від  $1,2\text{ В}$  до  $1,3\text{ В}$  похибка лінійної апроксимації не перевищує  $0,04\text{ }^{\circ}\text{C}$  в діапазоні  $0 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

6. Набули подальшого розвитку методи формування інформативних сигналів в магнітотранзисторних перетворювачах функціонально-інтегрованих

сенсорів термічного аналізу, що базуються на модуляції струму емітера та перемиканні режимів роботи р-n переходів магнітотранзисторної структури. Це дозволило реалізувати однокомпонентні термомагнітні сенсори з функцією вимірювання магнітного поля, керованого «in-situ» нагрівання та вимірювання температури.

7. Виявлені закономірності формування компенсаційного струму в залежності від зміни температури і напруги на терморезисторі та впливу керованого нагріву на перехідні процеси, що дозволило розробити незалежні від впливу опорів ліній зв'язку сигнальні перетворювачі терморезистивних сенсорів з покращеними динамічними характеристиками - час вимірювання температури менший від  $0,5 \tau_0$  ( $\tau_0$  - постійна часу терморезистора), абсолютна похибка нелінійності не перевищує 0,01 % в діапазоні 0 – 800°C.

8. Вперше запропоновано систему моніторингу температури з рознесенням в просторі точок вимірювання на основі рідкокристалічних полімер-диспергованих первинних перетворювачів, що забезпечується використанням рідкокристалічних матеріалів з різними температурними залежностями максимуму селективного відбивання, що уможливорює використання одного оптичного каналу для вимірювання температури.

9. Вперше синтезовано структуру функціонально-інтегрованого сенсора температури на основі органічних світловипромінювальних та фоточутливих матеріалів, яка на відміну від відомих поєднує джерело випромінювання, оптично-активне середовище та детектор випромінювання. Отримані структури мають високу температурну чутливість 30 нм/°C, що в основному визначаються параметрами рідкокристалічного матеріалу.

#### **Практичне значення одержаних результатів:**

1. Розроблено SPICE моделі та підходи модельних досліджень функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу на основі електротеплової аналогії, що забезпечують можливість параметричного аналізу з врахуванням ефекту акумуляції теплової енергії при фазових переходах досліджуваної речовини.



2. Розроблено практичні рекомендації щодо реалізації сигнальних перетворювачів функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу на структурах твердотільної електроніки, що відповідають критеріям та вимогам мікроелектронних пристроїв Інтернету речей: однополярне низьковольтне живлення (3 – 5 В), мінімальне енергоспоживання ( $10^{-5} - 10^{-2}$  Вт), функціонування в широкому діапазоні вхідних та вихідних напруг (rail-to-rail режими роботи), універсальність та стабільність функціонування при зміні зовнішніх впливів.

3. Розроблено високочутливий сенсор різницевої температури з поєднанням аналогового інтегрування та аналого-цифрового перетворення високопрецизійним мікроконвертером на основі 24-бітного сигма-дельта ( $\Sigma\text{-}\Delta$ ) модулятора. Інтегрування здійснюється високопрецизійними операційними підсилювачами за принципом модуляції-демодуляції сигналу, що забезпечує мінімальні значення напруги зміщення (1 мкВ) та її нестабільності (0,005 мкВ/°С). Експериментальними дослідженнями показано, що роздільна здатність вимірювання різниці температури становить  $\pm(10^{-3} - 10^{-4})^\circ\text{C}$ .

4. Розроблено функціонально-інтегрований термомагнітний сенсор на базі інтегральних структур латеральних магнітотранзисторів з розщепленим колектором, що забезпечує інтегрування в єдиній структурі трьох функцій – вимірювання магнітного поля, керованого нагріву та вимірювання температури. Запропоноване рішення забезпечує подальшу мініатюризацію сенсорів та уможлиблює проведення «in-situ» вимірювань однокомпонентним функціонально-інтегрованим сенсором. Запропоновано схемне рішення щодо переходу від двополярних сигналів в магнітотранзисторних сенсорах до ефективнішого однополярного вихідного сигналу, що забезпечує високу енергоефективність сучасних сенсорних пристроїв з низьковольтним однополярним живленням, зокрема Інтернету Речей. Реалізація сигнального перетворювача здійснена на базі модуля CY8CKIT-059 PSoC 5LP Prototyping Kit.

5. Розроблено сигнальний перетворювач функціонально інтегрованих сенсорів термічного аналізу ємнісного типу, що характеризується високими значеннями роздільної здатності вимірювання температури (не гірше  $0,001^{\circ}\text{C}$ ) та електричної ємності (не гірше  $10^{-16}$  Ф), що забезпечує можливість вимірювання температурної деформації досліджуваного об'єкта. Пріоритетними областями застосування таких функціонально інтегрованих сенсорів є термомеханічний, дилатометричний та термогравіметричний аналіз. Сигнальний перетворювач ємнісного типу базується на високопрецизійному 24-бітному конвертері AD7747 (24-Bit Capacitance-to-Digital Converter) компанії Analog Devices.

6. Вдосконалено вимірювальні терморезистивні перетворювачі типу ЕП4701АС і ЕП4703АС, що виготовляються ПрАТ «СКБ мікроелектроніки в приладобудуванні», м. Львів, шляхом лінеаризації функції перетворення.

7. Запропонований метод і схемотехнічні рішення компенсації впливу температури вільних кінців термоелектричних перетворювачів на основі плівкової технології використано при модернізації термоелектричних перетворювачів ЕП4700АС і ЕП4702АС в ПрАТ «СКБ мікроелектроніки в приладобудуванні» та в схемах компенсації температурної зміни електрорушійної сили нормальних термостатованих елементів типу Х488/1-4 (ПрАТ "Мікроприлад").

8. Запропонований метод корекції впливу опору ліній зв'язку в терморезистивних перетворювачах використано на ПрАТ Самбірський приладобудівний завод «Омега».

9. Запропоновано конструктивні рішення функціонально інтегрованого сенсора температури на основі органічних світловипромінювальних та фоточутливих матеріалів, де в одній структурі об'єднано джерело випромінювання, оптично-активне середовище та детектор випромінювання. Структури такого типу можуть бути використані як самостійний сенсор температури або як елемент сенсора термічного аналізу для вимірювання температури досліджуваного та опорного зразків. Це уможливило проведення

високоточного вимірювання різниці температури у вузькому діапазоні, що є особливо актуальним при проведенні медико-біологічних досліджень.

**Особистий внесок здобувача.** Основні наукові результати дисертаційної роботи отримано автором самостійно, здійснено вибір наукового напрямку досліджень, запропоновано мету та завдання роботи, вибрано об'єкт і предмет досліджень, здійснено пошук, аналіз та систематизацію літературних даних щодо основних напрямків, переваг і досвіду застосування термоаналітичних методів та побудови сенсорів термічного аналізу. Основні результати досліджень та структурно-параметричної модифікації сенсорів термічного аналізу наведено в монографії [175]. У працях, опублікованих у співавторстві, авторові належать основні засади та принципи побудови функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу [260, 222, 215, 216, 214, 261], розроблення, дослідження та оптимізація режимів роботи сенсорів різницевої температури [231, 235, 233, 232, 236, 234], розроблення та дослідження електротеплових SPICE моделей сенсорів термічного аналізу [228], методи підвищення швидкодії вимірювання температури [204, 202, 200, 201], метод компенсації впливу опорів ліній зв'язку [195], методи компенсації впливу температури вільних кінців термопари [210, 212, 208, 206, 209, 211, 213], методи лінеаризації терморезистивних перетворювачів [192, 187, 191, 188, 207], розроблення та дослідження сенсорів температури на основі холестеричних рідких кристалів [243, 249, 250, 217, 251, 245], дослідження полімер-диспергованих рідких кристалів [241, 244, 240, 248, 242, 246], дослідження сенсорів магнітного поля [218, 259, 220, 221].

**Апробація матеріалів дисертації.** Основні результати досліджень, які викладено у дисертації, представлено на таких наукових конференціях: 6th International Conference «New electrical and electronic technologies and their industrial implementation: NEET 2009» (Zakopane, Poland, 2009), Advanced Numerical Modelling: IPhDW, (Poland, Zielona Gora, 2011), II Міжнародній науково-практичній конференції «Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки»

(Чернівці, 2012), 14 Міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні інформаційні та електронні технології» (Одеса, 2013), науково-практичній конференції з міжнародною участю «Сучасні здобутки медичної інформатики» (Київ, 2013), III міжнародній науково-практичній конференції «Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки» (Чернівці, 2013), XII International Conference «Modern problems of radio Engineering, telecommunications, and computer science», (Lviv-Slavske, 2014), 13th International Scientific Conference on Optical Sensors and Electronic Sensors (Lodz, Poland, 2014), XXXVI Symposium on Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments (Wilga, Poland, 2015), 10-th International conference «Electronic processes in organic and inorganic materials» (Ternopil, 2016), V Міжнародній науково-практичній конференції «Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберегання інформації в інфокомунікаційних системах» (Чернівці, 2016), Всеукраїнській науково-практичній конференції «Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів» (Львів, 2016), XIII International Conference «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science TCSET'2016» (Lviv-Slavske, 2016), 4-й міжнародній науковій конференції «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (Вінниця, 2017), 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies AICT'2017 (Lviv, 2017), 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering TCSET'2018 (Lviv-Slavske, 2018), XLII-nd IEEE-SPIE Joint Symposium on Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments (Wilga, Poland, 2018), 11th International conference «Electronic processes in organic and inorganic materials» (Ivano-Frankivsk, 2018), IV міжнародній науково-практичній конференції «Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи» (Львів, 2019).

**Публікації.** Основні результати дисертації викладені в 50 наукових працях, зокрема у 1 монографії, 15 статтях у наукових фахових виданнях України, 7 статтях у наукових періодичних виданнях інших держав та у виданнях включених до міжнародних наукометричних баз Scopus та Web of Science, 8 статтях у матеріалах конференцій, які індексовані у наукометричних базах даних Scopus та Web of Science, 2 статтях у наукових періодичних виданнях України, що додатково відображають результати дисертаційних досліджень, 12 працях, що опубліковані в збірниках тез доповідей міжнародних та всеукраїнських конференцій, 5 патентах України.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертація складається з анотації, вступу, семи розділів, висновків, списку використаних джерел з 263 найменувань та додатків. Робота викладена на 280 сторінках основного тексту, включає 266 рисунків та 10 таблиць.

# РОЗДІЛ 1

## АНАЛІЗ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ТА ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ

### 1.1 Термоаналітичні методи досліджень

Майже усі процеси, що спостерігаються в природі, пов'язані з перетворенням енергії - виділенням або поглинанням тепла. Знання в цій області дозволяють краще зрозуміти будову молекул, теплові ефекти фізичних процесів або хімічних реакцій, біологічні явища, встановити умови хімічних рівноваг. Інформація про значення теплових ефектів та про характер їх перебігу є однією з основних і у практиці наукових досліджень, і при оптимізації або контролі численних виробничих технологічних процесів. Без них неможливо обійтися ні в хімії, ні в геології, ні у фізиці, ні в техніці, коли проводяться дослідження нових матеріалів та речовин, а також їх складових. Для їх дослідження широко використовуються термоаналітичні методи – методи термічного аналізу, які об'єднують групу методів, в яких фізична властивість речовини вимірюється як функція температури, в той час як речовина піддається програмованій зміні температури [4]. На сьогодні термічні методи аналізу широко застосовуються в пристроях дослідження процесів у живих організмах [1-17].

У табл. 1.1 приведено найвідоміші термоаналітичні методи і сфери їх застосування.

На сьогодні найбільш поширеними методами термічного дослідження є калориметрія та термогравітометрія. Також розвивається термомеханічний аналіз, аналіз газовиділення, термооптометрія та діелектричний термічний аналіз [18-29].

Одними з основних є калориметричні методи - група методів фізико-хімічного аналізу, в яких вимірюється кількість теплоти, що виділяється або поглинається в процесі фазових переходів, хімічних та біохімічних реакцій.

Таблиця 1.1

### Термоаналітичні методи дослідження

Метод	Вимірювані величини	Сфери застосування
Диференційний термічний аналіз ДТА	Різниця температур між зразковою і досліджуваною речовиною	Температура і теплота фазових переходів і хімічних реакцій, теплоємність
Диференційна скануюча калориметрія ДСК	Різниця температур та тепловий потік між зразковою і досліджуваною речовиною	Температура і теплота фазових переходів і хімічних реакцій, теплоємність
Термогравіметрія ТГ	Маса	Розпад фази, дегідратація, окислення
Диференційна термогравітометрія ДТГ	Зміна маси в часі	Розпад фази, дегідратація, окислення
Синхронний тепловий аналіз ТГ/ДСК	Вимірювання кількості енергії, що витрачається в процесі фазового переходу у досліджуваному зразку в поєднанні з реєстрацією зміни втрат маси зразка в часі	Температура і теплота фазових переходів, розпад фази, дегідратація
Термомеханічний аналіз	Деформації	Механічні вимірювання, деформації
Аналіз газовиділення	Склад газової фази	Розклад каталіз і поверхневі реакції
Термооптометрія	Оптичні властивості	Фазові зміни, поверхневі реакції, зміни кольору
Діелектричний термічний аналіз	Діелектрична проникність	Фазові зміни, зміни в полімерах

Типові графіки ентальпії та теплового потоку під час фазових переходів наведені на рис. 1.1 [8, 18].

Методи вимірювань та апаратура, що застосовується у калориметрії, надзвичайно різна, оскільки підхід до вирішення калориметричних задач визначається досліджуваним процесом та умовами його проведення. Вимірювання кількості виділеної чи поглинутої теплоти в досліджуваному об'єкті проводять за допомогою спеціального пристрою – калориметра. Сукупність частин калориметра, між якими розподіляється тепло, що піддається вимірюванню, називають калориметричною системою.

Калориметричні вимірювання, як правило, полягають у динамічному моніторингу зміни температури калориметричної системи. Часто з метою скорочення термін “калориметрична система” умовно замінюють терміном “калориметр”.

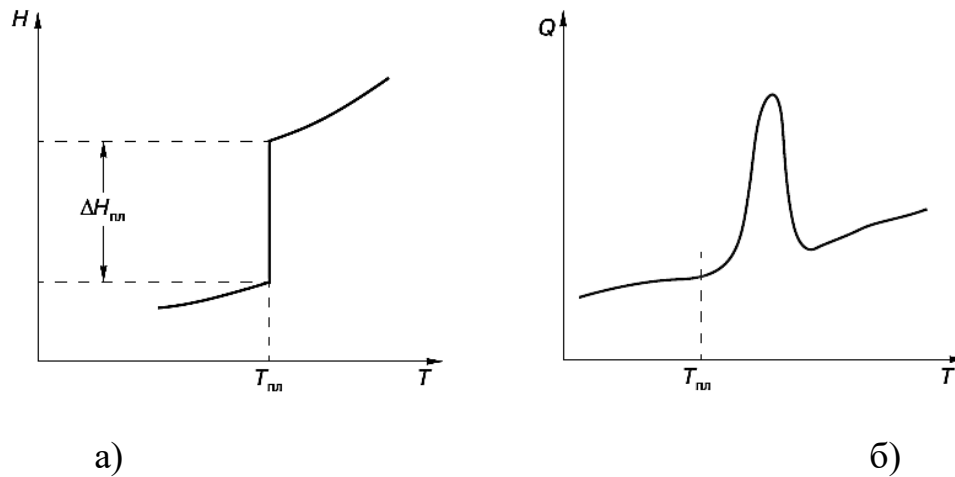


Рис. 1.1. Типові графіки ентальпії (а) та теплового потоку (б) при фазовому переході [8, 18]

Повна класифікація калориметрів є практично неможливою із-за великої кількості як пристроїв, так і калориметричних методів. Найбільш розповсюдженою є така класифікація калориметрів [17]: адіабатичні, ізотермічні (з постійною температурою), діатермічні (зі змінною температурою), теплопровідні та проточні (з заданими параметрами взаємодії реакційної камери з навколишнім середовищем).

В адіабатичних калориметрах теплообмін реакційної камери (калориметричної системи) з навколишнім середовищем відсутній (або він мінімальний). При цьому теплота  $Q$ , що виділяє калориметр з початку дослідження, практично повністю йде на нагрівання його вмісту. Наприкінці дослідження температура калориметра збільшується на  $\Delta T$  і  $Q = C \cdot \Delta T$ , де  $C$  – теплоємність калориметра. Такий тип калориметра виконує функцію інтегратора виділеного тепла. Для забезпечення умов мінімального теплообміну простір між реакційною камерою і зовнішньою оболонкою калориметра вакуумують. Різниця температур  $\Delta T$  вимірюється різницеvim (диференційним) термометром.



В ізотермічних калориметрах теплопровідність є значною, а теплота не акумулюється в калориметрі. У даному методі необхідний вже не термометр, а пристрій для вимірювання величини, що пропорційна потоку виділеного тепла. Ізотермічні калориметри часто застосовують для визначення теплових ефектів тривалих процесів і мають специфічне застосування. В калориметрії до цієї категорії прийнято зараховувати калориметри, в яких мірою енергії є кількість речовини, що змінила свій агрегатний стан, наприклад, “льодяний” калориметр Бунзена.

В діатермічних (зі змінною температурою) калориметрах кількість тепла визначається через зміну температури калориметричної системи. В даному випадку калориметричну посудину чи блок зазвичай розташовують у гнізді, що знаходиться в середовищі з керованою температурою, або оточують калориметричну систему керованими екранами. Пристрої, що оточують калориметричну систему, утворюють оболонку калориметра. Відповідно до режиму проведення вимірювання калориметри змінної температури можна розділити на калориметри з ізотермічною оболонкою та калориметри з адіабатичною оболонкою. Метод розрахунку теплообміну калориметра з навколишнім середовищем визначається режимом проведення вимірювань. До цього типу можна віднести кондуктивні мікрокалориметри, в яких між реакційною камерою і термостатом (навколишнім середовищем) розташована речовина з відомим коефіцієнтом теплопровідності або сенсори, які рівномірно охоплюють реакційну камеру.

На сьогодні найбільшого розвитку набув метод досліджень в адіабатичному режимі при змінній температурі з неперервним введенням енергії - диференційна скануюча калориметрія (ДСК, Differential scanning calorimetry DSC). Згідно з методом ДСК проводиться вимірювання кількості енергії, яка поглинається зразком або виділилася зі зразка при неперервній зміні температури або витримці матеріалу за постійної температури [30-35].

У методі ДСК теплоту визначають через тепловий потік - похідну теплоти за часом (звідси в назві термін «диференційний»). Теплові потоки вимірюються

за різницею температур у двох точках вимірювальної системи в один момент часу  $\Phi \sim \Delta T = T(x_2) - T(x_1)$ . Вимірювання можна проводити як в ізотермічних умовах, так і в динамічному режимі при програмуваній зміні температури оболонки або нагрівача. Калориметри такого типу називають «скануючими».

Усі пристрої ДСК (рис. 1.2) мають два вимірювальні осередки: один призначено для досліджуваного зразка (Sample, S), а в інший - осередок порівняння (Reference, R) поміщають або порожній тигель, або тигель із зразком порівняння - еталоном (інертною речовиною, яка в заданому діапазоні умов за теплофізичними властивостями є близькою до зразка). Осередки конструюють максимально симетрично: використовують однакові тиглі, однакові сенсори, забезпечують однакову відстань від нагрівача (Furnace, F) до сенсора тощо. Експериментально вимірюється тимчасова залежність різниці температур між осередком із зразком та осередком порівняння.

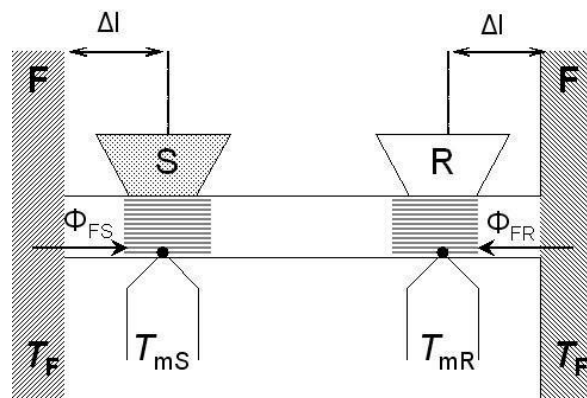


Рис. 1.2. Схема вимірювальної системи ДСК [30]

У сучасних приладах ДСК передбачена можливість задання різних температурних режимів [16, 24, 33-34], зокрема:

- лінійний режим, в якому нагрівання чи охолодження здійснюють із заданою швидкістю  $\beta$ :  $T_F = T_0 + \beta t$ , де  $T_F$  - температура нагрівача (Furnace, F),  $T_0$  - початкова температура вимірювальної системи,  $\beta$  - швидкість зміни температури нагрівача,  $t$  - час; швидкість зміни температури може змінюватись в широких межах (наприклад, від 0.001 до 100°C/хв);

- термомодульований режим (Temperature-Modulated Differential Scanning Calorimetry TM-DSC), в якому на лінійну зміну температури

накладаються періодичні коливання (наприклад синусоїдальні:  $T_F = T_0 + \beta t + T_A \sin(\omega t)$ , де  $T_A$  – амплітуда,  $\omega$  – частота коливань температури);

- комбіновані режими, в яких поєднують різні температурні режими, зокрема, ізотермічні, динамічні, модульовані.

ДСК є одним з найбільш ефективних методів дослідження плавлення, кристалізації, визначення області склування (температура склування – температура, нижче якої аморфні речовини втрачають пластичність і стають крихкими), а також температури термічної деструкції. ДСК також дає корисну інформацію щодо визначення ступеня кристалічності полімеру та кінетики кристалізації. Застосування методу ДСК дозволяє судити про наявність або відсутність в полімері антиоксидантів, поглиначів ультрафіолетового випромінювання, модифікаторів ударної міцності матеріалу тощо, оскільки вони впливають на окисну стабільність матеріалу. Звернемо увагу і на частковий варіант ДСК, який базується на вимірюванні різниці температур без нагріву досліджуваної речовини. У цьому випадку різниця температур обумовлюється екзо- чи ендотермічними реакціями, які виникають при хімічній взаємодії складових досліджуваної речовини.

Вплив процесів склування (Glass transition), кристалізації (Crystallization), плавлення (Melting), «зшивання» полімерів (Crosslinking, cure), окисдування чи декомпозиції (Oxidation or Decomposition) на тепловий потік (Heat flow), що є інформативним сигналом ДСК, умовно представлено на рис. 1.3 [34, 35].

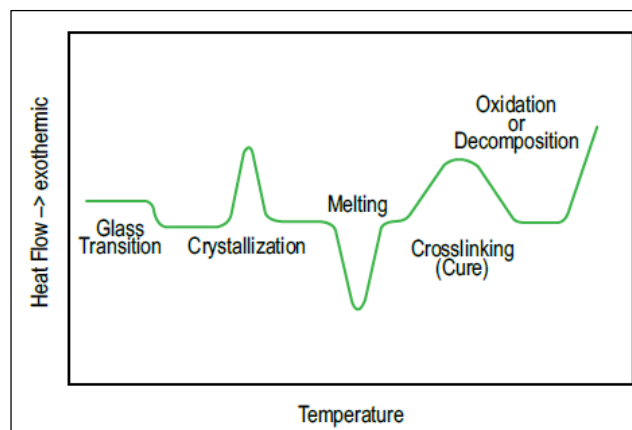


Рис. 1.3. Тепловий потік при різних процесах [34, 35]

На результати ДСК аналізу суттєвий вплив мають такі параметри дослідження, як етапність нагріву та охолодження – перший нагрів (First heat), охолодження (Cool), другий нагрів (Second heat) тощо (рис. 1.4), а також, швидкість нагріву (рис. 1.5). Ці параметри враховуються при складанні програми ДСК і можуть використовуватися для підвищення чутливості методів досліджень та покращення їх селективності.

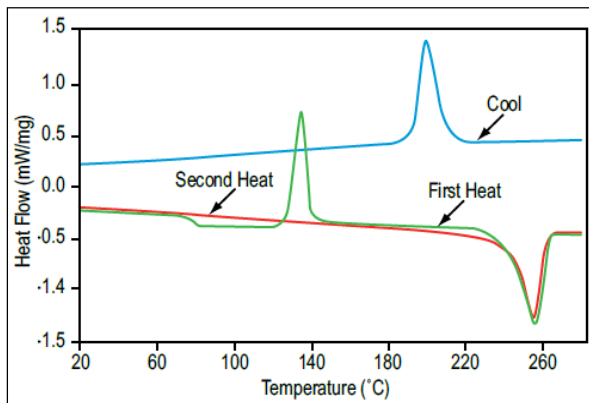


Рис. 1.4. Вплив етапів нагріву та охолодження на тепловий потік [35]

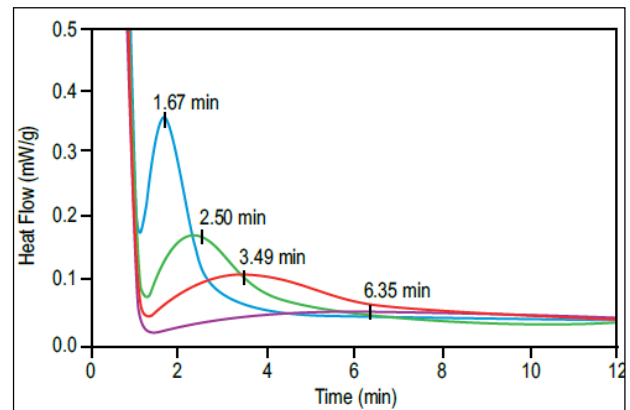


Рис. 1.5. Вплив швидкості нагріву на тепловий потік [35]

## 1.2 Сенсори термічного аналізу в біомедичних дослідженнях

Біологічні процеси, що відбуваються на різних рівнях – від молекули і до екосистеми – характеризуються високими значеннями тепловиділення у порівнянні з багатьма фізичними та хімічними процесами [17]. Тому перші термоаналітичні дослідження були проведені саме для біологічних об'єктів. Ще двісті років тому Лавуазьє дійшов висновку про те, що тепловиділення тварин обумовлено окисненням вуглецю [36, 17]. Відтоді біологи неодноразово зверталися до термічних методів аналізу, зокрема калориметрії, однак лише в останні десятиліття вивчення теплових процесів стало доступним на молекулярному та клітинному рівнях.

Термічний аналіз, як метод дослідження в біології має свої переваги і недоліки. Переваги полягають в його універсальності, зумовленої тим, що

практично всі біологічні процеси супроводжуються тепловими процесами. При цьому слід зауважити, що зареєстрований тепловий ефект не завжди вдається пов'язати з конкретним процесом, особливо в тих випадках, коли тепловиділення є результатом сукупності різних біологічних явищ. Тому на сьогодні в наукових дослідженнях термічний аналіз найчастіше виступає в комплексі з іншими традиційними і новітніми методами вивчення біологічних процесів.

Початок сучасного етапу біологічної калориметрії, мабуть, можна пов'язати з циклом робіт Е. Кальве і А. Прата [37], котрі затвердили мікрокалориметрію як метод біологічних досліджень і надовго визначили низку її найважливіших напрямів. На сьогодні розвиваються нелінійна термодинаміка необоротних процесів і теорія самоорганізації, які оперують не тільки кількістю, але і якістю інформації. Застосування мікрокалориметрії для досліджень термодинаміки і кінетики біохімічних реакцій охоплює практично всі розділи біохімії. Розроблено велике число приладів і методів, що враховують специфіку біохімічних реакцій, які в основному проходять у близьких до ізотермічних умовах. Їх використання дозволяє визначати термодинамічні параметри, константи рівноваги, молекулярну масу біополімерів, теплоємність, активність ферментів, енергетичні параметри структури білків, нуклеїнових кислот та інших біополімерів [38-56].

Одна з найбільш актуальних сфер біологічної мікрокалориметрії - вивчення внутрішньомолекулярних перетворень біополімерів. Багато макромолекул (білки, нуклеїнові кислоти, синтетичні моделі біополімерів) характеризуються високою внутрішньомолекулярною впорядкованістю, причому між окремими станами порядку можливі переходи, характер яких дозволяє провести аналогію з процесами фазових переходів у конденсованих середовищах. Такі переходи супроводжують виділення (поглинання) тепла, кількість якого залежить від числа та енергії розщеплення хімічних зв'язків. Знаючи ентальпію переходів, можна отримати цінну інформацію про структуру макромолекул, умови стабільності структури, механізми і функції

макромолекул в біологічних процесах. Аналогія конформаційних перетворень в біополімерах з фазовими переходами типу плавлення створює передумови для дослідження цих процесів методом ДСК.

Мікробіологія - одна з найбільш освоєних областей використання мікрокалориметрії, оскільки мікроорганізми мають достатньо високий рівень тепловиділення - порядку  $10^{-10} - 10^{-14}$  Вт у розрахунку на одну клітину. Існуючі методи вивчення мікроорганізмів дозволяють вирішити низку медичних проблем. Насамперед, це діагностика, що ґрунтується на мікрокалориметричній ідентифікації мікроорганізмів та визначенні бактеріального зараження [38]. Встановлено, що протягом декількох годин можна визначити відмінність у рівні концентрації бактерій  $10^4 - 10^5$  клітин / мл. У порівнянні з хімічними тестами бактеріального зараження за допомогою калориметрії можна більш простими та швидшими засобами виявити бактеріальну інфекцію та ідентифікувати патогенні організми такі, як бактерії та мікоплазми. Розроблено методику визначення числа бактерій у клінічних пробах сечі.

Приклади температурних залежностей надлишкового теплопоглинання  $\Delta C$  препаратів S1 зі скелетних м'язів, що отримані методом ДСК [10], наведено на рис. 1.6. а: при відсутності нуклеотидів (1), в присутності ADP (2), в потрійних комплексах S1-ADP-Vi (3), Sq-ADP-AlF<sub>4</sub> (4) та S1-ADP-BeFx (5). На рис. 1.6. б наведено залежності надлишкового теплопоглинання  $\Delta C$  для G-актину, F-актину та F-актину, стабілізованого фаллоїдином чи фторидом алюмінію AlF<sub>4</sub>.

Ефективність антибіотиків та інших антимікробних препаратів також досліджується мікрокалориметричними методами [39-40]. Досліджено вплив препаратів пеніциліну, леворину і декаметоксину, тетрацикліну, ністатину, олеандоміцину і еритроміцину, цефалексину і цефалоридину, амоксициліну, азитроміцину на кишкову паличку, стафілокок, гриби *Candida* та інші організми. Зазначені методи чітко реєструють рівень ефективності препарату залежно від дози і виду мікроорганізмів. Мікрокалориметрія також дозволяє з кінетики дії антибіотиків встановити оптимальні (мінімальні) терапевтичні

дози. Вимірювання тепловиділення дають цінну інформацію про процеси біосинтезу антибіотиків та інші процеси в мікробіологічній промисловості.

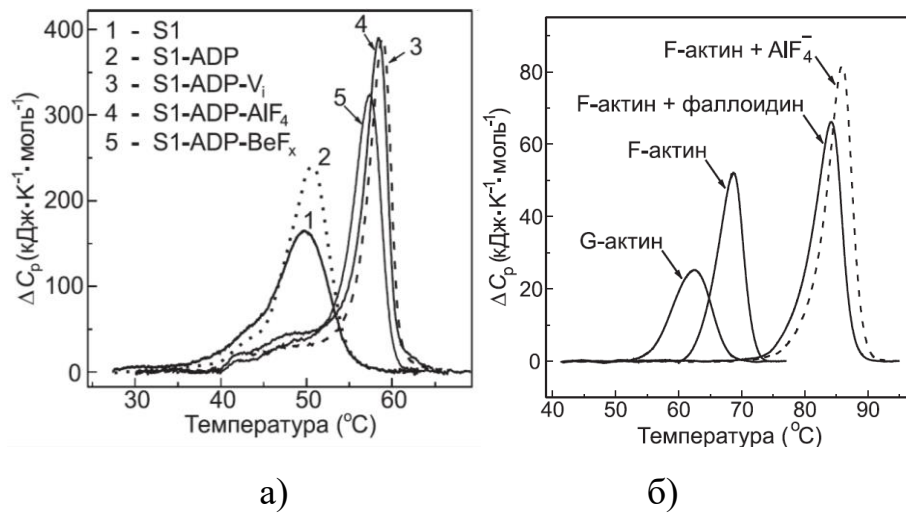


Рис. 1.6. Температурні залежності теплопоглинання  $\Delta C$  біооб'єктів [10]

ДСК методи застосовуються для дослідження біологічно активних ДНК зв'язуючих лігандів, які використовуються як протипухлинні та антибактеріальні агенти [41], для з'ясування причин втрати основних і допоміжних речовин під час фільтрації фармацевтичних препаратів [42], дозволяють встановити оптимальні технології їх виробництва [43].

Мікрокалориметричні методи ефективні для вивчення і такого складного ланцюга процесів, як коагуляція плазми крові. Отримувані термограми вказують на те, що процес іде в кілька стадій, і дають можливість визначати час згортання з похибкою приблизно 3с. Мікрокалориметрія зарекомендувала себе як метод вивчення клітин крові та діагностики в клінічній гематології. Завдяки йому встановлено сильне підвищення теплопродукції еритроцитів у хворих на серповидну анемію і хронічну уремію. Проведені також дослідження тромбоцитів, лімфоцитів, лейкоцитів при нормальних умовах і при стимуляції різними факторами. Представляють інтерес для гематології також результати калориметричного дослідження реакцій гемоглобіну з гаптоглобіном та теплот іонізації окисленого і неокисленого гемоглобіну. Розроблено методи визначення активності таких гормонів, як інсулін, шляхом мікрокалориметрії тканин [17].

Численні дослідження продемонстрували також корисність калориметричного дослідження в характеристиці дегенерації хрящів при різних ступенях остеоартиту, вона дає можливість отримання додаткової інформації для досягнення більш точної внутрішньоопераційної діагностики та прогностичної оцінки різних типів захворювань опорно-рухової системи (рис.1.7) [45-47].

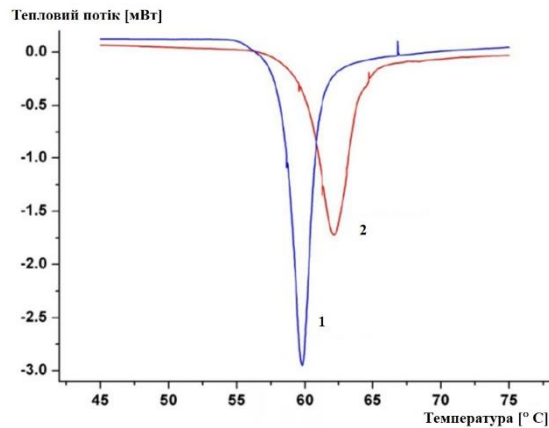


Рис. 1.7. Температурні залежності теплового потоку здорового (1) і пошкодженого (2) сухожилля [46]

### 1.3 Сучасні пристрої термічного аналізу

На сьогодні на ринку апаратури структурного та біохімічного аналізу матеріалів представлено доволі значну кількість серійних пристроїв термічного аналізу [57-70]. Їх розвиток можна спостерігати на прикладі пристроїв термічного аналізу компаній Mettler Toledo та PerkinElmer (рис. 1.8, рис.1.9).

Серійні пристрої ДСК аналізу характеризуються широким набором функціональних можливостей, зокрема використання різноманітних методів модуляції температури та комірок дослідження матеріалів. Зокрема, на рис. 1.10 наведено три типи дискових комірок ДСК калориметрів DSC 204 F1 Phoenix:  $\sigma$ -сенсор на основі NiCr (висока хімічна стабільність),  $\tau$ -сенсор зі срібним покриттям (мінімізована теплова постійна),  $\mu$ -сенсор на основі легованого кремнію (підвищена чутливість).





Рис. 1.8. Розвиток пристроїв термічного аналізу компанії Mettler Toledo [65]

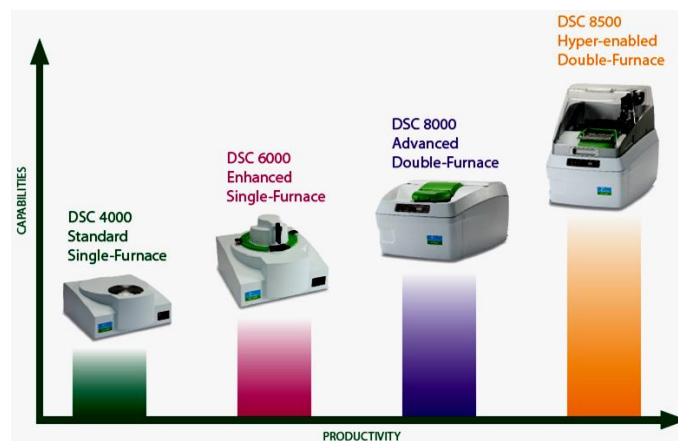


Рис. 1.9. Сучасні типи пристроїв ДСК аналізу компанії PerkinElmer з одинарними та подвійними нагрівачами [57]

Складніші конструкції комірок використовують в калориметрах Nano DSC компанії TA Instruments, які забезпечують можливість мінімізації маси досліджуваної речовини. Контроль температури в таких комірках забезпечують термоелектричні елементи. Об'єм комірок становить 0,3 мл, швидкість модуляції температури від 0,05°C/хв. до 2°C/хв., похибка вимірювання знаходиться в межах +/-0,028 мкВт [66].

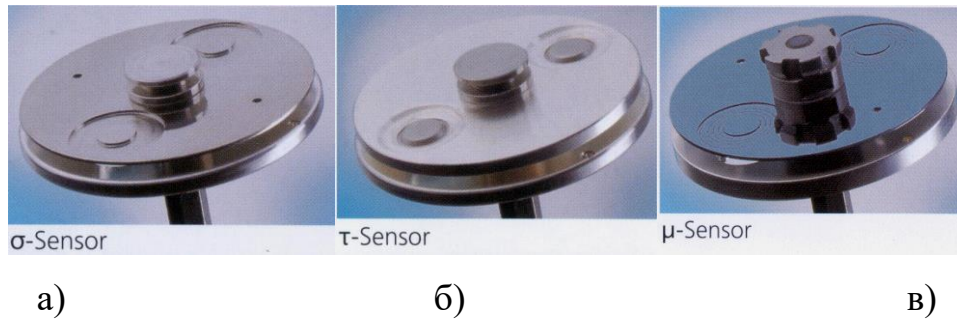


Рис. 1.10. Дисккові комірки калориметрів DSC 204 F1 Phoenix:  $\sigma$ -сенсор (а),  $\tau$ -сенсор (б),  $\mu$ -сенсор (в) [70]

Принципи побудови та структурно-схемні рішення сучасних калориметрів захищені десятками міжнародних патентів [71-79]. В Україні в рамках Національної Академії Наук створено Центр колективного користування науковими приладами (ЦККП) "Науково-дослідницька станція для дослідження термічних і механічних властивостей полімерних матеріалів" [80]. Матеріальну базу ЦККП складає низка вимірювальних пристроїв калориметрії, зокрема DSC Q2000 TA Instruments.

Сучасний стан розвитку сенсорних пристроїв біомедичного використання характеризується широким впровадженням мікро- та наноелектроніки. Формується дві концепції. Перша з них відноситься до напрямку мікроелектронних сенсорів на основі твердотільної електроніки. Ця концепція отримала назву Lab-on-Chip, згідно з якою відбувається перехід від традиційних лабораторій біохімічного аналізу до «Лабораторій на чипі» (рис. 1.11) [81-108]. Друга концепція відноситься до сучасного напрямку розвитку інформаційних технологій – Інтернету речей (ІоТ). У цій концепції пріоритетною проблемою є розробка нового покоління пристроїв фронт-енду, які взаємодіють з фізичним середовищем, зокрема, вимірюють параметри оточуючого середовища та об'єктів дослідження [109-111].

Подальший розвиток пристроїв калориметрії відбувається в напрямку мінімізації розмірів чутливих елементів, а відтак, і об'єму біопроб, базується на використанні сучасних мікроелектронних технологій, зокрема, MEMs технологій мікро- та наноструктурування [94-97].

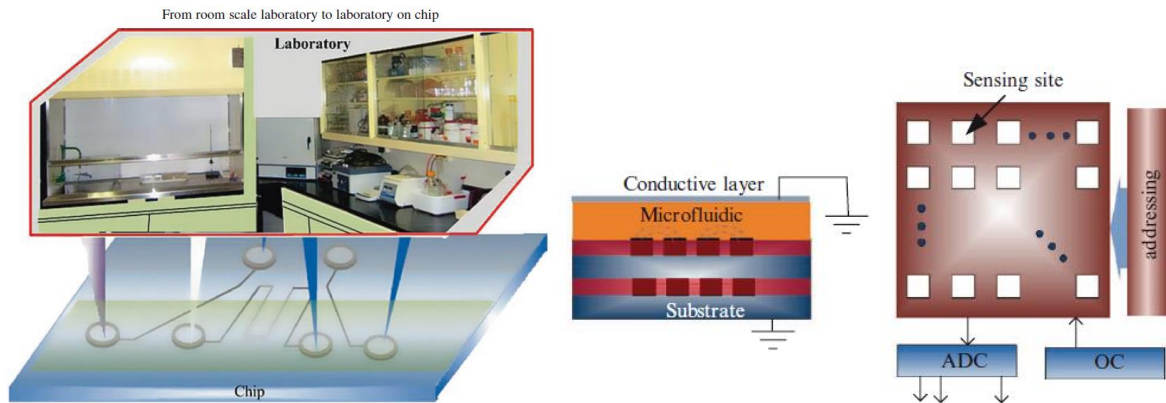


Рис. 1.11. Перехід від традиційних лабораторій біохімічного аналізу до «Лабораторій на чипі» [81]

Прикладом такого розвитку пристроїв калориметрії є диференційний нанокалориметр, мембранна структура та конструкція якого наведені на рис. 1.12 [83]. Товщина  $\text{Si}_3\text{N}_4$  мембрани структури нанокалориметра становить 150 нм, розміри активних зон – приблизно  $0,1 \text{ мм} \times 0,1 \text{ мм}$ , а розмір чипу загалом -  $1 \text{ мм} \times 1 \text{ мм}$ . Нагрівачі та сенсори температури такого нанокалориметра використовують резистивні елементи на основі титану  $\text{Ti}$ .

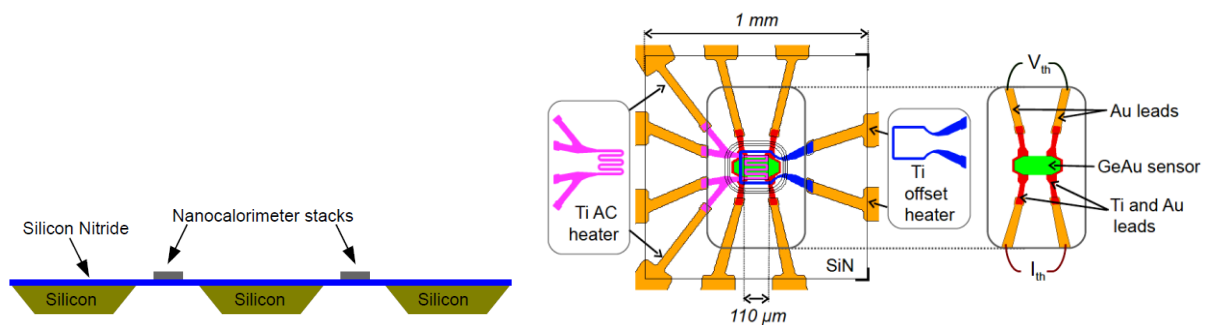


Рис. 1.12. Мембранна структура та конструкція нанокалориметра на основі титанових елементів [83]

На рис.1.13 наведено інші приклади технології виготовлення нанокалориметрів: з монокристалічною  $\text{Si}$  мембраною (товщина 2,5 – 40 мкм), моно- $\text{Si}$  нагрівачами резисторами і моно- $\text{Si}/\text{Al}$  термобатаресю (а); з  $\text{SiN}$  мембраною,  $\text{poly-Si}$  нагрівачем та термобатаресю (б) [94].

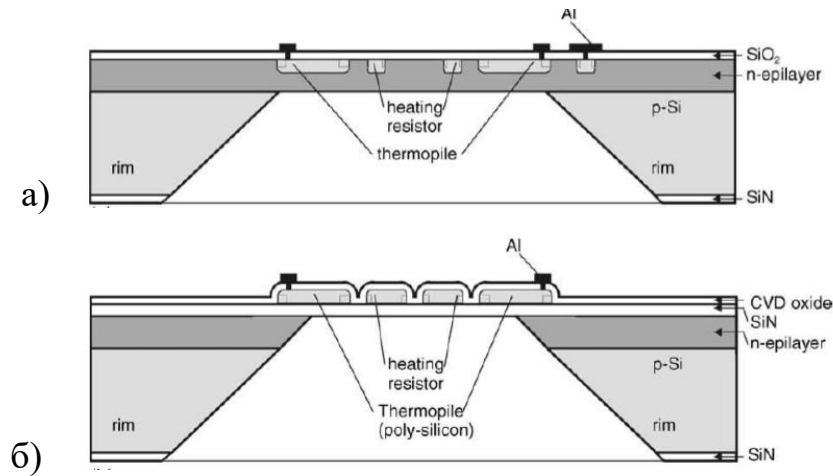


Рис. 1.13. Деякі технології виготовлення нанокалориметрів [94]

Інший приклад мембранного нанокалориметра з використанням сенсорів температури на термоелектричних елементах (термопарах) наведено на рис. 1.14. а [81]. Розширення функціональних властивостей в такому пристрої забезпечено шаром чутливого полімеру, що формується поверх структури термопарного калориметра.

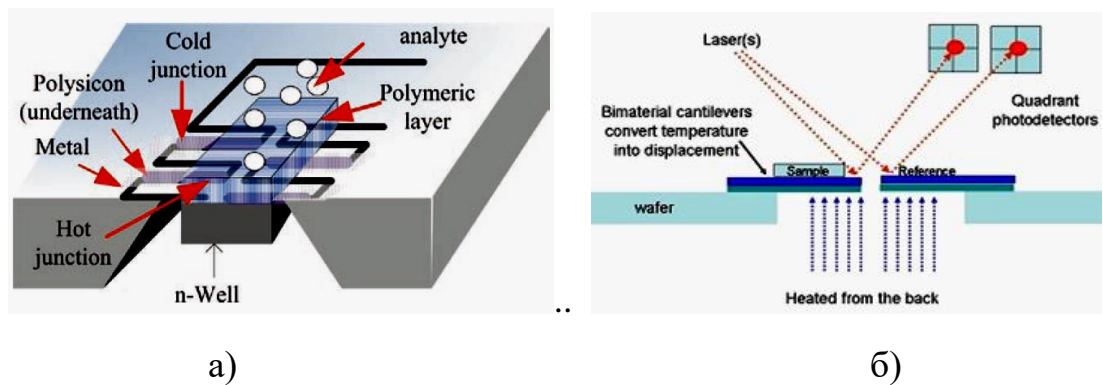


Рис. 1.14. Нанокалориметри з термопарним (а) та лазерним (б) вимірюванням температури [81]

Вимірювання температури мікро- та нанорозмірних зразків можна реалізувати ємнісним чи оптичним методом. Для цього в чіпі формують мікробалки на матеріалах з різними значеннями температурних коефіцієнтів розширення. Під дією температури мікробалки деформуються та зміщуються. Таке зміщення можна детектувати, зокрема, лазерним променем, який,

відбившись від мікробалки сприймається матрицею фоточутливих елементів (рис. 1.14. б).

Таким чином, в даний час створено базу для подальшого розвитку і масового впровадження мікро- та нанокалориметрії, особливо при дослідженні швидкоплинних процесів, мікро- та нанооб'єктів, високошвидкісній ДСК-калориметрії.

#### **1.4 Вимірювання температури в сенсорах термічного аналізу**

Сенсори термічного аналізу реалізуються у вигляді декількох вимірювальних перетворювачів, які забезпечують контрольований нагрів та вимірювання температури, а також магнітних, оптичних чи діелектричних (ємнісних) параметрів.

У більшості пристроїв термічного аналізу для нагріву досліджуваного зразка використовують резистивні елементи, а для вимірювання температури - терморезистивні чи термоелектричні перетворювачі.

На сучасному ринку існує ціла низка первинних перетворювачів температури, які відрізняються між собою технологією виготовлення та принципом дії. Параметри, особливості використання та тенденції їх розвитку висвітлені в численних монографіях і статтях [112-121]. У вимірювальних та сенсорних пристроях здійснюється перетворення сигналу, що несе вимірювальну інформацію. Використовується залежність певного параметра від температури. Основними фізичними явищами, які покладені в принцип роботи різних первинних перетворювачів температури, є ефект Зеєбека, температурна залежність питомого опору матеріалу, залежність струму через р-п-перехід від температури, поглинання теплового випромінювання матеріалом тощо.

На рис.1.15 наведено діапазони вимірювання температури залежно від типу первинного перетворювача. Мікроелектронні сенсори призначені для вимірювання температури в діапазоні від  $-55$  до  $150^{\circ}\text{C}$  [121].

Широкого розповсюдження набули терморезистори (термометри опору, термістори), оскільки вони мають малі габарити, високу чутливість і низьку вартість. Для їх виготовлення використовують матеріали, що характеризуються високою стабільністю температурного коефіцієнту опору ТКО, високим відтворенням електричного опору при даній температурі, значним питомим електричним опором і високим ТКО, стабільністю хімічних і фізичних властивостей при нагріванні, інертністю до досліджуваного середовища. До таких матеріалів насамперед належать платина, мідь, нікель, вольфрам, а також чисті метали з невеликими домішками, наприклад залізо-родій (Rh + 0.5% Fe) або платина-кобальт. Найбільш широко використовуються платинові та мідні терморезистори. Платинові терморезисторів є найбільш точними, чутливими і стабільними в часі [122-124]. Вони використовуються в широкому температурному діапазоні від -260 до 850°C, а деякі навіть до 1100 °C [125-126].

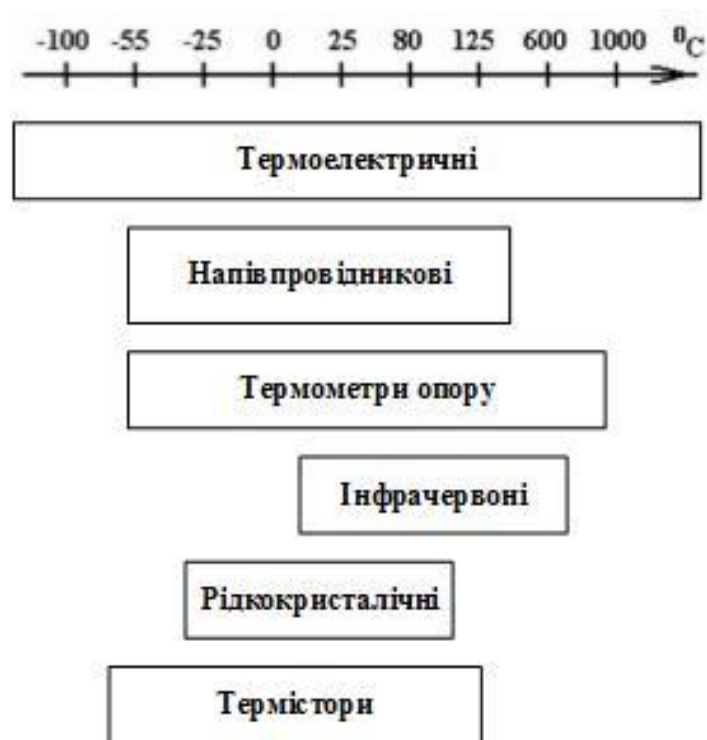


Рис.1.15. Первинні перетворювачі температури та діапазони вимірюваних ними значень температури [121]

Застосування тонкоплівкової технології у виробництві терморезисторів пропонує нові можливості, а саме: дозволяє отримати різні плівкові матеріали з

певними властивостями, спрощує технологію виготовлення терморезисторів на основі цих матеріалів, відповідає вимогам концепції «Лабораторія на чипі». Плівка метал-діелектрик-метал може бути отримана безпосередньо на вимірювальній поверхні вакуумним випаровуванням. Це призводить до мінімізації похибки вимірювання, викликані недосконалістю теплового контакту між чутливим елементом і поверхнею. Якщо тонка плівка платини терморезистора з'єднана з матеріалом підкладки, то він може вимірювати температуру в дуже обмеженій ділянці. Такі переваги тонкопліткових терморезисторів, як маленький загальний розмір і хороший тепловий контакт, призводять до підвищення їх швидкодії. Пристрої, створені з використанням тонкопліткової технології, менші, дешевші, більш надійні і менш енергоємні. Тому вони часто використовуються для вимірювання і контролю температури [127].

Тонкопліткові терморезистори часто виготовляються шляхом нанесення тонкого шару платини або її сплавів на керамічну підкладку. Зазвичай шар має товщину від 1-2 мм з 10 мкм покриттям. Шар платини зверху покривається епоксидним або скляним ізоляційним шаром. Це покриття допомагає захистити шар платини і діє як фіксатор для зовнішніх проводів. Технологія виготовлення освоєна багатьма закордонними фірмами, в даний час плівковий платиновий терморезистор - це найдешевший і найпоширеніший сенсор. Великою перевагою є малий розмір і маса терморезистора, добрий тепловий контакт, що дозволяє встановлювати такі терморезистори в мініатюрних корпусах і отримувати високу швидкість реагування на зміну температури об'єкта [127-128]. Завдяки малим розмірам плівкові терморезистори можуть виготовлятися з підвищеним номінальним опором (стандартний опір – 100 Ом при 0°C, але змінюючи характеристики плівки (особливо товщину) можна досягнути вищих значень номінальних опорів). Вже розроблені і виробляються терморезистори з опором 1000 Ом. Це дозволяє значно знизити вплив опору ліній при підключенні за двопровідною схемою. Для того, щоб отримати більш високі значення номінального опору, необхідно мінімізувати як ширину резистора (яка обмежується технологічними можливостями), так і товщину резистора

(який повинен бути не менше, ніж межі його однорідності, тобто близько 20 нм). Крім того, верхня межа товщини визначається ( $d_{max} = 0,5$  мкм) труднощами в захисті кінців резистора в ході технологічного процесу виготовлення тонкоплівкових терморезисторів. Кращим способом забезпечення високого номінального опору тонкоплівкових терморезисторів є використання резистивних матеріалів, що характеризуються високими значеннями ТКО [129].

Значення ТКО і стабільність для плівкових платинових терморезисторів нижчі, і діапазон вимірюваних температур вузьчий, ніж для дротяних. Це може бути пояснено різницею між коефіцієнтами лінійного розширення підкладки та металевої плівки, яка викликає пластичну деформацію плівки за рахунок збільшення (або зменшення) температури. Для того щоб усунути це небажане явище використовують багатошарові структури, що складаються з одного термочутливого шару і ряду проміжних шарів, які забезпечують сильний механічний контакт. Для забезпечення високого рівня стабілізації електрофізичних властивостей плівки застосовують термічне старіння у вакуумі в умовах циклічної зміни температури. Однак технологія виготовлення постійно вдосконалюється, і останнім часом чітко спостерігається прогрес у підвищенні стабільності опору та розширенні температурного діапазону.

В [130] було показано, що для тонкоплівкового платинового терморезистора, ТКО збільшується зі зменшенням товщини плівки, ширини лінії, а також зростанням температури відпалу. При ширині лінії 1 мм та термічній обробці при  $700^{\circ}\text{C}$  значення ТКО становило  $3.53 \times 10^{-3} \text{ 1}^{\circ}\text{C}$ . У [131] було показано, що для платинового терморезистора, виготовленого на  $\text{MgO/SiO}_2/\text{Si}$  підкладці, ТКО зростає до величини  $3.927 \times 10^{-3} \text{ 1}^{\circ}\text{C}$ .

Під час виготовлення мідних плівкових терморезисторів на керамічній підкладці зі скла для підвищення стабільності  $R_0$ , а також для забезпечення високої адгезії термочутливого шару міді до склокераміки, використовується проміжний адгезивний шар з  $\text{TiW}$ . Деякі фірми випускають терморезистори з платинового дроту, покритого склом. Це, зазвичай, досить дорогі терморезистори. Перевагою є повна герметизація чутливого елемента, стійкість



до умов підвищеної вологості, недоліком - обмежений діапазон робочих температур.

Терморезистори потребують зовнішнього джерела струму для реєстрації змін опору. Струм повинен бути достатньо малим (1–5 мА), щоб не викликати самонагрівання. Самонагрівання може бути зменшене імпульсним живленням моста або використанням терморезисторів з вищими значеннями номінального опору [131].

Причинами похибок терморезистивних перетворювачів температури є нелінійність функції перетворення, вплив опорів ліній зв'язку, неточність підганяння опору  $R_0$  при температурі  $0^\circ\text{C}$  і відхилення відношення  $W_{100}$  опору  $R_{100}$  при  $100^\circ\text{C}$  до опору  $R_0$  від номінального значення, нестабільність цих параметрів у часі, додатковий нагрів від проходження робочого струму тощо.

Для лінеаризації функції перетворення терморезисторів використовують аналогові і цифрові методи. Аналогові методи можна використовувати для різних типів вторинних вимірювальних приладів, а цифрові методи лінеаризації використовують тільки для цифрових вторинних вимірювальних приладів, побудованих на основі елементів мікропроцесорної техніки [132]. Відомі аналогові методи лінеаризації, які зменшують нелінійність до 0,11% в діапазоні  $-100..800^\circ\text{C}$ , проводячи калібрування в середині і в кінці діапазону [133], або досягають більшої лінійності (до 0,04%) у вузькому діапазоні вимірювання температури:  $0..50^\circ\text{C}$  [134],  $-50..125^\circ\text{C}$  [135].

Для вимірювання вихідних сигналів терморезисторів застосовують метод перетворення зміни опору терморезистора в тривалість імпульса [136] або часовий інтервал [137-138] та незрівноважені мостові схеми. Однак такі схеми мають два значні недоліки: вихідна характеристика мостової схеми є нелінійною, опір з'єднувальних ліній додається до опору терморезистора і спричиняє значну похибку.

Так, у випадку двопровідного під'єднання платиного терморезистора Pt-100 додаткова похибка, спричинена впливом опорів ліній зв'язку з опором 1 Ом, викликає додаткову похибку  $2,5^\circ\text{C}$ , а при опорі ліній 5 Ом –  $12^\circ\text{C}$ . На

практиці, особливо при проведенні віддалених вимірювань, коли терморезистор і вторинний вимірювальний перетворювач знаходяться на значних відстанях, опір ліній зв'язку може становити навіть десятки Ом [139]. При цьому максимальне допустиме значення опорів ліній зв'язку згідно з нормативними документами становить 30 Ом [125]. На похибку також впливають зміни опору ліній зв'язку, спричинені коливаннями температури довкілля [128].

Термоелектричні перетворювачі (термопари) є генерувальними перетворювачами. Кожна з них складається з двох різнорідних проводів, з'єднаних в одному з кінців зварюванням чи лютуванням. Термопари мають багато переваг і на сьогоднішній день є одними з найбільш часто використовуваних сенсорів для вимірювання температури. Їх широкий діапазон вимірювання коливається від  $-270\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $3000\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Вони також мають довготермінову стабільність і високу надійність. Невеликі розміри, компактність, малий час відгуку (порядку мілісекунд) і низька вартість створюють додаткові переваги для термопар [140-141].

Недоліками термопар є низька чутливість, точність і необхідність компенсації температури вільних кінців. Для компенсації впливу температури вільних кінців використовують їх термостатування або компенсаційні схеми [112, 142].

Компенсаційні схеми потребують використання температурного сенсора для реєстрації температури вільних кінців. Для цього використовують терморезистори, діоди, інтегральні схеми [143]. У випадку високоточних вимірювань в широкому діапазоні температур найкращим вибором є калібрований платиновий терморезистор. Однак його застосування є досить дорогим. Термістори і інтегральні схеми є дешевшою альтернативою платиновим терморезисторам у випадках, коли не вимагається висока точність. Термістори працюють в ширшому температурному діапазоні, ніж інтегральні схеми, однак останні застосовуються частіше через більшу лінійність. Корегування нелінійності термісторів потребує значних зусиль.

Компенсаційні методи можуть бути аналоговими або цифровими. Цифрові методи потребують додаткового вимірювального каналу і високоточних, дороговартісних компенсаційних первинних перетворювачів [141, 144]. У випадку аналогової компенсації можна застосовувати різного типу вторинні вимірювальні прилади. Аналогові компенсаційні схеми формують напругу, яка дорівнює термо-ЕРС термопар при температурі вільних кінців, але протилежного знаку.

Взаємозв'язок між термо-ЕРС різних типів термопар і вимірюваною температурою нелінійний. Нелінійність термопар може викликати похибки до 5% [145], тому необхідно забезпечувати їх лінеаризацію.

При використанні термопар типу ТПП забезпечується чутливість 5 мкВ/°С, а типу ТХА – 39 мкВ/°С. Збільшення чутливості термоелектричних перетворювачів досягається шляхом використання термобатарей з кількох термопар. Так при використанні 5 послідовно з'єднаних термопар Au-Ni (золото – нікель) отримано чутливість 110 мкВ/°С [54], при використанні 50 термопар Sb-Bi (стибій – бісмут) – 6,3 мВ/°С [55], а при використанні 160 полікремнієвих термопар – 50 мВ/°С [94]. Однак збільшення кількості термопар призводить до збільшення розмірів сенсора та зростання теплового шуму.

Одним з перспективних напрямків у термометрії на основі інтегральної оптики є застосування електрооптичних ефектів у рідких кристалах, які є наслідком переорієнтації директора (осі переважної орієнтації молекул) макроскопічного об'єму рідини під дією поля або потоку рідини. Першоджерелом переорієнтації є анізотропія електричних і магнітних властивостей середовища (діелектричної та діамагнітної сприйнятливості, електропровідності), однак протікання процесу залежить також від анізотропії, в'язкопружних властивостей та вихідної орієнтації молекул мезофази відносно поля. Результатом переорієнтації є зміна оптичних властивостей середовища внаслідок його оптичної анізотропії. Цей процес переорієнтації директора

(локальної, або по всьому зразку в цілому) можна прослідкувати майже у всіх електро- та магнітооптичних ефектах [146-147].

Розвиток сенсорів температури відбувається у відповідності до тенденцій мікросенсоріки, штучного інтелекту, уніфікації інтерфейсів тощо. Особливого прогресу в сучасній термосенсоріці досягнуто завдяки використанню сенсорів температури на основі р-п переходів транзисторних структур [148-149].

Інформативним параметром сенсорів температури на основі транзисторних структур здебільшого є падіння напруги на прямозміщених р-п переходах. Такі сенсори температури характеризуються високою лінійністю характеристики перетворення, простотою обробки сигналу, малою інерційністю, низькою собівартістю, а також, технологічною сумісністю з конструктивно-технологічною базою інтегральної електроніки. Характеристика перетворення прямозміщених р-п переходів є значно більш лінійною, ніж у термопар, і не поступається характеристиці платинових терморезисторів, температурна чутливість яких є суттєво меншою.

Однак серйозною проблемою, що стає на шляху широкого застосування прямозміщених транзисторних р-п переходів, є недостатня відтворюваність їх характеристик, розкид яких може сягати (10...20)%. Так, температурний коефіцієнт напруги на прямозміщеному р-п переході, який і є інформативним параметром в температурних вимірюваннях, може перебувати в межах (-1,8...-2,2) мВ/°С.

Застосування принципів побудови, які включають безпосередню залежність функції перетворення від параметрів елементної бази, дає можливість реалізувати пристрої без потреби їх індивідуального градуювання – термосенсорні інтегральні схеми (IC temperature sensors) [114]. Прикладами таких схем на транзисторних структурах є TMP35/TMP36/TMP37 компанії Analog Devices та STP35 Texas Instruments. Функціональна схема STP35 наведена на рис. 1.16.а, а її схема електрична - на рис. 1.16.б. Типово діапазон вимірювання термосенсорних IC становить (-50 – 125)°С, а похибка функції перетворення - (1...3) %.

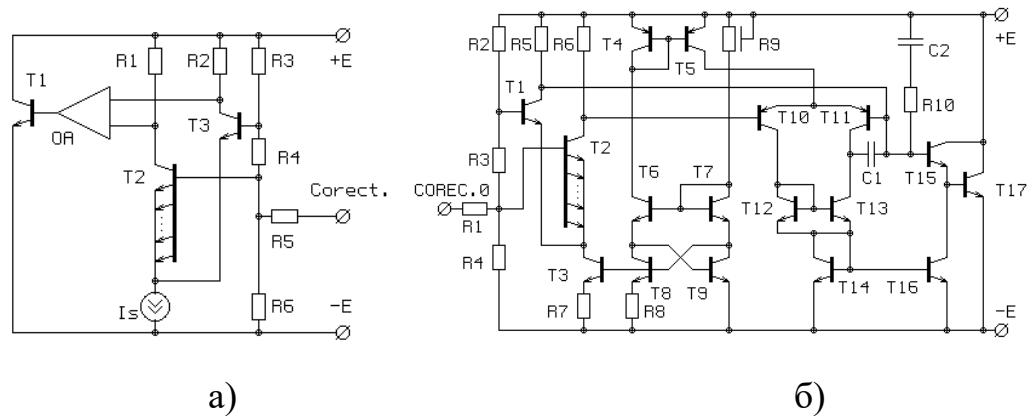


Рис. 1.16. Функціональна (а) та електрична (б) схеми термосенсорної IC STP 35 [114]

В основі функціонування термосенсорної IC STP35 лежить принцип масштабування струму в транзисторному каскаді. Спільною точкою в транзисторах є їх емітерні кола. Вихідний сигнал формується не на окремому виводі IC, а безпосередньо на выводах живлення IC. Це дозволяє використати таку IC в режимі двополюсника, як терморезистор, термопару тощо, однак, на відміну від останніх, їх вихідний сигнал має високу крутизну перетворення  $10\text{мВ/К}$ . За допомогою баластного опору  $R_z$  встановлюють робочий струм IC ( $0,4\dots5,0$ ) мА, напруга на клеммах живлення IC при цьому чисельно становить  $U_{out}=10 \cdot T$  (мВ).

Іншим прикладом термосенсорних IC є AD590. У двовивідному режимі при живленні напругою в межах (4-30) В ICAD590 формує в своєму колі живлення струм, який чисельно рівний абсолютній температурі  $I \Rightarrow T$  (мкА), тобто забезпечує крутизну перетворення  $1 \text{ мкА/К}$ .

Близькими до IC STP35 є однокристалні трипровідні IC – термометри ADT45/ADT50. Їх принциповими перевагами є мінімальне енергоспоживання (струм споживання – не більше 60 мкА) та можливість функціонування з низьковольтними джерелами живлення (від 2,7 В до 12 В). Крутизна перетворення вказаних IC становить  $10 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$ . IC ADT45 призначена для вимірювання температури в діапазоні від  $0^\circ\text{C}$  до  $100^\circ\text{C}$  з вихідною напругою

250 мВ при 25°C. ІС ADT50 – аналогічна по функціонуванню, але з зміщенням вихідної напруги на 500 мВ, що забезпечує вимірювання температури в діапазоні від -40°C до 125°C з вихідною напругою 750 мВ при 25°C.

У певній мірі мова про можливість використання транзисторів в ДСК вже йшла [150]. Однак, внаслідок доволі значних проблем, вказана концепція все ще знаходиться на початковій фазі розвитку.

Однією з проблем є неможливість безпосередньої заміни резистивних нагрівників на транзисторні нагрівники – на відміну від резисторів транзистори володіють суттєво ширшими наборами режимів функціонування, а відтак, і режимів їх керованого нагріву. В процесі такого нагріву необхідно програмно керувати та з високою точністю вимірювати значення теплової потужності, що виділяється на транзисторній структурі.

Другою проблемою є відсутність підходів реалізації функції вимірювання температури на транзисторних структурах в процесі керованого нагріву таких структур, зокрема при зміні їх робочих режимів, а відтак, невизначеність температурних залежностей.

Третьою проблемою є нерівномірність розподілу струмів в розподілених транзисторних структурах, а відтак втрата точності калориметричних досліджень, спричинена наявністю в таких структурах температурних градієнтів.

Четвертою проблемою є відсутність методик оптимізації режимів роботи транзисторних схем з точки зору забезпечення заданої точності вимірювання температури, зокрема, в схемах високопрецизійного вимірювання різниці температур в сенсорах термічного аналізу з високою роздільною здатністю (порядку  $10^{-3} \dots 10^{-4} \text{°C}$ );

В даній дисертаційній роботі розвивається концепція інтегрування функцій вимірювання температури та контрольованого нагріву сенсорів термічного аналізу на основі транзисторних структур. Особливої актуальності вказана концепція набуває в пристроях біомедичного використання,

забезпечуючи подальше підвищення температурної чутливості та зменшення об'єму дослідних біопроб.

### **1.5 Сучасний стан розвитку сигнальних перетворювачів**

Розроблення вимірювальної та сенсорної техніки, зокрема в галузі термічного аналізу, ставить задачу подальшого підвищення параметрів сигнальних перетворювачів. Відповідно до тенденції розвитку електронної апаратури важливими вимогами до сигнальних перетворювачів інтелектуальних сенсорів є їх відповідність критеріям USB plug-and-play пристроїв та стандарту IEEE 1451.2. Для забезпечення цих вимог необхідно щоб сигнальні перетворювачі були апаратно-програмно сумісними з універсальними інтерфейсами та допускали можливість функціонування з низьковольтними однополярними джерелами живлення [150-158].

Удосконалення елементної бази твердотільної електроніки є найбільш визначальним фактором подальшого розвитку сучасної електроніки, і, зокрема, мікроелектронної сенсоріки. Основою сучасних електронних пристроїв є твердотільні інтегральні схеми (ІС), які здебільшого, реалізуються на конструктивно-технологічному базисі КМДН (комплементарні метал-діелектрик-напівпровідник) структур.

Характерною ознакою сучасних КМДН ІС є низьке енергоспоживання та малі (до 3 В) напруги живлення. За останні роки найбільшого прогресу тут досягнуто структурно-схемними рішеннями вузлів аналогового перетворення сигналів з розширенням розмаху вхідних та вихідних напруг до величин напруг живлення – низьковольтних Rail-to-Rail операційних підсилювачів та комутаторів. У найбільш прогресивних ІС КМДН базис доповнюється структурами біполярних транзисторів, що забезпечує підвищення швидкодії (зокрема, застосовуючи емітерно-зв'язану логіку), та енергонезалежною FLESH пам'яттю на структурах з “плаваючим” заслоном МДН транзисторів, що забезпечує можливість багаторазового запису в енергонезалежну пам'ять ІС

коефіцієнтів корекції характеристик сигнальних перетворювачів (зокрема, корекції напруги зміщення операційних підсилювачів (off-set input voltage) та програмного коду керування (зокрема, в сигнальних мікроконвертерах).

Враховуючи вищесказане та динамічний процес постійного оновлення елементної бази електронної техніки в процесі розроблення сигнальних перетворювачів мікроелектронних калориметрів необхідно приділяти значну увагу вибору елементної бази, зокрема, підсилювачів та мікроконвертерів.

Визначальними елементами сигнальних перетворювачів є операційні підсилювачі, зокрема Single-Supply Rail-to-Rail AD860, AD8541/2/4 чи високопрецизійні Zero-Drift AD8551/2/4 [159]. Останні, крім вищезгаданої можливості функціонування у всьому діапазоні вхідних напруг (типово 3 В), забезпечують найнижчу на даний час вхідну напругу зміщення (Low offset voltage – 1 мкВ) та її температурний дрейф (Input offset drift – 0,005 мкВ/°С). Ці унікальні параметри досягнуті завдяки структурно-схемному рішенні типу Chopper. У схему входять два підсилювачі, один з яких є сигнальним, а другий – компенсуючим. Компенсація здійснюється на частоті порядку 1 МГц, а дрейф напруги зміщення зберігається на інтегральних конденсаторах.

Визначальним елементом сигнального перетворення сенсорних пристроїв є аналогово-цифровий перетворювач. На зміну традиційним АЦП приходять ІС з суттєво розширеними функціональними характеристиками – мікроконтролери з вбудованими аналого-цифровими та цифро-аналоговими перетворювачами. Серед них особливе місце займають мікроконвертери компанії Analog Devices, відмінністю яких є конструктивно-технологічна основа. На відміну від вищезгаданих мікроконтролерів, їх основою є не цифровий процесор, а базис високопрецизійних аналогових схем. Це забезпечує максимально високу прецизійність аналогового перетворення, якої, типово, не вдається досягнути на мікропроцесорах із вбудованими аналоговими блоками. Прикладами таких мікроконвертерів є базові моделі 12-бітних ADuC812 та 24-бітних ADuC824 перетворювачів та відповідні серії на їх основі, зокрема ADuC841, ADuC834. На відміну від мікроконтролерів з вбудованими аналого-цифровими



перетворювачами ці мікроконвертери характеризуються високою точністю функції перетворення та завадостійкістю, в повній мірі відповідаючи вимогам стандарту IEEE 1451.2 – електронних схем інтелектуальних plug-and-play сенсорів [159].

До складу мікроконвертера входять такі вузли, як: вхідний аналоговий комутатор, аналого-цифровий перетворювач, два цифро-аналогові перетворювачі (в задачах сенсорної електроніки останні вирішують задачу керування режимом роботи первинних перетворювачів), інтегрований сенсор температури, PWM широтно-імпульсний модулятор, таймери, монітор напруги живлення, асинхронний послідовний UART порт та SPI, I2C інтерфейси, енергонезалежна пам'ять даних калібрування та коду керування тощо.

Приклади рішень сигнальних перетворювачів на терморезисторах, діодних структурах та термопарах наведено на рис. 1.17 - рис. 1.19, відповідно [115]. В ряді задач можливе використання універсальних модулів сигнального перетворення, зокрема компаній Analog Devices та National Instruments.

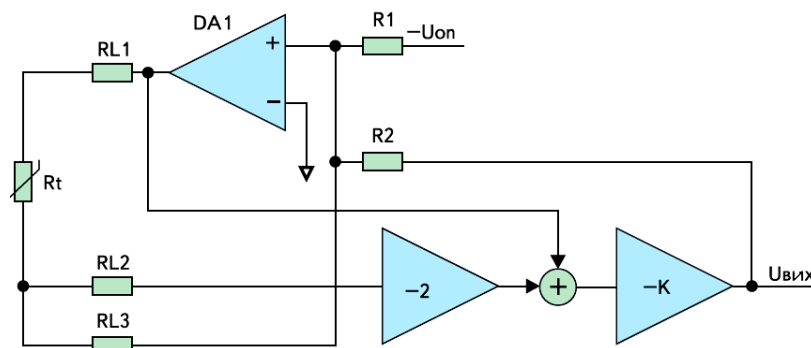


Рис. 1.17. Функціональна схема сигнального перетворювача терморезистивного сенсора температури [115]

У відповідності до тенденцій розвитку сучасної мікроелектроніки, схемотехніки та інформатики в даній дисертаційній роботі ставиться задача подальшого розвитку сигнальних перетворювачів, що відповідають вимогам мікроелектронних сенсорів термічного аналізу нового покоління.

Визначальними в їх розвитку є новітні напрями еволюції глобальної інфокомунікаційної мережі, що отримали назви - Інтернет Речей (IoT, Internet of

Things), Індустріальний Інтернет Речей (IIoT, Industrial Internet of Things), «Індустрія 4.0» (Industry 4.0). Сенсорні пристрої Інтернету Речей, виконуючи функцію інтерфейсу між фізичним світом та Інтернетом, забезпечують вимірювання різноманітних параметрів – температури, вологості, освітлення, властивостей речовин, забруднення довкілля тощо [110-111].

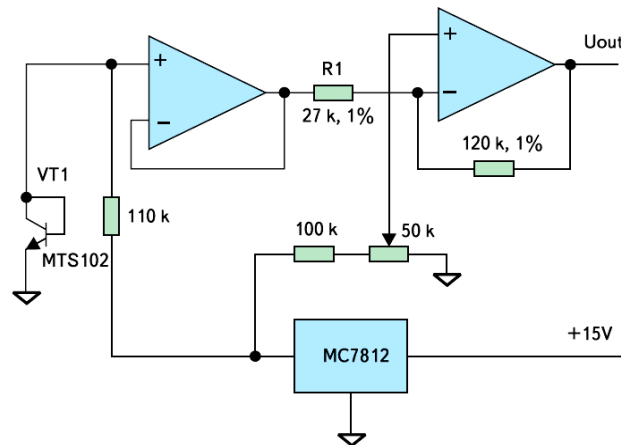


Рис. 1.18. Принципова схема сигнального перетворювача термодіодного сенсора температури [115]

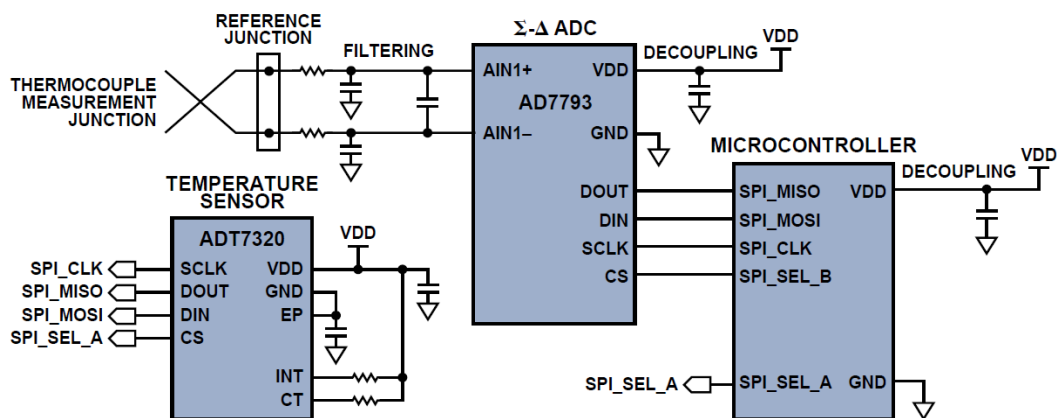


Рис. 1.19. Сигнальний перетворювач термопарного сенсора температури [117]

Невдовзі «Індустрія 4.0» та Індустріальний Інтернет Речей охоплять більшість сфер діяльності людини та будуть впроваджені практично у всі галузі – машинобудування, енергетику, хімічну промисловість, будівництво, екологію, медицину тощо [160].

## 1.6 Математичні моделі та програмне забезпечення

Розроблення сенсорів термічного аналізу та їх досліджень передбачають широке використання математичних моделей та відповідного програмного забезпечення. В процесі розроблення апаратури проводять параметричний аналіз сенсорів, розрахунок теплових полів та модельний аналіз схем сигнальних перетворювачів, а в ході калориметричних досліджень визначають температури фазових переходів досліджуваних проб та теплові потоки, що обумовлюють ці переходи [161-164].

В даний час широкого застосування набули методи температурного дослідження на основі концепції електротеплової аналогії [165-166]. Використовуючи ці методи представляється можливим поєднання теплового та схемотехнічного моделювання. Враховуючи, що основою більшості сучасних програмних засобів схемного моделювання є SPICE - Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, розробляються гібридні SPICE моделі комплексного електротеплового дослідження. Особливої актуальності такі моделі набувають в пристроях, що поєднують ефекти саморозігріву та акумуляції теплової енергії, зокрема в термісторах, термоанемометрах та калориметричних сенсорах [167-172].

Концепція електротеплової аналогії полягає в заміщенні теплових характеристик на їх електричні аналоги: різниця температур  $\Delta T(\tau)$  заміщається різницею напруг  $\Delta V(\tau)$ , тепловий потік  $\Phi_T$  чи потужність  $P_T$  заміщається електричним струмом  $I_T$ , а тепловий опір  $R_\theta$  та теплоємність  $C_\theta$  – еквівалентними їм електричним опором  $R_T$  та ємністю  $C_T$  конденсатора. Відтак, теплові перехідні процеси описуються еквівалентними схемами Фостера та Кауера у виді декількох  $R_i C_i$  ланок. При використанні схеми Фостера математичні вирази часової залежності температури  $\Delta T(\tau)$  заміняється відповідними виразами залежності напруги  $\Delta V(\tau)$  [173-174]:

в процесі нагріву -

$$\Delta T(\tau) = P_T \sum_{i=1}^n R_{\theta i} \left( 1 - \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_i}\right) \right) \Rightarrow \Delta V(\tau) = I_T \sum_{i=1}^n R_{Ti} \left( 1 - \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_i}\right) \right), \quad (1.1)$$

в процесі остигання -

$$\Delta T(\tau) = P_T \sum_{i=1}^n R_{\theta i} \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_i}\right) \Rightarrow \Delta V(\tau) = I_T \sum_{i=1}^n R_{Ti} \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_i}\right), \quad (1.2)$$

де  $P_T$  - потужність,  $\tau_i = R_i C_i$  - постійна часу  $i$ -тої ланки,  $n$  – кількість ланок.

В залежності від складності структури з тепловою релаксацією та точності розрахунку використовують від однієї до п'яти ланок. Зокрема, для структур інтегральної електроніки, такими ланками електротеплової моделі є: активна ділянка виділення тепла (р-п перехід) – кристал інтегральної структури (здебільшого, кремній); кристал – прокладка (клей, припій), прокладка – корпус, корпус – радіатор (при його наявності); радіатор – оточуюче середовище (повітря).

Розглянемо елементарні приклади використання електротеплової аналогії в SPICE моделях елементів з саморозігрівом [169, 175]. Перша з них (рис. 1.20 а) є схемою заміщення двополюсника (виводи 1, 2), зокрема терморезистора. Струм  $I_R$  через двополюсник задається функціональною характеристикою керованого джерела струму  $CCS_R$  (Controlled Current Source). Аргументами цієї функціональної характеристики є опір  $R_0$  двополюсника при початковій температурі  $T_0$  та напруга  $V_T$ . Ця напруга, у відповідності до методу електротеплової аналогії, є інформативною величиною приросту температури  $\Delta T$ , яка обумовлена саморозігрівом структури двополюсника.

Напруга  $V_T$  формується в допоміжному колі на  $R_i C_i$  ланках, які представляють відповідні теплові опори та теплоємності структури. Для прикладу на рис. 1.20. б показано коло з двох ланок  $R_{T1} C_{T1}$ ,  $R_{T2} C_{T2}$ , струм через які задається допоміжним керованим джерелом струму  $CCS_R$ . Аргументом функціональної характеристики цього джерела є потужність  $P_T$ , що виділяється на структурі двополюсника. В першому наближенні приймають  $P_T = I_R^2 R_0$ . Для підвищення достовірності результату розрахунок проводять ітераційним

методом, в якому потужність кожного наступного циклу ітерації визначається для опору  $R_T$  при температурі  $T$ , встановленого у попередньому циклі двополюсника.

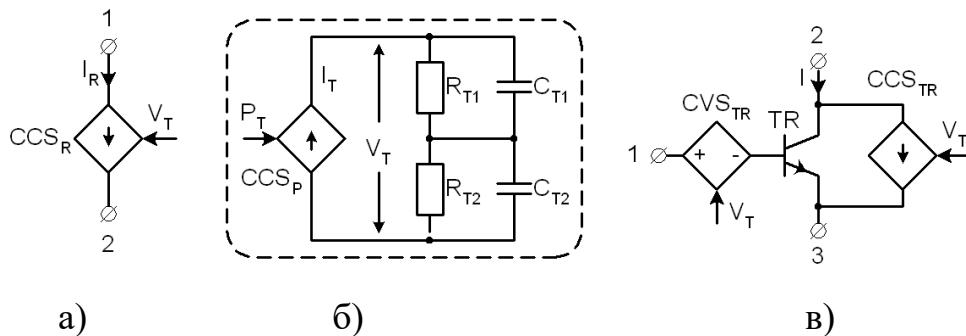


Рис. 1.20. Спрощені електротеплові SPICE моделі [169]

Приклад спрощеної SPICE моделі триполюсника з функцією саморозігріву, зокрема біполярного транзистора TR показана на рис. 1.20, в (позначення 1, 2, 3 відповідають виводам бази, колектора та емітера). Електротеплова модель останнього доповнена керованим джерелом напруги  $CVS_{TR}$  (Controlled Voltage Source) та керованого джерела струму  $CCS_{TR}$ . Перше з них  $CVS_{TR}$  описує температурний дрейф напруги емітерного p-n переходу транзистора, а друге  $CCS_{TR}$  – температурний дрейф колекторного кола транзистора. Напруга  $V_T$ , як і в раніше розглянутій схемі двополюсника, формується допоміжним колом на  $R_iC_i$  ланках (рис. 1.20. б).

На основі концепції електротеплової аналогії в даний час вже реалізовано ряд SPICE моделей термісторів, які поставляються компаніями-виробниками та використовуються в ряді програмних пакетів схемотехнічного моделювання [176-177]. Приклад використання таких моделей в пакеті Micro-Cap 11 представлено на рис. 1.21.

З метою аналізу основних підходів щодо реалізації вищезгаданих електротеплових моделей та виявлення обмежень їх використання в актуальних задачах моделювання сенсорів термічного аналізу з накопиченням теплової енергії фазових переходів досліджуваних речовин, розглянемо SPICE модель напівпровідникового термістора типу NTC (Negative Temperature Coefficient) з від'ємний температурним коефіцієнтом опору.

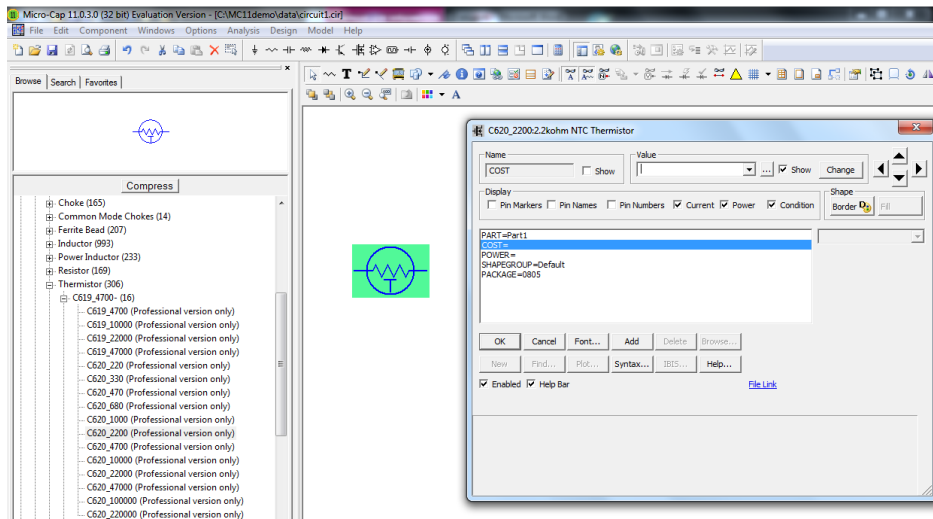


Рис. 1.21. Вікно специфікації параметрів термістора в пакеті Micro-Cap 11

На практиці в першому наближенні температурна залежність опору напівпровідникових термісторів типу NTC описується емпіричним рівнянням Стейнхарта-Харта (Steinhart–Hart) [178]:

$$\frac{1}{T} = A + B \ln(R) + C [\ln(R)]^3,$$

де  $T$  – абсолютна температура у Кельвінах,  $R$  – опір при температурі  $T$ ,  $A$ ,  $B$ ,  $C$  – коефіцієнти Стейнхарта-Харта, числові значення яких залежать від типу термістора та діапазону температур.

Найбільш загальний вигляд цього рівняння містить також терм  $[\ln(R)]^2$ , але, здебільшого, його значенням можна знехтувати.

У такому представленні рівняння Стейнхарта-Харта температурну залежність опору термістора визначають за формулою

$$R = \exp\left(\sqrt[3]{y - \frac{x}{2}} - \sqrt[3]{y + \frac{x}{2}}\right),$$

$$\text{де } x = \frac{1}{C} \left( A - \frac{1}{T} \right), \quad y = \sqrt[3]{\left( \frac{B}{3C} \right)^3 + \left( \frac{x}{2} \right)^2}.$$

Є очевидним, що таке представлення температурної залежності опору термістора не враховує його власний (внутрішній) самонагрів, який обумовлюється тепловою потужністю, що виділяється внаслідок проходження струму живлення через структуру термістора.

Моделі конкретних термісторів, зокрема, SUBCKT C620\_2200, в свою

чергу, базуються на універсальній схемі заміщення, а саме - subckt NTC, в яку входять три керовані джерела струму типу Dependent sources - Linear IofV ( $G_{them}$ ,  $G_{tmp}$ ,  $G_{par}$ ), три резистори ( $R_p$ ,  $R_s$ ,  $R_{par}$ ) та конденсатор  $C_{par}$ . Схему заміщення subckt NTC представлено на рис. 1.22.

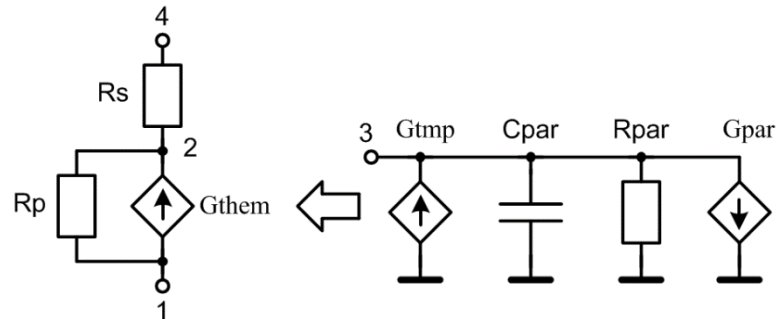


Рис. 1.22. Схема заміщення subckt NTC [177]

Схема заміщення subckt NTC складається з двох підсхем – перша з яких ( $G_{them}$ ,  $R_p$ ,  $R_s$ ) моделює електричні, а друга ( $G_{tmp}$ ,  $G_{par}$ ,  $C_{par}$ ,  $R_{par}$ ) – теплові процеси в структурі термістора у відповідності до вищезгаданої концепції електротеплової аналогії. Вольт-амперна характеристика термістора задається першою підсхемою, зокрема, математичним виразом керованого джерела  $G_{them}$ . Струм цього джерела, в свою чергу, є функцією різниці напруг між вузлами 4 та 1, тобто  $V(4)-V(1)$ , та температурної залежності опору  $R_z$ . Температура термістора розраховується другою підсхемою, зокрема, наруга у вузлі 3 –  $V(3)$  – слугує еквівалентом температури.

Основні функціональні залежності моделі визначаються виразами:

$$I(G_{them}) = \frac{V(4) - V(1)}{R_z};$$

$$I(G_{tmp}) = \frac{(V(4) - V(1))^2}{R_z};$$

$$I(G_{par}) = (V(3))(G_{TH_0} + (G_{TH_1}(V(3) + T_c)));$$

$$R_z = \frac{R_0}{\exp\left(\frac{B_4}{T_{VK}^4} + \frac{B_3}{T_{VK}^3} + \frac{B_2}{T_{VK}^2} + \frac{B_1}{T_{VK}} + B_0\right)};$$

де  $T_{VK} = V(3) + T_K$ ,  $T_K$  – абсолютна температура в Кельвінах.

Приклад модельного дослідження температурної залежності опору  $R(XRT)$  термістора показано на рис. 1.23, де XRT– назва вищезгаданої SPICE схеми заміщення SUBCKT C620\_2200 термістора. Останній живиться джерелом постійного струму  $I_{in}$ . В даному прикладі значення струму цього джерела задовольняє вимогам мінімально можливого самонагріву, зокрема  $I(I_{in}) = 1 \text{ мкА}$ .

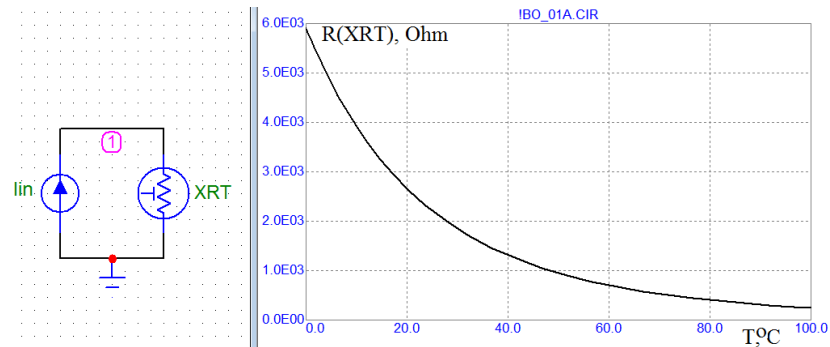


Рис. 1.23. Приклад дослідження температурної залежності опору термістора:  
схема заміщення моделі - SUBCKT C620\_2200

Більш інформативно параметри моделі термістора можна представити на сімействі залежностей при різних температурах оточуючого середовища (рис. 1.24). В такому дослідженні виникає ефект самонагріву термістора його струмом живлення, а відтак, опір є функцією, як температури оточуючого середовища  $T_{AMB}$ , так і розсіювальної потужності кола живлення. Останнє представлено джерелом  $V_{in}$  напруги живлення та постійним резистором R1.

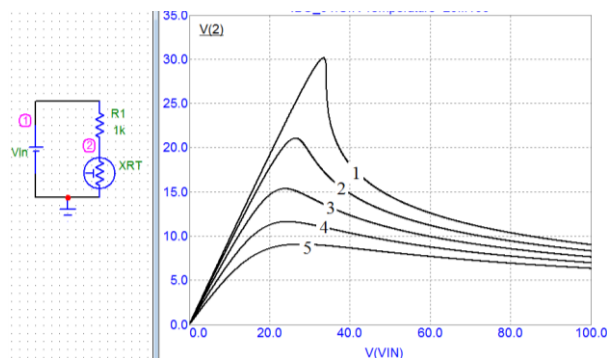


Рис. 1.24. Сімейство залежностей падіння напруги на термісторі  
при  $T_{AMB} = 20^\circ\text{C}$  (1),  $40^\circ\text{C}$  (2),  $60^\circ\text{C}$  (3),  $80^\circ\text{C}$  (4),  $100^\circ\text{C}$  (5)

Можна бачити, що зі збільшенням напруги  $V(Vin)$  функція падіння



напруги на термісторі є нелінійною – має місце самонагрів, який і призводить до модуляції опору. Сімейство залежностей падіння напруги на термісторі характеризується екстремумами з переходом в ділянки з від’ємним диференціальним опором, що в повній мірі відповідає вольт-амперним характеристикам реальних термісторів.

Більш детальні дослідження вбудованих в комерційні версії схемного моделювання SPICE схем заміщення термісторів показують певні обмеження їх застосування. Зокрема, на рис. 1.25 представлено дві залежності падіння напруги на термісторі при температурах оточуючого середовища  $T_{AMB} = 20^{\circ}\text{C}$  (1),  $0^{\circ}\text{C}$  (2). Можна бачити, що, як і в попередньо наведених результатах, перша залежність (1) є коректною. Натомість, форма другої залежності (2) не відповідає реальним вольт-амперним характеристикам термісторів - функція має розрив після якого падіння наруги на термісторі обнулюється. Це свідчить про втрату стабільності (цілісності) моделі, причиною якої є надто високі значення додатного зворотного зв’язку. Крім того, як це показано на рис. 1.26, в ряді випадків має місце зрив процесу моделювання-Matrix singular.

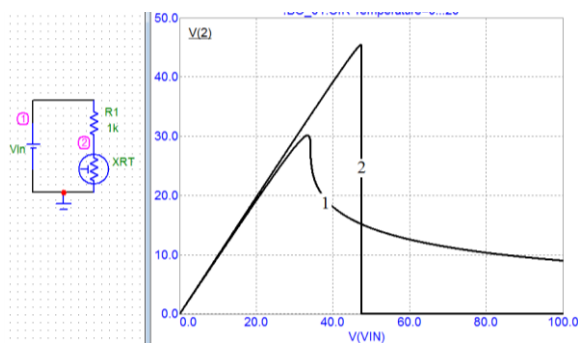


Рис. 1.25. Сімейство залежностей падіння напруги на термісторі при:  $T_{AMB} = 20^{\circ}\text{C}$  (1),  $0^{\circ}\text{C}$  (2)

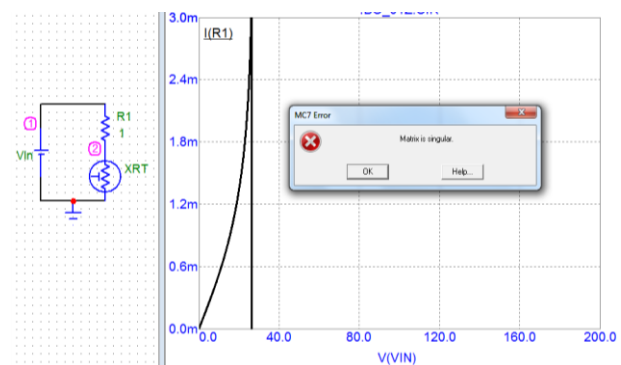


Рис. 1.26. Приклад зриву процесу моделювання

Таким чином, використання вищезгаданих SPICE моделей є обмеженим внаслідок зриву процесу моделювання, а також, відомі в даний час SPICE моделі не дозволяють проводити параметричний аналіз вимірювальних кіл з врахуванням ефекту акумуляції теплової енергії, яка має місце при фазових

переходах в процесі термоаналітичних досліджень. Саме це суттєве обмеження ставить задачу подальшого розвитку принципів електротеплової аналогії та розроблення SPICE моделей компонентів сенсорів термічного аналізу.

### 1.7 Тенденції розвитку сенсорів термічного аналізу

Резюмуючи наведений вище огляд та сучасні тенденції мікроелектроніки, відзначимо основні тенденції, які спостерігаються в розвитку сенсорів термічного аналізу.

Першим трендом є мініатюризація. Все більш актуальним стають термічні методи аналізу гранично малих об'ємів досліджуваних речовин (мл-нл), що особливо є важливим в задачах біохімічного аналізу [2-10]. В науковій літературі вже сформулювалися такі поняття, як мікрокалориметри та нанокалориметри [71-73, 81-85]. Їх реалізація здійснюється новітніми методами MEMs структурування [100-101]. Характерним прикладом використання наноструктурованих об'єктів в медицині та пристроях біохімічного аналізу є інкапсульовані в органічні об'єкти магнітні наночастинки [179-181]. Дослідження малих об'ємів досліджуваних речовин вимагає зростання температурної чутливості ( $10^{-3} - 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}$ ) та швидкості вимірювання температури ( $10^{-1} - 10^{-5} \text{ c}$ ) [54-55].

Важливими вимогами до сучасних мікроелектронних сенсорів є їх конструктивно-технологічна сумісність з базисом сучасних твердотільних (кремнієвих) інтегральних схем та відповідність до новітньої концепції «Лабораторія на Чипі» (Lab-on-Chip, LoC), яка передбачає реалізацію сенсорів хімічного та біохімічного аналізу на основі напівпровідникових чипів [81].

Другим трендом є розширення функціональності та функціональне інтегрування. Розширення функціональності реалізується завдяки методам диференційної скануючої калориметрії ДСК та її сучасних різновидів: ДСК з модуляцією температури (MTDSC – Modulated Temperature DSC), динамічна ДСК (Flash DSC), ДСК з покроковим (Step Scan) та багатокроковим (MSDSC –

Multi-step DSC) скануванням [59-62]. Використання окремого термоаналітичного методу при дослідженні нових матеріалів, на жаль, не може надати всієї необхідної інформації для розуміння їх поведінки і властивостей [21]. Тому необхідним є поєднання декількох методів дослідження в єдиний комплекс. Характерним прикладом функціонального інтегрування є метод синхронного термоаналізу ТГ/ДСК, який поєднує диференційну скануючу калориметрію з термогравітометрією [21]. При цьому проводиться вимірювання кількості енергії, що витрачається на фазовий перехід у досліджуваному зразку в поєднанні з реєстрацією зміни втрат маси зразка в часі. Іншим прикладом є поєднання дилатометрії (метод дослідження речовин, заснований на зміні розмірів тіл під дією температури чи інших факторів) та ДСК [182].

Подальший розвиток функціонально інтегрованих комплексів досліджень базується на поєднанні термічних та нетермічних методик, зокрема, з методиками вимірювання оптичних, магнітних, імпедансних та електрохімічних властивостей. Для прикладу наведемо методи медичної терапії злоякісних новоутворень на основі керованої гіпертермії. В цих методах використовують магнітні, здебільшого феритові, наночастинки (Magnetic nanobeads), які транспортують магнітним полем в зону пухлини, а далі розігрівають цю зону електромагнітним полем певної частоти. У точці Кюрі частинки втрачають свої феромагнітні властивості. Зниження температури призводить до повторного намагнічення частинок, які під дією зовнішнього магнітного поля знов нагріваються до температури, яка пригнічує діяльність ракових клітин. При певній температурній експозиції, типово 42 - 43°C, спостерігається загибель ракових клітин [179]. Використання вищезгаданих транспортерів на магнітних наночастинках в медицині, а відтак і методи термічного аналізу властивостей синтезованих на їх основі біокомплексів, поширюється і на інші задачі. Це – цільова доставка зв'язаних з магнітними наночастинками ліків та контрастуючих агентів при магнітній резонансній томографії, біомагнітна сепарація клітин та бактерій, виділення та очищення

білків, нуклеїнових кислот, полінуклеотидів, тощо [180-181]. Очевидно, що подальший прогрес в цій галузі обумовлюється вирішенням проблем відповідного розвитку функціонально інтегрованих методів.

Аналогічний висновок можна зробити і для проблем функціонального інтегрування термічних методів досліджень з іншими, вищезгаданими оптичними, імпедансними та електрохімічними методами. Зокрема, інтегрування термічних та оптичних методів забезпечує можливість виявлення впливу фазових переходів досліджуваної речовини на її спектральну характеристику. З допомогою імпедансних методів можливо більш точно встановити параметри фазових переходів речовини. Очевидно, що це саме має місце і при інтегруванні термічних та електрохімічних методів дослідження, зокрема з вимірювальними перетворювачами на основі іонно-селективних транзисторних структур (IS FET – Ion-Selective Field Effect Transistor).

Третій тренд обумовлений розвитком новітніх мікроелектронних пристроїв, їх системотехніки, мікросхемотехніки сигнальних перетворювачів, математичного, модельного та програмного забезпечення. Розвиток математичного забезпечення калориметрії передбачає удосконалення математичних моделей та їх реалізації програмними засобами сучасної інформатики, а розвиток апаратного забезпечення обумовлюється вимогами інтерфейсної сумісності з персональними комп'ютерами та мобільними платформами. Має місце інтенсивний розвиток сигнальних перетворювачів пристроїв калориметрії, що обумовлений мінімізацією енергоспоживання, можливістю функціонування з низьковольтними однополярними джерелами живлення, зокрема, живлення від USB портів, динамічним оновленням елементної бази мікро- та наноелектроніки – мікропроцесорів [152-154]. В останні роки особливий вплив на розвиток сенсорних пристроїв мають новітні концепції програмованих систем на кристалі (Programmable System-on-Chip, PSoC), Інтернету Речей (Internet of Things, IoT), Індустріального Інтернету Речей (Industrial Internet of Things, IoT), Інтернету фізичного світу (Physical World Internet) [110].

## Висновки до розділу 1

1. У результаті проведеного аналізу розвитку сенсорів термічного аналізу для фізичних, біофізичних та електрохімічних досліджень на основі компонентів твердотільної електроніки та інформаційних технологій встановлено актуальність розвитку нового напрямку - функціонально-інтегровані сенсори термічного аналізу, в основі яких лежить концепція синтезу сенсорів (sensor fusion) та синтезу даних (data fusion). Їх використання дозволить визначати температуру та теплоту фазових переходів, інтенсивність екзо-, ендотермічних хімічних реакцій та каталізу, параметри дегідратації, теплового імпедансу, теплоємності, механічних змін та деформацій, поглинання та пропускання оптичного випромінювання, термомагнітні властивості тощо.

2. Показано, що для аналізу біомедичних об'єктів малих розмірів ( $10^{-3} - 10^{-8}$  л), необхідне подальше зменшення як розмірів первинних перетворювачів сенсорів термічного аналізу ( $10^{-4} - 10^{-6}$  м), так і збільшення чутливості вимірювання температури до ( $10^{-3} - 10^{-4}$  °С), а також підвищення швидкодії ( $10^{-1} - 10^{-5}$  с).

3. Показано, що у сенсорах термічного аналізу для вимірювання температури переважно використовуються терморезистивні та термоелектричні перетворювачі. Основними недоліками терморезистивних перетворювачів температури є нелінійність функції перетворення та вплив опорів ліній зв'язку, а термоелектричних – низька чутливість та вплив температури їх вільних кінців, що вимагає використання додаткових схемотехнічних рішень для усунення впливу цих факторів.

4. Показано, що використання транзисторних структур уможливило підвищення чутливості, мінімізацію розмірів та розширення функціональності сенсорів термічного аналізу. Це однак потребує вирішення проблем, пов'язаних із забезпеченням режимів керованого нагріву та вимірювання температури, рівномірності розподілу струмів та високої роздільної здатності.

5. Конкретизована проблема та сформульована мета структурно-

параметричної модифікації мікроелектронних сигнальних перетворювачів сенсорів термічного аналізу у відповідності до концепцій Лабораторія на чипі (Lab on Chip) та Інтернет речей (Internet of Things). Показано, що однією з основних проблем сигнального перетворення є відсутність методик проведення параметричного аналізу, а саме їх структурних елементів, що загалом визначають точність та достовірність результатів вимірювання. Вирішення цієї проблеми вимагає розширення можливостей сучасних засобів програмного та математичного моделювання шляхом створення нових моделей функціональних вузлів – функціональних джерел сигналів, вхідних кіл, підсилювачів, синхронних детекторів, інтеграторів, а також використання нових підходів проведення структурно-параметричного аналізу сигнальних перетворювачів.

6. Встановлено, що використання відомих в даний час SPICE моделей на основі концепції електротеплової аналогії для дослідження сенсорів термічного аналізу не дозволяє проводити параметричний аналіз вимірювальних кіл з врахуванням ефекту акумуляції теплової енергії, яка має місце при фазових переходах та хімічних реакціях. Це ставить задачу подальшого розвитку принципів електротеплової аналогії та розроблення SPICE моделей компонентів сигнальних перетворювачів сенсорів термічного аналізу.

## РОЗДІЛ 2

### СИГНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕРМОРЕЗИСТИВНИХ ТА ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНИХ СЕНСОРІВ

Подальший розвиток сенсорів ДСК аналізу передбачає вдосконалення сигнальних перетворювачів сенсорів температури. У більшості сенсорів термічного аналізу для нагріву досліджуваного зразку використовують резистивні елементи, а для вимірювання температури – терморезистивні або термоелектричні перетворювачі. Як зазначалося у розділі 1, використання терморезистивних перетворювачів потребує врахування похибок спричинених нелінійністю функції перетворення та впливом опорів ліній зв'язку, зменшення часу вимірювання, а використання термоелектричних перетворювачів – компенсації впливу температури вільних кінців.

#### **2.1 Сигнальні перетворювачі терморезистивних сенсорів з лінеаризацією функції перетворення**

При температурних вимірюваннях широко використовуються мідні і платинові терморезистори, які забезпечують високий рівень точності [183-184]. Останнім часом розробляються високочутливі, плівкові терморезистори на основі нових функціональних матеріалів з використанням технологій твердотільної електроніки [185-186]. Такі структури характеризуються вищими, порівняно з металевими терморезисторами, ТКО, однак їх недоліком є більша нелінійність. У відповідності до тенденцій розвитку терморезистивних сенсорів, розглядаються питання стабілізації функції перетворення на основі широкого ряду металевих та органічних структур

Для перетворення зміни опору терморезистора в напругу часто використовують незрівноважені мостові резистивні схеми, недоліком яких є нелінійність функції перетворення [134].

Для зменшення нелінійності резистивних мостових схем пропонуємо використовувати термозалежні резистори з протилежними за знаком ТКО [182].

На рис.2.1 наведено принципову схему вимірювального моста і схему конструктивного виконання за тонкоплівковою технологією.

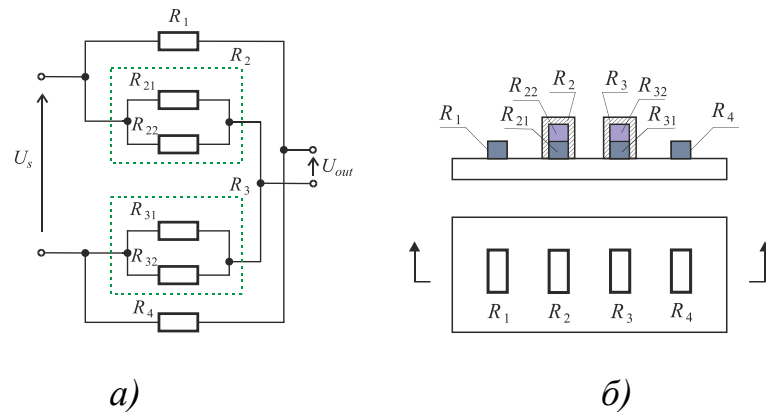


Рис.2.1. Плівковий терморезистивний вимірювальний міст

а) принципова схема б) схема конструктивного виконання

Резистори  $R_1$ ,  $R_{21}$  і  $R_{31}$  виконані з нижнього шару резистивної плівкової структури на діалектичній підкладці з додатним температурним коефіцієнтом опору, а резистори  $R_{22}$ ,  $R_{32}$ ,  $R_4$  виконані зі зміщеного верхнього резистивного плівкового шару з від'ємним температурним коефіцієнтом опору.

Значення опорів резисторів  $R_1$  і  $R_4$ , відповідно, дорівнюють

$$R_1 = R_0(1 + \alpha t) \quad \text{і} \quad R_4 = R_0(1 - \alpha t),$$

де  $R_0$  – номінальне значення опору резисторів  $R_1$  і  $R_4$  при температурі  $0^\circ\text{C}$ ;  $\alpha$  – температурний коефіцієнт опору,  $t$  – значення вимірюваної температури.

Еквівалентне значення опору резистора  $R_2$  і, відповідно, резистора  $R_3$ , виконаних з суміщеного подвійного плівкового шару, визначається з виразу

$$R_2 = \frac{R_{21}(1 + \alpha t) \cdot R_{22}(1 - \alpha t)}{R_{21}(1 + \alpha t) + R_{22}(1 - \alpha t)},$$

де  $R_{21}$ ,  $R_{22}$  – значення опору резисторів, відповідно, з додатним і від'ємним температурними коефіцієнтами при температурі  $0^\circ\text{C}$ .

Вихідна напруга мостової схеми визначається з виразу

$$U_{out} = U_s \cdot \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) = \frac{U_s \alpha t}{2},$$

де  $U_s$  – напруга живлення.



З аналізу виразу видно, що вихідна напруга мостової схеми є лінійною функцією температури.

Терморезистивний вимірювальний міст на основі двошарових плівкових структур можна використовувати для побудови вимірювачів температури в неагресивних середовищах, для керування температурними режимами в активних термостатах, для компенсації впливу температури вільних кінців термоелектричних перетворювачів і для температурної компенсації зміни значення електрорушійної сили (е.р.с.) нормальних елементів [189-190]. При використанні вимірювального моста в хімічно-активних середовищах необхідно підкладку разом з напиленими резисторами захистити хімічностійкими, електроізоляційними і теплопровідними лаками, або іншими конструктивними методами.

На рис.2.2 наведено мостову резистивну схему, призначену для вимірювання різницевої температури.

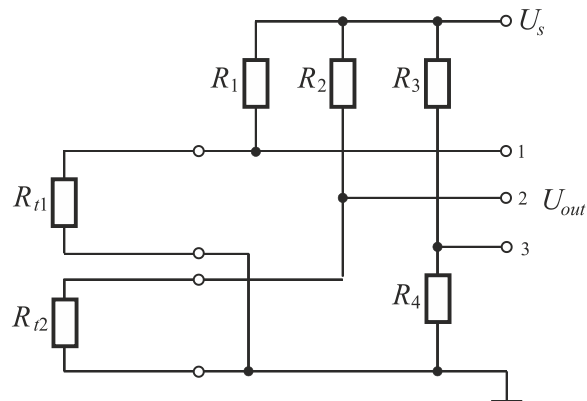


Рис.2.2. Резистивна мостова схема для вимірювання абсолютної та різницевої температури

При виконанні умов  $R_1=R_2=R_3=R$ ,  $R_{t1} = R_0(1 + \alpha t_1)$ ,  $R_{t2} = R_0(1 - \alpha t_2)$ ,  $R_1 \gg R_{t1}$ ,  $R_2 \gg R_{t2}$ ,  $R_4=R_0$  значення напруг між точками 1, 2 та 3 визначаються з виразів

$$U_{13} = \frac{U_s}{R + R_0} \cdot R_0 \alpha t_1, \quad U_{23} = \frac{U_s}{R + R_0} \cdot R_0 \alpha t_2, \quad U_{12} = \frac{U_s}{R + R_0} \cdot R_0 \alpha (t_1 - t_2),$$

Значення напруг  $U_{13}$  і  $U_{23}$  пропорційні вимірюваним температурам  $t_1$  і  $t_2$ , відповідно, а значення напруги  $U_{12}$  – різниці температур  $t_1 - t_2$ .

Чутливість мостової схеми визначається з виразу

$$\frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{U_s}{R + R_t} \cdot R_{t0} \alpha \Delta t.$$

З аналізу виразу видно, що чутливість здебільшого залежить від ТКО  $\alpha$ , номінального значення опору терморезистора при початковій температурі та від значення вимірювального струму.

Для терморезистора з номінальним опором 100 Ом і  $\alpha=0,04$  Ом/°С при вимірювальному струмі 1 мА чутливість мостової схеми становить 0,4 мВ/°С, що відповідає температурній чутливості  $2,5 \cdot 10^{-3}$  °С.

Чутливість мостової схеми зменшується зі збільшенням температури, тому необхідно враховувати похибку нелінійності.

Для зменшення нелінійності запропоновано послідовне з'єднання терморезистивних елементів з протилежними за знаком ТКО (рис.2.3).

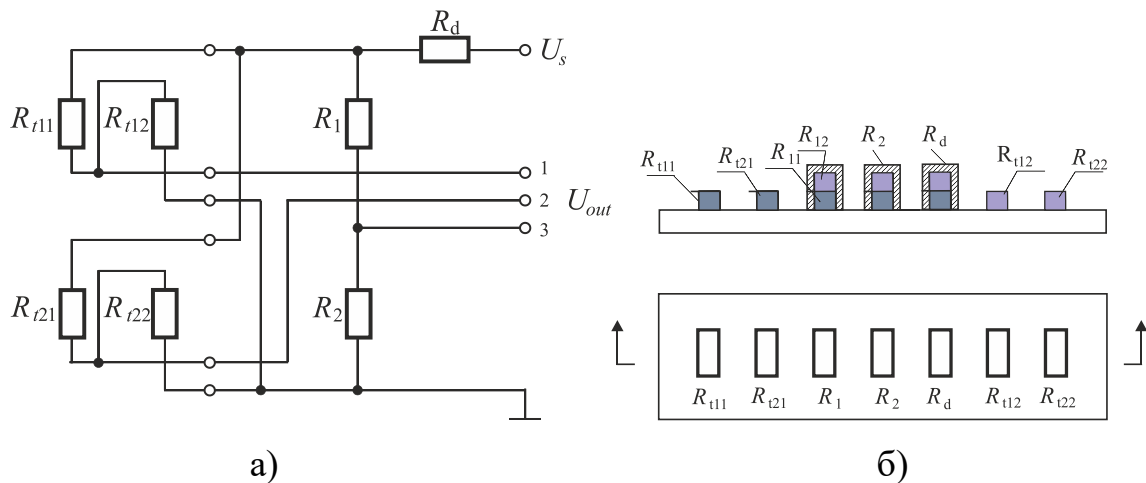


Рис.2.3. Модифікована резистивна мостова схема для вимірювання абсолютної та різницевої температури (а) та її конструктивне виконання (б)

При  $R_{111} = R_0(1 + \alpha t_1)$ ,  $R_{112} = R_0(1 - \alpha t_1)$ ,  $R_{121} = R_0(1 + \alpha t_2)$ ,  $R_{122} = R_0(1 - \alpha t_2)$ ,  $R_1 = R_2 = R$  отримаємо

$$U_{13} = -\frac{U_m}{2} \cdot \alpha t_1, \quad U_{23} = -\frac{U_m}{2} \cdot \alpha t_2, \quad U_{12} = \frac{U_m}{2} \cdot \alpha(t_2 - t_1),$$

де  $U_m = \frac{U_s R_m}{R_d + R_m}$ ,  $R_m$  – загальний опір мостової схеми.

На нелінійність функції перетворення впливає нерівність ТКО. При цьому вплив нерівності ТКО послідовно з'єднаних терморезистивних елементів можна компенсувати вибором їх номінальних значень

$$R_{t11} = R_{t12} \frac{\alpha_{11}}{\alpha_{12}}.$$

Для лінеаризації мостових схем в широкому діапазоні використовують метод на основі формування компенсаційної напруги живлення мостової схеми, лінійно залежної від вимірюваної температури [191]. Для формування температурозалежної складової напруги живлення вихідна напруга мостової резистивної схеми сумується з напругою джерела живлення з різними коефіцієнтами в залежності від значення вимірюваної температури. При цьому похибка нелінійності перетворення температури в діапазоні 0 – 800°C не перевищує 0,1°C.

Для забезпечення лінійності перетворення зміни опору тер в напругу доцільно використовувати метод вимірювання на основі пропускання зразкового струму через терморезистор. Для компенсації початкового значення опору терморезистора при 0°C або при початковій температурі вимірювання використовується зразковий резистор послідовно з'єднаний з терморезистором. При цьому значення зразкового резистора вибирається рівним значенню опору терморезистора при відповідних температурах. При використанні платинових терморезисторів існує значна нелінійність другого порядку, приблизно 0,38% на 100 °C. Значення зміни напруги на платиновому терморезисторі описується виразом

$$\Delta U(t) = I_0 R_0 (At + Bt^2),$$

де  $I_0$  – значення зразкового струму,  $R_0$  – значення опору терморезистора при температурі 0°C;  $A$ ,  $B$  – коефіцієнти залежності опору платинового терморезистора від температури. Згідно [125] в діапазоні 0 – 600°C  $A=3,9692 \cdot 10^{-3} \text{C}^{-1}$ ,  $B = - 5,829 \cdot 10^{-7} \text{C}^{-2}$  і  $B= - 5,8621 \cdot 10^{-7} \text{C}^{-2}$  в діапазоні 600 – 1100°C.

Компенсацію квадратичної складової  $Bt^2$  можна здійснити шляхом пропускання через терморезистор і зразковий опір додаткового компенсаційного струму, який лінійно залежить від значення вимірюваної температури або від значення зміни напруги на терморезисторі [192]. Значення компенсаційного струму описується виразом

$$I_c = I_0 R_0 A t k ,$$

де  $k$  - коефіцієнт перетворення зміни напруги на терморезисторі в струм.

При цьому значення зміни напруги на терморезисторі дорівнює

$$\Delta U(t) = I_0 R_0 (A t + B t^2 + R_0 A^2 t^2 k + R_0 A B t^3 k).$$

З аналізу виразу видно, що для компенсації квадратичної складової необхідно забезпечити рівність

$$B t^2 = -R_0 A^2 t^2 k \quad \text{або} \quad k = -\frac{B}{R_0 A^2}$$

При такому виборі значення коефіцієнта  $k$  досягається повна компенсація квадратичної складової зміни опору від температури, але при цьому виникає додаткова кубічна складова вихідної напруги і абсолютна похибка нелінійності дорівнює

$$\Delta_{U_i} = I_0 R_0^2 A B t^3 k = -I_0 R_0 \frac{B^2}{A} t^3 .$$

Еквівалентне значення абсолютної похибки нелінійності в  $^{\circ}\text{C}$  визначається з виразу

$$\Delta_{t_n} = \frac{\Delta_{U_i}}{\Delta U(t_{\max})} t_{\max} ,$$

де  $t_{\max}$  – максимальне значення вимірюваної температури.

Графічні залежності абсолютної похибки нелінійності для платиного терморезистора з  $W_{100}=1,391$  у випадку компенсації квадратичної складової без калібрування і з калібруванням в кінці діапазону наведено на рис.2.4.

Для повної компенсації похибок в окремих точках діапазону  $t_i$  необхідне виконання умови

$$B t_i^2 + R_0 A^2 t_i^2 k + R_0 A B t_i^3 k = 0 .$$

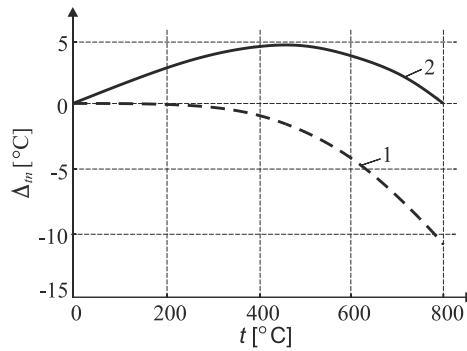


Рис.2.4. Графічні залежності абсолютної похибки нелінійності при компенсації квадратичної складової у випадках :  
1- без калібрування, 2 - з калібруванням в кінці діапазону

При цьому значення коефіцієнта  $k$  дорівнює

$$k = -\frac{B}{R_0(A^2 + ABt_i)}.$$

Відповідно, значення абсолютної похибки нелінійності описується виразом

$$\Delta_{U_n} = I_0 R_0 \cdot \left[ Bt^2 - \frac{A^2 Bt^2}{A^2 + ABt_i} - \frac{AB^2 t^3}{A^2 + ABt_i} \right].$$

На рис.2.5.a наведено графічні залежності абсолютної похибки нелінійності для терморезистора з  $W_{100}=1,391$  в діапазоні  $0 - 800^\circ\text{C}$  у випадку повної компенсації похибок в точках  $600^\circ\text{C}$ ,  $700^\circ\text{C}$  та  $800^\circ\text{C}$ , а на рис.2.5.б – в діапазоні  $0 - 400^\circ\text{C}$  у випадку повної компенсації похибок в точках  $200^\circ\text{C}$ ,  $300^\circ\text{C}$  та  $400^\circ\text{C}$ .

З аналізу графічних залежностей видно, що для зменшення похибки нелінійності необхідно зменшувати діапазони вимірювання температури або розбивати діапазон вимірювання на кілька піддіапазонів.

На рис. 2.6 наведено принципову електричну схему спроектованого багатодіапазонного терморезистивного перетворювача [192] з пропусканням зразкового струму через терморезистор та зразковий резистор  $R_0$ .

Джерело зразкового струму побудоване на операційному підсилювачі ОА1 і зразковому резисторі  $R_0$ . На неінвертуючий вхід ОА1 через суматор  $\Sigma 1$  на резисторах  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  поступає зразкова напруга  $U_0$  і вихідна напруга

операційного підсилювача ОА2 через інвертуючий підсилювач на ОП ОА3 і на резисторах  $R_{6i}$ ,  $R_7$ .

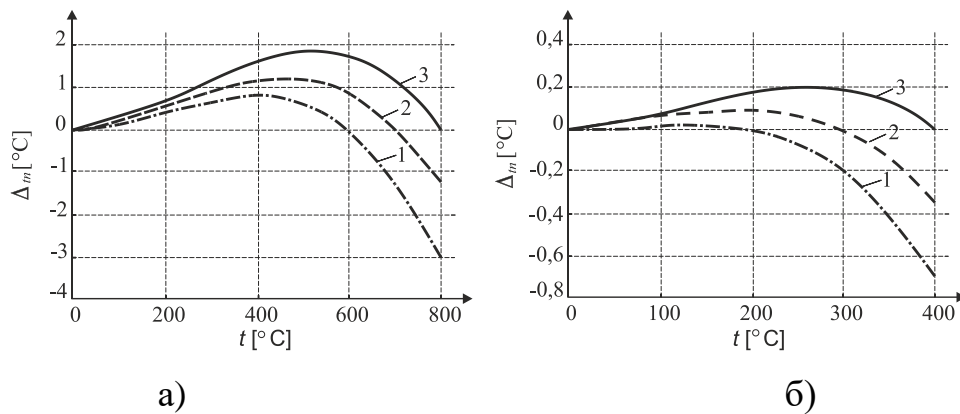


Рис.2.5. Залежності абсолютної похибки нелінійності для платиного терморезистора при повній компенсації в точках: а) 1- 600°C; 2 - 700°C; 3 - 800°C; б) 1- 200°C; 2 - 300°C; 3 - 400°C

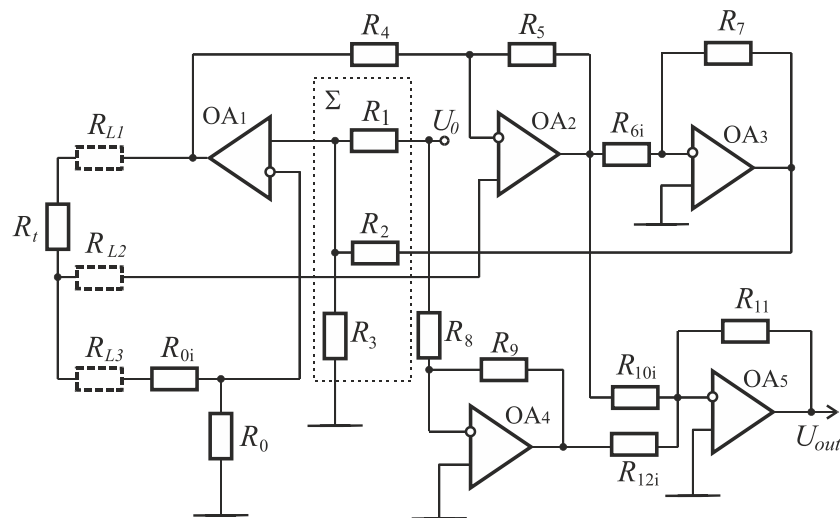


Рис.2.6. Принципова електрична схема багатодіапазонного терморезистивного перетворювача з аналоговою лінеаризацією  
Значення зразкового струму через  $R_t$  описується виразом

$$I_0 = (U_0 + U_{2i}k_{1i}) \cdot \frac{k_{\Sigma}}{R_0},$$

де  $k_{1i}$  - коефіцієнт передачі інвертуючого підсилювача ОА3 на  $i$ -му діапазоні;  $k_{\Sigma}$  - коефіцієнт передачі суматора  $\Sigma$ ;  $U_{2i}$  - значення вихідної напруги операційного підсилювача ОА2 на  $i$ -му діапазоні.

Перетворювач зміни опору терморезистора в залежності від зміни температури в напругу побудований на ОП ОА2 і резисторах  $R_4, R_5$ . Відповідно вихідна напруга ОП ОА2 дорівнює

$$U_{2i} = I_0(R_0 + R_{0i} + R_{L3}) - I_0(R_t + R_{L1}) \frac{R_5}{R_4},$$

де  $R_0 + R_{0i} = R_{mi}$  - початкове значення опору терморезистора на  $i$ -му діапазоні.

При умові  $R_{L1} = R_{L3}$  і  $R_5 = R_4$  отримаємо значення вихідної напруги ОП ОА2 на  $i$ -му діапазоні.

$$U_{2i} = -I_0 R_{mi} \left( A_i (5t - t_{ni}) - B_i (t - t_{ni})^2 + A_i^2 k_{1i} k (t - t_{ni})^2 - A_i B_i k_{1i} k (t - t_{ni})^3 \right),$$

де  $A_i, B_i$  - лінійний та квадратичний коефіцієнти залежності опору терморезистора від температури на  $i$ -му діапазоні.

Вихідна напруга операційного підсилювача ОА5 пропорційна вимірюваній температурі і визначається з виразу

$$U_{out} = U_0 k_{3i} + U_{2i} k_{2i},$$

$$\text{де } k_{2i} = \frac{R_{11}}{R_{10i}}, \quad k_{3i} = \frac{R_9}{R_8} \cdot \frac{R_{11}}{R_{12i}}$$

При відповідному виборі значення коефіцієнтів  $k_{2i}$  та  $k_{3i}$  значення вихідної напруги чисельно дорівнює значенню вимірюваної температури

$$t = t_{ni} + U_{2i} k_{2i}.$$

Вибір  $i$ -го діапазону перетворення здійснюється вибором початкового значення опору терморезистора і відповідного значення зміщення вихідної напруги ОП ОА5.

При цьому початкове значення опору терморезистора задається вибором значення опору резистора  $R_{0i}$ , а значення напруги зміщення ОП ОА5 – вибором значення опору резистора  $R_{12i}$ . Компенсація квадратичної складової опору терморезистора здійснюється вибором значення опору резистора  $R_{6i}$ , а значення лінійного коефіцієнта  $A_i$  на  $i$ -му діапазоні задається вибором значення опору резистора  $R_{10i}$ .

Запропонований метод аналогової лінеаризації функції перетворення платиногового терморезистора з формуванням температурозалежної складової

зразкового струму дозволяє зменшити абсолютну похибку нелінійності в діапазоні  $0 - 1000\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $2\text{ }^{\circ}\text{C}$  для однодіапазонного перетворювача, до  $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$  для тридіапазонного перетворювача. Проведені експериментальні дослідження спроектованої принципової схеми підтвердили теоретичні розрахунки. Для імітування сигналів терморезистора використовували калібратор-імітатор типу МК4703 [193]. При цьому загальна похибка вимірювання не перевищувала  $0,8\text{ }^{\circ}\text{C}$  на всіх діапазонах вимірювання, а похибка нелінійності –  $0,4\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Похибка нелінійності в основному залежить від точності формування температурозалежної складової зразкового струму, а загальна похибка – від похибки схеми перетворення зміни опору в напругу і стабільності джерела зміщення вихідної напруги.

Для зменшення похибки нелінійності платиного терморезистора компенсаційний струм можна пропускати тільки через терморезистор (рис. 2.7) [194]. Терморезистивний перетворювач містить стабілізатор зразкового струму на операційному підсилювачі (ОП) ОА1 і джерелі зразкової напруги  $U_0$ , перетворювач зміни опору терморезистора в напругу на ОП ОА2 і вихідний масштабуючий підсилювач на ОП ОА3.

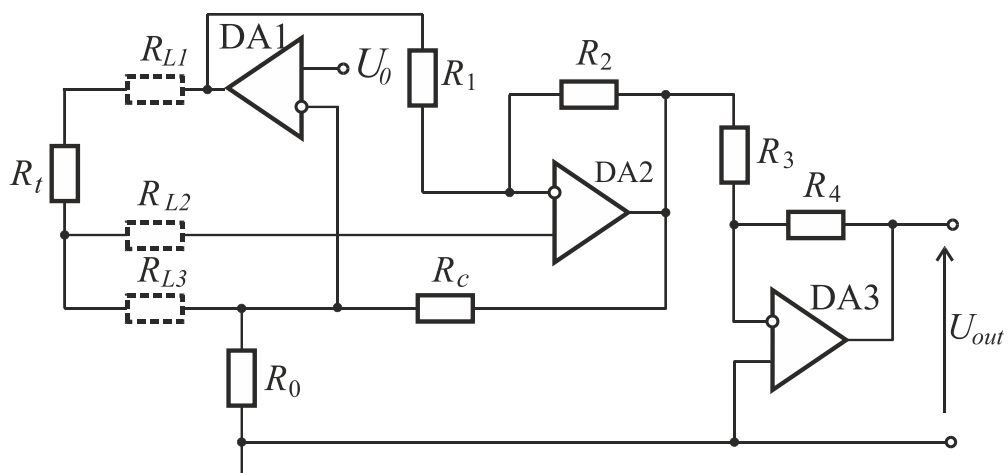


Рис.2.7. Принципова схема терморезистивного перетворювача з формуванням компенсаційного струму

Зразковий вимірювальний струм формується резисторами  $R_0$ ,  $R_c$  і визначається з виразу



$$I_0 = \frac{U_0}{R_0} + \frac{U_0}{R_c} = \frac{U_0}{R_{0e}}$$

де  $R_0$  – значення опору зразкового резистора;  $R_c$  – значення опору компенсаційного резистора;  $R_{0e} = \frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c}$  – значення еквівалентного зразкового опору.

Через резистор  $R_c$  проходить також компенсаційний струм, значення якого визначається з виразу

$$I_c = \frac{U_{OA2}}{R_c} = kU_{OA2}.$$

Для компенсації квадратичної складової вихідної напруги  $R_c = \frac{1}{k} = \frac{R_0 A^2}{B}$ .

Відповідно значення зразкового опору дорівнює  $R_0 = \frac{R_{0e} R_c}{R_c - R_{0e}}$ .

Напруга терморезистора  $R_t$  через лінії зв'язку ( $R_{L1}=R_{L2}=5$  Ом) поступає на вхід перетворювача зміни опору в напругу, побудованого на ОП ОА2, який працює в інвертуючому режимі. На виході ОП ОА2 формується напруга

$$U_{OA2} = I_0 R_{0e} + (I_0 + I_c) R_{L3} - (I_0 + I_c) (R_t + R_{L1}) \frac{R_2}{R_1}.$$

При умові  $R_{L3}=R_{L1}$ ,  $R_1=R_2$ ,  $R_{0e}=R_{t0}$  отримаємо

$$U_{OA2} = I_0 (R_t - R_{t0}) + I_c R_t.$$

На ОП ОА3 побудований вихідний масштабуючий підсилювач, вихідна напруга якого дорівнює

$$U_{out} = (I_0 (R_t - R_{t0}) + I_c R_t) \frac{R_4}{R_3}.$$

При  $I_c = \frac{U_{out}}{k_2 R_c}$ , де  $k_2 = \frac{R_4}{R_3}$  отримаємо  $U_{out} = I_0 R_{t0} (A t - B t^2) k_2 \frac{R_c}{R_c - R_t}$ .

Вибором коефіцієнта  $k_2$  добиваємося чутливості, рівної  $\frac{\Delta U}{\Delta t} = 1 \frac{mB}{^\circ C}$ . При цьому на виході отримаємо значення напруги, чисельно рівне значенню вимірної температури.

Абсолютна похибка нелінійності дорівнює

$$\Delta_t = I_0 R_0 (At - Bt^2) \cdot k_2 \frac{R_c}{R_c - R_t} - t.$$

На рис. 2.8, 2.9 наведено графічні залежності абсолютної похибки нелінійності функції перетворення температури від різних значень  $k$  і  $R_c$  для різних діапазонів.

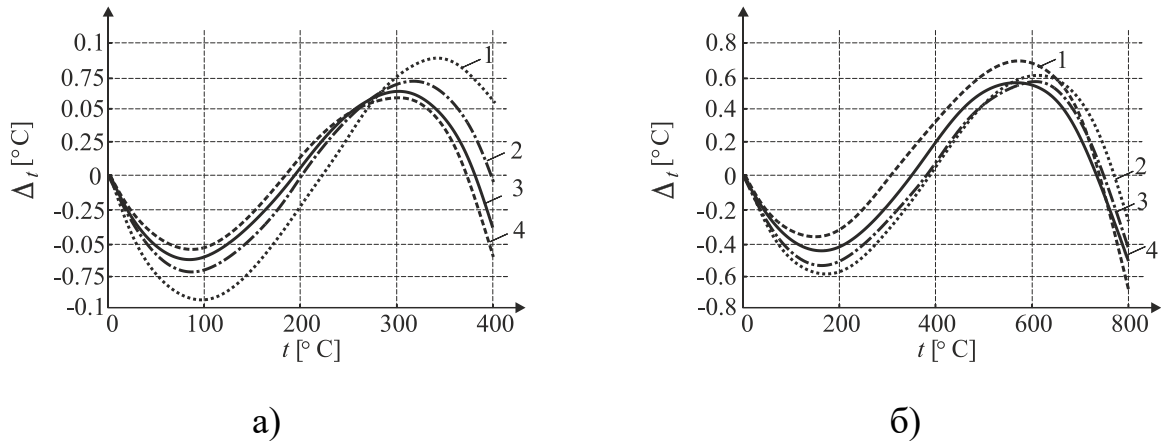


Рис.2.8. Графічні залежності абсолютної похибки нелінійності терморезистивного перетворювача в діапазоні 0 – 400°С (а) для 1 –  $R_c=2550$  Ом; 2 –  $R_c=2570$  Ом; 3 –  $R_c=2558$  Ом; 4 –  $R_c=2559$  Ом; та 0 – 800°С (б) для 1 –  $R_c=2400$  Ом; 2 –  $R_c=2380$  Ом; 3 –  $R_c=2370$  Ом; 4 –  $R_c=2360$  Ом

Як видно з графічних залежностей, в діапазоні 0 – 400 °С оптимальним є значення  $R_c=2,58$  кОм. При цьому абсолютна похибка нелінійності не перевищує  $\pm 0,07$  °С. В діапазоні 0 – 800 °С оптимальним є значення  $R_c=2,37$  кОм, при якому похибка не перевищує  $\pm 0,6$  °С.

Для зменшення похибки нелінійності в діапазоні 0 – 800 °С необхідно діапазон вимірювання розбити на два піддіапазони 0 – 400 °С і 400 – 800 °С. Для компенсації початкового значення опору платиного терморезистора на другому діапазоні необхідна рівність еквівалентного зразкового опору значенню опору терморезистора при 400 °С  $R_{0e} = R_{t_{0_2}}$ .

На рис. 2.9. наведено графічну залежність похибки нелінійності функції перетворення температури на другому діапазоні 400 – 800 °С.

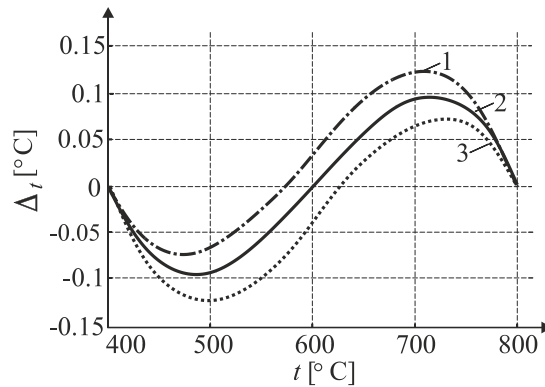


Рис.2.9. Графічні залежності абсолютної похибки нелінійності функції перетворення в діапазоні 400 – 800 °C для: 1 –  $R_c=2158$  Ом; 2 –  $R_c=2148$  Ом; 3 –  $R_c=2138$  Ом

З графічних залежностей видно, що абсолютна похибка нелінійності не перевищує  $\pm 0,1$  °C в діапазоні 400 – 800 °C при  $R_c=2148$  Ом.

Таким чином, дводіапазонний терморезистивний сенсор температури забезпечує лінеаризацію функції перетворення з точністю 0,01% в діапазоні 0 – 800 °C.

## 2.2 Вдосконалення методів компенсації впливу опорів ліній зв'язку

Як зазначалося в розділі 1, на точність вимірювання температури значно впливають опори ліній зв'язку. Для зменшення впливу опорів ліній зв'язку використовують трипровідні і чотирипровідні схеми під'єднання [124, 139, 184]. Однак прокладання додаткових ліній зв'язку на окремих промислових об'єктах є досить проблематичним, а в деяких випадках - неможливим.

Опір ліній зв'язку в терморезистивних вимірювачах температури створює адитивну похибку, яку можна компенсувати методом комутаційного інвертування [184]. Для реалізації даного методу пропонуємо використати два джерела зразкового струму протилежних полярностей ДЗС1 і ДЗС2 та первинний терморезистивний перетворювач ПТП, що складається з терморезистора, зразкового резистора  $R_0$  та полярного комутатора КП [195]. Структурну схему двопровідного терморезистивного перетворювача з компенсацією впливу опорів ліній зв'язку наведено на рис. 2.10. При цьому

зразковий струм додатної полярності проходить через лінії зв'язку і терморезистор, а зразковий струм від'ємної полярності – через лінії зв'язку і зразковий резистор. Для переключення зразкових струмів використовуються комутаційні елементи К, які керуються генератором тактових симетричних імпульсів ГТІ.

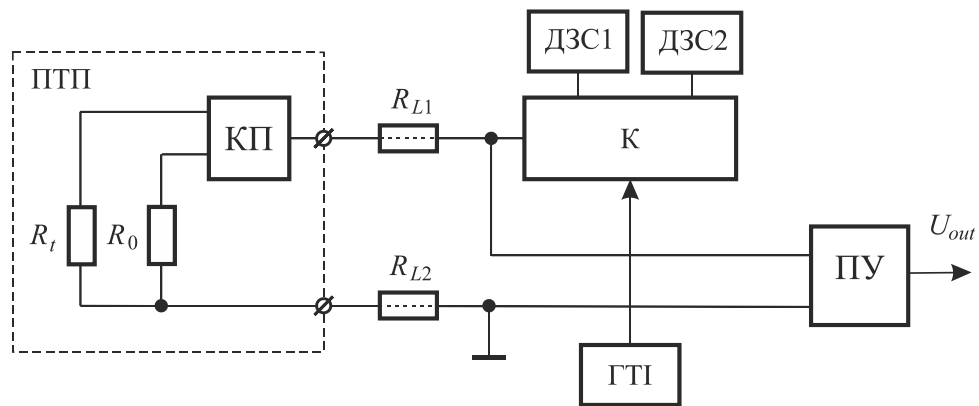


Рис. 2.10. Структурна схема двопровідного терморезистивного перетворювача з компенсацією впливу опорів ліній зв'язку

Відповідно, на входах ліній зв'язку формуються напруги, значення яких визначаються з виразів

$$U_{+} = I_{0+} (R_{L1} + R_{L2} + R_t + R_{K+}), \quad 0 \leq \tau \leq \frac{T}{2},$$

$$U_{-} = I_{0-} (R_{L1} + R_{L2} + R_0 + R_{K-}), \quad \frac{T}{2} \leq \tau \leq T,$$

де  $T$  – значення періоду вихідних імпульсів ГТІ;  $\tau$  – час перетворення;  $R_t$  – значення опору терморезистора при температурі  $t$ ;  $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$  – значення опору ліній зв'язку;  $R_{K+}$ ,  $R_{K-}$  – значення опору замкнених ключів КП.

Після усереднення даних напруг з допомогою пристрою усереднення ПУ та при виконанні умов  $I_{0+} = |I_{0-}| = I_{0n}$  і  $R_{K+} = R_{K-}$  отримаємо

$$U_{out} = \frac{1}{2} I_{0n} (R_t - R_0).$$

Для усереднення можна використовувати фільтри низьких частот [195], однак вони обмежують час встановлення вихідних сигналів. На точність перетворення при цьому впливає точність формування часових інтервалів

керування та комутаційні перехідні процеси в результаті перемикання зразкових струмів.

Підвищення швидкодії терморезистивних перетворювачів можливе при заміні фільтрів низьких частот пристроями відбору та зберігання ПВЗ (S/H - sample and hold circuit) [196]. Розроблену принципову схему терморезистивного перетворювача наведено на рис.2.11 [197].

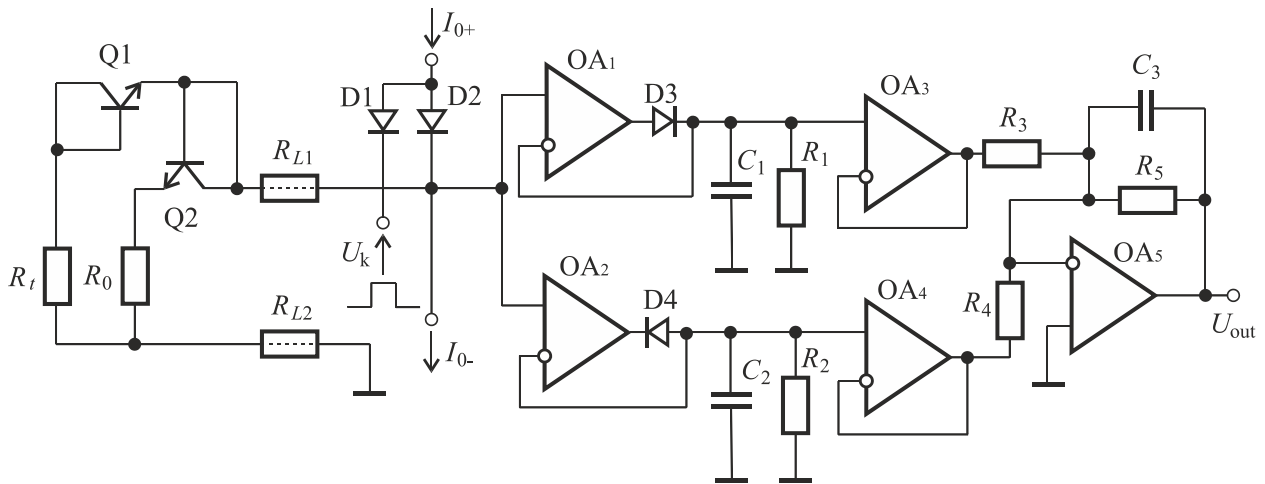


Рис.2.11. Принципова схема двопровідного терморезистивного перетворювача з компенсацією впливу опорів ліній зв'язку

Для отримання додатної вихідної напруги стабілізатор зразкового струму від'ємної полярності постійно під'єднаний до лінії зв'язку, а стабілізатор зразкового струму додатної полярності під'єднується до лінії зв'язку діодним комутатором на діодах D1, D2. Керування діодним комутатором здійснюється керуючими імпульсами  $U_k$ , які поступають на діод VD1.

Полярний комутатор ПТП виконаний на n-p-n транзисторах Q1, Q2. Використання транзисторної пари, для якої нормується різниця напруг база-емітер, забезпечує зменшення впливу нерівності напруг на комутаторі.

При від'ємному сигналі керування  $U_k$  через ПТП проходить зразковий струм від'ємної полярності і при цьому напруга на входах лінії зв'язку описується виразом

$$U_{in-} = I_{0-}(R_{L1} + R_{L2} + R_t) - \Delta U_{Q1}, \quad 0 \leq \tau \leq \frac{T}{2},$$

де  $\Delta U_{Q1}$  – напруга база-емітер транзистора Q1;  $T$ - період сигналів керування.

При додатному сигналі керування  $U_k$  через лінії зв'язку і зразковий резистор  $R_0$  проходить сума струмів додатної і від'ємної полярності. Відповідно, на вході лінії зв'язку формується напруга

$$U_{in+} = (I_{0+} + I_{0-})(R_{L1} + R_{L2} + R_0) + \Delta U_{Q2}, \quad \frac{T}{2} \leq \tau \leq T,$$

де  $\Delta U_{Q2}$  – напруга база-емітер транзистора Q2.

Вхідні напруги на лінії зв'язку запам'ятовуються на конденсаторах  $C_1$ ,  $C_2$ , що під'єднані до кіл від'ємного зв'язку операційних підсилювачів ОА1 і ОА2. При цьому напруга додатної полярності запам'ятовується на конденсаторі  $C_1$ , а від'ємної полярності – на конденсаторі  $C_2$ .

Напруги конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  через повторювачі на ОП ОА3 і ОА4 поступають на суматор, реалізований на ОП ОА5 і резисторах  $R_3$ ,  $R_4$  і  $R_5$ . Вихідна напруга ОП ОА5 описується виразом

$$U_{out} = \left( \frac{U_{in+}}{R_3} + \frac{U_{in-}}{R_4} \right) R_5.$$

Після відповідної підстановки при виконанні умов  $R_3=R_4=R$ ,  $\Delta U_{VT1}=\Delta U_{VT2}$ ,  $I_{0+}=2|I_{0-}|$  отримаємо

$$U_{out} = \frac{1}{2} I_{0+} (R_t - R_0) k,$$

де  $k = \frac{R_5}{R}$  коефіцієнт підсилення вихідного підсилювача.

Вибором значення коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача  $k$  досягається чисельна рівність значень вихідної напруги і вимірюваної температури. Нерівність напруг  $\Delta U_{Q1}=\Delta U_{Q2}$  створює адитивну похибку, яку компенсуємо зміщенням нульового рівня ОП ОА5.

Запропонований метод комутаційного інвертування зразкового вимірювального струму з пристроями відбору та зберігання дозволяє підвищити швидкодію і повністю компенсувати вплив опорів ліній зв'язку в діапазоні 0 – 30 Ом на похибку вимірювання температури. При цьому перехідні процеси в момент комутації зразкових струмів на похибку і швидкодію

вимірювання не впливають. При оптимальному виборі частоти комутації зразкових струмів значення ємності ліній зв'язку і постійної часу розряду пристроїв відбору та зберігання на точність вимірювання не впливають.

### **2.3 Підвищення швидкодії пристроїв вимірювання температури**

При підвищенні точності вимірювання температури зростає час вимірювання сенсора термічного аналізу [8]. Складність дослідження біологічних об'єктів також пов'язаний зі специфікою живого організму як об'єкта вимірювання температури. Для вимірювання температури широко використовуються терморезистори з малою постійною часу (1 с), однак реально час встановлення температури є набагато більшим. Це пояснюється особливостями механізму теплообміну організму з навколишнім середовищем [198-199]. Зазвичай початкова температура чутливого елемента термометра дорівнює температурі навколишнього середовища, яка, природно, нижча від температури тіла. Так при контакті термочутливого елемента з поверхнею шкірного покриву відбувається холодове подразнення відповідної ділянки шкірного покриву. У відповідь на холодове подразнення судини при поверхні, як правило, звужуються, а глибокого, навпаки, розширюються. Це веде до зниження температури зовнішніх шарів шкіри, а отже, до зменшення тепловіддачі.

Швидкодія медичних вимірювальних пристроїв, побудованих на основі терморезистивних перетворювачів, залежить від часу встановлення опору терморезистора. Для більшої ефективності встановлення опору пропонується використовувати додатковий нагрів терморезистора до температури, значення якої близьке до вимірюваної температури [200-202]. При відомому значенні діапазону вимірюваної температури початковий нагрів можна проводити до температури, значення якої рівне початковому значенню діапазону або значенню в середині діапазону.

Керування нагрівом можна проводити цифровими і аналоговими методами. При цьому в одній схемі можуть бути поєднані процеси формування струму нагріву, вимірювального струму і перетворення зміни опору терморезистора в напругу. На рис. 2.12 наведено принципову схему пристрою перетворення вимірюваної температури в напругу з керованим нагрівом терморезистора [202].

Стабілізатор зразкового струму побудований на ОП ОА1, неінвертуючий вхід якого під'єднаний до джерела зразкової напруги  $+U_0$ , а інвертуючий вхід – до зразкового резистора  $R_0$ . Значення зразкового струму визначається з виразу

$$I_0 = \frac{U_0}{R_0}.$$

Пристрій перетворення зміни опору терморезистора  $R_t$  в напругу побудований на ОП ОА2 і резисторах  $R_1, R_2$ . Вихідна напруга ОП ОА2 описується виразом

$$U_{OA2} = I_0(R_0 + R_{0i}) - I_0 \frac{R_t R_2}{R_1}.$$

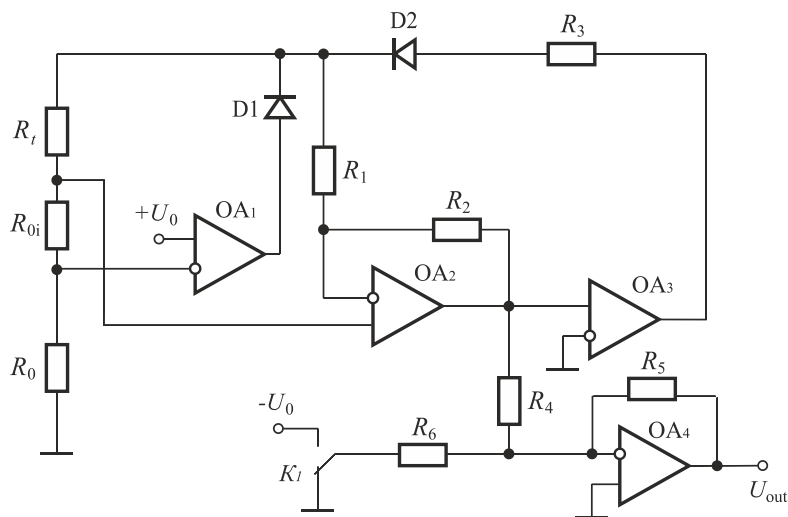


Рис.2.12. Принципова схема пристрою перетворення температури в напругу з попереднім нагрівом терморезистора

За умови  $R_t = R_{t0}(1 + \alpha t_m)$ ,  $R_0 + R_{0i} = R_{t0}(1 + \alpha t_n)$  і  $R_1 = R_2$  отримаємо

$$U_{OA2} = I_0 R_{t0} \alpha (t_n - t_m).$$



При  $R_t < R_0 + R_{0i}$  на виході ОП ОА3 формується максимальна додатна напруга. У результаті через резистор  $R_3$  і діод D2 на резистори  $R_t$ ,  $R_{0i}$  і  $R_0$  поступає струм нагріву. При цьому значення опору резистора  $R_3$  повинно вибиратися, виходячи з умови

$$R_3 \geq \frac{U_{\max}}{I_d} - (R_t + R_{0i} + R_0),$$

де  $U_{\max}$  – максимальне значення вихідної напруги ОП ОА3;  $I_d$  – максимальний допустимий струм через терморезистор  $R_t$ .

При проходженні струму нагріву через терморезистор значення його опору збільшується. При цьому резистори  $R_0$  і  $R_{0i}$  вибираються термоне залежними.

За умови  $R_t \geq R_0 + R_{0i}$  на виході ОА3 формується мінусова напруга і струм нагріву на терморезистор не поступає. Наступний нагрів терморезистора відбувається від вимірюваної температури.

Для підсилення вихідної напруги ОП ОА2 використано інвертуючий підсилювач на ОП ОА4, вихідна напруга якого описується виразом

$$U_{out} = I_0 R_{t0} \alpha \cdot (t_m - t_n) \frac{R_5}{R_4},$$

Відповідно, вихідна напруга ОП ОА4 пропорційна зміні температури  $t_m - t_n$ . Формування напруги, пропорційної вимірюваній температурі, можна проводити зміщенням вихідної напруги ОП ОА4 за допомогою зразкової напруги  $-U_0$  і резистора  $R_6$  на значення, еквівалентне початковій температурі, комутація якого здійснюється ключем К1. Відповідно, значення вихідної напруги дорівнює

$$U_{out} = \frac{U_0}{R_6} R_5 + I_0 R_{t0} \alpha \cdot (t_m - t_n) \frac{R_5}{R_4} = I_0 R_{t0} \alpha \cdot t_m \frac{R_5}{R_4}.$$

Запропонований метод вимірювання температури дозволяє збільшити швидкодію вимірювача температури за рахунок попереднього нагріву терморезистора додатковим струмом. Швидкодія вимірюваної температури в основному залежить від вибору початкової температури нагріву, тобто від значення різниці температури нагріву і вимірюваної температури. При цьому

зменшення різниці вимірюваної температури і температури терморезистора збільшує точність вимірюваної температури. При цьому час вимірювання зменшується в 1,6 – 4 рази при однаковому значенні похибки вимірювання.

Вдосконалення даного методу можливе шляхом вибору різного значення температури попереднього нагріву терморезистора в діапазоні вимірювання. Для більш ефективного підвищення швидкодії вимірювання пропонуємо додатково використати терморезистор з попереднім нагрівом до кінцевого значення температурного діапазону вимірювання з подальшим усередненням значень обох терморезисторів [203]. При цьому значення опорів терморезисторів під час вимірювання дорівнюють

$$R_{t1} = R_{t\min} + (R_t - R_{t\min}) \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \right), \quad R_{t2} = R_{t\max} - (R_{t\max} - R_t) \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \right),$$

де  $R_{t\min}$ ,  $R_{t\max}$  – значення опору терморезистора при початковій та кінцевій температурах діапазону вимірювання, відповідно;  $\tau_0$  – постійна часу терморезистора.

Середнє значення опорів терморезисторів дорівнює

$$R_{tc} = \frac{R_{t1} + R_{t2}}{2} = R_t + \frac{1}{2} (2R_t - R_{t\min} - R_{t\max}) e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}.$$

Відповідно, похибка встановлення середнього значення опору терморезистора описується виразом

$$\Delta R_{tc} = \frac{1}{2} (2R_t - R_{t\min} - R_{t\max}) e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}.$$

Графічні залежності абсолютної похибки встановлення значення опору терморезистора від часу для різних значень вимірюваної температури наведено на рис.2.13. Використано терморезистор з номінальним значенням опору 100 Ом.

Як видно з графічних залежностей, усереднення значень терморезистора дозволяє зменшити максимальне значення похибки встановлення значень

опору в усьому діапазоні. В середині діапазону відбувається повна компенсація перехідних процесів.

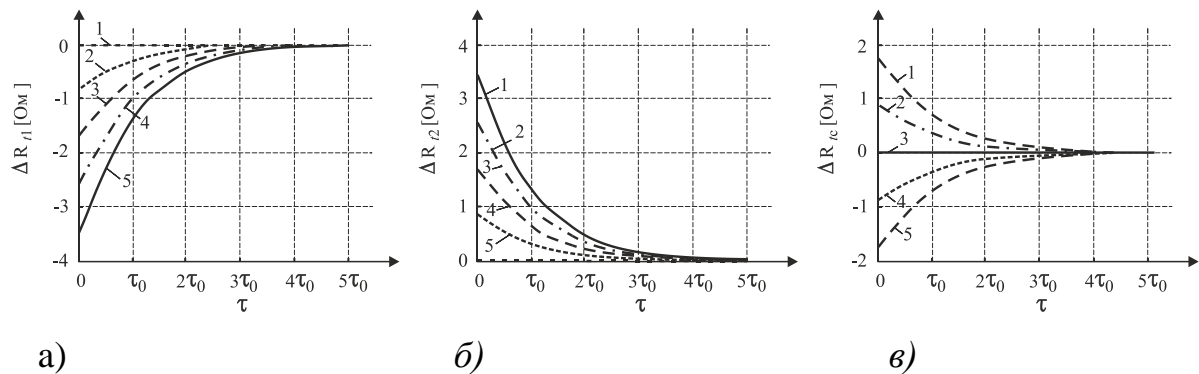


Рис.2.13. Графічні залежності абсолютної похибки встановлення значення опору терморезистора від часу при вимірюваній температурі:

1 –  $t=34^{\circ}\text{C}$ , 2 –  $t=36^{\circ}\text{C}$ , 3 –  $t=38^{\circ}\text{C}$ , 4 –  $t=40^{\circ}\text{C}$ , 5 –  $t=42^{\circ}\text{C}$

для  $R_{t1}$  (а),  $R_{t2}$  (б),  $R_{tc}$  (в)

Структурну схему розробленого вимірювального перетворювача температури в напругу з попереднім нагрівом двох терморезисторів наведено на рис.2.14 [203].

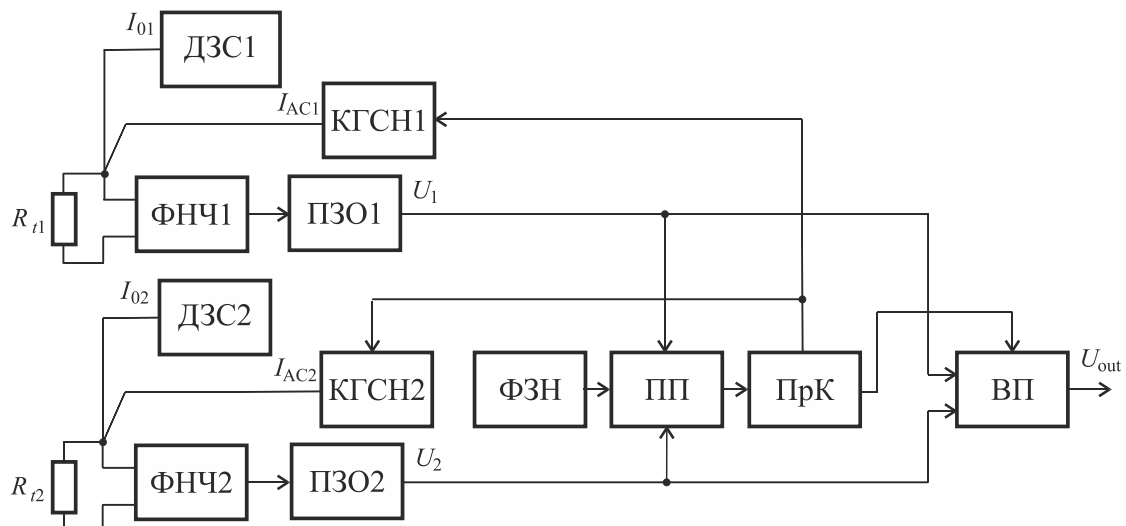


Рис.2.14. Структурна схема вимірювального перетворювача температури в напругу з попереднім нагрівом двох терморезисторів

Структурна схема містить два канали перетворювача зміни опору терморезистора від температури. Кожен канал складається з терморезистора  $R_t$ ,

фільтра низьких частот ФНЧ, перетворювача зміни опору терморезистора в напругу ПЗО, джерела зразкового струму ДЗС та керованого генератора струму нагріву КГСН.

Нагрів терморезистора проводиться змінною напругою, що дозволяє проводити контроль значень їх опорів під час нагріву. При цьому постійна складова вимірювального сигналу з терморезистор через фільтр низьких частот ФНЧ поступає на вхід ПЗО.

Вихідний сигнал ПЗО описується виразом

$$U_1 = I_{01}(R_t - R_{t_0}),$$

де  $R_{t_0}$  – значення опору терморезистора при  $t=0$  °С.

Вихідні напруги пристроїв ПЗО1 і ПЗО2 поступають на вхід пристрою порівняння ПП і порівнюється зі значеннями зразкових напруг, які формуються формувачем зразкових напруг ФЗН. Вихідні сигнали ПП поступають на вхід пристрою керування ПрК, який керує КГСН. Вихідні напруги ПЗО1 і ПЗО2 також поступають на вхід вихідного підсилювача ВП з коефіцієнтом передачі  $k$  і, відповідно, вихідна напруга дорівнює

$$U_{out} = U_1 + \frac{U_2 - U_1}{k}.$$

Принципову схему вимірювального каналу наведено на рис.2.15 [203].

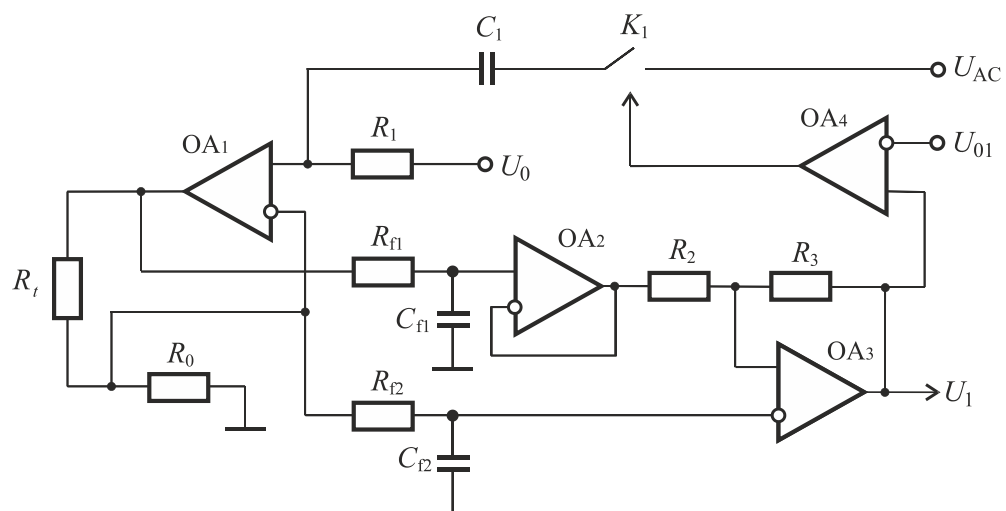


Рис.2.15. Принципова схема вимірювального каналу

Формування зразкового вимірювального струму і струму нагріву здійснюється стабілізатором струму, побудованим на операційному підсилювачі ОА1, на неінвертуючий вхід якого поступає зразкова напруга  $U_0$ . При цьому зразковий струм визначається з виразу

$$I_0 = \frac{U_0}{R_0},$$

де  $R_0$  – значення опору зразкового резистора, рівне  $R_{t_0}$ .

При нагріві терморезистора напруга змінного струму  $U_{AC}$  через ключ К1 і конденсатор С1 подається на неінвертуючий вхід ОА1, що дозволяє сформувати струм нагріву

$$I_a = \frac{U_{AC}}{R_0}.$$

Конденсатор С1 використано для зменшення постійної складової змінного нагрівного струму, що дозволяє вимірювати опір терморезистора під час нагріву з допустимою похибкою.

На вхід ПЗО, побудованого на ОП ОА2 і ОА3, через фільтри  $R_{f1}C_{f1}$  і  $R_{f2}C_{f2}$  поступають напруги з терморезисторів, які описуються виразами:

$$U_{f1} = I_0(R_t + R_0), \quad U_{f2} = I_0R_0.$$

Вихідна напруга ОА3 при умові  $R_2=R_3$  визначається з формули

$$U_{OA3} = I_0(R_t - R_0).$$

Вихідна напруга ОА3 поступає на вхід ОП ОА4, на другий вхід якого поступає зразкова напруга  $U_{01}$ .

При нагріві терморезистора до вибраної температури, що задається умовою  $U_{OA3} \geq U_{01}$ , на виході ОП ОА4 формується напруга, яка розмикає контакт ключа К1. Відповідно, через терморезистор не проходить струм нагріву і зміна опору терморезистора відбувається тільки від вимірюваної температури.

Початкові значення температури нагріву терморезистора  $R_{t1}$  і  $R_{t2}$  задаються вибором значення зразкової напруги  $U_{01}$  першого і другого каналу вимірювання, відповідно.

Вихідні напруги ПЗО1 і ПЗО2 описуються виразами

$$U_1 = I_0(R_{t_{min}} - R_0) + I_0(R_t - R_{t_{min}}) \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \right),$$

$$U_2 = I_0(R_{t_{max}} - R_0) - I_0(R_{t_{max}} - R_t) \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \right).$$

Для терморезистора з лінійною температурною характеристикою отримаємо

$$U_1 = I_0 R_0 \alpha \left( t - (t - t_{min}) e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \right), \quad U_2 = I_0 R_0 \alpha \left( t + (t_{max} - t) e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \right),$$

де  $t$  – значення вимірюваної температури, що належать діапазону  $[t_{min}; t_{max}]$ .

Вихідні напруги ПЗО1 і ПЗО2 поступають на вхід вихідного підсилювача, принципову схему якого наведено на рис.2.16 [203].

Вихідний підсилювач побудований на ОП ОА1 з вхідним суматором з різними коефіцієнтами сумування на резисторах  $R_1, R_2, R_3, R_4$ .

Вибір коефіцієнтів передачі проводиться ключами  $K_1, K_2, K_3$ , керування якими здійснюється пристроєм ПрК.

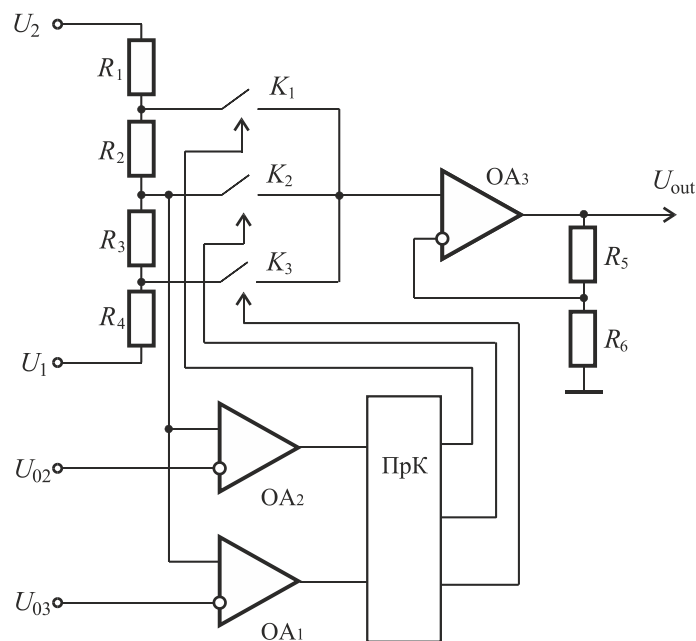


Рис.2.16. Функціональна схема вихідного підсилювача

Залежно від значення напруги в середній точці резистивного суматора  $U_{\Sigma}$  і зразкових напруг  $U_{02}$  та  $U_{03}$  на відповідному виході ПрК формуються сигнали, які керують відповідним ключем.

Вихідна напруга суматора, яка поступає на неінвертуючий вхід ОП ОА1, дорівнює

$$U_{\Sigma} = U_1 \left( 1 - \frac{1}{k_i} \right) + U_2 \frac{1}{k_i}.$$

Коефіцієнт сумування  $k_i$  на відповідному  $i$ -му діапазоні вимірювання визначається з формули

$$k_i = \frac{\sum_{j=1}^4 R_j}{\sum_{j=1}^i R_j},$$

де  $\sum_{j=1}^4 R_j$  – значення загального опору резисторів вхідного суматора на R1, R2,

R3 і R4,  $\sum_{j=1}^i R_j$  – сумарне значення опорів нижніх резисторів, які під'єднані до входу ОП ОА1.

Вихідна напруга вихідного підсилювача описується виразом

$$U_{out} = \left( U_1 + (U_2 - U_1) \frac{1}{k_i} \right) \frac{R_5 + R_6}{R_6}.$$

При  $\tau \gg \tau_0$  вхідні напруги підсилювача рівні  $U_1 = U_2 = I_0 R_0 \alpha t$ , а на виході отримаємо

$$U_{out} = I_0 R_0 \alpha t k_{out},$$

де  $k_{out} = \frac{R_5 + R_6}{R_6}$  – коефіцієнт підсилення вихідного підсилювача.

Для чисельної рівності значення вихідної напруги значенню вимірюваної температури необхідно виконання рівності  $I_0 R_0 \alpha k_{out} = 1$ .

Відповідно, значення вимірюваної температури дорівнює

$$t_1 = t - (t - t_{\min})e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}, \quad t_2 = t + (t_{\max} - t)e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}$$

Еквівалентне значення вимірюваної температури на виході ОА1 дорівнює

$$t_{av} = t + \left( -t + \frac{t_{\max}}{k} + t_{\min} \frac{k-1}{k} \right) e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}.$$

Відповідно, похибка встановлення еквівалентного значення вимірюваної температури визначається з виразу

$$\Delta_t = \left( t - \frac{t_{\max}}{k} - t_{\min} \frac{k-1}{k} \right) e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}.$$

Графічні залежності похибки встановлення еквівалентного значення вимірюваної температури для різного часу вимірювання наведено на рис.2.17.

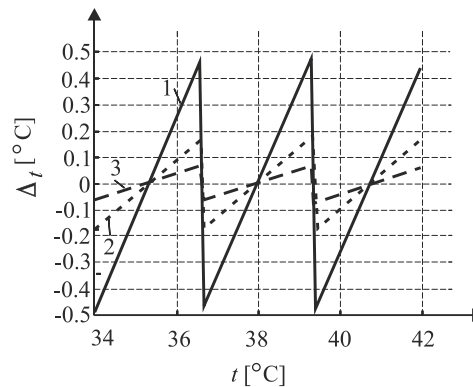


Рис.2.17. Залежності похибки встановлення еквівалентного значення вимірюваної температури для  $\tau = \tau_0$  (1);  $\tau = 2\tau_0$  (2);  $\tau = 3\tau_0$  (3), відповідно.

З рис. 2.17 видно, що при  $\tau = \tau_0$  похибка вимірювання не перевищує  $0,5^\circ\text{C}$ , при  $\tau = 2\tau_0$  похибка вимірювання не перевищує  $0,2^\circ\text{C}$ , при  $\tau = 3\tau_0$  похибка вимірювання не перевищує  $0,1^\circ\text{C}$ .

Часові залежності похибки встановлення еквівалентного значення вимірюваної температури при різних значеннях вимірюваної температури та  $\tau_0$  наведено на рис.2.18.

Подальше зменшення часу вимірювання можливе при зменшенні загального діапазону вимірювання або при збільшенні кількості окремих піддіапазонів.



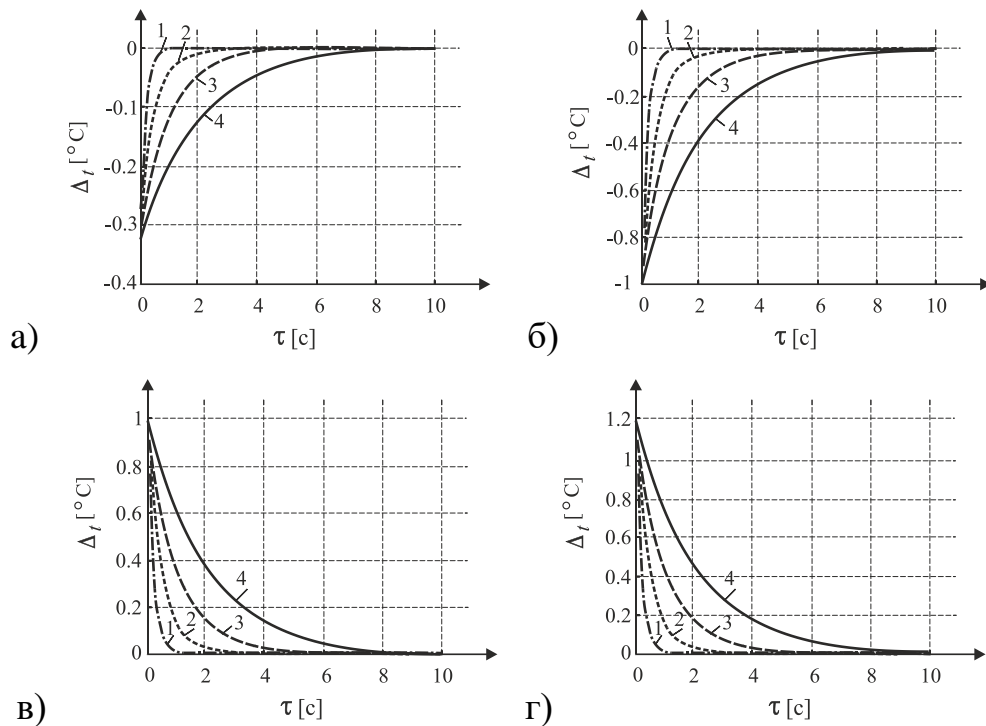


Рис.2.18. Часові залежності похибки встановлення еквівалентного значення вимірюваної температури при  $\tau_0=0,2$  с (1);  $\tau_0=0,5$  с (2);  $\tau_0=1$  с (3);  $\tau_0=2$  с (4) для  $t=35^\circ\text{C}$  (а),  $t=37^\circ\text{C}$  (б),  $t=39^\circ\text{C}$  (в),  $t=42^\circ\text{C}$  (г), відповідно.

Запропонований метод можна використовувати для вимірювання температури в різних точках, а також для вимірювання їх різниці.

Для більш ефективного підвищення швидкодії запропоновано вимірювати опір терморезистора у визначений момент часу перехідного процесу з наступним обчисленням значення вимірюваної температури [198]. При цьому точність вимірювання температури в основному залежить від точності визначення часу перехідного процесу і від точності визначення опору терморезистора.

Функціональну схему терморезистивного перетворювача з керованим нагрівом і вимірюванням опору терморезистора у визначений момент часу перехідного процесу наведено на рис.2.19 [204]. Схема містить джерело зразкового струму ДЗС, перетворювач зміни опору в напругу ПЗО, джерело нагрівного струму ДНС, комутаційні ключі К1 і К2, пристрої порівняння ПП1 і ПП2, формувач часового інтервалу запам'ятовування напруги терморезистора

ФЧІ, підсилювач напруги ПН, пристрій відбору та зберігання ПВЗ, вихідний підсилювач ВП і зразковий резистор  $R_0$ .

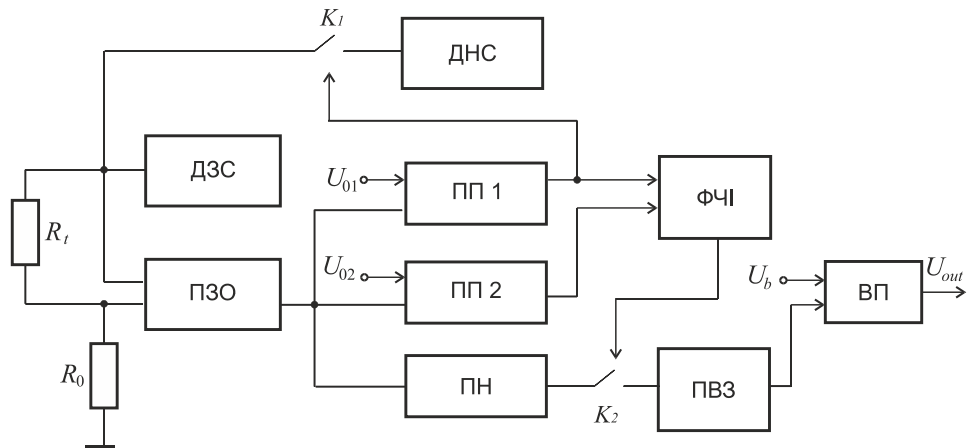


Рис.2.19. Функціональна схема терморезистивного перетворювача

До початку вимірювання ключ  $K_1$  замкнений і через терморезистор  $R_t$  проходить зразковий струм  $I_0$  та струм нагріву  $I_h$ . Відповідно на виході пристрою ПЗО формується напруга, значення якої описується виразом

$$U_{ПЗО} = (I_0 + I_h)(R_t - R_0),$$

При виконанні умови  $R_t < R_0$  на виході ПЗО формується напруга від'ємної полярності і відповідно на виходах пристроїв ПП1 і ПП2 формується напруга нульового рівня. При  $U_{ПЗО} \geq U_{01}$  (де  $U_{01}$  – зразкова напруга зміщення на вході ПП1) на виході ПП1 формується напруга додатної полярності, яка поступає на вхід керування ключем  $K_1$ . Відповідно ключ переходить в розімкнений стан і струм нагріву через терморезистор не проходить. При цьому через терморезистор проходить тільки зразковий струм  $I_0$ .

Після розміщення терморезистора  $R_t$  у вимірювальному середовищі нагрів терморезистора відбувається тільки під впливом вимірюваної температури. При  $R_t \geq R_0$  на виході ПЗО формується напруга  $U_{ПЗО} \geq U_{02}$ . Відповідно на виході пристрою порівняння ПП2 формується додатна напруга і формувач ФЧІ фіксує початок зміни опору терморезистора від вимірюваної температури та формує час визначення значення зміни напруги на терморезисторі.

На початку перехідного процесу опір терморезистора змінюється за експоненціальною залежністю [205]. Відповідно на виході пристрою ПЗО напруга дорівнює

$$U_{\text{ПЗО}} = I_0(R_{tm} - R_{t_0}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}\right),$$

де  $R_{t_0}$  – значення опору терморезистора при початковій температурі вимірювального діапазону  $t_0$ .  $R_{tm}$  – значення опору терморезистора при вимірюваній температурі  $t_m$ ,  $\tau_0$  – постійна часу встановлення опору терморезистора,  $\tau$  – час вимірювання (від початку перехідного процесу).

Графічні залежності вихідної напруги ПЗО від часу вимірювання для різних діапазонів зміни значення опору терморезистора наведено на рис.2.20.

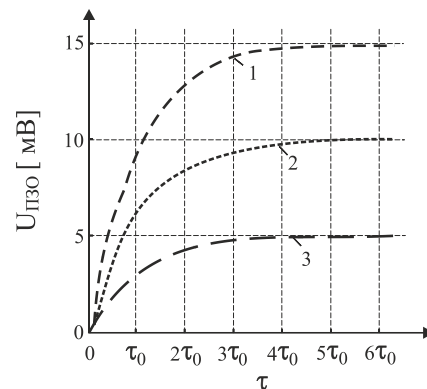


Рис.2.20. Графічні залежності вихідної напруги ПЗО від часу вимірювання для різних діапазонів зміни значення опору терморезистора:

1 – 15 Ом, 2 – 10 Ом, 3 – 5 Ом

На виході підсилювача ПН напруга визначається з формули

$$U_{\text{ПН}} = I_0(R_{tm} - R_{t_0}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_0}}\right) \cdot k$$

де  $k$  – коефіцієнт підсилення ПН

У момент закінчення вихідного імпульсу ФЧІ розмикається ключ К2 і ПВЗ запам'ятовує вхідну напругу ПН. Відповідно на його виході напруга дорівнює

$$U_{ПВЗ} = I_0(R_{tm} - R_{t0}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{\tau_m}{\tau_0}}\right) \cdot k,$$

де  $\tau_m$  – час вимірювання, значення якого визначається тривалістю вихідного імпульсу ФЧІ.

При рівності  $k = \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{\tau_m}{\tau_0}}\right)}$  отримаємо  $U_{ПВЗ} = I_0(R_{tm} - R_{t0})$ .

Графічні залежності вихідної напруги ПВЗ при  $\tau_m = 0,4\tau_0$  наведено на рис.2.21.

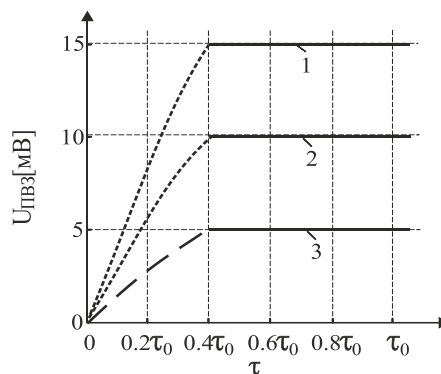


Рис.2.21. Графічні залежності вихідної напруги ПВЗ від часу для різних діапазонів зміни значення опору терморезистора: 1 – 15 Ом, 2 – 10 Ом, 3 – 5 Ом

З графічних залежностей випливає, що час встановлення вихідного сигналу не залежить від діапазону вимірювання, а в основному залежить від моменту запам'ятовування, що визначається точністю формування часового інтервалу.

Вихідна напруга ПВЗ поступає на вхід вихідного підсилювача ВП, вихідна напруга якого становить

$$U_{out} = I_0(R_{tm} - R_{t0}) + U_b,$$

де  $U_b$  – напруга компенсації початкового нагріву терморезистора.

При використанні терморезистора з лінійною залежністю значення опору від температури ( $R_{tm} = R_{01}(1 + \alpha t_m)$ ,  $R_{t0} = R_{01}(1 + \alpha t_0)$ ), де  $R_{01}$  – значення опору

терморезистора при температурі  $0^{\circ}\text{C}$ ) і виконанні умови  $U_b = I_0 R_0$  отримаємо значення вихідної напруги вихідного підсилювача

$$U_{out} = I_0 R_{01} \alpha t_m.$$

При рівності  $I_0 R_{01} \alpha = 1$  значення вихідної напруги ВП чисельно рівне значенню вимірюваної температури.

Метрологічні характеристики запропонованої структури терморезистивного перетворювача в основному визначаються точністю перетворення зміни опору терморезистора в напругу, точністю запам'ятовування вихідної напруги ПН ПВЗ і точністю зразкових напруг ( $U_{01}$ ,  $U_{02}$  і  $U_b$ ). Динамічні характеристики визначаються частотними характеристиками використаної елементної бази і точністю запам'ятовування вхідної напруги ПВЗ у визначений момент часу. Сучасна напівпровідникова елементна база забезпечує високі частотні властивості і відповідно їх впливом можна знехтувати. Відповідно динамічні характеристики терморезистивного перетворювача залежать від точності запам'ятовування напруги ПВЗ, яка визначається точністю формування часового інтервалу  $\tau_m$ .

Значення абсолютної похибки вихідної напруги від значення відносної похибки формування часового інтервалу  $\delta$  визначається з виразу

$$\Delta U_{out} = I_0 R_0 \alpha (t_m - t_0) \frac{1}{1 - e^{-\frac{\tau_m}{\tau_0}}} \left( e^{-\frac{\tau_m}{\tau_0}} - e^{-\frac{\tau_m(1+\delta)}{\tau_0}} \right)$$

Еквівалентне значення абсолютної похибки вимірювання температури дорівнює

$$\Delta_t = (t_m - t_0) \frac{1}{1 - e^{-\frac{\tau_m}{\tau_0}}} \left( e^{-\frac{\tau_m}{\tau_0}} - e^{-\frac{\tau_m(1+\delta)}{\tau_0}} \right)$$

Графічні залежності абсолютної похибки вимірювання температури від відносної похибки формування часового інтервалу для різних значень різниці вимірюваної і початкової температури наведено на рис.2.22.

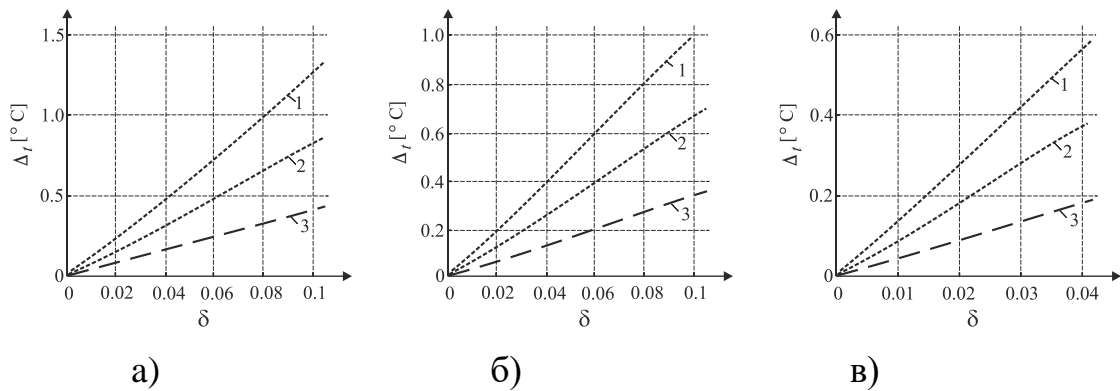


Рис.2.22. Графічні залежності абсолютної похибки вимірювання температури від відносної похибки формування часового інтервалу для різних значень різниці вимірюваної і початкової температури: 1 – 15 Ом, 2 – 10 Ом, 3 – 5 Ом при  $\tau_m=0,1 \tau_0$  (а),  $\tau_m=0,4 \tau_0$  (б) і  $\tau_m=0,8 \tau_0$  (с)

Даний метод дозволяє зменшити час вимірювання температури (менше  $0,5 \tau_0$  постійної часу терморезистора), а також проводити контрольований нагрів терморезистора.

Керування нагрівом, вимірювання напруги в задані моменти часу перехідного процесу і обчислення встановленого значення температури можна здійснювати цифровими методами [203] з використанням мікроконтролера типу ADuC824.

#### 2.4 Сигнальні перетворювачі термоелектричних сенсорів з компенсацією впливу температури вільних кінців

Термопари широко використовуються для вимірювання температури, зокрема в пристроях ДСК. Перевагами використання термопар є компактність, широкий температурний діапазон, взаємозамінність, тривалий термін придатності, доступна ціна. Крім того їх надійність, стабільність і малий час відгуку роблять термопари найкращим вибором для багатьох видів вимірювального обладнання

Однак, як вже зазначалося в розділі 1, на точність вимірювання значно впливає температура вільних кінців, особливо при вимірюванні низьких

температур. Для компенсації впливу температури вільних кінців досить часто використовують аналогові компенсаційні схеми, які формують напругу рівну термо-ЕРС термоелектричних перетворювачів при температурі вільних кінців, але протилежного знаку [206].

Для компенсації впливу температури вільних кінців термопари найбільш ефективно розміщувати компенсаційну схему поряд з вільними кінцями термопари. При цьому необхідно забезпечити рівність температур вільних кінців термопари і термозалежних елементів компенсаційної схеми. Використання плівкової технології для виготовлення резистивних термозалежних мостових схем значною мірою підвищує точність вирівнювання температури вільних кінців і термозалежних резисторів, а також забезпечує необхідний температурний коефіцієнт термозалежних резисторів. У результаті підвищується точність вимірювання температури.

На рис. 2.23.а наведено схему компенсації впливу температури вільних кінців в плівковому виконанні і її під'єднання до термопари [207]. Компенсаційний міст побудований на резисторах  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_{t1}$ , а у четверте плече компенсаційного моста паралельно під'єднаний додатковий резистор  $R_{t2}$ , який призначений для отримання необхідної нелінійності передавальної характеристики. Компенсаційний міст виготовлений у вигляді розсуміщеної двошарової резистивної плівкової структури на діелектричній підкладці (рис. 2.23.б). При цьому резистор  $R_{t1}$  виконаний термозалежним з резистивного плівкового шару з додатним температурним коефіцієнтом опору, резистори  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_3$  виконані з суміщеного подвійного резистивного плівкового шару, а додатковий резистор  $R_{t2}$  виконаний термозалежним з резистивного плівкового шару з від'ємним температурним коефіцієнтом опору. Для вирівнювання температур компенсаційного моста і вільних кінців термопари використані теплопровідні елементи, виконані з мідних пластин гребінчастого вигляду, що електрично не з'єднані між собою.

Вихідна напруга термопари сумується з вихідною напругою компенсаційної мостової схеми  $U_c$ , значення якої визначається за формулою

$$U_c = U_s \left( \frac{R_{t1}}{R_1 + R_{t1}} - \frac{R_e}{R_2 + R_e} \right),$$

де  $U_s$  – значення напруги живлення компенсаційного моста;  $R_e$  – значення еквівалентного опору паралельного з'єднання резисторів  $R_2$  і  $R_3$ .

З аналізу виразу видно, що необхідне значення компенсаційної напруги при максимальному значенні температури вільних кінців задається значенням напруги живлення, а необхідна нелінійність – значеннями опорів резисторів мостової схеми. Для зрівноваження мостової схеми необхідна рівність значень опору резистора  $R_{t1}$  і еквівалентного опору  $R_e$  при  $t=0^\circ\text{C}$ .

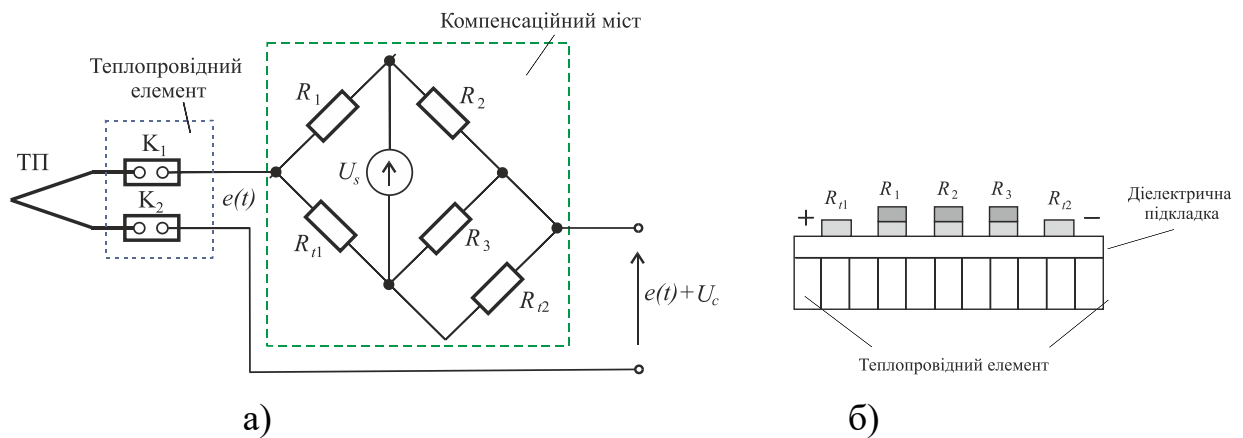


Рис.2.23. Схема компенсації впливу температури вільних кінців (а) та її конструктивне виконання (б)

На рис. 2.24 наведено графічні залежності абсолютної похибки компенсації впливу температури вільних кінців для термопари типу К (хромель-алюмель), визначені для різних значень опорів резисторів  $R_1$  і  $R_2$ . При цьому значення опору термозалежного резистора  $R_{t1}$  і еквівалентного опору  $R_e$  вибиралися рівними 100 Ом при  $t=0^\circ\text{C}$ , а температурний коефіцієнт термозалежних резисторів – рівним  $0,0043 \text{ Ом}/^\circ\text{C}$ .

З аналізу графічних залежностей видно, що мінімальна похибка забезпечується при рівності  $R_1 = R_2 = 250 \text{ Ом}$  і не перевищує  $0,15^\circ\text{C}$ .

Підвищення точності відтворення термо-ЕРС термоелектричних перетворювачів в широкому діапазоні зміни температури вільних кінців



можливе при використанні термозалежного джерела живлення мостової схеми [208-211]. Для побудови термозалежних джерел напруги можна використовувати різні температурозалежні резистивні і напівпровідникові елементи (діоди або транзистори), які конструктивно розміщуються на теплопровідному елементі разом з вільними кінцями і температурозалежними резисторами мостової схеми. При цьому абсолютна похибка від впливу зміни температури вільних кінців термоелектричних перетворювачів не перевищує  $0,1^{\circ}\text{C}$  для термопар типу L (хромель-копель), K (хромель-алюмель), R (платина-платинородій) і S (платина-платинородій), N (ніхросил-нісил).

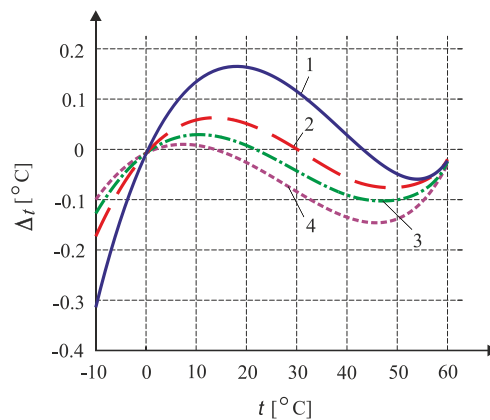


Рис.2.24. Графічні залежності абсолютної похибки компенсації температури вільних кінців при 1)  $R_1=R_2=100$  Ом, 2)  $R_1=R_2=200$  Ом, 3)  $R_1=R_2=250$  Ом, 4)  $R_1=R_2=300$  Ом

Подальше підвищення точності забезпечується використанням додаткового температурозалежного подільника [212-213], побудованого на основі термозалежного резистора аналогічного до терморезистора мостової схеми (рис.2.25).

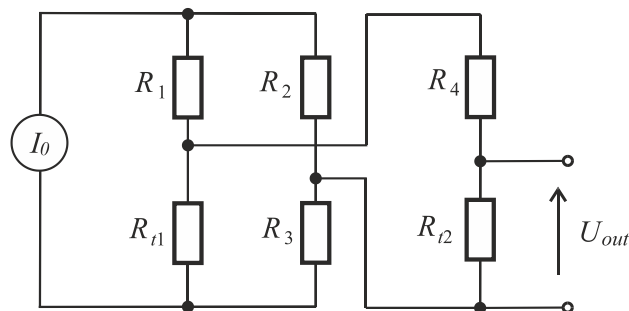


Рис.2.25. Компенсаційна мостова схема з вихідним температурозалежним подільником напруги

При використанні джерела зразкового струму  $I_0$ , вихідна напруга описується виразом

$$U_c = I_0 R_{in} \left( \frac{R_{t1}}{R_1 + R_{t1}} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \cdot \frac{R_{t2}}{R_{out} + R_4 + R_{t2}},$$

Де  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  – вхідний та вихідний опір мостової схеми, відповідно.

На рис.2.26 наведено графічні залежності абсолютної похибки компенсації впливу температури вільних кінців від температури для термопар різного типу

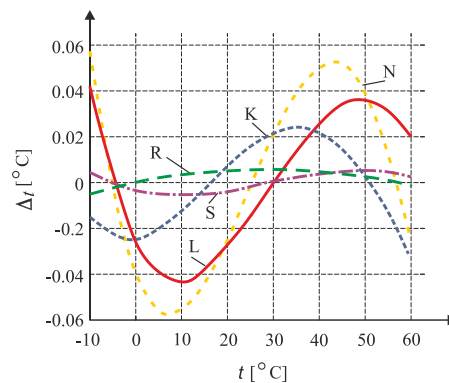


Рис.2.26. Графічні залежності абсолютної похибки компенсації впливу температури вільних кінців від температури

При цьому похибка формування компенсаційної напруги не перевищує  $0,05\text{ }^{\circ}\text{C}$  для термопар типу K, L, R, S і  $0,06\text{ }^{\circ}\text{C}$  для термопар типу N.

## Висновки до розділу 2

1. Розроблено нові структури двошарових плівкових терморезистивних мостових схем, які забезпечили вимірювання абсолютної та різницевої температури з роздільною здатністю  $2,5 \cdot 10^{-3}\text{ }^{\circ}\text{C}$  в діапазоні  $-10 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

2. Виявлені закономірності формування компенсаційного струму від зміни температури та від зміни напруги на терморезисторі, що дозволило розробити структури терморезистивних сенсорів температури з компенсацією квадратичної складової функції перетворення в діапазоні  $0 - 800\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

4. Вперше використано метод комутаційного інвертування зразкового вимірювального струму в сенсорах термічного аналізу, який дозволяє повністю компенсувати вплив опорів ліній зв'язку в діапазоні 0 – 30 Ом на похибку вимірювання температури.

5. Розроблено метод підвищення швидкодії терморезистивних сенсорів, що базується на керованому нагріві терморезистора додатковим струмом та вимірювані його опору у визначений момент часу перехідного процесу з наступним обчисленням значення вимірюваної температури. При цьому точність вимірювання температури в основному залежить від точності визначення часу перехідного процесу і від точності визначення опору терморезистора. Даний метод дозволяє зменшити час вимірювання температури (менше  $0,5 \tau_0$ ,  $\tau_0$  - постійна часу терморезистора), а також проводити контрольований нагрів терморезистора.

6. Виявлені закономірності формування компенсаційної напруги на основі мостових схем з термозалежними джерелами живлення та додатковими температурозалежними подільниками напруги, що забезпечило відтворення термо-ЕРС вільних кінців з похибкою, що не перевищує  $0,05^\circ\text{C}$  в діапазоні  $-10 - 60^\circ\text{C}$ .

7. Запропоновані структурно-схемні рішення та аналіз параметрів сигнальних перетворюючів терморезистивних та термоелектричних сенсорів показав, що для реалізації нового покоління сенсорів термічного аналізу, зокрема, на принципах функціонального інтегрування, необхідно розширити наукові та прикладні дослідження в напрямку твердотільної електроніки, зокрема, як це буде показано в подальших розділах дисертаційної роботи, з використанням компонентів на транзисторних структурах, сенсорах магнітного поля, оптичних перетворювачах та перетворювачах ємнісного типу.

## РОЗДІЛ 3

### БАЗОВІ РІШЕННЯ ФУНКЦІОНАЛЬНО-ІНТЕГРОВАНИХ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ

#### 3.1 Концепція функціонального in-situ інтегрування у сенсорах термічного аналізу

Оскільки використання терморезистивних та термоелектричних перетворювачів в сенсорах термічного аналізу має певні обмеження, то у відповідності до передумов описаних у розділі 1 дисертаційної роботи формується концепція побудови функціонально інтегрованих сенсорів термічного аналізу на основі транзисторних структур та багатофункціональних сигнальних перетворювачів [175, 214].

Під функціональним інтегруванням розуміється можливість використання однієї і тієї ж мікроелектронної структури для:

- керованого нагріву досліджуваного зразка чи середовища відповідно до заданого алгоритму модуляції теплового потоку;
- вимірювання температури досліджуваного зразка чи різниці температур між досліджуваним та опорним зразками;
- вимірювання зміни оптичних, магнітних чи механічних характеристик досліджуваного зразка в процесі модуляції його температури.

В узагальненому вигляді вимірювальний перетворювач сенсорів термічного аналізу з функціональним in-situ інтегруванням (рис. 3.1) реалізується чотирма взаємопов'язаними процесами [215]:

- активації теплових процесів (керованого нагріву –  $A_Q$  (Actuation of Q));
- вимірювання температури -  $M_T$  (Measurement of Temperature);
- активації фізичного впливу на об'єкт дослідження, зокрема формування світлового випромінювання, магнітного поля чи механічного напруження -  $A_P$  (Actuation of Physical influence – light radiation, magnetic field, mechanical stress);

- вимірювання результату дії фізичного впливу на об'єкт дослідження -  $M_P$  (Measurement of Physical influence).

Термін «in-situ» використано за аналогією до вимірювання параметрів безпосередньо в об'єкті дослідження, зокрема живому організмі, чи калібрування сенсора без його виймання з об'єкта вимірювання. В даному разі під терміном «in-situ» будемо розуміти здатність сенсора термічного аналізу формувати кероване нагрівання  $A_Q$  та вимірювання температури  $M_T$  без використання традиційних нагрівників. Таке кероване тепловиділення та вимірювання температури реалізується за допомогою єдиного компонента, що може забезпечити вищезгадані процеси формування  $A_P$  та вимірювання параметрів  $M_P$  фізичного впливу [215].

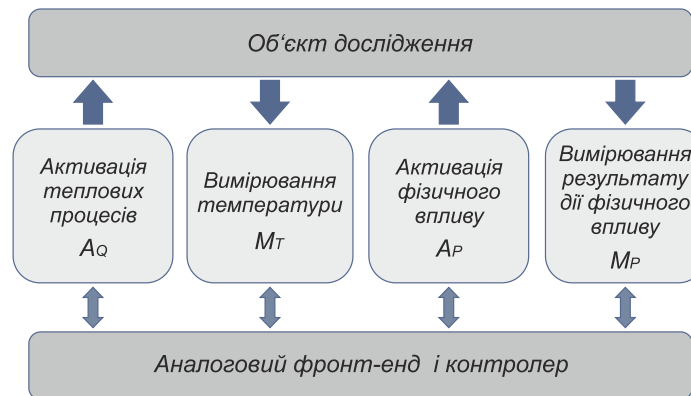


Рис. 3.1. Узагальнене представлення функціонально інтегрованого вимірювального перетворювача сенсорів термічного аналізу

Керування процесами з функціональним in-situ інтегруванням здійснюється сигнальним перетворювачем, який типово містить аналоговий фронт-енд (Analog Front-End) та контролер (Controller). Цей сигнальний перетворювач є невід'ємним компонентом сенсора термічного аналізу, адже алгоритм керування процесом вимірювання є набагато складнішим, ніж це має місце в традиційних монофункціональних сенсорах. У даному контексті під складністю розуміють власне не інтегрування різних сенсорів в єдиний модуль, а реалізацію нових функцій вимірювального перетворення на основі традиційних актюаторів та сенсорів світлового випромінювання, магнітного поля, механічного напруження тощо.

Для реалізації концепції функціонального in-situ інтегрування сенсорів термічного аналізу, здебільшого калориметричних сенсорів сучасних типів – DSC, MTDSC, MSDSC, Flash DSC тощо, пропонуються підходи на основі широкого ряду транзисторних структур: біполярних та польових транзисторах, зокрема, мікропотужних інтегральних транзисторах та потужних транзисторах зі зустрічно-смуговою топологією, мультитранзисторних матрицях, складених транзисторних структурах, зокрема, спарених транзисторах Дарлінгтона, інтегральних рішень типу «біполярний транзистор з ізольованим затвором» (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT), транзисторних структурах сенсорів фізичних величин, зокрема, магнітотранзисторах, фототранзисторах тощо [175].

Запропонована концепція забезпечує декілька принципово важливих переваг.

По-перше, реалізація сенсорів термічного аналізу, і зокрема, мікрокалориметрів, на транзисторних структурах, що заміняють резистивні нагрівачі та сенсори температури на терморезисторах чи термопарах в традиційних (серійних) пристроях калориметрії, є передумовою подальшого прогресу в актуальних задачах мінімізації чутливих елементів, а також зменшенні маси досліджуваних біопроб.

По-друге, реалізація чутливих елементів (первинних перетворювачів) сенсорів термічного аналізу відповідає критеріям сумісності з технологіями твердотільної мікроелектроніки, концепції «Лабораторія на Чипі», а відтак робить можливим інтегрування в єдиному кристалі чутливих елементів (матриці чутливих елементів) та сигнальних перетворювачів.

По-третє, використання конструктивно технологічних базисів сучасних твердотільних інтегральних схем розширює можливості параметричної гнучкості. Так, при використанні ізоляції елементів зворотно-зміщеними р-п переходами забезпечується висока теплопровідність активної частини вимірювального перетворювача (теплопровідність кремнію є достатньо високою – в межах 84-126 Вт/(м·К) при 25°C), що оптимально задовольняє вимогам модуляційної ДСК з періодичний швидким нагрівом та охолодженням.

Натомість, при ізоляції MEMs, зокрема, мембранними структурами теплопровідність між активною частиною вимірювального перетворювача та корпусом (зовнішнім середовищем) зменшується на три – чотири порядки, що є актуальним для калориметричних вимірювань з ізоляцією від зовнішнього середовища.

I, по-четверте, функціональне інтегрування з використанням магнітотранзисторів чи фототранзисторів чи іонно-селективних транзисторів забезпечує, як вищезгадані переваги мініатюризації, так і розширення функціональності, що базується на поєднанні термічних та нетермічних методик дослідження.

Важливе значення має взаємне розміщення транзисторної структури та досліджуваної речовини, а також, співвідношення їх розмірів (рис. 3.2). Так, транзисторна структура може слугувати столиком для досліджуваної речовини (рис. 3.3. а, рис. 3.3. б) чи зондом, який встромляється (занурюється) в речовину (рис. 3.3. в) [216].

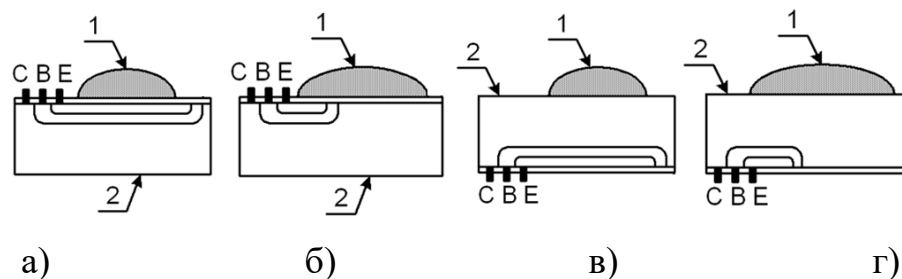


Рис. 3.2. Взаємне розміщення досліджуваного зразка (1) та транзисторної структури (2)

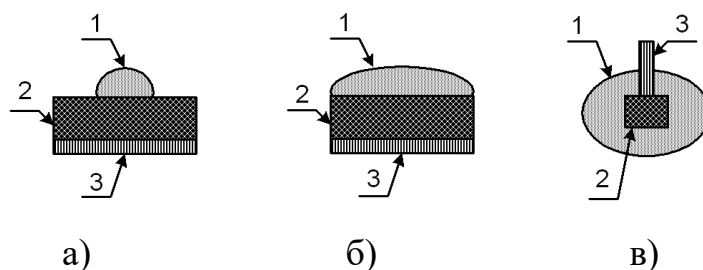


Рис. 3.3. Співвідношення розмірів вимірювального перетворювача:

1 – досліджуваний зразок; 2 – транзисторна структура; 3 – тримач-радіатор

Задача розроблення вимірювальних перетворювачів сенсорів термічного

аналізу з функціональним *in-situ* інтегруванням особливо актуальна в органічній електроніці, на технологіях якої в даний час реалізуються органічні світловипромінювальні структури (OCBC, Organic Light Emitted Diode (OLED)) з унікальними спектральними характеристиками, органічні фотосенсори, органічні транзистори тощо. Органічна електроніка, з одного боку, доволі просто дозволяє реалізувати інтегровані структури «OCBC – транзистор - фотоприймач», а з іншого боку, її подальший розвиток ставить завдання створення нових інструментальних засобів параметричної характеристики матеріалів. Новизна цих засобів полягає в необхідності проводити параметричну характеристику органічних матеріалів – дослідження їх випромінювальних чи фоточутливих властивостей, зокрема, температурного та часового дрейфу – як це вже було сформульовано, з вбудованою *in-situ* функціональністю. Іншими словами, характеристика досліджуваного органічного матеріалу та структур на його основі повинна проводитись засобами, які є інтегрованими в досліджуваний матеріал чи технологічний процес його виготовлення.

Такі ж завдання характерні і для параметричної характеристики органічних матеріалів при розробленні нового покоління транспортерів на магнітних наночастинках для медицини, а відтак і методи термічного аналізу властивостей синтезованих на їх основі біокомплексів [179-180].

Очевидною перевагою сенсорів термічного аналізу з функціональним *in-situ* інтегруванням є мініатюрність та здатність проводити параметричний аналіз гранично малих об'ємів досліджуваних речовин з їх розміщенням безпосередньо на напівпровідникових структурах, зокрема p-n переходах оптопар чи сенсорів магнітного поля. Розмір таких структур може бути як завгодно малим - від декількох мікрометрів (у фоточутливих 2D матрицях) і до декількох міліметрів (у типових фотодіодах та світлодіодах великої потужності, холлівських сенсорах магнітного поля, магнітотранзисторах тощо).

Розглянемо характерні приклади таких функціонально інтегрованих



вимірювальних перетворювачів.

Так, на рис. 3.4 наведено спрощене представлення функціонально інтегрованого вимірювального перетворювача на оптопарі, що включає RGB LED - триколірний RGB (Red-Green-Blue) світлодіод LED (Light Emitted Diode), фотосенсор, зокрема, фоторезистор, фотодіод чи фототранзистор. Новизною запропонованого рішення в даному прикладі є забезпечення алгоритму керування такими компонентами оптопари, в результаті реалізації якого формуються всі вищезгадані процеси – активація та вимірювання параметрів як світлового потоку, так і теплових процесів [217].

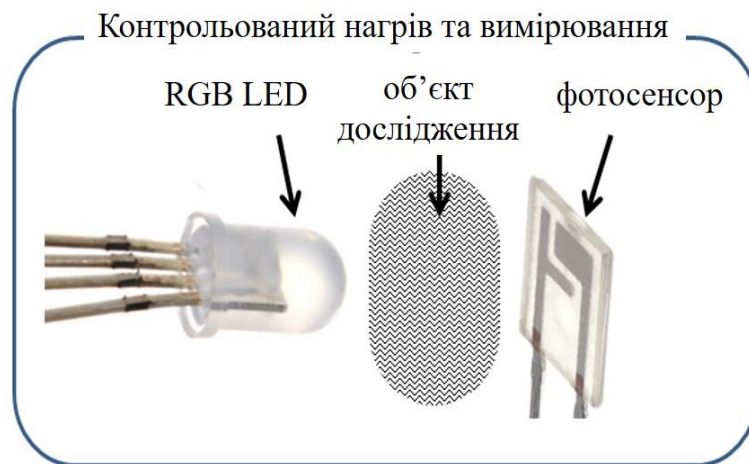


Рис. 3.4. Функціонально інтегрований термооптичний вимірювальний перетворювач

Реалізація функціонально інтегрованих термооптичних вимірювальних перетворювачів передбачає вирішення наступних задач:

- визначення компонентів оптопари, які будуть використовуватися для керованого нагріву та вимірювання температури;
- розроблення алгоритму керування функціонально-інтегрованим вимірювальним перетворювачем, зокрема, керування циклічними переходами між вимірюванням оптичних параметрів досліджуваної речовини, вимірюванням температури та керованим нагрівом;
- оптимізації режимів функціонування та конструкції такого перетворювача.

Відзначимо, що нагрів та вимірювання температури може здійснюватися,

як одним з компонентів оптопар, так і обома її компонентами - світловипромінювальними чи фоточутливими. При цьому очевидно, що для реалізації керованого нагріву та вимірювання температури пріоритетність мають світловипромінювальні компоненти оптопар – світлодіоди. Світлодіодам, і особливо потужним світлодіодам, властивий їх самонагрів струмом живлення. При цьому вимірювання температури здійснюється тим же світлодіодом, використовуючи наперед відкалібровану температурну залежність його прямої вольт-амперної характеристики. Відтак, алгоритм керування світлодіода має передбачати вищезгадані циклічні переходи між трьома режимами - випромінюванням наперед заданого світлового потоку, вимірюванням температури та керованим нагрівом з аналоговою чи широтно-імпульсною модуляцією теплової потужності. Значення струму світлодіода у цих трьох режимах циклічно перемикається та змінюється відповідно до розробленої програми термооптичних досліджень.

Керований нагрів та вимірювання температури може здійснюватися і фоточутливими компонентами оптопар – фоторезисторами, фотодіодами або фототранзисторами. Зокрема, вимірювання світлового потоку, керований нагрів та вимірювання температури на основі фотодіодної структури здійснюється шляхом її циклічного перемикавання зі зворотної ділянки вольт-амперної характеристики (вимірювання світлового потоку) в пряму ділянку (нагрів та вимірювання температури). Важливим критерієм вибору та оптимізації вищезгаданих режимів роботи компонентів оптопар є точність вимірювання температури з врахуванням, наявних в зоні розміщення досліджуваної речовини, градієнтів температури. Відтак вимірювання температури обома компонентами оптопар - світловипромінювальним та фоточутливим з подальшим розрахунком параметрів температурного поля забезпечує вищу точність термооптичних досліджень.

Пріоритетною галуззю використання інтегрованих перетворювачів на основі оптопар є дослідження параметрів матеріалів, верхня гранична межа температурного діапазону яких не перевищує 120 °С. Ця межа обумовлена

граничною температурою функціонування напівпровідникових світлодіодів, фотодіодів, фототранзисторів тощо. В окремих випадках температурний діапазон можна розширити, використовуючи високотемпературні напівпровідники та відповідні конструктивні матеріали.

Інший характерний приклад функціонально-інтегрованого вимірювального перетворювача сенсора термічного аналізу наведений на рис. 3.5. Цей перетворювач з in-situ нагрівом та вимірюванням температури призначений для дослідження термомагнітних властивостей речовин. В його склад входять котушка активації магнітного поля (Magnetic field coil actuator), об'єкт дослідження (Medium), сенсор магнітного поля (Magnetic field sensor). Сенсорами магнітного поля, які розміщені всередині котушки, можуть бути елементи Холла, розщеплені холлівські структури, магніторезистори, магнітодіоди чи магнітотранзистори [218-221].



Рис. 3.5. Функціонально інтегрований термомагнітний вимірювальний перетворювач

Методика дослідження термомагнітних властивостей, зокрема вкритих органічною оболонкою наночастинок, полягає у вимірюванні зміни магнітного поля в зоні розміщення досліджуваної речовини під дією температури та сформованого котушкою магнітного поля. При цьому керований нагрів та вимірювання температури може здійснюватися і котушкою, і сенсором магнітного поля.

### 3.2 Узагальнені представлення термоциклів інтегрованих сенсорів термічного аналізу

У загальному випадку транзисторні перетворювачі інтегрованих сенсорів термічного аналізу можуть функціонувати в неперервному та імпульсному циклічному режимах роботи. Є очевидним, що реалізація концепції функціонального інтегрування з поєднанням керованого нагріву та вимірювання температури в неперервному режимі є проблематичною. Ще більш проблематично інтегрувати функції вимірювання нетеплових параметрів, зокрема магнітного поля (для магніто-транзистора), оптичного випромінювання (для опто-транзистора) чи рН - кислотно-лужного балансу (для іонно-селективного транзистора). Відтак ефективна реалізація функціонально інтегрованих сенсорів термічного аналізу можлива лише з використанням імпульсних циклічних режимів керування транзисторними структурами первинного перетворювача.

Розглянемо два узагальнені варіанти термоциклів, в яких відбувається керований імпульсний нагрів транзисторних перетворювачів та вимірювання їх температури [222]. Перший з них передбачає керування температурним режимом шляхом модуляції амплітуди імпульсів струму транзисторів при фіксованій тривалості цих імпульсів, а другий - модуляції тривалості імпульсів при фіксованій амплітуді струму. Напруга живлення транзисторних каскадів вважається сталою.

У кожному з цих узагальнених варіантів можливі певні різновиди. Так, на рис. 3.6 розглянуто два різновиди – без (а) та з (б) тактом паузи, в якому струм транзистора рівний нулю. Прийнято наступні умовні позначення:  $I_Q$  – струм такту нагріву;  $\tau_Q$  – тривалість такту нагріву;  $I_T$  – струм такту вимірювання температури;  $\tau_T$  – тривалість такту вимірювання температури;  $T$  – період тактів;  $\tau_R = T - \tau_T$  – тривалість остигання;  $\text{var}$  – керована амплітуда чи керована тривалість модуляції нагріву. Струмом такту нагріву  $I_Q$  відповідно до вимог зміни температури можна керувати в широких межах – від міліампер до

одиниць Ампер. Струм такту вимірювання температури  $I_T$  є сталою величиною і типово не перевищує одиниць міліампера.

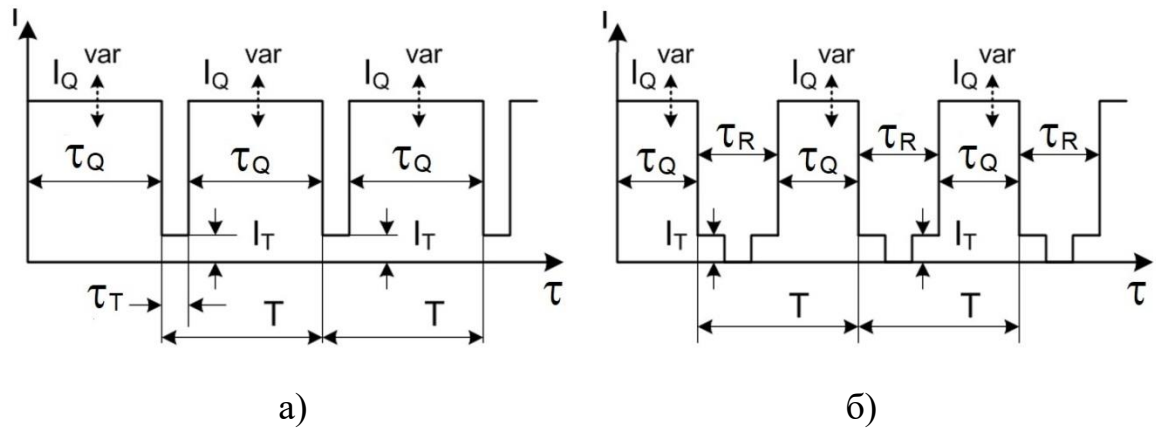


Рис. 3.6. Часові епюри термоциклів при модуляції амплітудою імпульсів нагріву

Другий узагальнений варіант (при фіксованій амплітуді струму  $I_Q$ ) реалізується модуляцією тривалості імпульсів нагрів  $\tau_Q$  при сталому періоді  $T$  (рис. 3.7, а) чи модуляцією тривалості періоду  $T$  при фіксованій тривалості  $\tau_Q$  (рис. 3.7, б). Тут також можливі різновиди з та без тактів паузи.

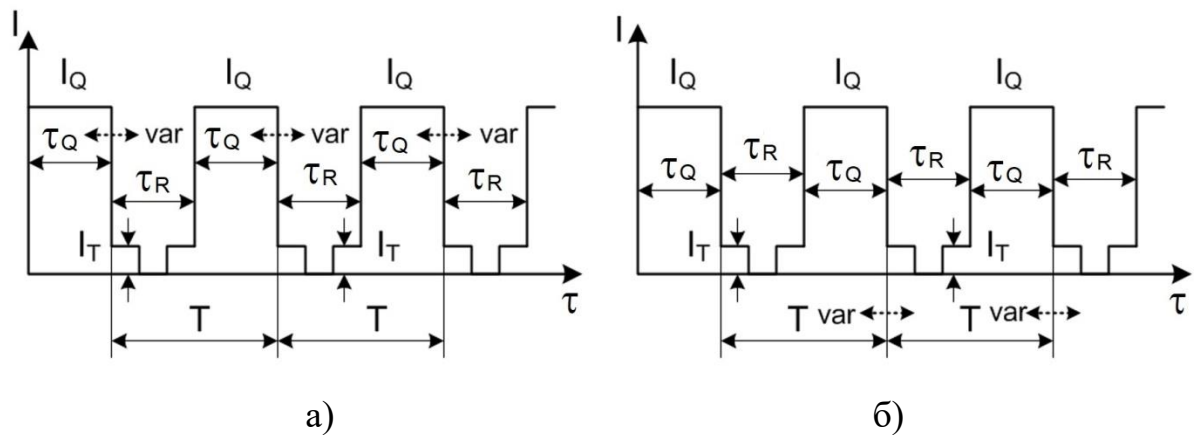


Рис. 3.7. Часові епюри термоциклів при модуляції тривалістю імпульсів нагріву

Для реалізації концепції функціонального інтегрування на основі магнітотранзисторів, оптотранзисторів чи іонно-селективних транзисторів, крім циклів нагріву, вимірювання температури та паузи, необхідно використовувати цикли вимірювання відповідних нетеплових параметрів (магнітного поля, світлового потоку чи рН).

Циклічні режими роботи формуються відповідними комбінаціями можливих трьох станів інтегрованих перетворювачів: розігрівання структури перетворювача струмом  $I_Q$ , вимірювання температури перетворювача при струмі  $I_T$  та вимірювання нетеплових параметрів при струмі  $I_M$ .

Залежно від способу забезпечення циклічного режиму роботи сенсорів термічного аналізу на інтегрованих перетворювачах останні можна класифікувати за трьома основними групами: ST1 – сенсори з фіксованою тривалістю тактів вимірювального перетворення; ST2 – сенсори з фіксованою тривалістю періоду вимірювань; ST3 – сенсори із заданим гістерезисом температури стабілізації. Розглянемо найхарактерніші алгоритми циклічних переходів вимірювального перетворення [175].

Сенсори з фіксованою тривалістю такту ST1 можуть реалізовуватися з використанням одного з наступних шести алгоритмів: ST1.1 – ST1.6.

Перші чотири з них ST1.1 – ST1.4 реалізуються фіксованою тривалістю паузи між імпульсами розігрівання. Вимірювання температури здійснюється під час імпульсу розігрівання амплітудою  $I_Q$ , тобто струм розігрівання та струм, при якому визначається температура перетворювача, збігаються:  $I_T = I_Q$ . Перехід у наступний такт – вимірювання фізичної величини чи охолодження (паузи) відбувається при досягненні температурою заданого значення. Після завершення фіксованої тривалості паузи відбувається незалежний від значення температури перехід до імпульсу розігрівання. При цьому можливі варіанти:

ST1.1 – вимірювання нетеплових параметрів відбувається під час такту  $t_M$  на початку кожного імпульсу розігрівання при струмі через перетворювач  $I_M = I_Q = I_T$ . При досягненні температурою заданого значення відбувається повне вимкнення кола перетворювача на фіксовану тривалість паузи з подальшим незалежним переходом до імпульсу розігрівання.

ST1.2 – вимірювання нетеплових параметрів відбувається під час такту  $t_M$  при досягненні температурою заданого значення та збереженні струму розігрівання через перетворювач  $I_M = I_Q = I_T$ . При завершенні фіксованих

значень тривалостей  $\tau_M$  та паузи, при якій коло перетворювача вимкнено, незалежний перехід до імпульсу розігрівання.

ST1.3 – вимірювання нетеплових параметрів відбувається під час такту  $\tau_M$ , що збігається з фіксованою тривалістю паузи, при якій струм через перетворювач набуває значення  $I_M$ . Перехід до такту  $\tau_M$  при досягненні температурою заданого значення. Зниження температури перетворювача при струмі  $I_M$  та незалежний перехід до імпульсу розігрівання відбувається після завершення такту  $\tau_M$ .

ST1.4 – вимірювання нетеплових параметрів відбувається під час такту  $\tau_M$ , що здійснюється при досягненні температурою заданого значення після завершення імпульсу розігрівання та переходом струму до величини  $I_M$ . Після завершення такту  $\tau_M$  - перехід до паузи фіксованої тривалості з подальшим переходом до імпульсу розігрівання.

Два наступні алгоритми - ST1.5 та ST1.6 - реалізуються фіксованою тривалістю імпульсу розігрівання. Вимірювання температури відбувається під час паузи, в якій струм через перетворювач набуває значення  $I_T$ . Перехід до такту вимірювання чи імпульсу розігрівання відбувається при зниженні температури до заданого значення. При цьому можливі варіанти:

ST1.5 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається при струмі розігрівання  $I_M = I_Q$  впродовж усієї тривалості імпульсу розігрівання.

ST1.6 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається під час частини паузи  $I_M = I_T$  при зниженні температури до заданого значення. Після завершення такту вимірювання  $\tau_M$  відбувається незалежний перехід до імпульсу розігрівання.

При цьому необхідно відзначити, що тривалість імпульсів розігрівання чи пауз між ними повинні бути значно коротшими, ніж час теплової релаксації інтегрованого інтегрованого сенсора термічного аналізу. Відтак зміна температури під час одного циклу є мінімальною. У разі фіксованої тривалості

імпульсів розігрівання перехід у встановлений температурний режим має місце після проходження декількох десятків - сотень імпульсів.

Аналогічно до вищезгаданих сенсори з фіксованою тривалістю періоду вимірювань групи ST2 також можуть реалізовуватися з використанням одного з шести алгоритмів: ST2.1 – ST2.6. Перші чотири з них ST2.1 – ST2.4 передбачають, що вимірювання температури здійснюється під час імпульсу розігрівання з переходом у наступний такт періоду після досягнення температурою заданого значення або після завершення тривалості періоду. При цьому можливі варіанти:

ST2.1 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається на початку періоду під час імпульсу розігрівання  $I_M = I_Q = I_T$ . Після досягнення температурою заданого значення відбувається вимкнення кола живлення перетворювача з подальшим переходом до розігрівання на початку наступного періоду.

ST2.2 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається на початку періоду при струмі  $I_M$ . Після завершення часу  $\tau_M$  відбувається перехід до імпульсу розігрівання із струмом  $I_Q = I_T$  та, після досягнення температурою заданого значення, вимкнення кола живлення перетворювача.

ST2.3 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається під час імпульсу розігрівання після досягнення температурою заданого значення. Після завершення часу  $\tau_M$  відбувається вимкнення кола живлення перетворювача з подальшим переходом до розігрівання на початку наступного періоду.

ST2.4 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається після досягнення температурою заданого значення та переходу до струму  $I_M$ . Після завершення часу  $\tau_M$  відбувається вимкнення кола живлення перетворювача.

Два наступні алгоритми – ST2.5 та ST2.6 – передбачають вимірювання нетеплових параметрів та температури перетворювача з переходом у наступний такт циклу після зниження температури до заданого значення. При цьому можливі варіанти:



ST2.5 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається на початку періоду при струмі  $I_M = I_T$ . Після завершення часу  $\tau_M$  та зниження температури до заданого значення відбувається перехід до імпульсу розігрівання з подальшим вимкненням розігрівання із завершенням періоду.

ST2.6 - вимірювання нетеплових параметрів відбувається при струмі  $I_M = I_T$  під час зниження температури до заданого значення. Після завершення часу  $\tau_M$  відбувається перехід до імпульсу розігрівання з подальшим вимкненням розігрівання із завершенням періоду.

Характерними особливостями алгоритмів забезпечення циклічного режиму сенсорів групи ST2 є: можливість незалежної синхронізації процесу вимірювання пристроєм керування, наприклад, мікропроцесором, та можливість проведення процесу вимірювання із фіксованим періодом.

На відміну від вищезгаданих груп ST1, ST2, процес термостатування сенсорів із заданим гістерезисом температури стабілізації групи ST3 не визначається часовими інтервалами. Алгоритми забезпечення циклічного режиму роботи «стабілізація температури – вимірювання» передбачають неперервне вимірювання температури і відповідне перемикання між режимами розігрівання та охолодження. При цьому в кожному з режимів необхідна стабілізація струму через перетворювач, а процес перемикання повинен характеризуватися заданим гістерезисом температури стабілізації. Під час нагрівання температура  $T_1$ , при якій відбувається перехід до наступного такту, повинна бути на задану величину  $\Delta T$  більшою, ніж відповідна температура перемикання  $T_2$  в режимі охолодження. Для забезпечення нормального термостатування перетворювача при зміні температури навколишнього середовища та умов тепловіддачі необхідно забезпечити відношення  $I_{T1}/I_{T2} > (10...100)$ ;  $I_{T1} = I_Q$ .

Залежно від алгоритму функціонування в сенсорах групи ST3 вимірювання нетеплових параметрів передбачається:

ST 3.1 - під час всього процесу розігрівання;

ST 3.2 - на початку процесу розігрівання;

ST 3.3 - в кінці процесу розігрівання;

ST 3.4 - під час всього процесу охолодження;

ST 3.5 - на початку процесу охолодження;

ST 3.6 - в кінці процесу охолодження.

Характерною особливістю алгоритмів ST3.1 та ST3.4 є відсутність часозадаючих елементів, які дещо спрощують структурну реалізацію, однак тривалість процесу вимірювання вхідної величини є невизначеною. Дані алгоритми можуть застосовуватися лише при незначних змінах умов теплопередачі первинного перетворювача, що забезпечується, наприклад, використанням теплоізоляції. При цьому для алгоритму ST3.1 відношення  $I_{T1}/I_{T2}$  повинно бути мінімальним, для ST3.4 - максимальним. У першому випадку це передбачає збільшення тривалості розігрівання, у другому - охолодження, тобто в обох випадках - зменшення пауз між процесами вимірювання вхідної величини.

### **3.3 Параметричний аналіз елементарних транзисторно-резисторних каскадів сенсорів термічного аналізу**

Спершу проведемо аналіз режимів роботи двофункціональних транзисторних перетворювачів, які забезпечують керований нагрів та вимірювання температури. В таких перетворювачах нагрів здійснюється керованою тепловою потужністю, що розсіюється на транзисторі, а вимірювання температури – відповідним вимірюванням одного з температурозалежних параметрів.

У польових транзисторах тепла потужність визначається добутком падіння напруги між витоком та стоком на струм витоку чи стоку. Натомість у біполярних транзисторах тепла потужність визначається добутком падіння напруги між колекторним та емітерним електродами і струму колектора. Однак для біполярних транзисторів такий розрахунок є справедливим лише в першому наближенні без урахування базового струму.

Керування потужністю може здійснюватися модуляцією вищезгаданих напруги чи струмів. При цьому один з цих параметрів – напруга чи струм – в процесі модуляції можуть стабілізуватися або ж в процесі нагріву відбувається зміна і напруги і струму [223-224]. Такий режим роботи має місце в елементарних транзисторно-резисторних каскадах (рис 3.8).

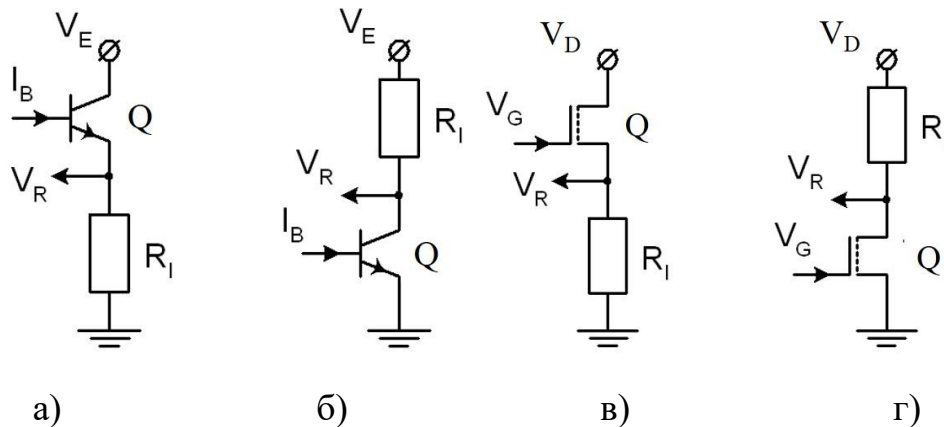


Рис. 3.8. Елементарні транзисторно-резисторні каскади сенсорів термічного аналізу

При стабілізації напруги живлення  $V_E$  керування потужністю нагріву каскадів на біполярних транзисторах здійснюється відповідною зміною базового струму  $I_B$ , а каскадів на польових транзисторах – напруги на затворі  $V_G$ . Резистори  $R_I$  можуть вмикатися в кола емітера (схема зі спільним колектором - а) чи колектора (схема зі спільним емітером - б) для біполярних транзисторів та кола витoku (схема зі спільним стоком - в) чи стоку (схема зі спільним витком - г) для польових транзисторів. Падіння напруги на резисторах  $R_I$  є інформативною величиною струму та перерозподілу напруги між транзистором та резистором.

Практична реалізація модуляції повинна здійснюватися з урахуванням енергетичної ефективності, тобто співвідношення між виділенням теплової потужності на транзисторній структурі (корисна складова) та на елементах керування (паразитна складова). Енергетична ефективність елементарних транзисторно-резисторних каскадів є низькою внаслідок перерозподілу потужності між транзистором та резистором. Типові приклади дослідження

елементарного транзисторно-резисторного каскаду з використанням SPICE моделей наведено на рис. 3.9.а (при  $R_I = 1 \text{ Ом}$ ) та рис. 3.9.б (при  $R_I = 10 \text{ Ом}$ ).

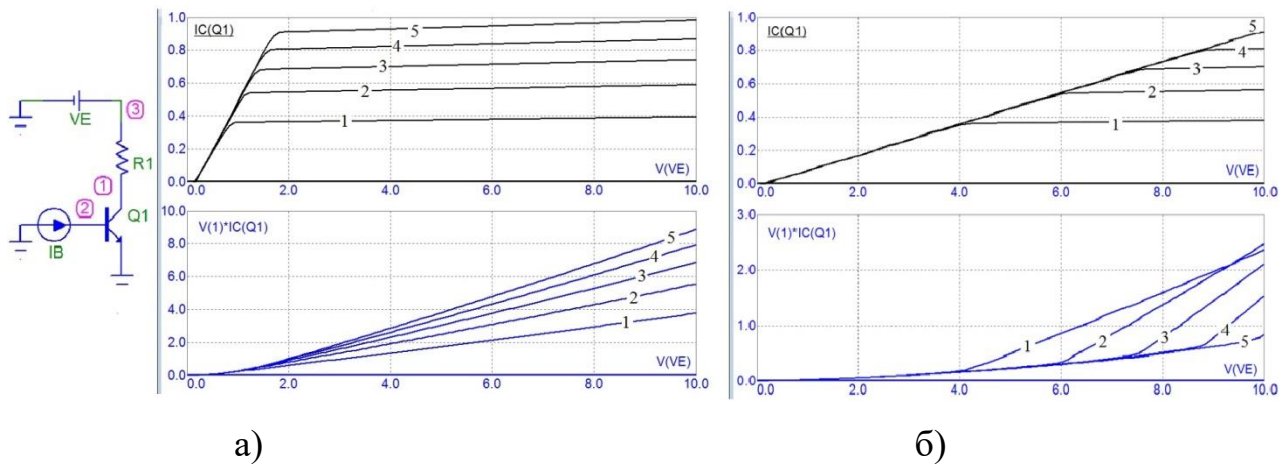


Рис. 3.9. Характеристики транзисторно-резисторного каскаду при  $I_B = 10 \text{ мА}$  (1),  $20 \text{ мА}$  (2),  $30 \text{ мА}$  (3),  $40 \text{ мА}$  (4)  $50 \text{ мА}$  (5) та  $R_I = 1 \text{ Ом}$  (а) і  $R_I = 10 \text{ Ом}$  (б)

Верхні характеристики представляють залежність струму колектора транзистора  $Q1$  –  $I_C(Q1)$  від напруги джерела живлення  $VE$  при струмах бази  $I_B = 10 \text{ мА}$  (1),  $20 \text{ мА}$  (2),  $30 \text{ мА}$  (3),  $40 \text{ мА}$  (4)  $50 \text{ мА}$  (5). Натомість, нижні характеристики при тих же струмах бази представляють залежності теплової потужності розсіювання на транзисторі, яка представлена добутком  $V(1)*I_C(Q1)$ , де  $V(I)$  – колекторна напруга в схемі зі спільним емітером.

Наведені результати досліджень демонструють ряд принципово важливих обставин, які мають місце при використанні елементарних транзисторно-резисторних каскадів у вимірювальних перетворювачах термічного аналізу. По-перше, падіння напруги на резисторі, і особливо при його великих значеннях, обумовлює значний перерозподіл потужності в каскаді, а відтак, його низьку енергетичну ефективність. Зокрема, при  $R_I = 10 \text{ Ом}$  збільшення струму бази не призводить до збільшення потужності, навіть має місце зворотна залежність. По-друге, залежність потужності від струму бази є нелінійною функцією, що обумовлюється падінням коефіцієнту підсилення струму  $\beta = I_C/I_B$  при зростанні струму колектора  $I_C$ . І по-третє, залежність потужності від параметрів схеми

може мати екстремум, в якому ця потужність є максимальною. Демонстрацію прикладу такого екстремуму для транзисторно-резисторного каскаду в схемі зі спільним колектором наведено на рис. 3.10. У такій схемі керування можна здійснювати як струмом бази, так і напругою на базі. Можна бачити що при керуванні напругою бази потужність  $(V(1)-V(3))*IC(Q1)$ , виділена на транзисторі, при збільшенні напруги на базі  $V(VB)$  спочатку збільшується, а потім зменшується. Таким чином, побудова енергоефективних вимірювальних перетворювачів передбачає процедуру параметричної оптимізації схеми.

Вимірювання температури транзисторної структури залежить від її типу. Так, в польових транзисторних структурах вимірювання температури здійснюється з використанням наперед відомих (отриманих в ході калібрування) температурних залежностей падіння напруги між затвором та витоком при фіксованому струмі витоку, або падіння напруги на прямо-зміщених р-n переходах між підкладкою та витоком чи стоком. У біполярних транзисторах інформативною величиною температури є падіння напруги на емітерному чи колекторному р-n переходах при заданому струмі цих переходів. Використання інших температурозалежних параметрів, зокрема струмів насичення р-n переходів чи коефіцієнту підсилення не є доцільним внаслідок суттєвого ускладнення методик вимірювання.

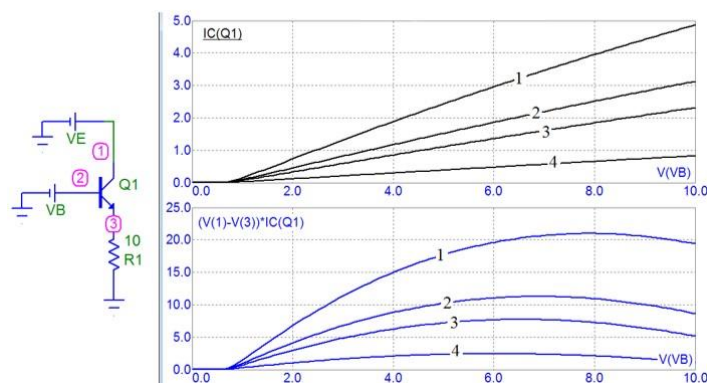


Рис. 3.10. Характеристики транзисторно-резисторного каскаду при  $R1 = 1 \text{ Ом}$  (1),  $2 \text{ Ом}$  (2),  $3 \text{ Ом}$  (3),  $10 \text{ Ом}$  (4) та  $VE = 10 \text{ В}$

На рис. 3.11.а представлені результати експериментальних досліджень температурних залежностей падіння напруги на емітерному р-n переході n-p-n

транзистора типу BC817 при фіксованих значеннях струму:  $I = 0,001 \text{ мА}$ ;  $0,01 \text{ мА}$ ;  $0,1 \text{ мА}$ ;  $1 \text{ мА}$ .

Розраховані на основі цих даних температурні коефіцієнти  $dV/dt$  наведені на рис. 3.11.б. Зокрема, можна бачити, що температурний коефіцієнт приймає від'ємні значення в діапазоні  $dV/dt = -2,1 \dots -1,4 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$ . Має місце зменшення абсолютних значень  $|dV/dt|$  при збільшенні струму. Наведені температурні залежності є типовими для більшості кремнієвих р-п переходів, а тому їх подальший аналіз можна опустити.

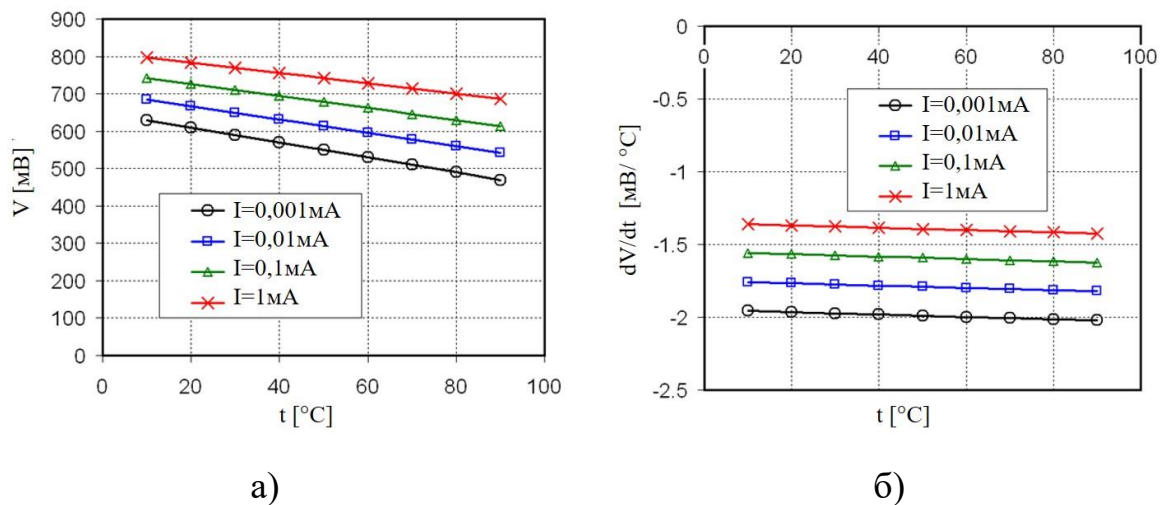


Рис. 3.11. Результати експериментального дослідження температурних залежностей падіння напруги на прямозміщеному емітерному р-п переході п-р-п транзистора (а) та похідні цих залежностей  $dV/dt$  (б)

### 3.4 Кола керування транзисторними перетворювачами

Оптимізація режимів роботи сенсорів термічного аналізу та їх енергоефективності на розглянутих вище елементарних транзисторно-резисторних каскадах є доволі обмеженими. Це пов'язано, як з низькою точністю керування тепловою потужністю, так і значними втратами енергії джерела живлення на резисторах цих каскадів. Розглянемо ряд схемних рішень, що вирішують дану проблему. Основою цих рішень є джерела струму та кола зворотного зв'язку, за допомогою яких формують незалежне керування напругою та струмом кола транзистора.

Приклад взаємно незалежного керування напругою  $V_{CONTR}$  та струмом  $I_{CONTR}$  кола транзистора  $Q$  наведено на рис. 3.12, а. У такій схемі падіння напруги в силовому колі транзистора  $V_E$  визначається лише джерелом напруги живлення  $V_E$  і, при умові відсутності падіння напруги на джерелі струму  $I_{CONTR}$ , є сталим. Практична реалізація такого керування наведена на рис. 3.12, б. Транзистор  $Q$  ввімкнено в коло від'ємного зворотного зв'язку операційного підсилювача ОА, яке підтримує сталю напругу на емітері цього транзистора.

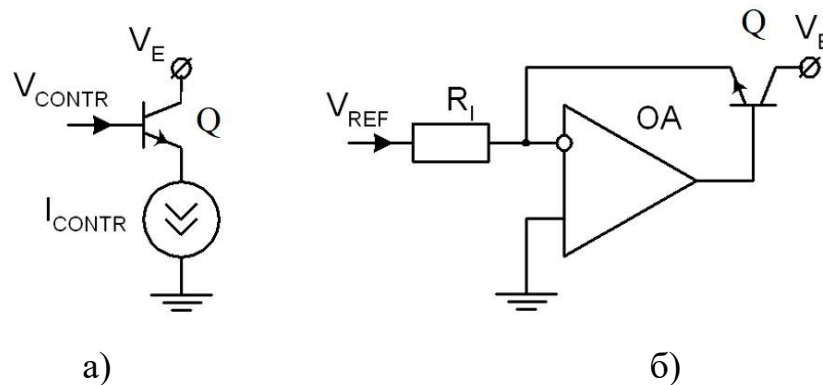


Рис. 3.12. Функціональна (а) та принципова (б) схеми керування транзисторним перетворювачем

Ця напруга в першому наближенні, а саме - без врахування напруги зміщення операційного підсилювача (типово не більше декількох мілівольт), рівна напрузі на його неінвертуючому вході. У даному випадку неінвертуючий вхід під'єднано до нульової шини, а отже, напруга на емітері рівна нулю. Натомість, струм керування  $I_{CONTR}$  визначається вхідним колом  $I_{CONTR} = V_{REF} / R_I$  і є сталою величиною. Таким чином, теплова потужність, що виділяється на транзисторі сенсора термічного аналізу визначається елементарним виразом  $P_Q = V_E I_{CONTR}$ , де  $V_E$  – напруга джерела живлення колекторного кола. Певною проблемою такого рішення є необхідність використання двополярних джерел живлення, що обумовлено зворотною полярністю опорної напруги  $V_{REF}$ .

Розглянемо підходи вирішення цієї проблеми. Перший підхід передбачає використання струмових дзеркал, які забезпечують трансляцію струму керування  $I_{CONTR}$  вхідного кола на транзисторі  $Q1$  у вихідне коло [225-226]. Вихідним колом, яке, властиво, і використовується для керованого нагріву

сенсора термічного аналізу, може бути аналогічний транзистор Q2 (рис. 3.13,а) або матриця таких транзисторів зі взаємно з'єднаними емітерними, колекторними та базовими електродами. При ідентичності всіх транзисторів струмового дзеркала сумарний струм вихідного кола рівний добутку вхідного струму, в даному випадку транзистора Q1, на кількість транзисторів вихідного кола.

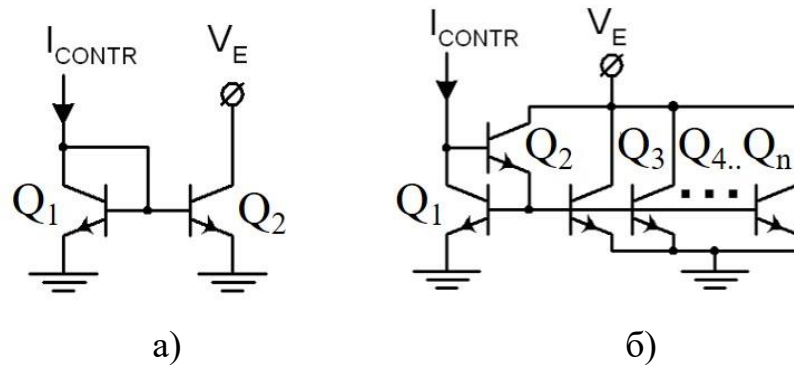


Рис. 3.13. Схеми керування транзисторними перетворювачами з використанням струмових дзеркал

Недоліками такої елементарної схеми струмового дзеркала є: по-перше, похибки трансляції струму, що обумовлені базовими струмами транзисторів, і, по-друге, зайві витрати енергії, що виділяється у вхідному колі. Так, на рис. 3.14 представлено результати модельних досліджень залежності вихідного струму та його нормованих значень схеми елементарного струмового дзеркала при коефіцієнтах підсилення транзисторів:  $\beta = 30$  (1), 100 (2), 300 (3). У відповідності до SPICE синтаксису моделі біполярних транзисторів позначають літерою Q, коефіцієнт підсилення транзисторів  $\beta$  -  $BF$  (Beta Forward), а вхідний струм -  $I(I_{CONTR})$ . Сумарний колекторний струм транзисторної матриці з трьох транзисторів Q2, Q3, Q4 в наведених модельних дослідженнях визначають струмом джерела напруги  $V_E$ , тобто величиною  $I(V_E)$ . Дослідження проводилися для джерела  $V_E$  напругою 5 В.

Враховуючи, що кількість транзисторів вихідного кола становить 3, в ідеалізованому випадку – при безмежно великих значеннях коефіцієнтів підсилення  $BF$  та напруги Ерлі (відсутності ефекту модуляції товщини бази при



зміні колекторної напруги) вихідний струм  $I(V_E)$  повинен бути втричі більшим за вхідний -  $I(V_E) = 3 \cdot I(I_{CONTR})$ . Однак, як показують дослідження, цей вихідний струм суттєво залежить від коефіцієнтів підсилення -  $BF = 30$  (1), 100 (2), 300 (3). Більш наочно такі залежності представлені на нижньому графіку у виді нормованих значень передавальної функції  $K_I = I(V_E)/I(I_{CONTR})$ . Так, при  $BF = 30$  значення  $K_I$  менше 2,6. І, навіть при високих значеннях -  $BF = 300$  значення  $K_I$  становить орієнтовно 2,9.

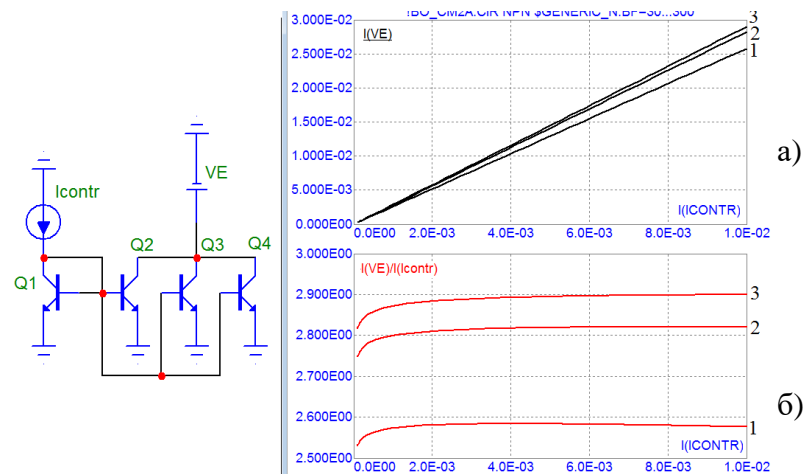


Рис. 3.14. Залежність вихідного струму  $I(V_E)$  (а) та його нормованих значень (б) схеми елементарного струмового дзеркала при  $BF = 30$  (1), 100 (2), 300 (3)

Інше рішення реалізації транзисторного перетворювача сенсора термічного аналізу передбачає використання допоміжного транзистора Q2 (рис. 3.13. б), емітер якого керує базовими колами вхідного Q1 та вихідного Q3, Q4, ... Qn транзисторів. Позитивний ефект досягнуто тим, що, на відміну від попереднього рішення (рис. 3.13, а) сумарний струм базових кіл транзисторів підсилюється, в даному випадку – допоміжним транзистором Q2, а відтак вплив цього сумарного струму базових кіл є мінімізованим. Приклад модельного дослідження такої реалізації модифікованої схеми M1 транзисторного перетворювача представлено на рис. 3.15. Ще вищу точність можна досягти модифікацією M2 (рис. 3.16), в якій колекторне коло транзистора Q2 живиться від допоміжного джерела живлення  $V_a$ .

Можна бачити, що хоч таке рішення пов'язано з використанням допоміжного джерела напруги, а отже є структурно складнішим, підвищення

точності керуванням струмом транзисторного перетворювача сенсорів термічного аналізу є доволі значним – нормовані значення коефіцієнтів передавальної функції знаходяться у вузьких межах  $K_I = 3 \pm 0,01$ .

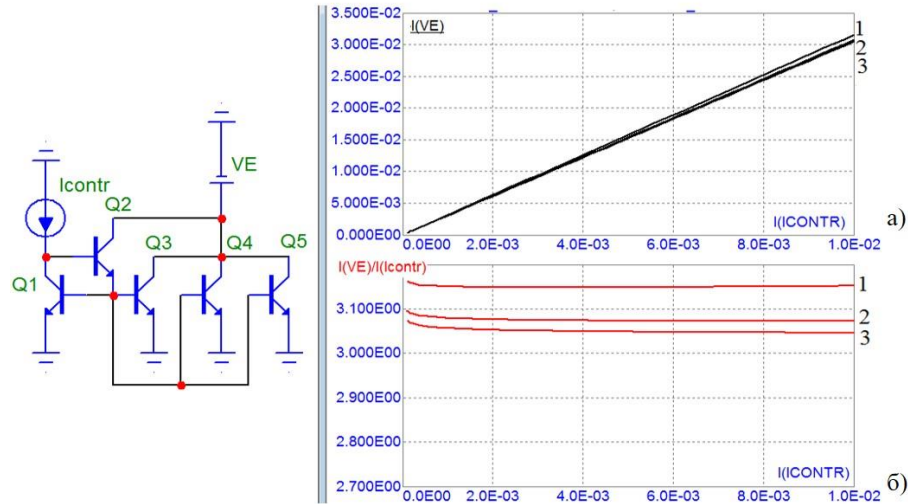


Рис. 3.15. Залежність вихідного струму  $I(VE)$  (а) та його нормованих значень (б) модифікованої схеми М1 струмового дзеркала при  $BF = 30$  (1), 100 (2), 300 (3)

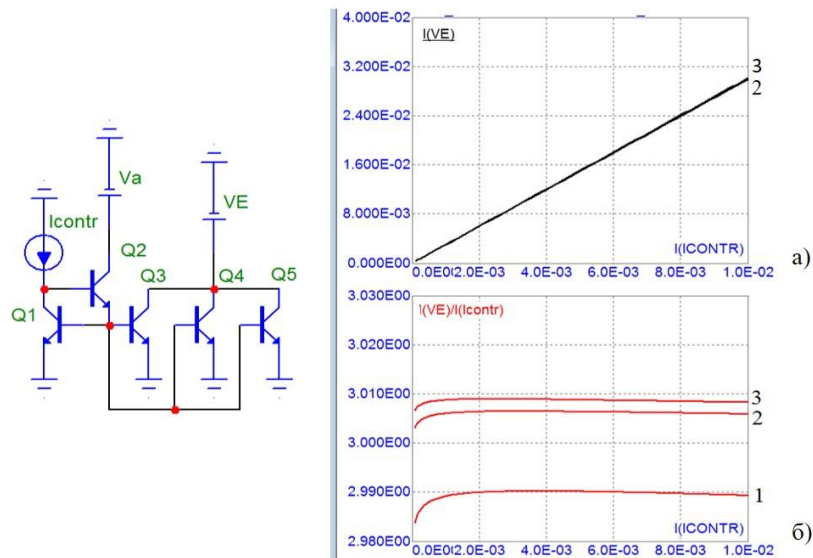


Рис. 3.16. Залежність вихідного струму  $I(VE)$  (а) та його нормованих значень (б) модифікованої схеми М2 струмового дзеркала при  $BF = 30$  (1), 100 (2), 300 (3)

Розглянемо ряд інших універсальних підходів вирішення проблеми необхідності використання двополярних джерел живлення та кількості джерел

живлення загалом [222]. Такі підходи базуються на схемах керування з резистивними колами зворотного відемного зв'язку та операційних підсилювачах. На рис. 3.17 та рис. 3.18 наведені основні рішення таких схем керування з врахуванням способу формування спільної точки вимірювального перетворювача та керуючого джерела опорної напруги, а також, від типу провідності транзисторів.

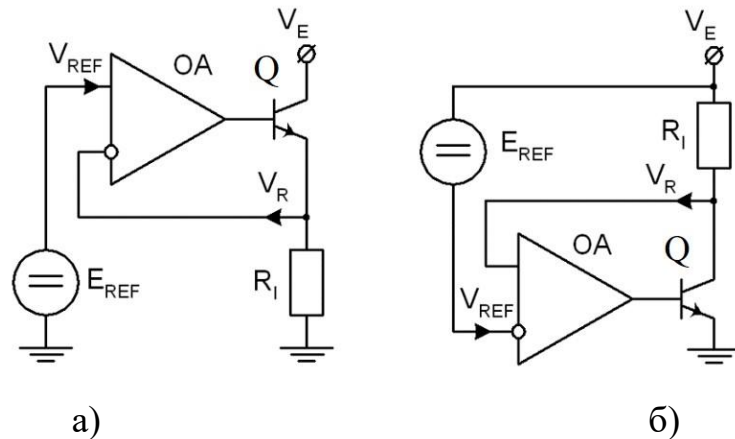


Рис. 3.17. Схеми керування перетворювачами сенсорів термічного аналізу на n-p-n транзисторах

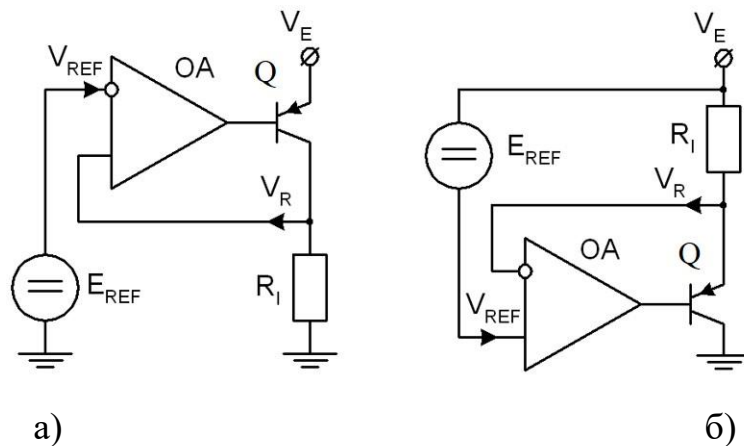


Рис. 3.18. Схеми керування перетворювачами сенсорів термічного аналізу на p-n-p транзисторах

У таких схемах керування джерела опорної напруги  $E_{REF}$  можуть мати спільну точку відносно нульового потенціалу (рис. 3.17. а, рис. 3.18. а) чи потенціалу напруги живлення  $V_E$  (рис. 3.17. б, рис. 3.18. б). Теплова потужність транзисторного перетворювача визначається добутком струму керування  $I = V(E_{REF})/R_I$  (без похибок, що обумовлені обмеженими значеннями

коефіцієнтів підсилення транзисторів) на падіння напруги у вихідному колектор-емітерному колі становить  $V_{CE}(T) = V_E - V(E_{REF})$ . Мінімізація похибок встановлення струму керування таких схем також реалізується використанням польових транзисторів, складених транзисторів, зокрема транзисторів Дарлінгтона чи біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT).

Розглянемо, також, ряд інших модифікацій схем керування транзисторними перетворювачами сенсорів термічного аналізу, що вирішують ряд специфічних задач. Зокрема, на рис. 3.19 наведена модифікована схема, яка поєднує вищезгадані рішення на струмових дзеркалах та операційних підсилювачах.

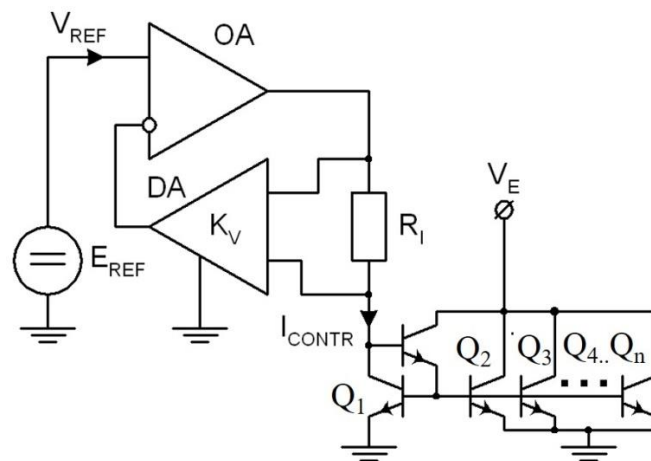


Рис. 3.19. Модифікована схема керування перетворювачами сенсорів термічного аналізу на транзисторній матриці

Крім струмового дзеркала на транзисторах  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 \dots Q_n$  схема містить коло керування, яке виконує функцію високопрецизійного перетворення напруги  $V_{REF}$  джерела  $E_{REF}$  у струм  $I_{CONTR} = V_{REF}/(R_I \cdot K_V)$ , де  $R_I$  – струмозадаючий резистор,  $K_V$  – коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача DA кола зворотного зв'язку. Таким чином, у порівнянні з вищенаведеною (рис. 3.12, б) схемою керування дана модифікована схема, по-перше, не потребує двополярного живлення, і, по-друге, джерело опорної напруги  $V_{REF}$  є розв'язаним відносно струмового кола, забезпечуючи, тим самим, вищу стабільність при модуляції потужності транзисторного перетворювача.

Інше, наведене на рис. 3.20, рішення схеми керування перетворювачами сенсорів термічного аналізу дозволяє сформувати інформативний сигнал температури транзистора Q1 [222]. Керування струмом транзистора є аналогічним до вищезгаданої (рис. 3.17, а) схеми на операційному підсилювачі OA<sub>1</sub>, що перетворює напругу V<sub>REF</sub> в струм I<sub>CONTR</sub> = V<sub>REF</sub>/R<sub>1</sub>. Натомість, інший операційний підсилювач OA<sub>2</sub> з колом від'ємного зворотного зв'язку на резисторах R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> формує напругу V<sub>T</sub>, значення якої є лінійною функцією температурозалежної напруги V<sub>EB</sub> на прямозмщеному база - емітерному р-п переході Q1:

$$V_T = V_{REF} + V_{EB} \left( \frac{R_3}{R_2} + 1 \right)$$

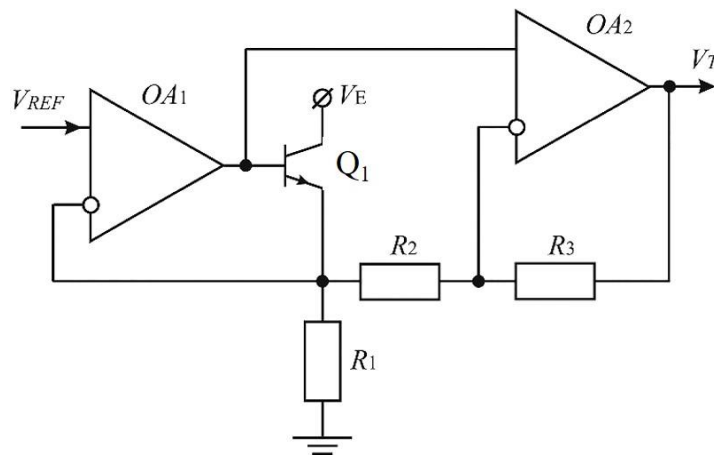


Рис. 3.20. Модифікована схема керування перетворювачами сенсорів термічного аналізу з функцією вимірювання температури транзистора

Перевагою такого рішення є: по-перше, можливість використання однополярного джерела живлення; по-друге, відсутність характерної проблеми щодо обмежень діапазону значень зміни температурозалежного сигналу V<sub>T</sub> (цей сигнал є «піднятим» відносно нульового потенціалу на величину V<sub>REF</sub>); по-третє, можливість керування коефіцієнтом підсилення сигналу, і, по-четверте, простота реалізації.

Результати модельних досліджень даної модифікованої схеми [222] наведено на:

- рис. 2.21 - залежності напруг при зміні опорної напруги V<sub>REF</sub>;

- рис. 2.22 - залежності напруг при зміні температури  $t(^{\circ}\text{C})$ ;
- рис. 2.23 - залежності потужності розігріву транзистора  $P(Q1)$  та опорного резистора  $P(R)$  від опорної напруги  $V_{REF}$ .

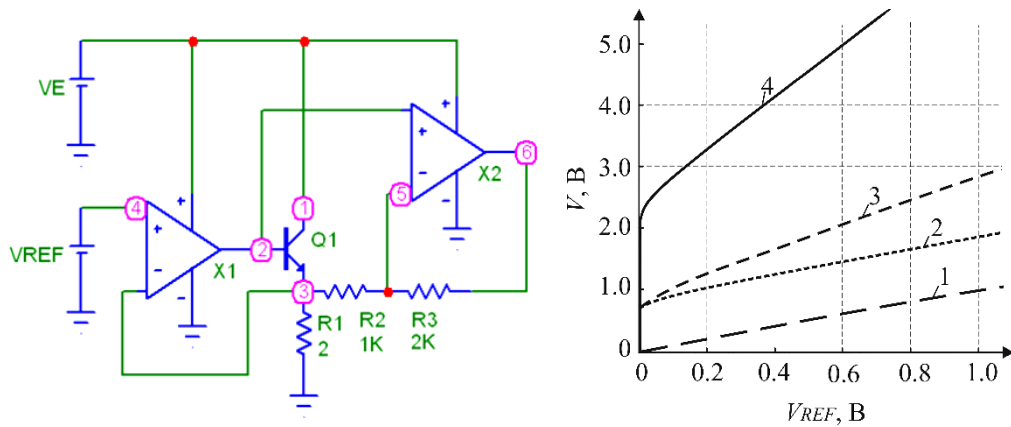


Рис. 3.21. Залежності напруг в модифікованій схемі керування при зміні опорної напруги  $V_{REF}$  у вузлах:  
1 –  $V(3)$ ; 2 –  $V(2) - V(3)$ ; 3 –  $V(3)$ ; 4 –  $V(6)$

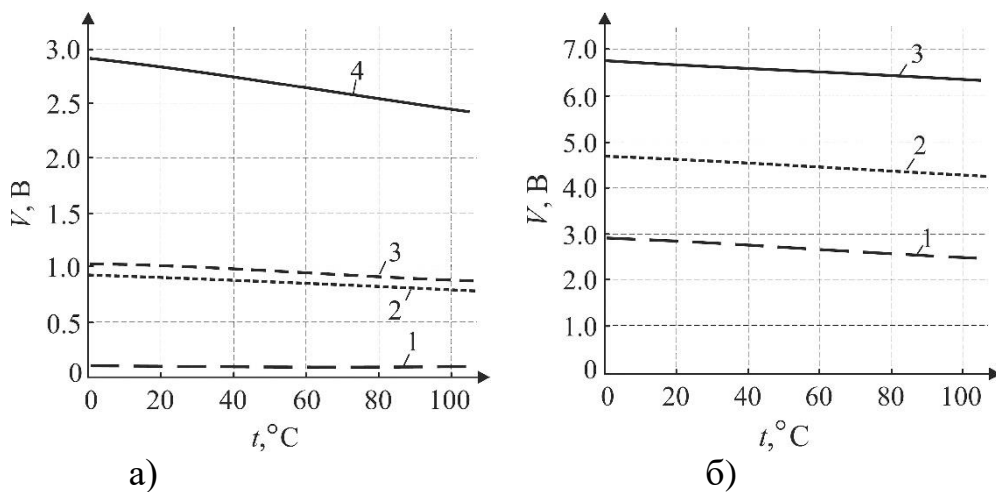


Рис. 3.22. Залежності напруг сигнального перетворювача при зміні температури  $t(^{\circ}\text{C})$ : а – при  $V_{REF} = 0,1$  В у вузлах: 1 –  $V(3)$ ; 2 –  $V(2) - V(3)$ ; 3 –  $V(3)$ ; 4 –  $V(6)$ ; б – у вузлі  $V(6)$  при  $V_{REF}=0,1$  В (1);  $V_{REF}=0,5$  В (2);  $V_{REF}=1,0$  В (3)

Нумерація вузлів, в яких представлені залежності напруг є наступною:  
 $V(3)$  – напруга на струмозадаючому резисторі  $R1$ , яка в ідеальному випадку (при нульовому значенні напруги зміщення операційного підсилювача  $X1$ ) рівна опорній напрузі  $V_{REF}$ ;  $V(2)$  – напруга на базі транзистора;  $V(2)-V(3)$  –

падіння напруги на база-емітерному р-п переході транзистора;  $V(6) = V_T$  – вихідна напруга (інформативний сигнал температури). В даному прикладі при  $R_2 = 1\text{k}$ ,  $R_3 = 2\text{k}$  коефіцієнт підсилення напруги  $V_{EB}$  становить  $(1\text{k} + 2\text{k})/1\text{k} = 3$ , а відтак, коефіцієнт температурної залежності вихідної напруги  $V_T$  становить

$$\frac{dV_T}{dT} = 3 \cdot \frac{dV_{EB}}{dT} \approx 3 \cdot \left( -1,8 \frac{\text{mB}}{\text{°C}} \right) \approx -5,4 \frac{\text{mB}}{\text{°C}}$$

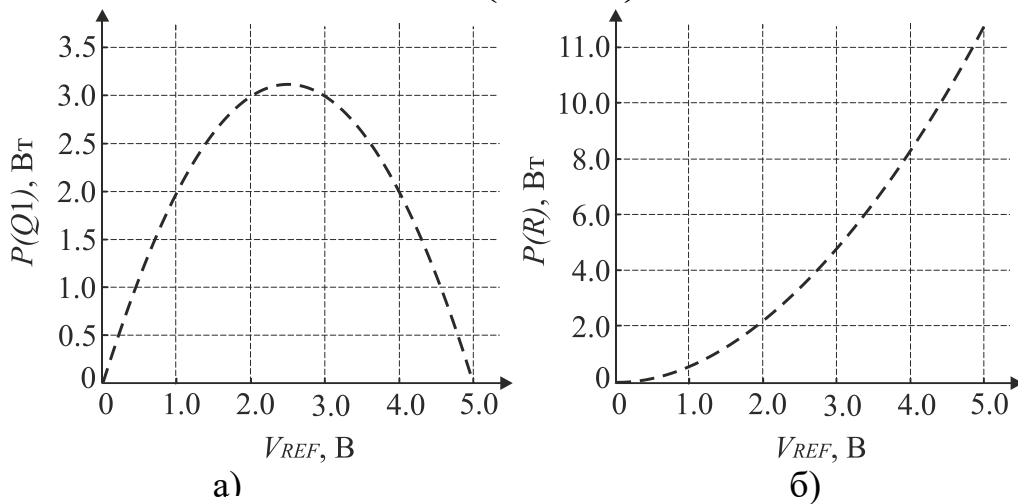


Рис. 3.23. Залежність потужності розігріву транзистора  $P(Q1)$  (а) та опорного резистора  $P(R)$  (б) від опорної напруги  $V_{REF}$

Аналіз отриманих результатів дозволяє провести параметричну оптимізацію схеми та режимів її функціонування. Зокрема, необхідно враховувати наявність екстремуму залежності потужності розігріву транзистора  $P(Q1)$  від опорної напруги  $V_{REF}$  з максимумом 2,5 В, що відповідає половині напруги живлення.

### 3.5 Аналіз розподілу струмів в транзисторних перетворювачах

Коректне використання транзисторів в сенсорах термічного аналізу потребує розуміння та врахування нерівномірності розподілу струмів в структурі транзистора чи перерозподілу струмів між транзисторами в матриці, зокрема струмового дзеркала. При значній нерівномірності струму в структурі транзисторного перетворювача буде спостерігатися градієнт температур, а відтак точність термоаналітичних досліджень буде низькою. Покажемо ряд

важливих підходів в аналізі цієї проблеми.

Основними факторами, що обумовлюють явище паразитного перерозподілу струму в структурі транзистора є, по-перше, певна нестабільність параметрів енергетичного бар'єру емітерного p-n переходу і, по-друге, перерозподіл напруг між вказаним бар'єром та омичними складовими транзисторної структури. Мінімізація впливу першого фактору - нестабільності параметрів енергетичного бар'єру – забезпечується лише відповідною якістю технології виготовлення структури та не розглядається як об'єкт параметричної оптимізації. Натомість, другий фактор – наявність паразитних опорів (омічних складових) пов'язаний з топологією транзисторних структур, а відтак, саме оптимізація топології є ключовою складовою в процесі оптимізації структури транзисторних перетворювачів сенсорів термічного аналізу.

З метою мінімізації впливу омичних складових в сенсорах термічного аналізу, і особливо, при необхідності забезпечити високу потужність розігріву (типово, від 0,2 Вт і більше) та мінімальні градієнти температури, необхідно використовувати топології потужних інтегральних транзисторних структур. На відміну від малопотужних транзисторів (рис. 3.24, а) топологія потужних транзисторів передбачає використання матриці емітерних областей у вигляді довгих вузьких смуг (рис. 3.24, б). На рис. 3.24 прийнято позначення: 1 – підкладка інтегральної структури, 2 – епіксієний шар (слаболегована активна ділянка колектора), 3 – прихований шар (сильнолегована пасивна ділянка колектора), 4 – базові області, 5 – емітерні області, 6 – контактні області колектора. Топологія потужного транзистора з чергуванням вузьких емітерних смуг та контактів до базової області дозволяє мінімізувати паразитний вплив омичних складових базових областей, а відтак, мінімізує паразитне явище витіснення струму на периферію емітерних областей.

З метою оптимізації режимів роботи потужних транзисторних структур, крім вищезгаданого аналізу та вибору оптимального топологічного рішення, проводять детальні модельні дослідження залишкового впливу омичних складових на розподіл струму в таких структурах та їх температурні



характеристики. Насамперед, це стосується дослідження температурних характеристик падіння напруги на база-емітерному переході. Як це вже відзначалося, саме ці характеристики формують інформативні величини температури в сенсорах термічного аналізу.

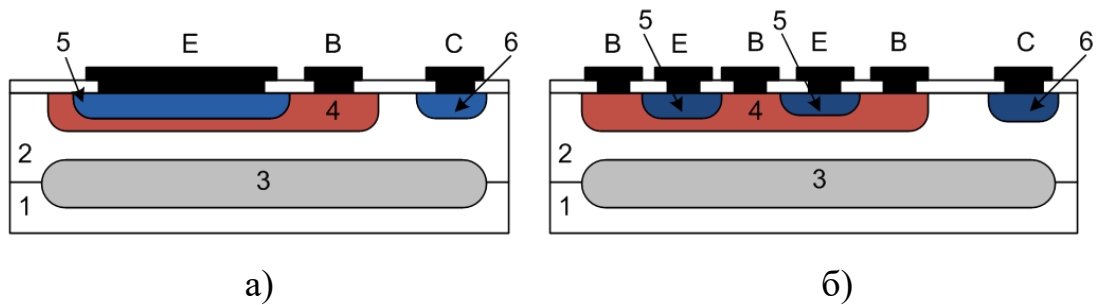


Рис. 3.24. Топології малопотужної (а) та потужної (б) інтегральних транзисторних структур

У загальному представленні ВАХ база-емітерного переходу транзистора з врахуванням паразитного опору представляється залежністю [227]

$$V_{EB} = m\varphi_T \ln \frac{I_E}{I_0} + I_E R_p$$

де:  $V_{EB}$  – падіння напруги на переході;  $m$  – коефіцієнт неідеальності р-п переходу;  $\varphi_T = \frac{kT}{q}$  – температурний потенціал;  $k$  – постійна Больцмана;  $T$  – абсолютна температура;  $q$  – заряд електрона;  $I_E$  – струм через емітер-базовий перехід;  $I_0$  – струм насичення переходу;  $R_p$  – паразитний опір.

У ідеальному випадку при  $R_p \rightarrow 0$  другим доданком можна знехтувати, а відтак, залежність напруги  $V_{EB}$  від логарифму струму  $I_E$  є лінійною функцією. Нахил цієї функції визначають, як коефіцієнт неідеальності  $m$  (в ідеалізованій структурі  $m = 1$ , а в реальних структурах  $m = 1,1 \dots 1,5$ ), так і струм насичення  $I_0$ . В реальних структурах вплив паразитного опору  $R_p$  призводить до викривлення вказаної функції і за цим викривленням можна судити про величину впливу вказаного паразитного опору. Має місце, також, і зміна температурного коефіцієнту падіння напруги на переході, що негативно відображається на точності вимірювання температури.

Ці процеси представлені на прикладі модельного дослідження залежності напруги  $V_{EB}$  від логарифму струму  $I_E$  при зміні температури відносно заданого номінального значення на  $\pm 10^\circ\text{C}$  (рис. 3.25). Крім транзистора Q1 схема досліджень містить джерело струму I1, що задає струм емітера  $I_E$ , резистор RE, опір якого задає паразитну омичну складову транзисторної структури, та ще два джерела напруги - V1, V2, які задають напруги на колекторі та базі. Можна бачити, що отримані функціональні залежності характеризуються двома ділянками, перша з них при струмах  $I_E < 10\text{ mA}$  є лінійною, а друга при  $I_E > 10\text{ mA}$  – нелінійною. Як вже відзначалось саме ця нелінійність свідчить про вплив на вольт-амперну характеристику омичної складової емітерного переходу, а відтак, необхідність більш детального аналізу режиму роботи транзисторного перетворювача сенсора термічного аналізу. Крім вже згаданої нелінійності, із збільшення струму, спостерігається зменшення коефіцієнту температурної залежності напруги  $dV_{EB}/dT$  – при зміні температури  $\pm 10^\circ\text{C}$   $dV_{EB}/dT \approx -2\text{ мВ}/^\circ\text{C}$  при  $I_E = 0,1\text{ mA}$  та  $dV_{EB}/dT \approx -1\text{ мВ}/^\circ\text{C}$  при  $I_E = 100\text{ mA}$ . В свою чергу, це призводить до зменшення точності вимірювання температури транзисторного перетворювача.

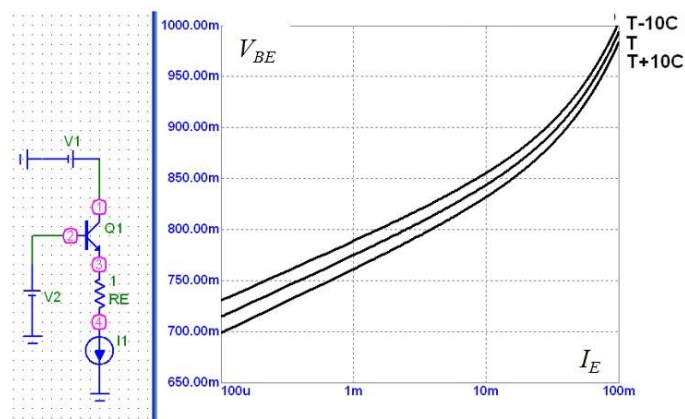


Рис. 3.25. ВАХ база-емітерного переходу транзистора з врахуванням паразитного опору при різних температурах

Наступний етап досліджень передбачає визначення впливу паразитного опору емітерного переходу на розподіл струму в транзисторній структурі, а відтак, впливу такого розподілу на температурні коефіцієнти його

характеристики. Результати модельних досліджень розподілу струму в база-емітерному переході транзистора з врахуванням паразитного опору при різних температурах представлено на рис. 3.26 та рис. 3.27 (в логарифмічному масштабі). Для проведення таких модельних досліджень в схемі використовують два (при необхідності більше) транзистори зі спільними колекторними (вузол 1) та базовими (вузол 2) виводами. Натомість, емітерні виводи під'єднують до резисторів, опори яких відповідають паразитним опорам розподіленої транзисторної структури чи матриці транзисторів.

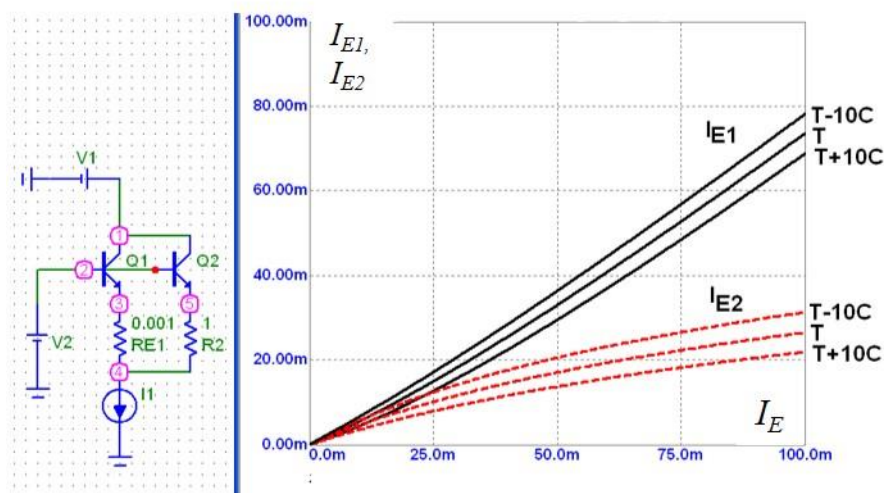


Рис. 3.26. Розподіл струму в база-емітерному переході транзистора з врахуванням паразитного опору при різних температурах

У даному прикладі опір резистора одного з транзисторів задано  $R_E = 0,001$  Ом (наближений до ідеального варіанту), а другого -  $R_E = 1$  Ом (типове значення в інтегральних транзисторах з розподіленою структурою). Можна бачити, що вже при емітерному струмі  $I_E$  в декілька міліампер спостерігається перерозподіл струмів між двома транзисторами, а при  $I_E = 100$  мА струм першого транзистора з  $R_E = 0,001$  Ом приблизно в 2,5 рази перевищує струм другого транзистора з  $R_E = 1$  Ом. Такий значний перерозподіл струмів призводить до градієнту температур в транзисторній структурі, а відтак, в процесі розроблення вимірювального перетворювача сенсора термічного аналізу повинен враховуватись та, по-можливості, бути мінімізованим.

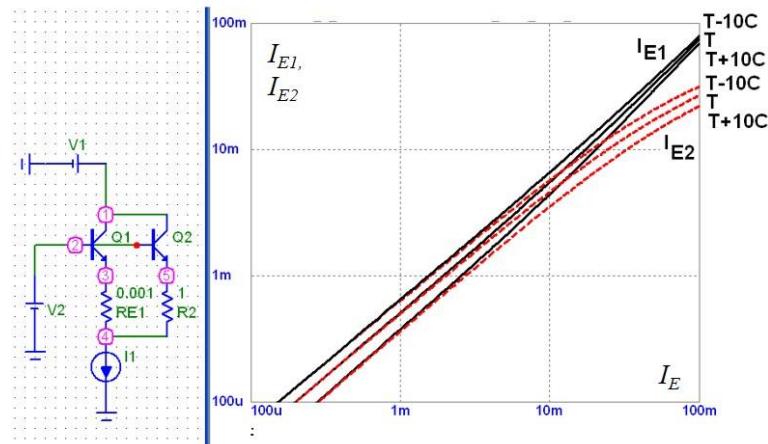


Рис. 3.27. Розподіл струму в база-емітерному переході транзистора з врахуванням паразитного опору при різних температурах (логарифмічна шкала  $I_E$ )

Для цього проводять дослідження температурної залежності ВАХ при наявності градієнту температур (рис. 3.28). За результатами таких досліджень аналізують залежності напруги на база-емітерному переході  $V_{EB}$  від градієнту температур  $dT$ , зокрема, як це показано на рис. 3.29 для двох значень струму  $I_E = 0.1$  мА та  $I_E = 100$  мА при  $dT = \pm 10^\circ\text{C}$ .

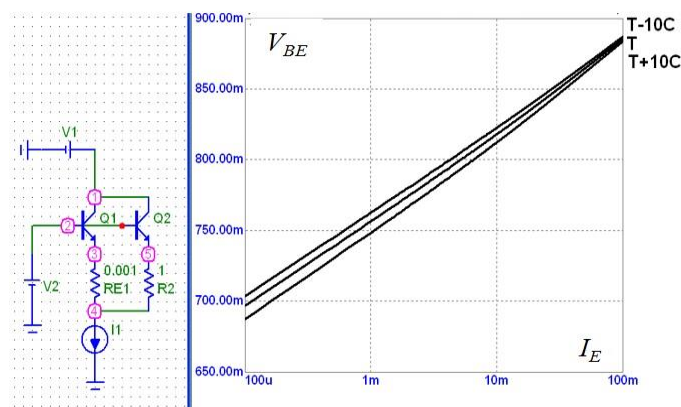


Рис. 3.28. Вольт-амперні характеристики база-емітерного переходу транзистора з розподіленою структурою при різних температурах

На прикладі наведених досліджень можна бачити, що при зростанні емітерного струму  $I_E$  крутизна залежностей  $d(V_{EB})/dT$  зменшується, і, зокрема, при  $I_E = 100$  мА – прямує до нуля. Далі, за результатами такого аналізу,

представляється можливим використати більш розвинені (інтелектуальні, smart) алгоритми вимірювання температури транзисторної структури сенсора термічного аналізу, а відтак, отримати більше інформації про нерівномірність її нагріву.

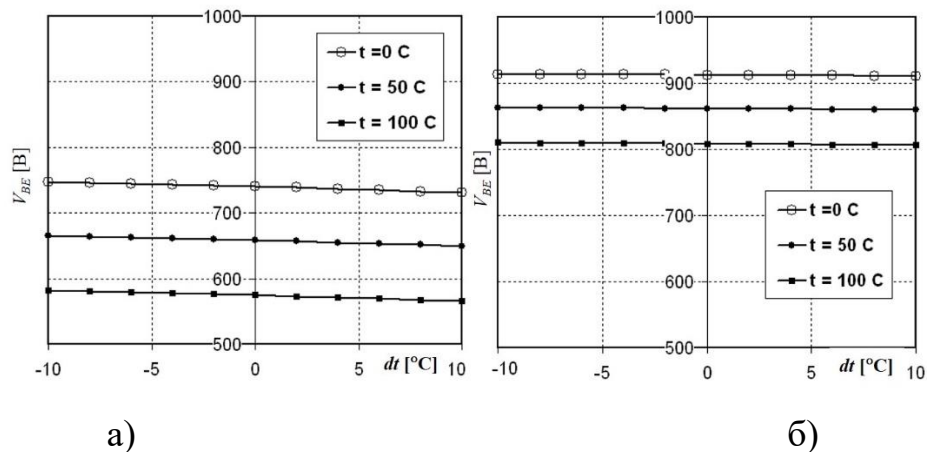


Рис. 3.29. Залежності напруги на база-емітерному переході транзистора з розподіленою структурою при  $I_E = 0,1$  мА (а) та  $I_E = 100$  мА (б)

### 3.6 Параметричний аналіз складених транзисторних структур сенсорів термічного аналізу

Більша ефективність реалізації сенсорів термічного аналізу забезпечується використанням складених транзисторних структур, зокрема, спарених транзисторів Дарлінгтона та інтегральних рішень типу «біполярний транзистор з ізольованим затвором» - IGBT. Розглянемо їх переваги, особливості параметричного аналізу та типові температурні залежності.

Очевидною перевагою вищезгаданих складених транзисторних структур є можливість керування доволі значними потужностями (струмами) нагріву сенсорів термічного аналізу малопотужними чи, навіть, мікропотужними колами мікропроцесорної техніки.

У спарених транзисторах Дарлінгтона співвідношення між струмом вихідного кола, яке забезпечує заданий режим нагрівання, та вхідного кола, яким є вихід операційного підсилювача чи мікроконтролера, визначається

добутком коефіцієнтів підсилення струму  $\beta$  спарених транзисторів. При типових коефіцієнтах  $\beta \approx 100$  таке співвідношення сягає значення  $10^4$ . Зокрема, при вихідному струмі 1 А струм керування знаходиться в межах 0,1 мА. В інтегрованих рішеннях типу IGBT, яке представляє собою поєднання вхідного малопотужного польового транзистора та вихідного потужного біполярного транзистора, керування здійснюється зміною потенціалу на затворі польового транзистора, а відтак, струм керування є гранично малим (в ідеальних випадках прямує до нуля).

Особливо корисна така властивість з врахуванням доволі низьких значень коефіцієнту підсилення  $\beta$  біполярних транзисторів на великих струмах. З метою забезпечення високої динаміки нагріву та можливості досліджувати малі об'єми речовин в сенсорах термічного аналізу доцільно використовувати транзисторні структури при значних густинах струму та невеликих розмірах. Однак, в таких умовах коефіцієнт підсилення струму  $\beta$  транзисторів зменшується в декілька разів ( $\beta < 30$ ). Відтак, використання спарених транзисторів Дарлінгтона чи транзисторів типу IGBT, в яких таке зменшення коефіцієнту  $\beta$  вихідного транзистора компенсується високим значенням коефіцієнту підсилення вхідного транзистора, оптимально вирішує проблему реалізації високоефективних транзисторних перетворювачів сенсорів термічного аналізу.

Розглянемо результат досліджень температурних залежностей напруги на емітер-базових переходах спарених транзисторів Дарлінгтона (рис. 3.30). Дослідження проводилося при емітерному струмі вихідного транзистора  $I_E = 100$  мА. На верхньому графіку представлені дві температурні залежності, а саме:  $V(3)-V(5)$  – напруги на емітерному переході вихідного Q2 транзистора та  $V(2)-V(3)$  – напруги на емітерному переході вхідного Q1 транзистора. На нижньому графіку, з метою більшої наочності, використано функцію диференціювання вищезгаданих напруг за температурою. У відповідності до SPICE синтаксису – це:  $DD(V(3)-V(5))$  та  $DD(V(2)-V(3))$ , відповідно.

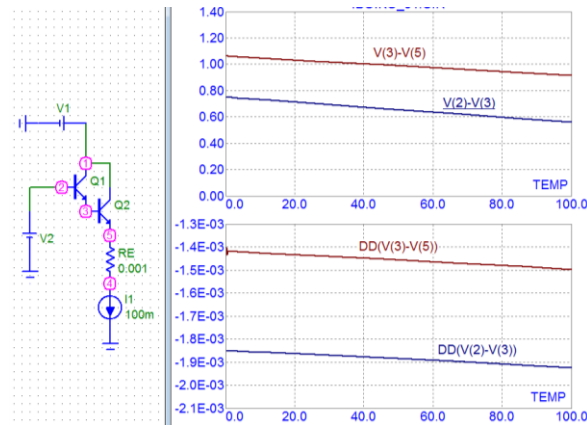


Рис. 3.30. Температурні залежності напруги на емітер-базових переходах спарених транзисторів Дарлінгтона (зверху) та їх похідні DD (знизу)

Можна бачити, що за модульними значеннями температурний коефіцієнт напруги  $DD(V(2)-V(3))$  емітерного переходу вхідного Q1 транзистора більший від аналогічного параметру  $DD(V(3)-V(5))$  вихідного Q2 транзистора. Зокрема, при температурі  $40^{\circ}\text{C}$  в транзистора Q1  $-DD(V(2)-V(3)) \approx -1,85 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ , а в транзистора Q2  $-DD(V(3)-V(5)) \approx -1,45 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ . Це відповідає вищій приблизно на 25% роздільній здатності вимірювання температури саме вхідним Q1 транзистором. При цьому сумарне значення температурного коефіцієнту  $DD(V(2)-V(5))$  має значення приблизно  $-3,3 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ . Таким чином, у порівнянні з перетворювачем лише на одному транзисторі (в даному випадку – це транзистор Q2) підвищення роздільної здатності вимірювання температури становить 125%.

Таким чином крім вищезгаданої переваги щодо ефективного керування значними потужностями, використання спарених транзисторів в сенсорах термічного аналізу також забезпечує можливість підвищення чутливості вимірювання температури.

Аналогічні дослідження проведемо для складених транзисторних структур типу IGBT (рис. 3.31). Такі структури поєднують вхідний малопотужний польовий транзистор, типово n-канальний МДН транзистор, та вихідний потужний біполярний транзистор.

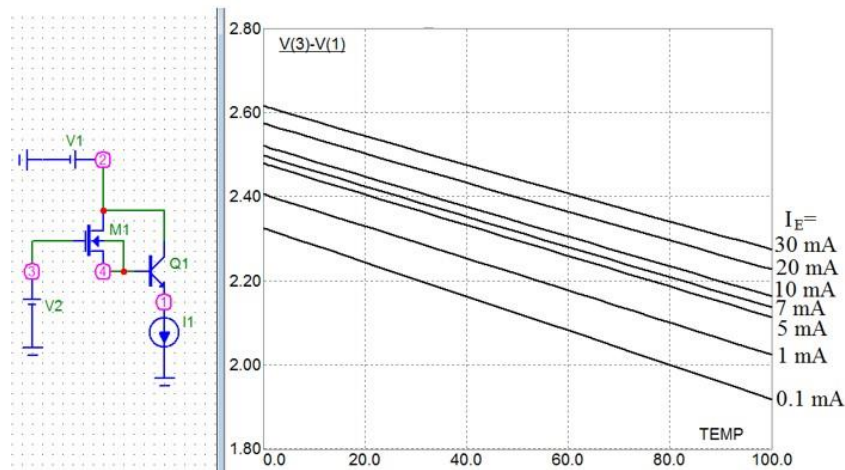


Рис. 3.31. Температурні залежності напруги заслін-емітер  $V(3)-V(1)$  спарених транзисторів типу IGBT при різних значеннях струму емітера  $I_E$

Використання напруги між заслоном та емітером таких спарених транзисторів  $V(3)-V(1)$  дозволяє сформувати якісний інформативний сигнал температури з високою чутливістю та стабільністю. В даному разі має місце сумування двох температурних коефіцієнтів з однаковими знаками. Польовий транзистор M1 керує колом бази біполярного транзистора Q1, струм якого є незначним, а відтак температурна залежність напруги між заслоном та витоком польового транзистора має від'ємний знак. Такий же знак має і напруга між базою та емітером біполярного транзистора. Зокрема, для струму  $I_E = 30$  мА падіння напруги  $V(3)-V(1)$  спадає зі значення приблизно 2,61 В при температурі  $0^\circ\text{C}$  до значення приблизно 2,25 В при температурі  $100^\circ\text{C}$ . Це відповідає температурній чутливості приблизно  $-3,6$  мВ/ $^\circ\text{C}$ .

### Висновки до розділу 3

1. Розроблено нові підходи функціонального інтегрування структур твердотільної електроніки в мікроелектронних сенсорах термічного аналізу, новизною яких є використання єдиної мікроелектронної структури, зокрема – біполярних транзисторних структур, для:

- керованого нагріву досліджуваного зразка чи середовища у відповідності до заданого алгоритму модуляції теплового потоку;
- вимірювання температури досліджуваного зразка чи різниці температур між



досліджуваним та опорним зразками;

- вимірювання зміни оптичних, магнітних, механічних чи імпедансних характеристик досліджуваного зразка в процесі модуляції його температури.

2. Показано, що ефективна реалізація функціонально-інтегрованих сенсорів термічного аналізу передбачає використання імпульсних циклічних режимів керування транзисторними структурами первинного перетворювача. В узагальненому вигляді вимірювальний перетворювач сенсорів термічного аналізу з функціональним інтегруванням реалізується чотирма взаємопов'язаними процесами:

- активації теплових процесів (керованого нагріву –  $A_Q$ ;
- вимірювання температури -  $M_T$ ;
- активації фізичного впливу на об'єкт дослідження -  $A_P$ ;
- вимірювання результату дії фізичного впливу на об'єкт дослідження -  $M_P$ .

3. Для реалізації концепції функціонального in-situ інтегрування сенсорів термічного аналізу, здебільшого калориметричних сенсорів сучасних типів – DSC, MTDSC, MSDSC, Flash DSC тощо, запропоновано підходи на основі широкого ряду транзисторних структур: біполярних та польових транзисторах, зокрема, мікропотужних інтегральних транзисторах та потужних транзисторах із зустрічно-смуговою топологією, мультитранзисторних матрицях, складених транзисторних структурах, зокрема, спарених транзисторах Дарлінгтона, інтегральних рішеннях типу «біполярний транзистор з ізольованим затвором» (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT), транзисторних структурах сенсорів фізичних величин, зокрема, магнітотранзисторах.

4. Проведено аналіз режимів роботи двофункціональних транзисторних перетворювачів, які забезпечують керований нагрів та вимірювання температури. В таких перетворювачах нагрів здійснюється керованою тепловою потужністю, що розсіюється на транзисторі, а вимірювання температури – відповідним вимірюванням одного з температурозалежних параметрів. Запропоновано принципи функціонування та проведено параметричний аналіз кіл керування двофункціональних транзисторних

перетворювачів. Основою запропонованих рішень є джерела струму та кола зворотного зв'язку, за допомогою яких формують незалежне керування напругою та струмом кола транзистора.

5. Встановлені закономірності розподілу струму в напівпровідникових структурах мультифункціональних транзисторних перетворювачів, які забезпечують керування самонагрів та вимірювання температури, зокрема – в мікропотужних інтегральних транзисторах та потужних транзисторах зі зустрічно-смуговою топологією, транзисторних матрицях, складених транзисторних структурах, спарених транзисторах Дарлінгтона, інтегральних рішеннях типу «біполярний транзистор з ізольованим затвором». Показано, що при збільшенні струму понад 10мА відбувається значний перерозподіл струму, що призводить до градієнту температури і зменшення температурної чутливості. На основі аналізу температурних залежностей складених транзисторних структур показано, що при використанні спарених транзисторів Дарлінгтона температурний коефіцієнт має значення приблизно  $-3,3 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ , а при використанні спарених транзисторів типу IGBT -  $-3,6 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ .

## РОЗДІЛ 4

### SPICE МОДЕЛІ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ

#### 4.1 Моделі та методики модельних досліджень схем з електротепловою аналогією

Для дослідження сенсорів термічного аналізу ефективним є використання концепції електротеплової аналогії та відповідних SPICE моделей на її основі. Як вже зазначалося, концепція електротеплової аналогії полягає в заміщенні теплових характеристик на їх електричні аналоги: різниця температур  $\Delta T(t)$  заміщається різницею напруг  $\Delta V(t)$ , тепловий потік  $\Phi_T$  чи потужність  $P_T$  заміщається електричним струмом  $I_T$ , а тепловий опір  $R_\theta$  та теплоємність  $C_\theta$  – еквівалентними їм електричним опором  $R_T$  та ємністю  $C_T$  конденсатора. Теплові перехідні процеси описуються еквівалентними схемами Фостера та Кауера у виді декількох  $R_1C_1$  ланок. В залежності від складності структури з тепловою релаксацією та точності розрахунку використовують від однієї до п'яти ланок.

У першому наближенні електротеплова модель вимірювального перетворювача сенсорів термічного аналізу на транзисторній структурі представлена на рис. 4.1, де:  $T_T$  – температура активної частини (p-n переходів транзистора);  $T_C$  – усереднена температура пасивної частини (кристалу);  $T_R$  – усереднена температура основи (корпусу чи радіатора);  $T_A$  – температура оточуючого середовища;  $R_{QTC}$ ,  $C_{QTC}$  – тепловий опір та теплоємність активної ділянки структури первинного перетворювача, зокрема p-n переходу діода чи транзистора;  $R_{QCR}$ ,  $C_{QCR}$  – тепловий опір та теплоємність пасивної ділянки, зокрема напівпровідникового кристалу перетворювача в цілому;  $R_{QRA}$ ,  $C_{QRA}$  – тепловий опір та теплоємність периферійної частини, що взаємодіє з оточуючим середовищем [175].

Важливим аспектом модельних досліджень є не лише самі моделі, але і методики використання цих моделей та аналізу, отриманих в процесі моделювання, результатів. У ході модельних досліджень можна виявити

закономірності, які в подальшому, мають враховуватися при розробленні та оптимізації відповідних методів та засобів експериментальних досліджень.

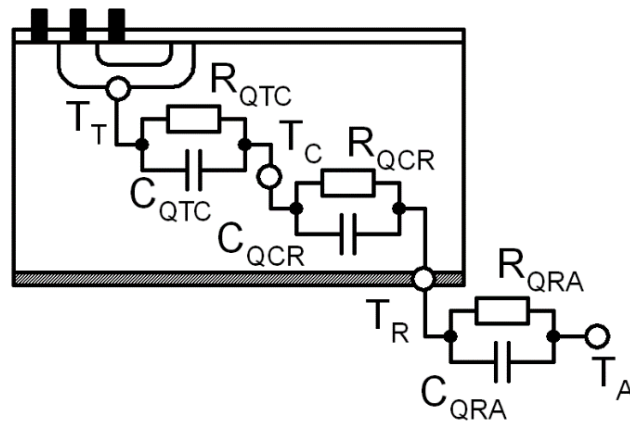


Рис. 4.1. Електротеплова модель вимірювального перетворювача на транзисторній структурі

На сьогодні не існує єдиної методики модельних досліджень структур сенсорів термічного аналізу. Відтак, на прикладах нижче наведених результатів модельних досліджень, розглянемо та проаналізуємо ефективність використання SPICE моделювання з точки зору його інформативності в задачах розроблення сенсорів термічного аналізу та методик дослідження теплових процесів.

Розглянемо дослідження типової схеми заміщення електротеплової моделі на трьох RC ланках. Тепловий потік чи теплову потужність, що виділяється в структурі первинного перетворювача, представимо джерелом струму  $G_{TH}$ , яке керується відповідним джерелом напруги  $V_{TH}$  з заданими часовими чи частотними параметрами. Можливі два основні методи дослідження – імпульсний, в якому вимірюється часова релаксація схеми заміщення первинного перетворювача, та частотний, інформативними параметрами якого є її амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики.

Зокрема в імпульсному методі, як це показано на рис. 4.2, напруги  $V(R_{T1})$ ,  $V(R_{T2})$  та  $V(R_{T3})$  слугують еквівалентами (аналогами) різниці температур на вищезгаданих активній та пасивній ділянках перетворювача, а також його приграничної області з оточуючим середовищем. Можна бачити, що внаслідок

різних значень теплової постійної процеси нагріву-остигання ділянок перетворювача суттєво відрізняються.

Необхідно відзначити, що хоча імпульсний метод широко використовується в електроніці для дослідження теплових процесів, його інформативність не є однозначною. Причиною цього є суттєва обмеженість щодо можливості вимірювати різницю температури на кожній з ділянок структури. Відтак, для ідентифікації параметрів кожної з ділянок проводять апроксимацію температурної залежності з підбором відповідних коефіцієнтів математичної моделі за формулами (1.1) та (1.2), що не завжди дає однозначні результати.

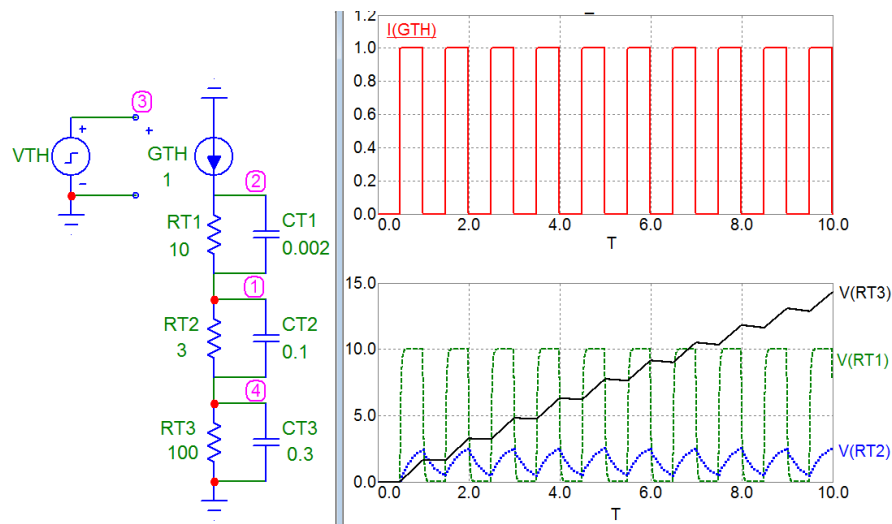


Рис. 4.2. Transient аналіз схеми заміщення електротеплової моделі

У частотному методі досліджень параметри моделі визначають за амплітудно-частотними та фазо-частотними характеристиками (рис. 4.3). Суттєве підвищення інформативності частотного методу досягається використанням спектроскопії теплового імпедансу на основі діаграм Найквіта, що передбачає зображення теплового імпедансу на комплексній площині. Діаграми Найквіта не містять безпосередніх значень частоти. При цьому імпеданс  $\hat{Z}_{\text{TH}}(\omega)$  для заданої частоти  $\omega$ , як і будь-яке комплексне число, зображується точкою на комплексній площині  $\{\text{Re}\hat{Z}_{\text{TH}}; \text{Im}\hat{Z}_{\text{TH}}\}$ . Зі зміною частоти така точка описує годограф імпедансу, чи іншими словами – частотний спектр імпедансу.

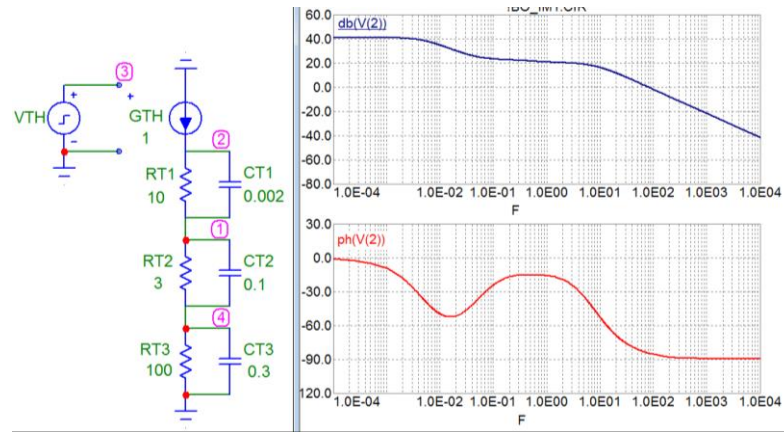


Рис. 4.3. Амплітудно-частотна (зверху) та фазо-частотна характеристики схеми заміщення електротеплової моделі

Зокрема, елементарне коло заміщення електротеплової моделі на основі паралельного RC контуру описується повним тепловим імпедансом

$$\hat{Z}_{TH} = \frac{R_T}{1 + j\omega R_T C_T}.$$

Перетворюючи цей вираз в комплексну форму  $\hat{Z}_{TH} = Z'_{TH} + jZ''_{TH}$ , отримуємо активну  $\text{Re } \hat{Z}_{TH}$  (дійсну) та реактивну  $\text{Im } \hat{Z}_{TH}$  (уявну) складові теплового імпедансу:

$$\text{Re } \hat{Z}_{TH} = Z'_{TH}(\omega) = \frac{R_T}{1 + (\omega R_T C_T)^2}; \quad \text{Im } \hat{Z}_{TH} = Z''_{TH}(\omega) = -\frac{\omega R_T^2 C_T}{1 + (\omega R_T C_T)^2}.$$

Відтак, повний модуль теплового імпедансу визначається виразом

$$Z_{TH} = \sqrt{(Z'_{TH})^2 + (Z''_{TH})^2} = \frac{R_T}{\sqrt{1 + (\omega R_T C_T)^2}},$$

а зсув фази між струмом та напругою –

$$\varphi = \arctg \frac{Z''_{TH}}{Z'_{TH}} = -\arctg(\omega R_T C_T).$$

Принциповою особливістю схемного SPICE моделювання імпедансу є необхідність переходу від частотних діаграм до діаграм на комплексній площині. В деяких сучасних версіях пакетів програм схемного моделювання,

зокрема Micro Cap, вже передбачено метод імпедансного аналізу з використанням математичних функцій дійсних  $\text{Re}$  та уявних  $\text{Im}$  складових сигналу. З допомогою цих функцій представляється можливим розраховувати відповідні значення активного  $\text{Re} \hat{Z}_{TH}$  та реактивного  $\text{Im} \hat{Z}_{TH}$  теплового імпедансу та побудувати діаграму Найквіста.

Приклади використання математичних функцій дійсних  $\text{Re}$  та уявних  $\text{Im}$  складових сигналу та діаграм Найквіста для вищерозглянутої SPICE схеми заміщення електротеплової моделі наведено на рис. 4.4 та рис. 4.5, де  $\text{Re} \hat{Z}_{TH} = \text{Re}(V(2))$ ,  $\text{Im} \hat{Z}_{TH} = \text{Im}(V(2))$ .

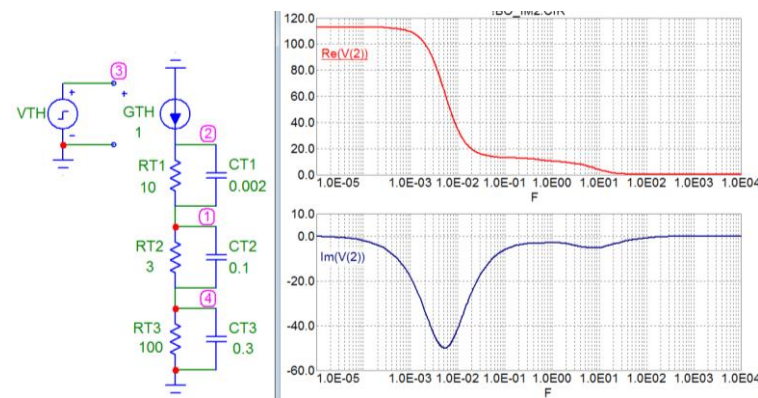


Рис. 4.4. Частотні залежності активного  $\text{Re} \hat{Z}$  (зверху) та реактивного  $\text{Im} \hat{Z}$  (знизу) імпедансу схеми заміщення електротеплової моделі

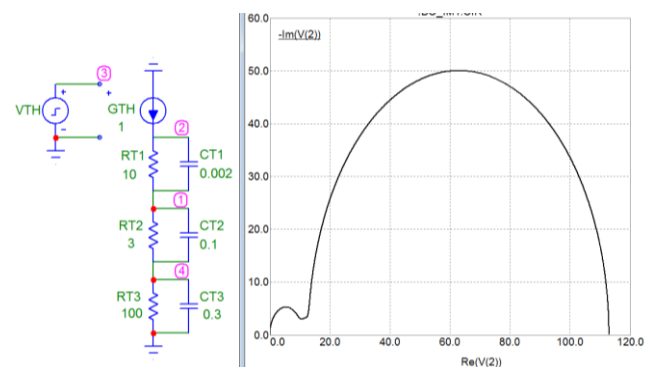


Рис. 4.5. Діаграма Найквіста схеми заміщення електротеплової моделі

Суть методу спектроскопії теплового імпедансу полягає в якісній (виявлення закономірностей) та кількісній (розрахунок параметрів) інтерпретації форми годографа, і, в результаті цього, визначення структури та

параметрів схеми заміщення електротеплової моделі. Для прикладу на рис. 4.6 розглянуто сімейство діаграм Найквіста при:  $R_{T1} = 1$  Ом (1), 3 Ом (2), 5 Ом (3).

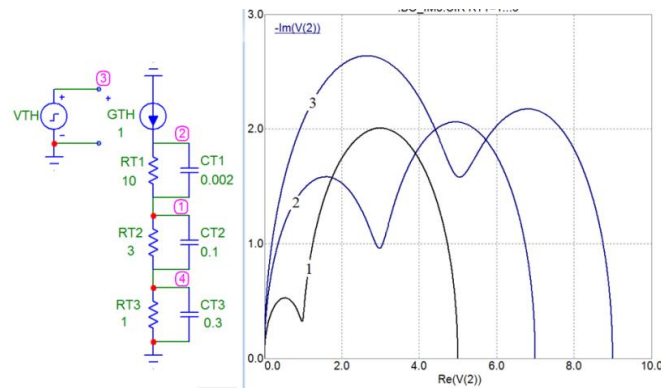


Рис. 4.6. Сімейство діаграм Найквіста схеми заміщення електротеплової моделі при:  $R_{T1} = 1$  Ом (1), 3 Ом (2), 5 Ом (3)

Побудова сенсорів термічного аналізу на принципах функціональної електроніки дозволяє інтегрувати в структуру первинного перетворювача декілька сенсорів температури, що суттєво полегшує процес та покращує точність інтерпретації форми годографа. Зокрема, використання додаткового сенсора температури поверхні перетворювача дозволяє отримати частотні залежності активного та реактивного теплового імпедансу та діаграму Найквіста для приграничної до оточуючого середовища області цього перетворювача.

Далі, використовуючи ці дані, розраховують різниці значення активного та реактивного теплового імпедансу між активною ділянкою перетворювача та його поверхнею (корпусом). Такий підхід продемонстровано на рис. 4.7, де  $Re(V(4))$  та  $Im(V(4))$  – аналоги активного та реактивного теплового імпедансу поверхні перетворювача, а  $Re(V(2)-V(4))$  та  $Im(V(2)-V(4))$  – відповідні величини різницевого теплового імпедансу. Можна бачити, що деформація годографів є значно меншою, а відтак точність їх інтерпретації буде вищою.

Відзначимо, що наразі мова йшла лише про режими вимірювання, в яких не враховуються процеси фазових переходів з акумуляцією теплової енергії. В першому наближенні таку акумуляцію теплової енергії можна відобразити накопиченням заряду на конденсаторі, який вмикається та вимикається в



процесі фазового переходу досліджуваної речовини. Приклад діаграм Найквіста теплового імпедансу для різних значень конденсатора  $C_A$ , заряд якого є аналогом теплоти фазового переходу, наведено на рис. 4.8.

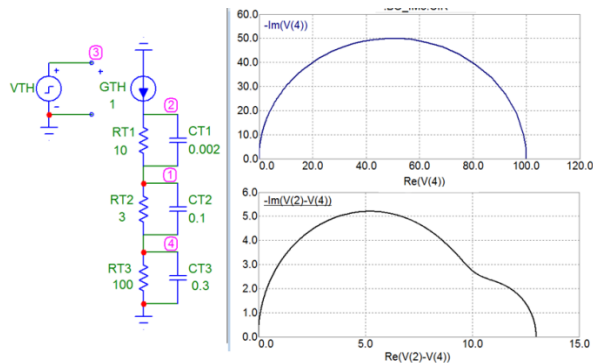


Рис. 4.7. Діаграми Найквіста теплового імпедансу приграничної області (зверху) та різницевого теплового імпедансу (знизу)

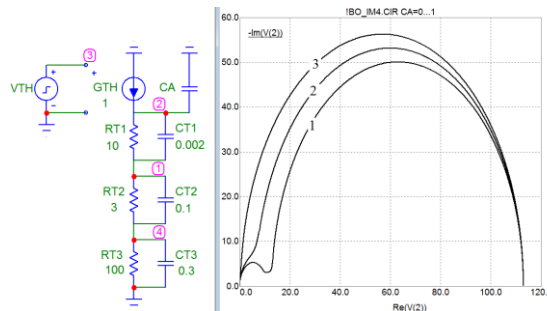


Рис. 4.8 Діаграми Найквіста теплового імпедансу для різних значень конденсатора  $C_A$ , заряд якого є аналогом теплоти фазового переходу

У цілому відзначимо, що, характеризуючись високою інформативністю, частотні методи, і зокрема вищерозглянутий метод імпедансної спектроскопії теплового опору, мають суттєвий недолік – теплові процеси є доволі інерційними, а відтак тривалість мультичастотного вимірювання є дуже значною.

У низці задач по дослідженню теплових процесів компромісним рішенням є аналіз цих процесів за, так званими, тепловими фігурами (годографами) Ліссажу, які отримують співставленням напруги (температури) та струму (теплової потужності). Приклади таких досліджень наведено на рис. 4.9 та рис. 4.10. Можна бачити, що інформативними параметрами теплових фігур Ліссажу є розмах та нахил годографа, а також його «розмиття». Наявність

останнього свідчить про тривалість та інтенсивність процесу теплової релаксації.

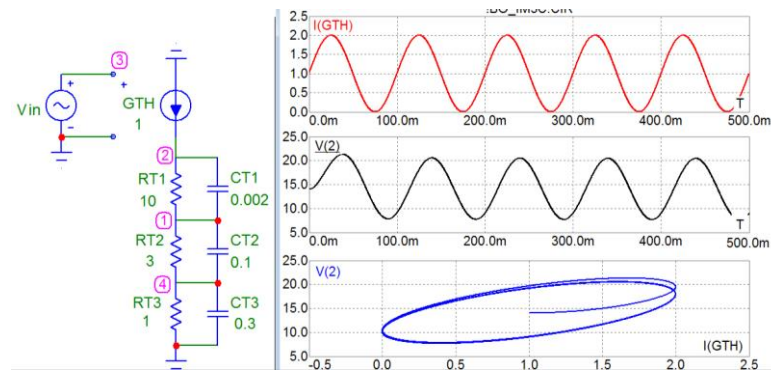


Рис. 4.9. Часові епюри струму (зверху), напруги (посередині) та їх співставлення (знизу) схеми заміщення електротеплової моделі (варіант #1)

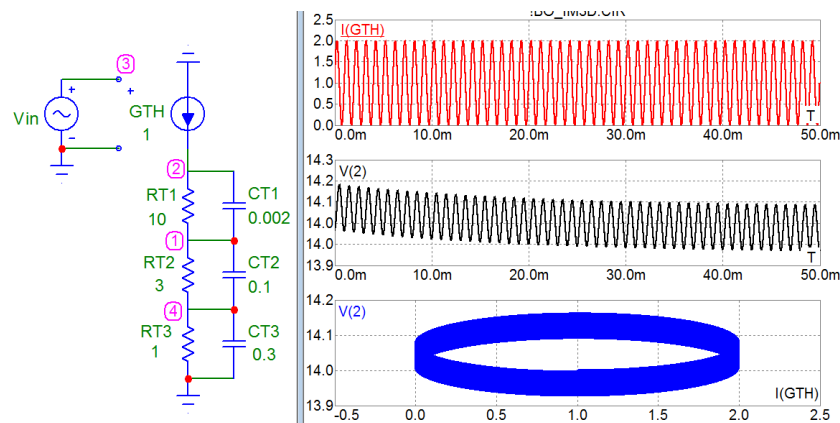


Рис. 4.10. Часові епюри струму (зверху), напруги (посередині) та їх співставлення (знизу) схеми заміщення електротеплової моделі (варіант #2)

З розвитком мікропроцесорної техніки побудова сенсорів термічного аналізу на основі аналізу процесів за параметрами та «розмиттям» теплових фігур Ліссажу набуває нового змісту, адже можна зберігати великі масиви даних та використовувати різноманітні засоби математичного аналізу кількісних параметрів температурної модуляції їх годографів.

Для прикладу на рис. 4.11 – рис. 4.12 наведені результати модельних досліджень SPICE схем заміщення теплових моделей сенсорів термічного аналізу з саморозігрівом для декількох варіантів параметрів цих моделей. Можна бачити, що зі зміною параметрів електротеплової моделі має місце зміна форми, нахилу та «розмиття» годографа фігур Ліссажу.

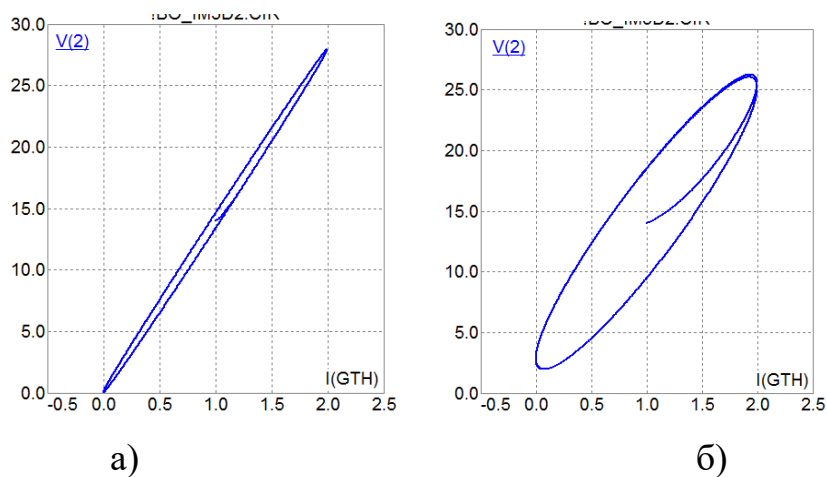


Рис. 4.11. Фігури Ліссажу при  $R_{T1} = 10$ ,  $R_{T2} = 3$ ,  $R_{T3} = 1$ ,  $C_{T2} = 0$ ;  $C_{T3} = 0$   
та  $C_{T1} = 1E-6$  (а) та  $1E-5$  (б)

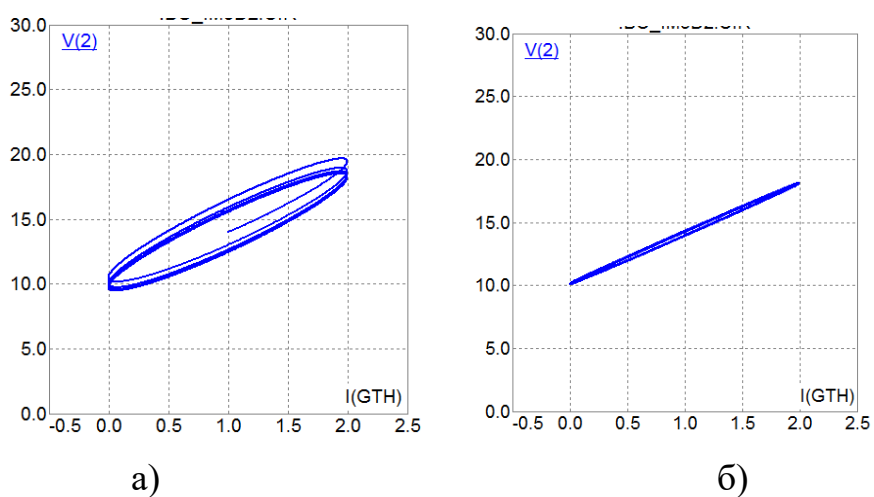


Рис. 4.12. Фігури Ліссажу при  $R_{T1} = 10$ ,  $R_{T2} = 3$ ,  $R_{T3} = 1$ ,  $C_{T2} = 0$ ;  $C_{T3} = 0$   
та  $C_{T1} = 1E-4$  (а) та  $1E-3$  (б)

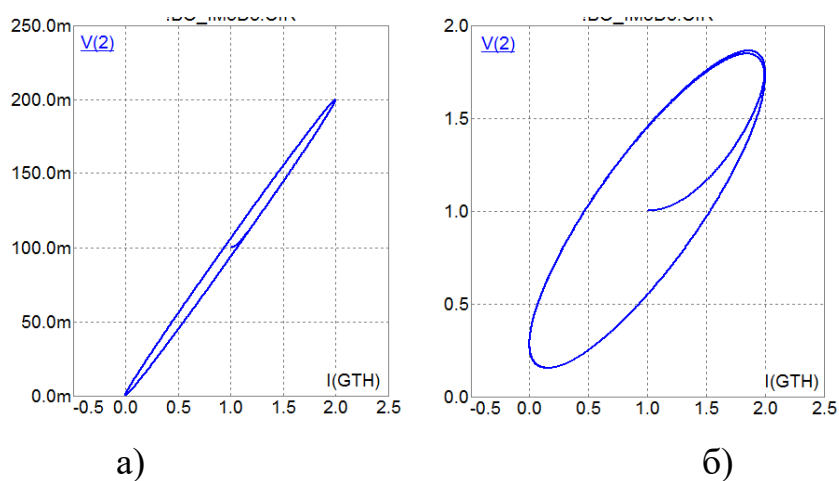


Рис. 4.13. Фігури Ліссажу при  $R_{T2} = 0$ ,  $R_{T3} = 0$ ,  $C_{T1} = 1E-5$ ,  $C_{T2} = 0$ ;  $C_{T3} = 0$   
та  $R_{T1} = 0.1$  (а) та  $1$  (б)

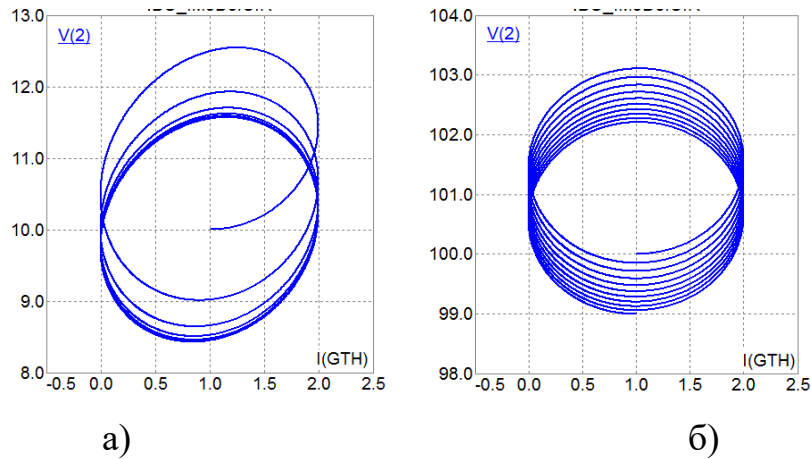


Рис. 4.14. Фігури Ліссажу при  $R_{T2} = 0$ ,  $R_{T3} = 0$ ,  $C_{T1} = 1E-5$ ,  $C_{T2} = 0$ ;  $C_{T3} = 0$  та  $R_{T1} = 10$  (а) та  $100$  (б)

У ході численних модельних досліджень нами виявлена можливість підвищення інформативності, спрощення структурно-схемної реалізації та мінімізації енергоспоживання сигнальних перетворювачів сенсорів термічного аналізу шляхом заміни гармонічних сигналів на імпульсні. Для досягнення максимального ефекту щодо інформативності частота прямокутних імпульсів розігріву повинна бути оптимізована за критерієм максимально можливої модуляції форми, нахилу та «розмиття» годографа фігур Ліссажу. Спрощення структурно-схемної реалізації забезпечується можливістю відмовитися від цифро-аналогових перетворювачів, які формують сигнали синусоїдальної форми. В такому разі керування здійснюють безпосередньо логічними імпульсами мікроконтролера. Мінімізація енергоспоживання забезпечується ключовим режимом роботи схеми керування нагрівом, а відтак, суттєвим (в десятки разів) зменшенням паразитного тепловиділення на силових елементах керування процесу нагріву.

З наведених на рис. 4.15 – рис. 4.18 фігурах Ліссажу для декількох варіантів досліджень можна бачити суттєву модуляцію форми, нахилу та «розмиття» годографа при зміні параметрів схем заміщення електротеплової моделі. Результати таких досліджень в подальшому використовуються в процесі оптимізації алгоритму роботи сигнальних перетворювачів сенсорів термічного аналізу.

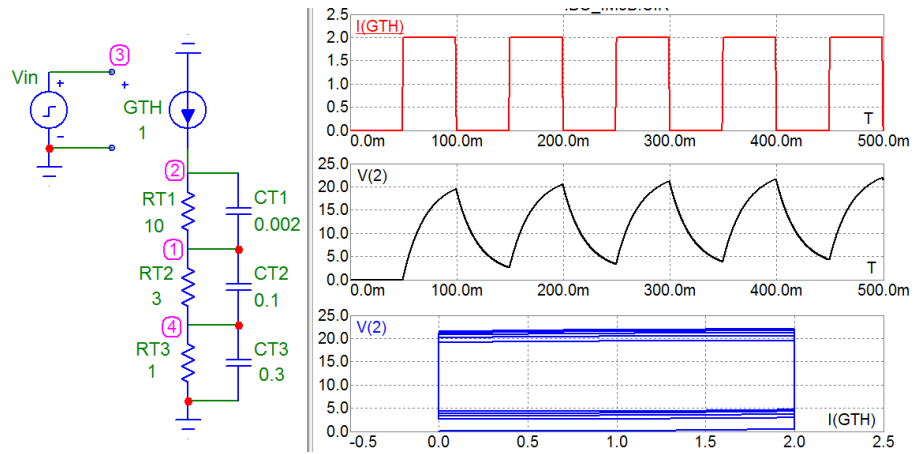


Рис. 4.15. Часові епори та фігури Ліссажу при імпульсному нагріві (варіант #1)

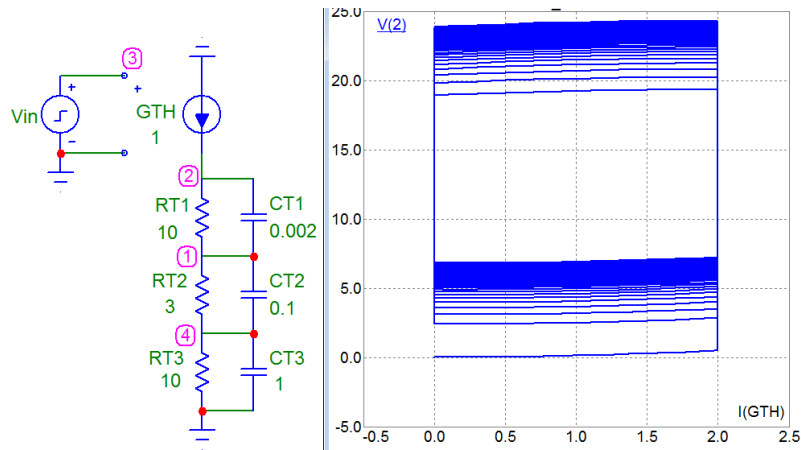


Рис. 4.16. Фігури Ліссажу при імпульсному нагріві (варіант #2)

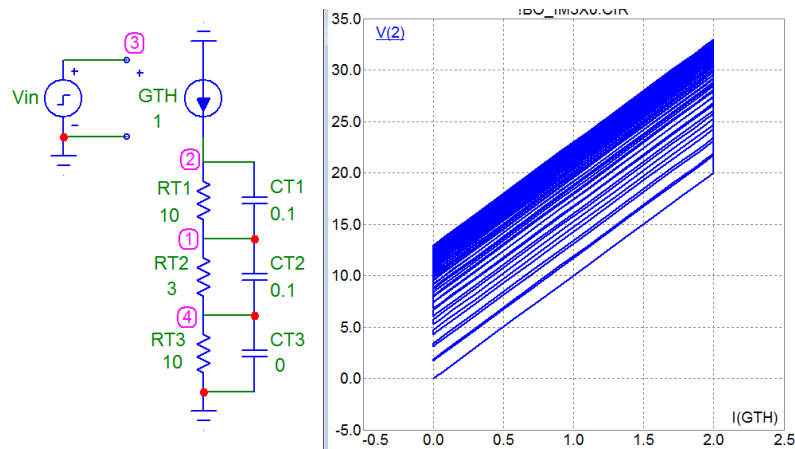


Рис. 4.17. Фігури Ліссажу при імпульсному нагріві (варіант #3)

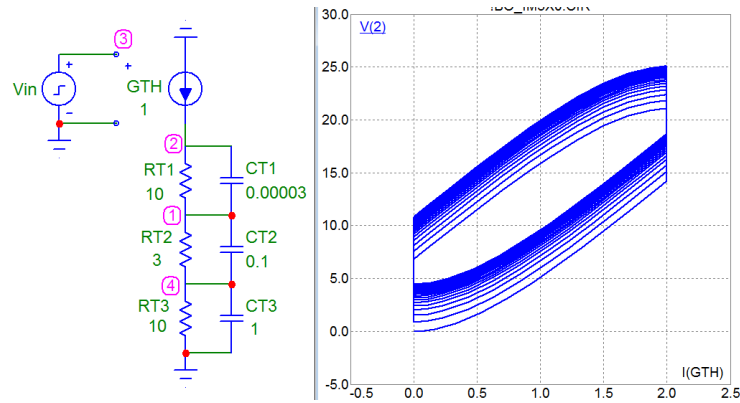


Рис. 4.18. Фігури Ліссажу при імпульсному нагріві (варіант #4)

## 4.2 Розвиток методів електротеплової аналогії для синтезу SPICE моделей сенсорів термічного аналізу

Нами запропоновано подальший розвиток методів електротеплової аналогії для синтезу схем заміщення SPICE моделей сенсорів термічного аналізу [228]. Основними інформативними величинами таких сенсорів є температура фазового переходу (зокрема, плавлення, склування, кристалізації тощо) досліджуваної речовини та кількість теплової енергії, яка поглинається чи виділяється в процесі такого переходу. Проблема синтезу моделей таких перетворювачів обумовлена необхідністю коректного представлення перехідних процесів, які виникають при фазових переходах. При цьому, крім вже згаданих  $R_1C_1$  ланок електротеплової моделі структури сенсора, повинні бути передбачені такі параметри моделі як, температура, кількість теплової енергії, гістерезис та швидкість фазового переходу досліджуваної речовини.

Спрощений варіант схеми заміщення електротеплової SPICE моделі сенсора термічного аналізу, що відповідає вказаним вимогам, наведено на рис. 4.19 [228]. Модель містить пасивне та активне кола. Пасивне коло представляє теплові процеси в структурі сенсора, а активне – в досліджуваній речовині. Напруга  $V_{TA}$  є формальним аналогом температури оточуючого середовища  $T_A$ , напруга  $V_{TM}$  – температури фазового переходу  $T_M$ , а напруга  $V_{TH}$  – температури на границі між активною поверхнею перетворювача та досліджуваною речовиною.

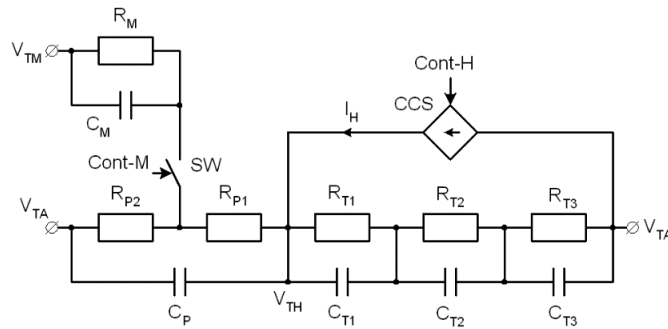


Рис. 4.19. Спрощений варіант схеми заміщення електротеплової SPICE моделі сенсора термічного аналізу

В залежності від конструкції сенсора термічного аналізу пасивне коло може містити від однієї до трьох  $R_iC_i$  ланок (зокрема,  $R_{T1}C_{T1}$ ,  $R_{T2}C_{T2}$ ,  $R_{T3}C_{T3}$ ). Нагрів структури здійснюється струмом  $I_H$  керованого джерела CCS, яке, у відповідності до заданої методики дослідження, визначає режими роботи. Це можуть бути режими з сталою енергією нагріву, сталою швидкістю нагріву чи їх модуляцією. Параметри режимів нагріву задаються керуючим сигналом Cont-H.

Активне коло представлено:

- ланкою  $R_M C_M$ , параметри якої визначають теплові процеси фазового переходу в досліджуваній речовині;
- ключем SW, яке визначає граничні умови такого переходу;
- ланкою  $R_{P1} R_{P2} C_P$ , параметри якої визначають теплообмін досліджуваної речовини з навколишнім середовищем.

Ключ SW керується сигналом Cont-M. Цей керуючий сигнал встановлює температурний інтервал та кількісні параметри взаємозв'язку між активним та пасивним колами при фазовому переході. Принципово важливими з точки зору якості моделі є тип та параметри ключа.

Проведений нами аналіз стандартної бібліотеки SPICE компонентів показав доцільність використання керованого чотирьополісника типу S (V-Switch). Це є керований напругою ключ (Voltage-controlled switch), функціональна характеристика якого, як буде показано далі, дозволяє

синтезувати достатньо точні схеми заміщення сенсора термічного аналізу в процесі фазового переходу досліджуваної речовини.

Елементарну схему інвертора на ключі типу S(V-Switch) та вікно специфікації параметрів цього ключа наведено на рис. 4.20 [229]. Крім ключа S1 схема містить джерело напруги  $V_{in}$ , яке керує цим ключем, резистор кола навантаження R1 та джерело живлення  $V_e$  цього кола. У відповідності до наведеної схеми вузол 2 визначає напругу  $V_{in}$  у вхідному колі, а вузол 1 – напругу  $V_{OUT}$  у вихідному колі ключа.

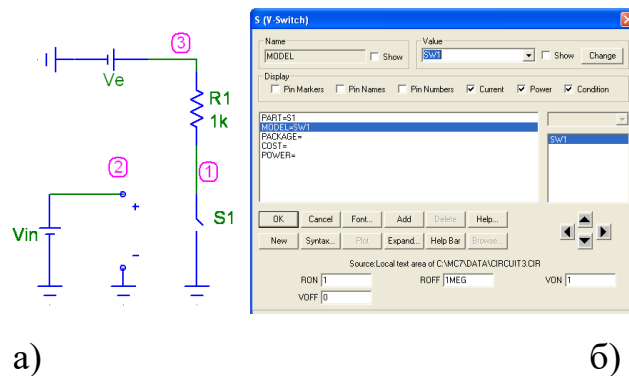


Рис. 4.20. Елементарна схема інвертора на ключі типу S (V-Switch) (а) та вікно специфікації його параметрів (б)

Параметрами ключа є:

- $R_{ON}$  (On resistance) – опір у включеному стані;
- $R_{OFF}$  (Off resistance) – опір у виключеному стані;
- $V_{ON}$  (Control voltage for on state) – напруга включеного стану;
- $V_{OFF}$  (Control voltage for off state) – напруга виключеного стану.

Функціональна характеристика ключа типу S(V-Switch) представляється математичними виразами та псевдокодом логіки перемикавання [229]:

$$\text{if } V_{ON} > V_{OFF} \ \& \ \text{if } V_C \geq V_{ON} \ \text{then } R_S = R_{ON}$$

$$\text{if } V_C \leq V_{OFF} \ \text{then } R_S = R_{OFF}$$

$$\text{if } V_{OFF} < V_C < V_{ON} \ \text{then } R_S = \exp\left(L_M + 3L_R \frac{V_C - V_M}{2V_D} - 2L_R \frac{(V_C - V_M)^3}{V_D^3}\right)$$



if  $V_{ON} < V_{OFF}$  & if  $V_C \leq V_{ON}$  then  $R_S = R_{ON}$

if  $V_C \geq V_{OFF}$  then  $R_S = R_{OFF}$

if  $V_{OFF} > V_C > V_{ON}$  then

$$R_S = \exp\left(L_M - 3L_R \frac{V_C - V_M}{2V_D} + 2L_R \frac{(V_C - V_M)^3}{V_D^3}\right),$$

де  $L_M = \ln \sqrt{R_{ON} R_{OFF}}$ ;  $L_R = \ln \frac{R_{ON}}{R_{OFF}}$ ;  $V_M = \frac{V_{ON} + V_{OFF}}{2}$ ;  $V_M = V_{ON} - V_{OFF}$ ,  $V_C = V_{in}$

напруга між керуючими вузлами,  $R_S$  – вихідний опір ключа, (if... then – логічна умова типу «якщо ...то», &- логічна операція «І»).

Приклади прохідних характеристик інвертора при значеннях параметрів моделі ключа S(V-Switch) у відповідності до табл. 4.1 та табл. 4.2 наведені на рис. 4.21.

Таблиця 4.1

Параметри ключів типу S(V-Switch) – варіант (а)

№	$R_{ON}$ , Ом	$R_{OFF}$ , Ом	$V_{ON}$ , В	$V_{OFF}$ , В
1	1	1E6	2	1
2	1	1E6	1	2
3	1E6	1	2	1
4	1E6	1	1	2

Таблиця 4.2

Параметри ключів типу S(V-Switch) – варіант (б)

№	$R_{ON}$ , Ом	$R_{OFF}$ , Ом	$V_{ON}$ , В	$V_{OFF}$ , В
1	1	1E6	0.1	0
2	1	1E6	1	0
3	1	1E6	1	0,9
4	1	1E6	3	0

Можна бачити, що функціональні характеристики такої моделі є достатньо гнучкими та адаптивними, а відтак, можуть достатньо якісно описувати перехідні процеси в SPICE схемах заміщення сенсора термічного аналізу. Однак, необхідно відзначити і певну проблематику синтезу таких схем

заміщення. Розглянемо характерний приклад, в якому виникає проблема встановлення робочої точки схеми.

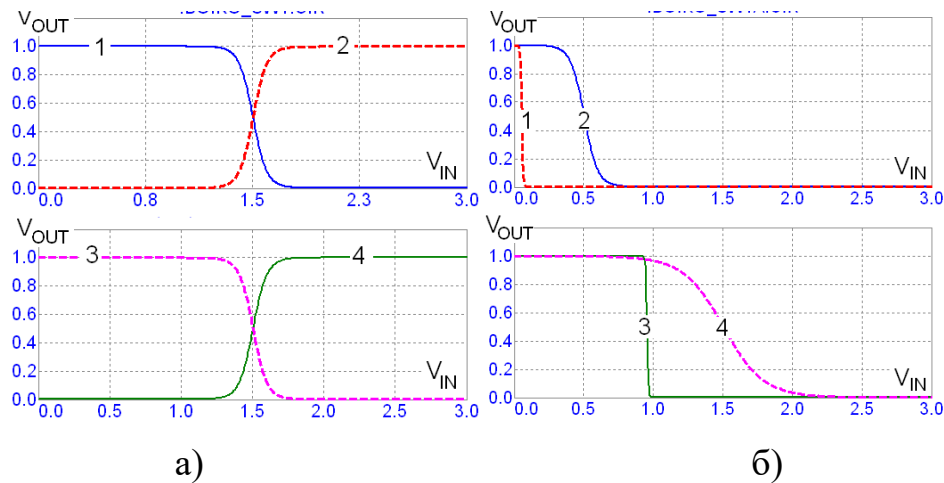


Рис. 4.21. Приклади прохідних характеристик інвертора на основі ключа типу S(V-Switch) у відповідності до табл. 4.1 (а) та табл. 4.2 (б)

У відповідності до логіки функціонування моделі, в температурному діапазоні фазового переходу, зокрема при температурі плавлення досліджуваної речовини, ключ SW (рис. 4.19) приєднує ланку  $R_M C_M$  до пасивного кола схеми заміщення. Керуючий сигнал Cont-M є функцією температури структури сенсора термічного аналізу, а відтак, у відповідності до електротеплової аналогії – напруги  $V_{TH}$ . Замикання ключа здійснюється при  $V_{TH}$  певного порогового значення. В свою чергу, таке замикання призводить до зменшення  $V_{TH}$  та сигналу Cont-M, а відтак ключ розмикається.

Необхідно відзначити, що в процесі модельного дослідження може встановитися паразитний ефект стаціонарного чи затухаючого автоколивання. Приклад такого паразитного ефекту проілюстровано на схемі рис. 4.22. У схемі наявний зворотний зв'язок – при досягненні порогової напруги відкриття ключа S1, вихідне коло останнього приєднує до вхідного кола (подільника напруги на резисторах R1, R2) шунтуючий резистор R3. Цей резистор зменшує напругу вхідного кола, а відтак, при певних умовах, ключ розмикається. В залежності від типу аналізу (DC – аналіз за постійним струмом чи Transient – часовий аналіз перехідних процесів) може спостерігатися неможливість встановлення робочої точки чи паразитний автоколивальний процес.

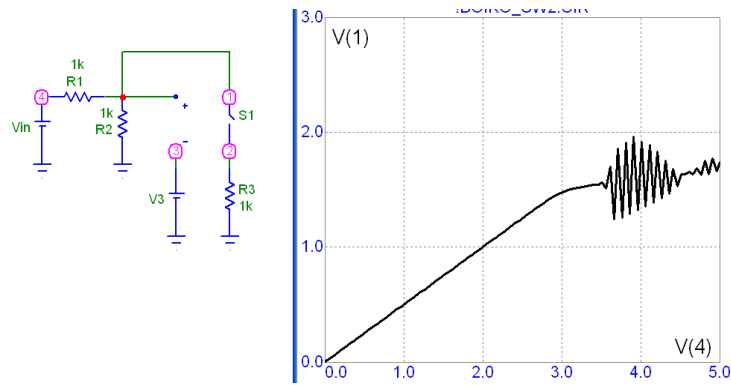


Рис. 4.22. Приклад проблематики встановлення робочої точки в схемі зі зворотним зв'язком

Таким чином, в процесі синтезу та специфікації параметрів електротеплової SPICE моделі сенсора термічного аналізу необхідно не лише встановити функціональні взаємозв'язки між тепловими та електричними параметрами, але і вжити необхідних заходів по запобіганню нестабільності функціонування такої моделі.

Приклад схеми заміщення SPICE моделі, що відповідає вищезгаданим вимогам наведено на рис. 4.23. Схема представляє сенсор диференційного типу, в якому вимірюється різниця температур чи теплових потоків між двома ідентичними перетворювачами. Досліджувана речовина розміщується на одному з перетворювачів, що формує інформативний сигнал. Натомість, інший перетворювач без вказаної речовини чи зі «зразковою» речовиною з наперед відомими параметрами, формує опорний сигнал.

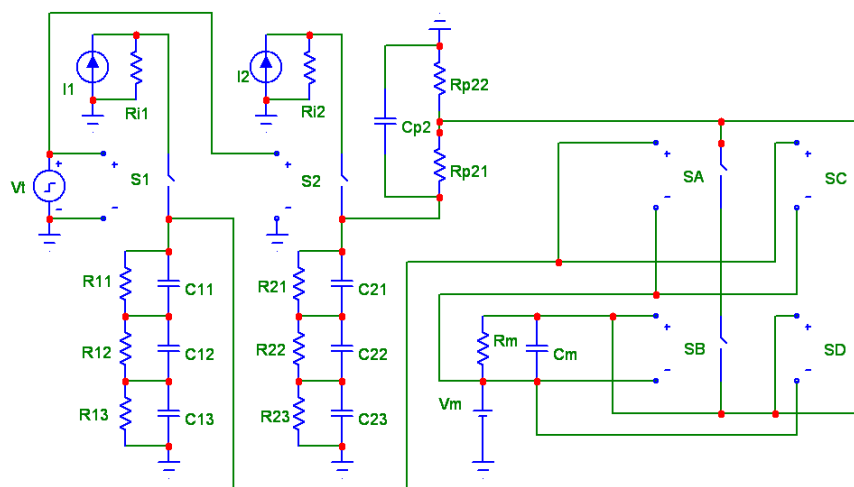


Рис. 4.23. Схема заміщення SPICE моделі сенсора термічного аналізу

Електротеплова модель каналу опорного сигналу представлена елементами  $I_1, S_1, R_{11}, C_{11}, R_{12}, C_{12}, R_{13}, C_{13}$ , а каналу інформативного сигналу –  $I_2, S_2, R_{21}, C_{21}, R_{22}, C_{22}, R_{23}, C_{23}$ . Вихідна напруга  $V_{TH}$ , яка формується на цих елементах, є функціональним аналогом температури структури сенсора термічного аналізу. Параметри імпульсного режиму перетворювача задає джерело напруги  $V_t$ .

Елементи  $R_m$  та  $C_m$  відповідають ланці  $R_m C_m$ , параметри якої, як це відзначалося раніше, визначають теплові процеси фазового переходу в досліджуваній речовині. В ході перехідного процесу на цій ланці формується напруга  $V_{CM}$ , граничне значення якої, як це буде показано далі, формує гістерезис функціональної характеристики. Враховуючи, що зміна температури в процесі фазового переходу є незначною, доцільно встановити граничне значення напруги  $V_{CM}$  в межах  $V_{DTH} = 0,1 \dots 1$  В. Елементи  $R_{p1}, R_{p2}, C_p$  відповідають ланці  $R_{p1} R_{p2} C_p$ , параметри якої визначають теплообмін досліджуваної речовини. Напруга  $V_{TM}$  джерела напруги  $V_m$  є функціональним аналогом температури фазового переходу.

Ключі SA, SB, SC та SD типу S(V-Switch) задають функціональну характеристику фазового переходу і в комбінації реалізують логічну функцію  $F_T$ . При  $F_T = 0$  фазовий перехід відсутній і ланка  $R_m C_m$  від'єднана, а при  $F_T = 1$  фазовий перехід присутній і ланка  $R_m C_m$  приєднана. Така логічна функція може бути представлена псевдокодом:

```

if  $V_{TH} < V_{TM} \& V_{CM} \leq 0$  then  $F_T = 0$ 
if  $V_{TH} < V_{TM} \& V_{CM} > 0$  then  $F_T = 1$ 
if  $V_{TH} \geq V_{TM} \& V_{CM} < V_{DTH}$  then  $F_T = 1$ 
if  $V_{TH} \geq V_{TM} \& V_{CM} \geq V_{DTH}$  then  $F_T = 0$ .

```

Розглянемо два характерні приклади використання вищезгаданих підходів електротеплової аналогії та відповідної SPICE моделі в задачах параметричного аналізу сенсорів термічного аналізу.

Перший приклад представляє результат параметричного аналізу з програмованою швидкістю нагріву. В такій методиці дослідження

вимірювальне коло сенсора охоплено зворотнім зв'язком, яке змінюючи теплову потужність, що виділяється в структурі сенсора, забезпечує задану швидкість зміни температури. Для проведення модельних досліджень створюють гібридну SPICE модель, яка доповнює вище розглянуті електротеплові моделі вузлом керування з колом зворотного зв'язку. Приклад такої гібридної моделі наведено на рис. 4.24 [228].

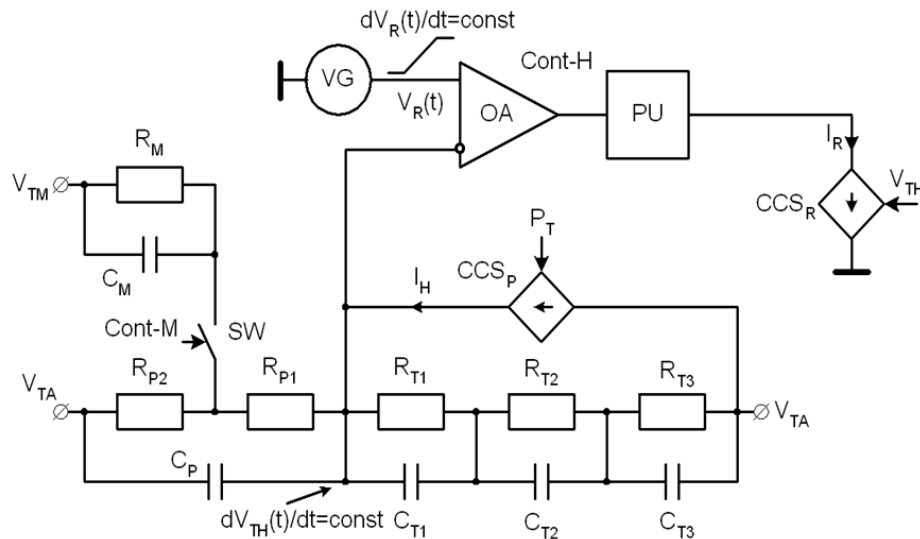


Рис. 4.24 Гібридна SPICE модель сенсора термічного аналізу

Температурний режим роботи сенсора, зокрема швидкість наростання температури, задається програмованим джерелом напруги  $V_G$  при фіксованій швидкості наростання температури  $dV_R(t) = \text{const}$ . Вузол керування реалізовано на операційному підсилювачі OA та силовому каскаді PU, який формує струм нагріву структури сенсора. Остання, аналогічно до рис. 1.20, а, представлена двополюсником  $CCS_R$ . Якщо перетворювач сенсора реалізовано на транзисторі, з допомогою якого проводять керований нагрів та вимірювання температури, використовують електротеплову модель триполюсника (рис. 1.20. в).

Приклади результатів модельних досліджень перехідних характеристик з програмованою швидкістю нагріву наведені на рис. 4.25. Можна бачити, що в ході нагріву при досягненні температури фазового переходу досліджуваної речовини спостерігається пікове зростання струму  $I$ . Після завершення такого переходу швидкість наростання струму повертається до попереднього

значення. Криві 1, 2, 3 представляють варіанти з різними параметрами досліджуваної речовини, зокрема, теплою плавлення.

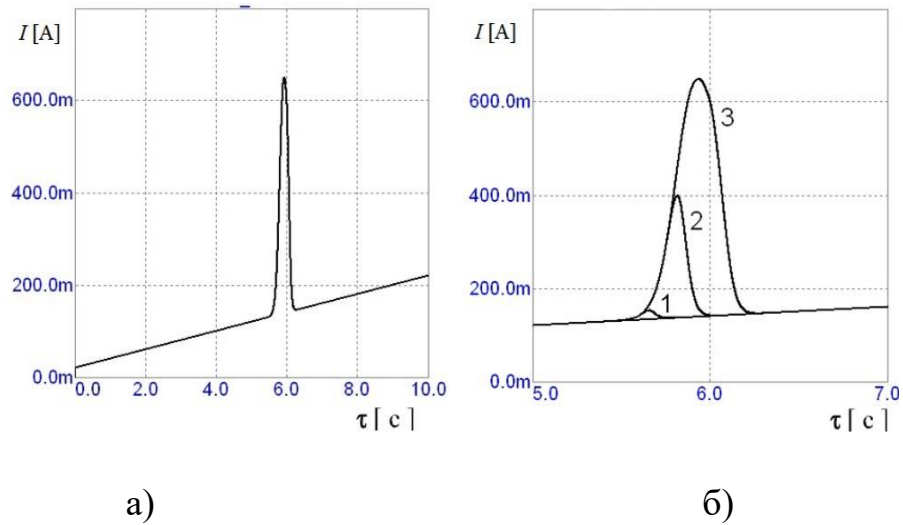


Рис. 4.25 Приклади перехідних характеристик з програмованою швидкістю нагріву

Другий приклад представляє модельні дослідження сенсора в режимі імпульсної модуляції теплового потоку чи температури. Такий режим реалізується, зокрема в методиці StepScan DSC MTDSC (ДСК з модуляцією температури, Modulated Temperature Differential Scanning Calorimetry) диференційних скануючих калориметрах компанії PerkinElmer. Отримані результати (рис. 4.26) демонструють перехідні процеси при імпульсному нагріві та інтенсивному відводі теплової потужності в околі точки фазового переходу.

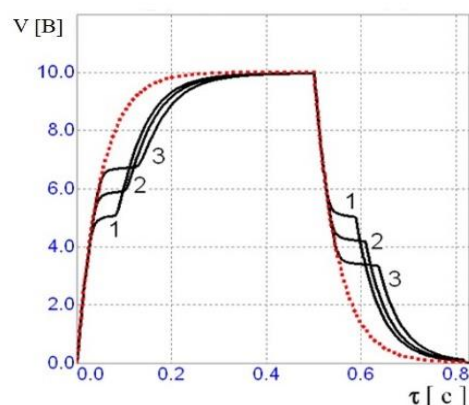


Рис. 4.26. Приклади перехідних характеристик при імпульсній модуляції теплового потоку

### **4.3 Розроблення універсальної електротеплової SPICE моделі сенсорів термічного аналізу**

Представлені в попередніх підрозділах підходи електротеплової аналогії, розвиток цих підходів для синтезу SPICE моделей та методики модельних досліджень теплових процесів, загалом, служать основою моделювання широкого ряду сенсорів термічного аналізу – від елементарних електронагрівних елементів і до вимірювальних перетворювачів з накопиченням теплової енергії при фазових переходах в досліджуваних речовинах. У розвиток цього, розглянемо підходи щодо універсалізації електротеплових SPICE моделей сенсорів. Універсальність моделювання забезпечується новим уніфікованим функціональним SPICE компонентом, який умовно названо Thermicar (термікап). Цей термін синтезовано з перших частин двох слів – Thermic (термічний) та Capacitor (конденсатор).

Спершу, сформулюємо вимоги до універсальної електротеплової SPICE моделі. По-перше, це її структурно-схемна універсальність. По-друге, це зручність використання в процесі специфікації параметрів. І, по-третє, це можливість інтегруватися в електротеплові моделі вищого рівня, зокрема, SPICE схеми заміщення сенсорів на основі розглянутих в розділі 3 дисертації транзисторних структур та оптопар з керованим самонагрівом.

Можливі два структурно-схемні рішення SPICE компоненту Thermicar – на двох та на чотирьох керованих ключах. Логічна функція перемикавання та перехідна характеристика вихідного кола цих ключів повинні максимально точно відображати реальні процеси накопичення, зберігання та вивільнення теплової енергії в структурі вимірювального перетворювача в процесах фазового переходу досліджуваної речовини.

З метою підвищення універсальності використання схем на двох ключах, в перетворювачах з накопиченням теплової енергії представляється необхідним розробити уніфікований підхід щодо адаптації параметрів SPICE моделей вищезгаданих ключів до характеристик реальних сенсорів.

Перший етап параметричної адаптації схеми заміщення сенсора термічного аналізу доцільно проводити використовуючи DC (Direct Current) SPICE метод досліджень. Для прикладу, на рис. 4.27 наведено елементарну схему перемикання на двох ключах (S1, S2), сумарна перехідна характеристика яких має бути адаптованою до реальних параметрів фазового переходу. Керування ключами здійснюється джерелом напруги  $V_{in}$ . Вихідне коло, в якому синтезується необхідна характеристика переходу живиться джерелом напруги  $V_e$ .

Характеристика переходу визначається напругами  $V_{ON}$ ,  $V_{OFF}$  ключів та співвідношенням між граничними значеннями опорів цих ключів  $R_{ON}$ ,  $R_{OFF}$  та опором резистора навантаження  $R_l$ . Є очевидним, що для реалізації типової для сенсора термічного аналізу характеристики переходу ключі S1, S2 мають бути взаємно комплементарними, а саме, коли один ключ відкривається – другий закривається, і навпаки.

Зокрема, на рис. 4.27 можна бачити залежність характеристики переходу при чотирьох дискретних значеннях напруги  $V_{OFF}$  ключа S2:  $V_{OFF} = 0,6$  (1),  $0,8$  (2),  $1,0$  (3),  $1,2$  (4). Усі параметри ключів для цих чотирьох варіантів наведені в табл. 4.3. Модифікований варіант такої схеми, в якому живлення вихідного кола здійснюється безпосередньо з вхідного джерела  $V_{in}$ , та приклади її прохідних характеристик наведено на рис. 4.28.

Таблиця 4.3

Параметри ключів типу S(V-Switch) для варіантів (1), (2), (3), (4)

№	$R_{ON}$ , Ом	$R_{OFF}$ , Ом	$V_{ON}$ , В	$V_{OFF}$ , В
S1	1	1E12	1,1	0,5
S2(1)	1E12	1	2	0,6
S2(2)	1E12	1	2	0,8
S2(3)	1E12	1	2	1,0
S2(4)	1E12	1	2	1,2



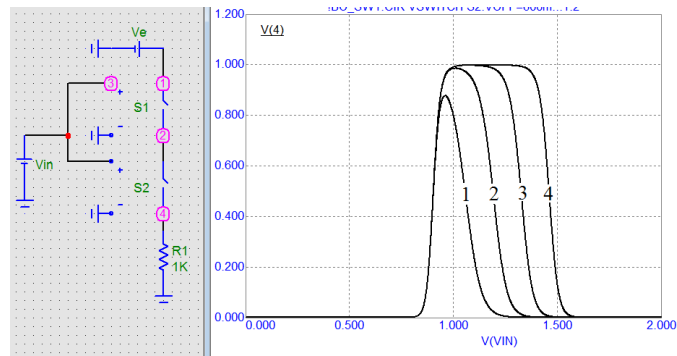


Рис. 4.27. Елементарна схема на комплементарній парі ключів та приклад результатів дослідження її прохідної характеристики

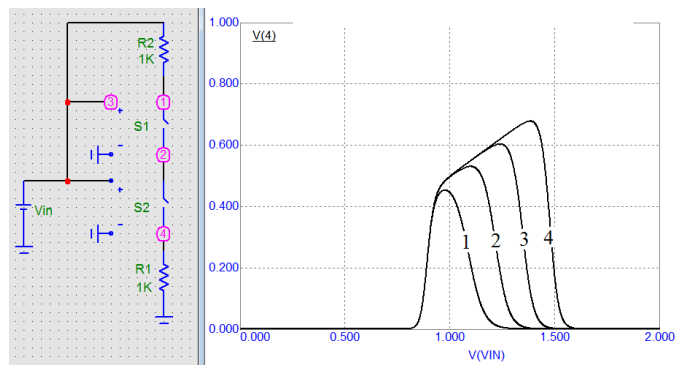


Рис. 4.28. Модифікована схема на комплементарній парі ключів та приклад результатів дослідження її прохідної характеристики

За логікою побудови цей модифікований варіант є ближчим до реальних процесів фазових переходів, адже в даному випадку ключі комутують не сторонній, обумовлений джерелом  $V_e$ , струм, чи потік теплової енергії за електротепловою аналогією, а струм (потік теплової енергії) вхідного кола (нагрівального елемента). Можна бачити, що загалом така реалізація схеми заміщення на комплементарній парі ключів дає непогане наближення до реальних теплових процесів, однак, як це буде показано далі, більш універсальним рішенням є використання чотирьох ключів.

Відзначимо, що внаслідок фазових переходів досліджуваної речовини в сенсорах термічного аналізу має місце гістерезис процесів нагріву-остигання первинного перетворювача. Це обмежує інформативність DC методу досліджень. Відтак, на другому етапі параметричної адаптації схеми заміщення до характеристик реальних сенсорів термічного аналізу з гістерезисом

використовують Transient метод модельних досліджень (аналіз перехідних процесів). Приклад такого Transient аналізу наведено на рис. 4.29. Можна спостерігати коректну роботи схеми комутації з замиканням та розмиканням в околиці певного порогового значення, яке визначається температурою фазового переходу. Більш детально результати такого Transient аналізу розглядається в нижче наведених схемах з чотирма керованими ключами.

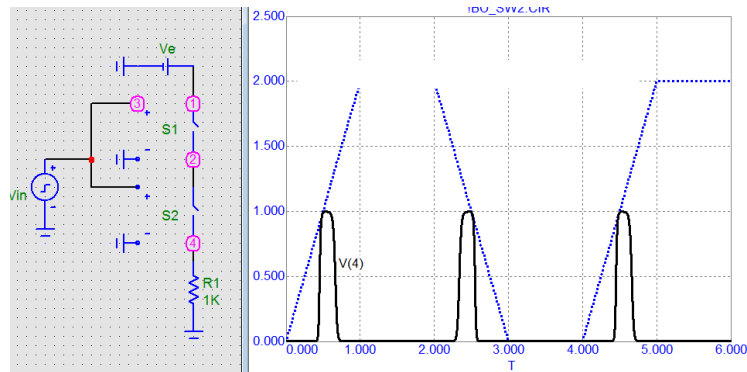


Рис. 4.29. Transient аналіз схеми на комплементарній парі ключів

В ході численних досліджень різноманітних схем заміщення сенсорів термічного аналізу було встановлено, що їх параметрична адаптація до характеристик реальних сенсорів є доволі затратним процесом, а точність настроювання моделі – не достатньо високою. Тут основною проблемою є неможливість достатньо гнучко проводити адаптацію петлі гістерезису.

Тому, було запропоновано більш функціональну та параметрично гнучку модифікацію схеми заміщення, в якій реалізація функціональної характеристики здійснюється чотирма ключами S1, S2, S3, S4, двома джерелами напруги VTM, VDT та CM, RDT ланкою накопичення енергії фазового переходу (рис. 4.30) [229]. Цю схему заміщення умовно названо Thermicar. Будучи уніфікованим функціональним SPICE компонентом, який моделює фазовий перехід досліджуваної сенсором термічного аналізу речовини, Thermicar реалізує логічну функцію у відповідності до мнемокоду:

$$F_T = 1 \text{ if } \{ V_{TH} > V_{TM} \& V_{CM} < V_{TM} + V_{DT} \}$$

$$\text{OR } \{ V_{CM} > V_{TM} \& V_{TH} < V_{TM} + V_{DT} \}$$

$$\text{else } F_T = 0,$$

де  $V_{TH}$  – вхідна напруга (еквівалент температури активної ділянки первинного перетворювача сенсора термічного аналізу);  $V_{TM}$  – напруга джерела VTM, яке задає поріг перемикання (еквівалент температури фазового переходу);  $V_{CM}$  – напруга на конденсаторі V(CM), який задає величину накопиченої енергії (еквівалент енергії фазового переходу);  $V_{DT}$  – напруга джерела VDT, яке задає гістерезис перемикання.

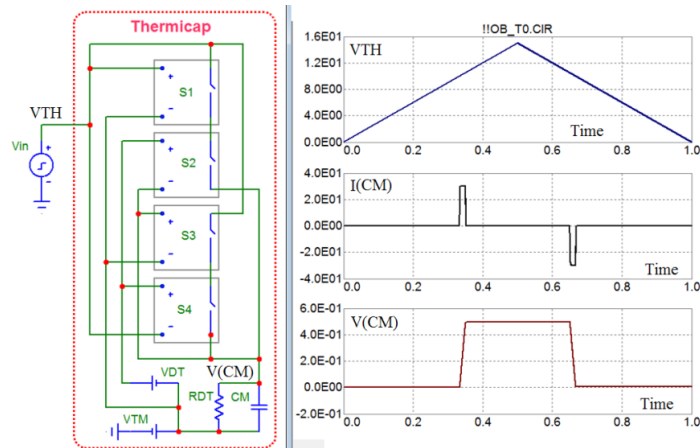


Рис. 4.30. Схема заміщення Thermicap та результати її Transient аналізу

Крім схеми заміщення, на рис. 4.30 продемонстровано результати її елементарного Transient аналізу при керуванні від джерела лінійно наростаючої напруг  $V_{in}$ , яке в першому наближенні представляє напругу на RC ланках електротеплової моделі. Продемонстровано процеси заряду-розряду конденсатора CM, а саме, струм  $I(CM)$  та напругу  $V(CM)$ .

Схема заміщення SPICE моделі Thermicap є наступною:

```
.SUBCKT Thermicap
```

```
S1 1 2 1 3 ST
```

```
S2 2 5 4 5 ST
```

```
S3 1 6 5 3 ST
```

```
S4 6 5 4 1 ST
```

```
VDT 4 3 0.5
```

```
VTM 3 0 10
```

```
CM 5 3 1
```

```
RDT 3 5 1E3
```

.MODEL ST VSWITCH (RON=1E-3 ROFF=1E12 VON=0.01)

.ends

Далі, на декількох характерних прикладах (рис. 4.31 – рис. 4.33) демонструються часові епюри електротеплової моделі первинного перетворювача сенсора термічного аналізу з використанням моделі Thermicap. Для спрощення структура перетворювача представлена лише однією RC ланкою – RTH, CTH.

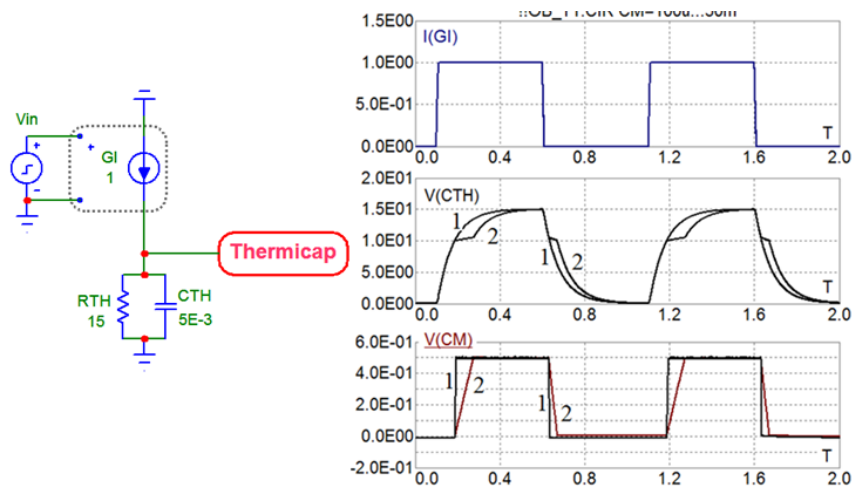


Рис. 4.31. Transient аналіз електротеплової моделі Thermicap при відсутності (1) та наявності (2) фазового переходу

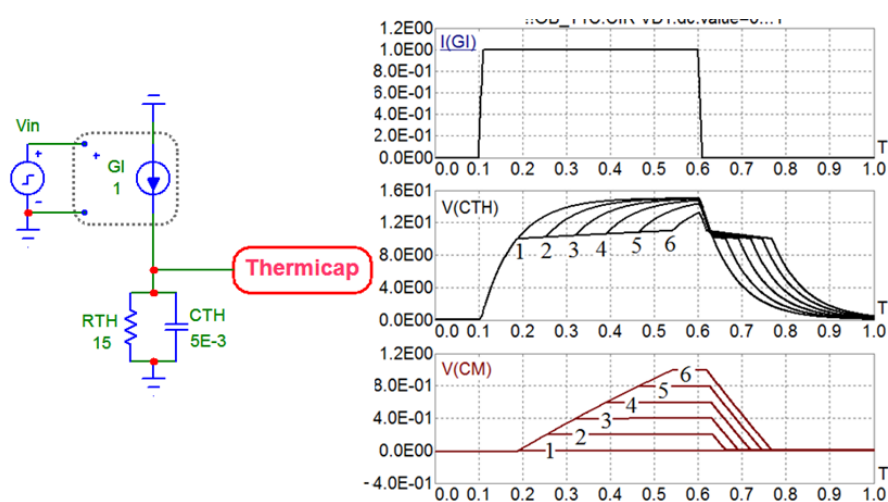


Рис. 4.32. Transient аналіз електротеплової моделі Thermicap при  $VDT = 0$  (1), 0.2 (2), 0.4 (3), 0.6 (4), 0.8 (5), 1.0 (6)

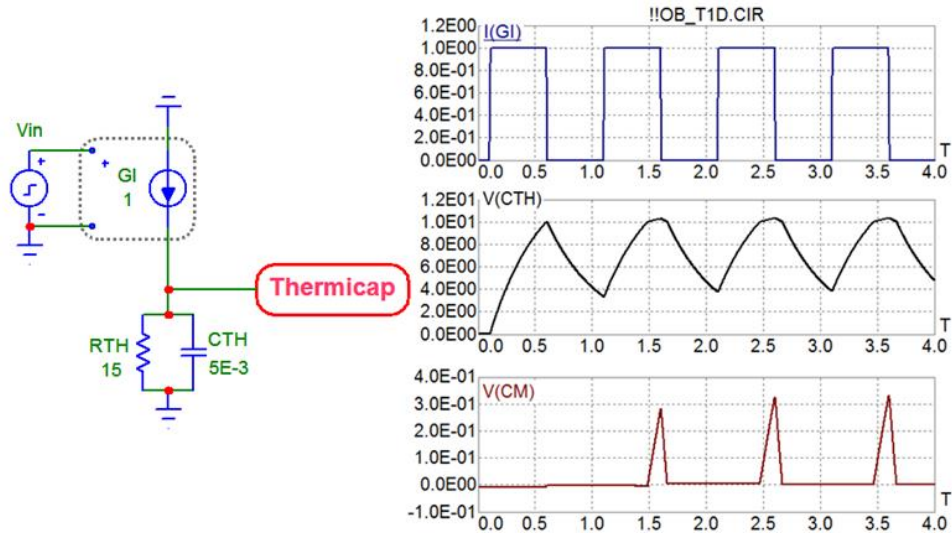


Рис. 4.33. Transient аналіз електротеплової моделі Thermicap на границі фазового переходу

Наведені результати свідчать про адекватність часових епюр електротеплової моделі Thermicap реальним процесам, що мають місце в сенсорах термічного аналізу. Параметричні дослідження електротеплових схем сенсорів термічного аналізу на основі цієї моделі доцільно проводити з використанням розглянутих у підрозділі 4.1 методик, зокрема, з використанням фігур Ліссажу. Приклад результатів таких досліджень без (1) та з (2) фазовим переходом наведено на рис. 4.34.

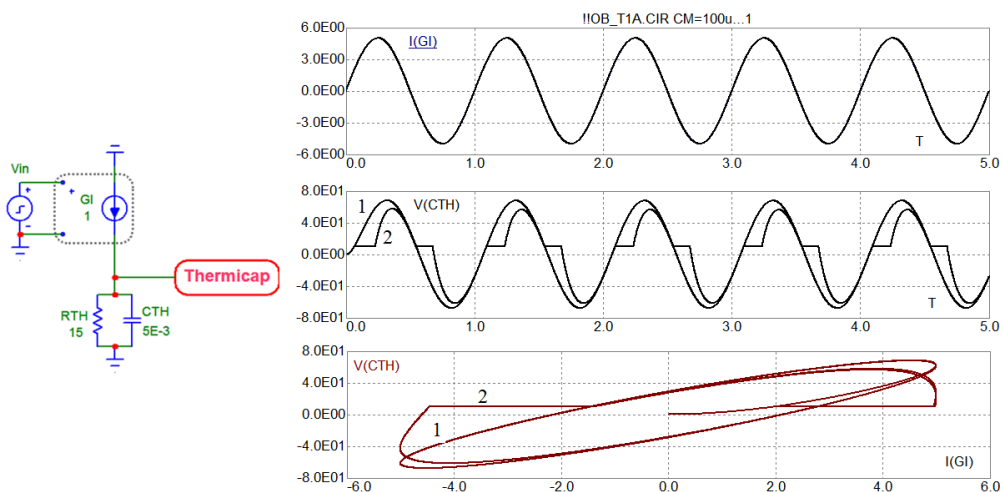


Рис. 4.34 Часові епюри струму, напруги та фігури Ліссажу моделі Thermicap при відсутності (1) та наявності (2) фазового переходу

#### 4.4 Комплексні моделі сенсорів термічного аналізу

Завершальним етапом електротеплового SPICE моделювання синтез схеми заміщення первинного перетворювача сенсора термічного аналізу на основі вищерозглянутої моделі Thermicar. Така схема заміщення залежить від типу первинного перетворювача, зокрема, якщо ним є діодна чи транзисторна структура, то кола електротеплової аналогії інтегрують в SPICE моделі, відповідно, діода чи транзистора.

Розглянемо послідовність такого інтегрування для діодної структури. Актуальність використання діодних структур в сенсорах термічного аналізу з ефектом накопичення теплової енергії, а відтак їх моделювання, обумовлюється такими задачами, як реалізація функціонально інтегрованих сенсорів термічного аналізу на основі фотодіодів, світлодіодів, магнітодіодів тощо. Відзначимо, що необхідно розділяти поняття температурної залежності вольт-амперної характеристики та модуляції цієї характеристики внаслідок саморозігріву діодної структури її струмом живлення.

У першому випадку температурні залежності специфікують в самій SPICE моделі діода. Це, зокрема такі параметри, як, ширина забороненої зони (EG - Energy gap), коефіцієнт експоненти температурної залежності струму насичення (XTI - Temperature exponent for IS) та масив лінійних та квадратичних температурних коефіцієнтів: TIKF IKF -temperature coefficient (linear), TBV1 BV - temperature coefficient (linear), TBV2 BV - temperature coefficient (quadratic), TRS1 RS - temperature coefficient (linear), TRS2 RS - temperature coefficient (quadratic). Ці параметри, коефіцієнти та набір характеристичних температур, а саме, T\_MEASURED Measured temperature Celsius undefined, T\_ABS - Absolute temperature (Celsius), T\_REL\_GLOBAL - Relative to current temperature (Celsius), T\_REL\_LOCAL Relative to AKO model temperature (Celsius), входять в «стандартні» SPICE моделі діодів.

У другому випадку, коли мова йде про моделювання внутрішнього саморозігріву структури з наперед невідомим перепадом температури, такої

можливості в «стандартних» SPICE моделях діодів не передбачено. Відтак, ця задача має вирішуватися шляхом синтезу схем заміщення «власних» моделей.

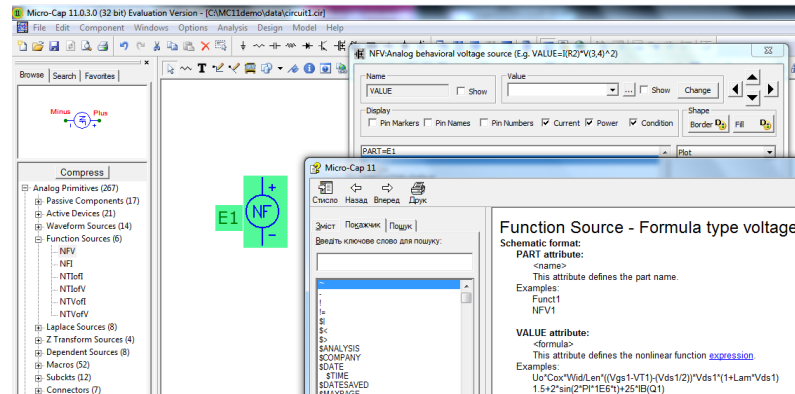


Рис. 4.35. Коротка інформація про SPICE функціональне джерело типу NFV

Для початку синтезуємо спрощену SPICE схему заміщення діодної структури з функцією самонагріву без аналізу фазового переходу речовини внаслідок екзо- чи ендотермічних реакцій. Для цього використаємо SPICE функціональне джерело типу NFV – Function Source – Formula type voltage (рис. 4.35). Таке функціональне джерело є ефективним модельним компонентом в задачах, які потребують гнучкої специфікації за допомогою математичних виразів, констант, параметрів інших компонентів схеми, температури, частоти тощо. Джерело типу NFV використовується в моделі для опису вищезгаданої модуляції вольт-амперної характеристики діода, яка обумовлена явищем власного саморозігріву структури діода. Спрощений варіант схеми заміщення такої моделі наведено на рис. 4.36.

Схема містить:

- коло моделювання вольт-амперної характеристики – діод D1, функціональне джерело напруги EVT типу NFV, джерело живлення  $V_{in}$  та струмозадаючий резистор R1;
- коло моделювання теплових процесів – функціональне джерело напруги ET типу NFV, кероване джерело струму GTN типу Dependent sources - Linear IofV та RC ланки електротеплової аналогії (в даному випадку – спрощений варіант на одній ланці - RT, CT);

- компоненти кола параметричної аналогії - VA, RA, VZ, RZ, кількісні значення параметрів яких, використовуючись в математичних виразах джерел типу NFV, представляють коефіцієнти електротеплової моделі.

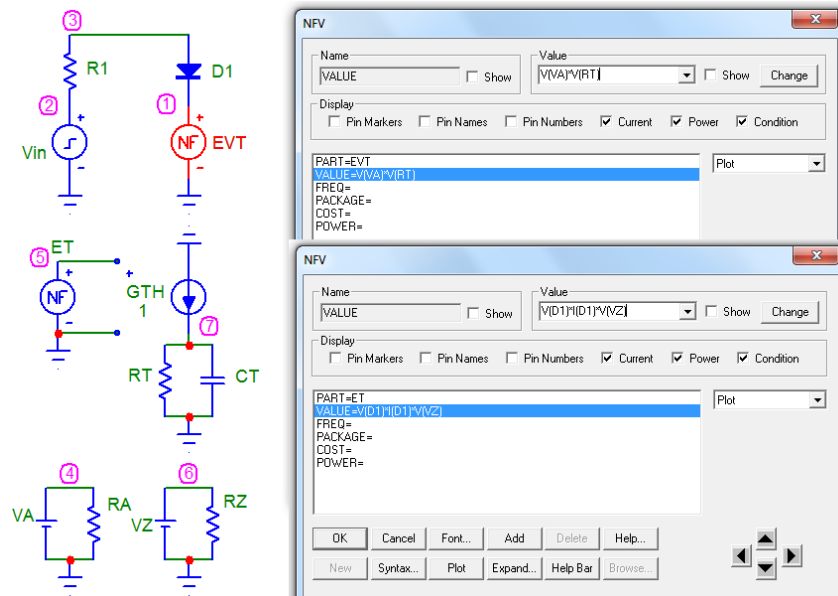


Рис. 4.36. Спрощена схема заміщення діода з функцією самонагріву

Вольт-амперна характеристика діода D1 моделюється сумарним падінням напруги, власне, на діоді -  $V(D1)$  та джерелі напруги EVT, напруга на якому розраховується у відповідності до температурної модуляції падіння напруги на діоді внаслідок його самонагріву. У першому наближенні така модуляція (мова йде не про фізичну суть процесів, а лише про кількісні значення коефіцієнтів модуляції) може бути представлена виразом, який саме і визначає напругу джерела EVT

$$\text{EVT Value} = V(VA) * V(RT),$$

де:  $V(VA)$  – напруга джерела VA, що є функціональним аналогом температурного коефіцієнту модуляції;  $V(RT)$  – напруга на резисторі RT (фактично RT, CT ланці), що є функціональним аналогом зміни температури структури діода внаслідок його саморозігріву.

Відповідно до концепції електротеплової аналогії кероване джерело струму GTH кола моделювання теплових процесів визначає тепловий потік. Відтак, напруга джерела ET, яке керує це джерело струму, є інформативною



величиною теплової потужності

$$ET \text{ Value} = V(D1) * I(D1) * V(VZ),$$

де:  $V(D1) * I(D1)$  – розсіювальна на діоді D1 потужність, що представлена добутком напруги  $V(D1)$  та струму  $I(D1)$ ;  $V(VZ)$  – напруга джерела VZ, що числове значення якого є функціональним аналогом коефіцієнту модуляції температури.

Приклад результату модельного дослідження діода з врахуванням внутрішнього самонагріву представлено на рис. 4.37, де:  $V(7) = V(RT)$  – функціональний аналог значення температури саморозігріву структури діода;  $V(D1) * I(D1)$  - розсіювальна потужність;  $V(3) = V(D1) + V(EVT)$  – напруга на діоді з врахуванням її теплової модуляції. В даному прикладі кількісні значення параметрів моделі ( $RT = 100$ ,  $CT = 0,001$ ,  $VA = 0,005$ ,  $VZ = 2$ ) вибрані з лише точки зору максимальної наочності процесів (на практиці ці значення уточнюються за результатами досліджень реальних структур).

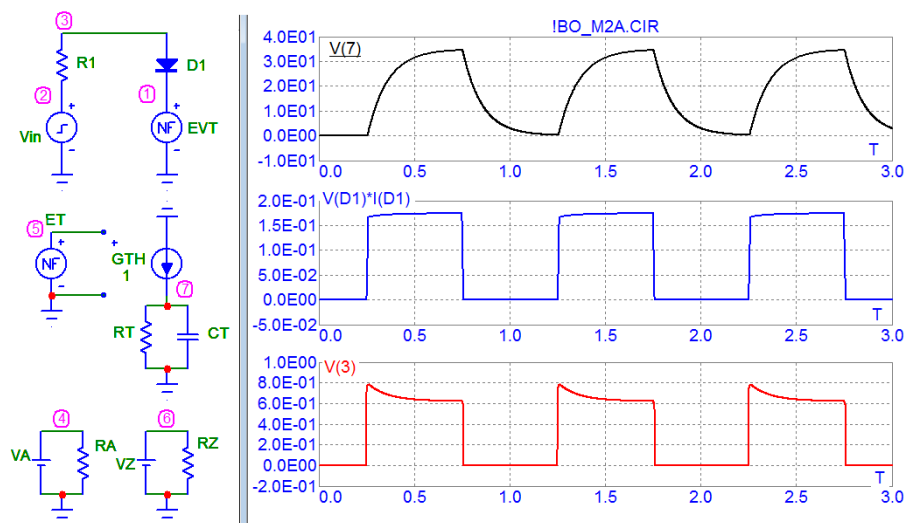


Рис. 4.37. Приклад результату модельного дослідження діода з врахуванням внутрішнього саморозігріву

Можна бачити, що має місце тепла релаксація вищезгаданих температури саморозігріву, потужності на діоді та теплової модуляції вольт-амперної характеристики.

Далі синтезуємо розвинену SPICE схему заміщення діодної структури з

врахуванням фазового переходу речовини первинного перетворювача сенсора термічного аналізу. Для цього інтегруємо в схему заміщення діода з функцією самонагріву розглянутий в попередньому підрозділі уніфікований функціональний SPICE компонент Thermicap. Результат такого інтегрування та приклад модельного дослідження падіння напруги  $V(D)_{HT}$  на діодній структурі сенсора при відсутності (1) та наявності (2) фазового переходу наведено на рис. 4.38 (для наочності масштаб на нижній епюрі збільшено). Можна бачити: по-перше, теплову релаксацію падіння напруги на діодній структурі, і, по-друге, затримку такої релаксації в процесі накопичення теплової енергії при фазовому переході досліджуваної сенсором діодного типу речовини.

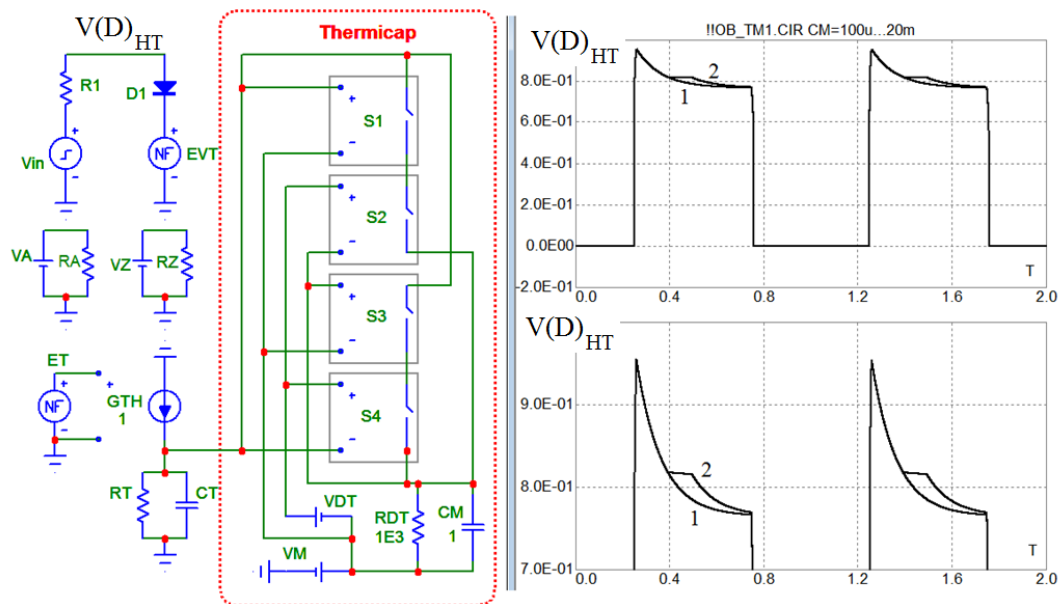


Рис. 4.38. Приклад результату модельного дослідження діода при відсутності (1) та наявності (2) фазового переходу

Аналогічні підходи використаємо при SPICE моделюванні перетворювачів транзисторного типу. Для цього синтезуємо схему заміщення транзисторної структури з використанням наведеної на рис. 1.20, в моделі триполіосника з функцією саморозігріву та уніфікованого функціонального SPICE компоненту Thermicap. Результат такого синтезу та приклад аналізу процесів в сенсорі термічного аналізу на перетворювачі транзисторного типу представлено на рис. 4.39, де  $IC(Q1)$  – колекторний струм транзистора Q1, а  $VB$  – падіння

напруги на база-емітерному р-п переході цього транзистора з врахуванням його теплової релаксації. Теплову модуляцію падіння напруги на база-емітерному р-п переході описує кероване джерело напруги EVT, а модуляцію колекторного струму – кероване джерело струму GT. Саме ці два параметри є визначальними з точки зору модельних досліджень сенсорів термічного аналізу - падіння напруги на база-емітерному р-п переході є інформативною величиною температури транзистора, а колекторний струм – теплової потужності, що розсіюється на ньому.

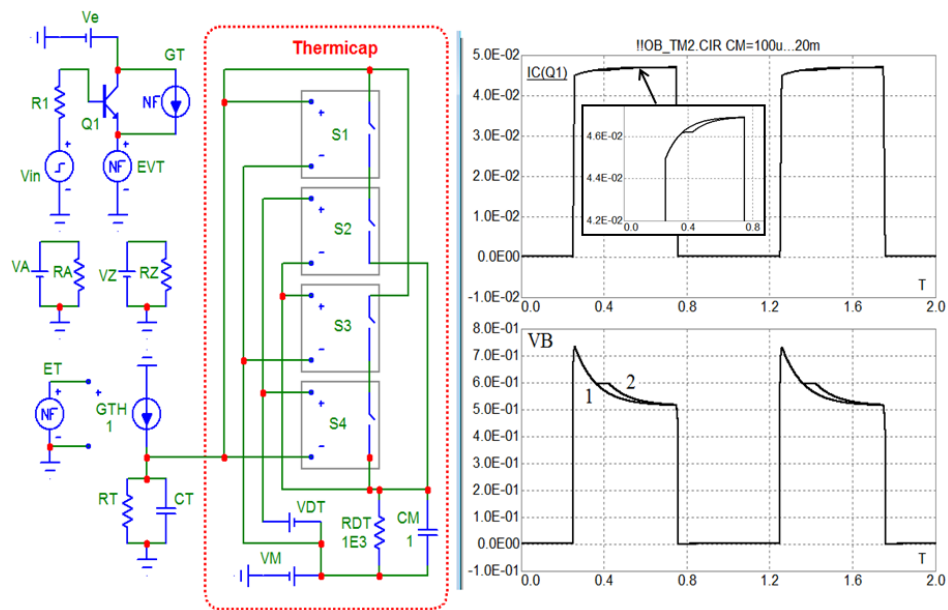


Рис. 4.39. Схема заміщення SPICE моделі транзисторної структури та приклад її дослідження при відсутності (1) та наявності (2) фазового переходу

#### Висновки до розділу 4

1. Отримала подальший розвиток концепція електротеплової аналогії, яка полягає в заміщенні теплових характеристик на їх електричні аналоги: різниця температур  $\Delta T(t)$  заміщається різницею напруг  $\Delta V(t)$ , тепловий потік  $\Phi_T$  чи потужність  $P_T$  заміщається електричним струмом  $I_T$ , а тепловий опір  $R_\theta$  та теплоємність  $C_\theta$  – еквівалентними їм електричним опором  $R_T$  та ємністю  $C_T$  конденсатора. Теплові перехідні процеси описуються еквівалентними схемами Фостера та Кауера у виді декількох RC ланок. На їх основі розроблено модель

сенсора термічного аналізу, яка містить пасивне та активне кола. Пасивне коло представляє теплові процеси в структурі сенсора, а активне – в досліджуваній речовині. Температурний режим роботи, зокрема швидкість наростання температури, задається програмованим джерелом напруги при фіксованій швидкості наростання температури

2. Розроблено методику SPICE моделювання та дослідження структур сенсорів термічного аналізу, новизною якої є можливість параметричного аналізу вимірювальних кіл з врахуванням ефекту акумуляції теплової енергії. Актуальність поставленої задачі обумовлена важливістю поєднання оптимізації конструктивних рішень сенсорів термічного аналізу, зокрема схемотехніки їх сигнальних перетворювачів, та відповідних режимів досліджень. Показано, що в процесі синтезу та специфікації параметрів електротеплової SPICE моделі сенсора термічного аналізу необхідно не лише встановити функціональні взаємозв'язки між тепловими та електричними параметрами, але і забезпечити умови запобігання нестабільності функціонування моделі з комплексним електротепловим зв'язком.

3. Розроблено та специфіковано новий функціональний SPICE компонент – Thermicap (термікап – термін, що синтезовано з перших частин двох слів – Thermic (термічний) та Capacitor (конденсатор)). Електрична схема заміщення цього компоненту, базуючись на термічно керованому колі з комутацією конденсатора, дозволяє проводити комплексне структурно-схемотехнічне моделювання сенсорів термічного аналізу для дослідження ендотермічних та екзотермічних процесів з акумуляцією теплової енергії при фазових переходах речовини та хімічних реакціях.

4. Модельними дослідженнями виявлена можливість підвищення ефективності аналізу теплових параметрів досліджуваних структур чи первинного перетворювача сенсорів термічного аналізу методом синтезу та аналізу фігур Лісажу, які отримують співставленням напруги (температури) та струму (теплової потужності). Інформативними параметрами теплових фігур Ліссажу є розмах та нахил годографа, а також його «розмиття». Наявність

останнього свідчить про тривалість та інтенсивність процесу теплової релаксації.

5. У ході модельних досліджень виявлена можливість підвищення інформативності, спрощення структурно-схемної реалізації та мінімізації енергоспоживання сигнальних перетворювачів сенсорів термічного аналізу шляхом заміни гармонічних сигналів на імпульсні. Для досягнення максимального ефекту щодо інформативності частота прямокутних імпульсів розігріву повинна бути оптимізована за критерієм максимально можливої модуляції форми, нахилу та «розмиття» годографа фігур Ліссажу.

## РОЗДІЛ 5

### ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ СЕНСОРІВ РІЗНИЦЕВОЇ ТЕМПЕРАТУРИ НА ТРАНЗИСТОРНИХ КАСКАДАХ

#### 5.1 Вимірювальні перетворювачі різницевої температури на елементарних транзисторних каскадах

У більшості сенсорів температури на транзисторних структурах використовується температурна залежність вольт-амперної характеристики (ВАХ) р-п переходів. У сенсорах на біполярних транзисторах, здебільшого, використовують емітерний р-п перехід. У першому наближенні емітерний струм транзистора визначається з виразу [116, 230]

$$I_E = I_S \left( \exp \frac{V_{BE}}{m\phi_T} - 1 \right) \approx I_S \exp \frac{V_{BE}}{m\phi_T} \quad (\text{при } V_{BE} \gg \phi_T),$$

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.

Крім температурного потенціалу  $\phi_T$ , важливим параметром температурної залежності ВАХ є залежність струму насичення:

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

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

Зокрема, температурний коефіцієнт напруги емітерного р-п переходу наближено визначається виразом

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

Тоді при  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К,  $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл,  $m = 1$ ,  $T = 300$ К:

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

а отже для більшості характерних режимів роботи  $TKV_{pn} \approx -2$  мВ/К.

При використанні біполярних транзисторів в сенсорах температури можливі два основні варіанти формування сигналу. В першому варіанті інформативним сигналом є температурна залежність  $V_{BE}(T)$  при стабілізованому емітерному чи колекторному струмі, а в другому – температурні залежності струму емітера  $I_E(T)$  чи струму колектора  $I_C(T)$  при стабілізованій напрузі база-емітерного р-п переходу  $V_{BE} = \text{const}$ . Перевагою першого варіанту є висока лінійність функції перетворення, а його недоліком – доволі незначна чутливість (зокрема, для вищевказаного значення  $TKV_{pn}$  та  $V_{BE}(T) \approx 600$  мВ відносна чутливість вимірювання температури становить  $-0,3$  %/К). Для другого варіанту характерною є протилежна властивість – висока чутливість (експоненціальна залежність струму від температури) при значній нелінійності функції перетворення.

Такі ж варіанти формування сигналу можливі при використанні транзисторів в сенсорах різницевої температури  $\Delta T$ , які є основою більшості методик термоаналітичних вимірювань, зокрема, в диференційній скануючій калориметрії.

На рис. 5.1,а наведено сигнальний вузол різницевого сенсора температури, інформативним параметром якого є колекторні струми  $I_{C1}(T_1)$ ,  $I_{C2}(T_2)$  чи їх різниця при стабілізованому значенні напруги  $V_{BE} = \text{const}$ . Результати SPICE модельних досліджень залежності колекторного струму  $I_{C1}$  від температури наведено на рис. 5.2, а, а різниці колекторних струмів  $I_{C2} - I_{C1}$  від різниці температур  $\Delta T$  – на рис. 5.2, б (позначення: TEMP відповідає температурі в градусах Цельсія, “u”  $-10^{-6}$ , “n”  $-10^{-9}$ ) [231]. Дослідження проводилися при трьох значеннях напруги  $V_{BE} = 0,60$  В (1),  $0,55$  В (2),  $0,50$  В (3). У відповідності синтаксису SPICE позначення TEMP відповідає температурі в градусах Цельсія, позначення IC(Q1) – струму  $I_{C1}$  транзистора Q1, а позначення IC(Q2)-IC(Q1) – різниці струмів  $I_{C2}(Q2) - I_{C1}(Q1)$ . Різниця температур  $\Delta T$  між транзисторами задавалася модельним параметром V(NPNT2(T\_REL\_GLOBAL)),

який вказує на відносну (різницеву) температуру транзистора  $Q_2$ . У наведеному прикладі  $\Delta T = \pm 5^\circ\text{C}$ . Для більшої наочності на тих же графіках наведено похідні по струму  $I_{C1}(T_1) \rightarrow DD(IC(Q1))$  та різниці струмів  $I_{C2}(T_2) - I_{C1}(T_1) \rightarrow DD(IC(Q2) - IC(Q1))$ . Наведені результати демонструють високу чутливість до різниці температур, зокрема при  $V_{BE} = 0,60\text{ В}$ ,  $\Delta T = 1^\circ\text{C}$  різниця струмів становить  $I_{C2}(T_2) - I_{C1}(T_1) = 100\text{ нА}$ . Очевидною є значна нелінійність функції перетворення.

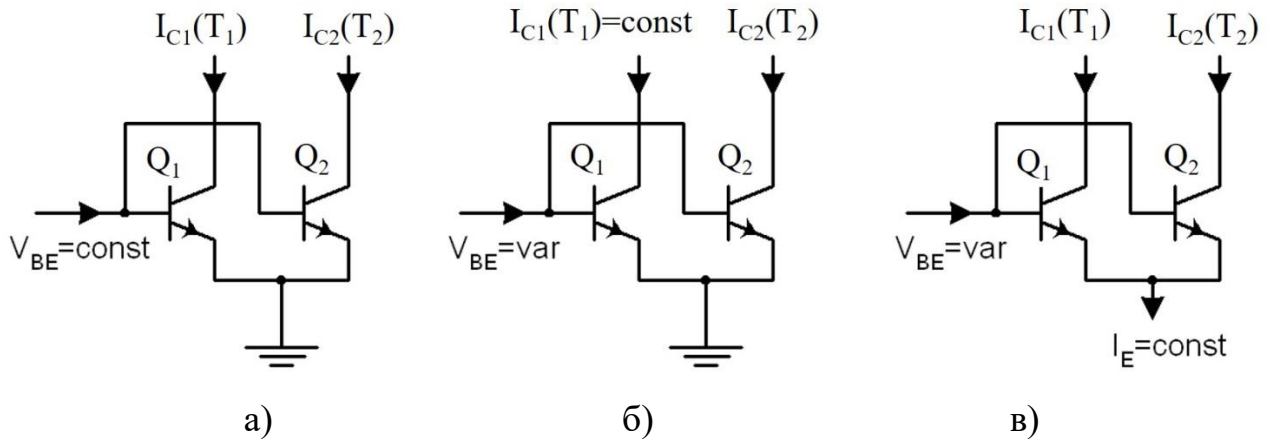


Рис. 5.1. Схеми використання транзисторів в сенсорах різницевої температури

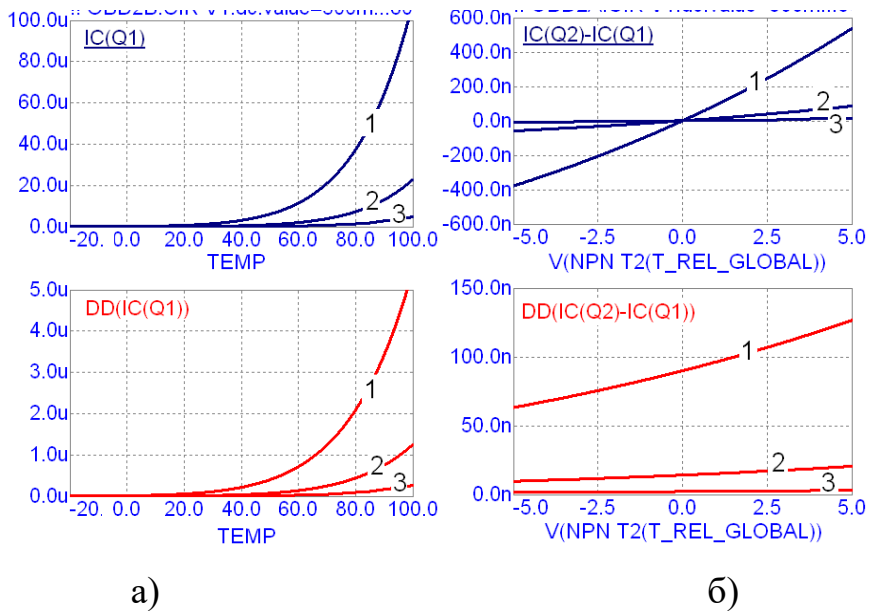


Рис. 5.2. Результати модельних досліджень температурних характеристик сенсора різницевої температури на транзисторах (схема рис. 5.1, а) при  $V_{BE} = 0,60\text{ В}$  (1),  $0,55\text{ В}$  (2),  $0,50\text{ В}$  (3)

Розглянемо параметри сигнальних перетворювачів різницевої температури зі стабілізацією струмів. Можливими рішеннями таких перетворювачів є схема



зі стабілізацією колекторного струму опорного транзистора, зокрема  $I_{C1}(T_1) = \text{const}$  (рис. 5.1, б), та стабілізацією сумарного струму колекторів  $I_{C1}(T_1) + I_{C2}(T_2) = \text{const}$  чи емітерів  $I_E = \text{const}$  обох транзисторів (рис. 5.1, в). Останнє рішення зі стабілізацією сумарного струму емітерів є схемною аналогією транзисторних диференційних каскадів.

У схемі зі стабілізацією струму колектора  $I_{C1}(T_1) = \text{const}$  опорного транзистора температурна залежність струму  $I_{C2}(T_2)$  наближено визначається співвідношенням:

$$I_{C2}(T_2) \approx I_{S2}(T_2) \exp \frac{V_{BE}(T_1)q}{mkT_2},$$

$$\text{де } V_{BE}(T_1) \approx \frac{mkT_1}{q} \ln \frac{I_{C1}(T_1)}{I_{S1}(T_1)}, \quad I_{C1}(T_1) = \text{const}.$$

Реалізація такої схеми наведена на рис. 5.3, а. Стабілізація колекторного струму транзистора  $Q_1$  забезпечується колом від'ємного зворотного зв'язку на операційному підсилювачі ОА та джерелом опорної напруги  $E_{REF}$ . Напруга цього джерела  $V_{REF}$  з високою точністю визначає напругу зворотного зв'язку  $V_I = E - V_{RI}$ , яка формується на резисторі  $R_1$ . Має місце рівність  $V_{RI} = V_{REF}$ , а відтак,  $I_{C1}(T_1) = V_{REF}/R_1$ . Інформативним сигналом різницевої температури  $T_2 - T_1$  є різниця напруг  $V_2 - V_1$ . Резистор  $R_E$  не впливає на інформативні сигнали, а використовується для формування синфазної складової вихідних напруг, що має актуальність з точки зору подальшого сигнального перетворення.

Приклад результатів SPICE дослідження схеми зі стабілізацією колекторного струму опорного транзистора  $I_{C1}(T_1) = \text{const}$  наведено на рис. 5.4. а. Використані SPICE моделі малогабаритних n-p-n транзисторів BC337. Різниця напруг  $\Delta T$  в градусах Цельсія представлена модельним параметром відносної температури T\_REL\_GLOBAL транзистора Q2 і, у відповідності до синтаксису SPICE, позначена V(NPNBC337T(T\_REL\_GLOBAL)). Вихідними сигналами схеми є падіння напруги на резисторах V(VE)-V(1) та V(VE)-V(4), де V(VE) – напруга джерела живлення VE, V(1) та V(4) – відповідно напруги у вузлах 1 та 4. Враховуючи, що

$I_{C1}(T_1) = 10 \text{ мкА}$ ,  $V_{REF} = 1 \text{ В}$ ,  $R_1 = R_2 = 100 \text{ кОм}$ , падіння напруги  $V(VE)-V(1)$  є сталим і рівним  $1 \text{ В}$ .

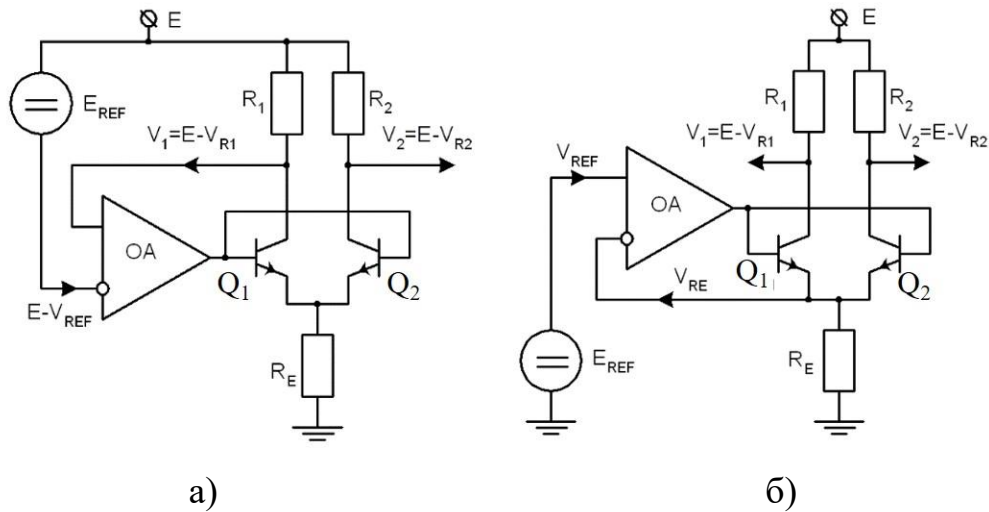


Рис. 5.3. Схеми сенсорів різницевої температури

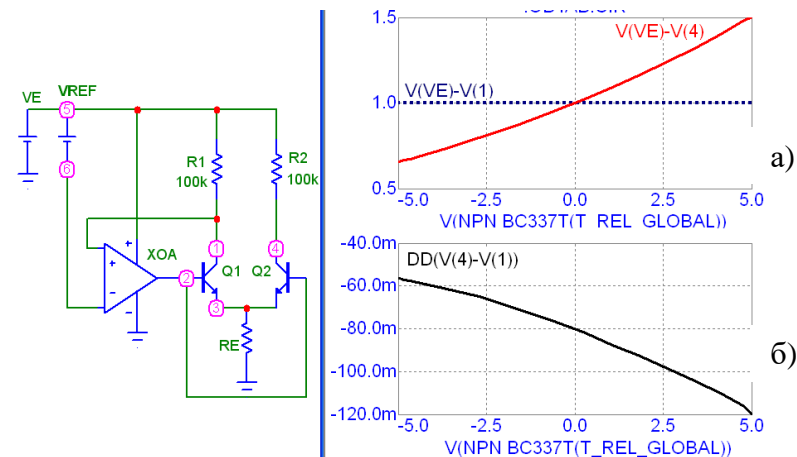


Рис. 5.4. Результат модельного дослідження схеми зі стабілізацією колекторного струму

Інформативною величиною різницевої температури є різниця напруг  $V(4)-V(1)$ . Крутизна  $S$  функції перетворення є достатньо високою - при  $\Delta T \rightarrow 0$   $S = DD(V(4)-V(1)) = -60 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ . Однак, має місце суттєвий недолік, що проявляється в значній залежності крутизни  $S$  від різниці температур: при  $\Delta T = -5^\circ\text{C}$  -  $S \approx -80 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ , а при  $\Delta T = 5^\circ\text{C}$  -  $S \approx -120 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ . Таким чином, в діапазоні різницевої температури  $\Delta T = [-5...5]^\circ\text{C}$  нестабільність крутизни становить приблизно  $100\%$  (зростає вдвічі). Як буде показано далі, ця проблема вирішується схемами на транзисторних каскадах диференційного типу.

У схемі зі стабілізацією сумарного струму емітерів  $I_E = \text{const}$  (рис. 5.1, в) пари транзисторів температурна залежність колекторних струмів наближено визначається співвідношеннями:

$$I_{C1}(T_1) \approx I_{S1}(T_1) \exp \frac{V_{BE} q}{m k T_1},$$

$$I_{C2}(T_2) \approx I_{S2}(T_2) \exp \frac{V_{BE} q}{m k T_2},$$

$$I_{C1}(T_1) + I_{C2}(T_2) \approx I_E = \text{const}.$$

Реалізацію такої схеми наведено на рис. 5.3. б, а результат її модельного дослідження при  $V_{REF} = 1$  В,  $R_E = 50$  кОм,  $R_1 = R_2 = 100$  кОм – на рис. 5.5 [232]. При таких параметрах сумарний струм емітерів  $I_E = 20$  мкА, а отже при  $\Delta T \rightarrow 0$ :  $I_{C1} = I_{C2} = 10$  мкА,  $V(VE) - V(1) = V(VE) - V(4) = 1$  В. Інформативним сигналом різницевої температури  $\Delta T$  є різниця вихідних напруг  $V(4) - V(1)$ , однак в даному випадку температурозалежними є обидві вихідні напруги. Як показують наведені результати модельного дослідження, крутизна функції перетворення  $S = DD(V(4) - V(1))$  характеризується доволі високою стабільністю. У діапазоні різницевої температури  $\Delta T = [-5^\circ\text{C} \dots 5^\circ\text{C}]$  крутизна знаходиться в межах  $S = [-79 \dots -83]$  мВ/°С, що відповідає нестабільності приблизно 5 %.

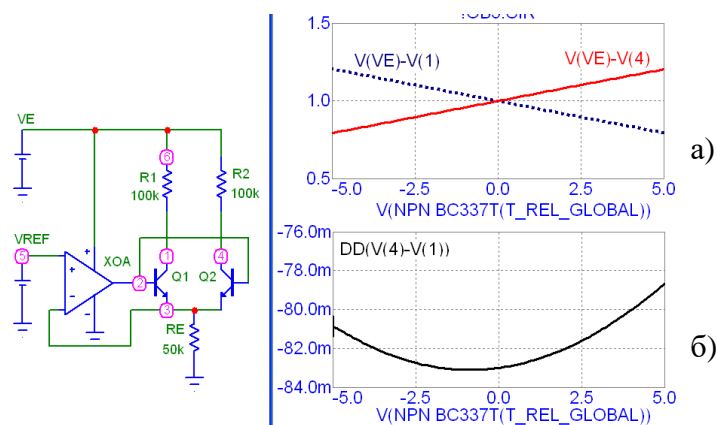


Рис. 5.5. Результат модельного дослідження схеми вимірювального перетворювача різницевої температури зі стабілізацією  $I_E = \text{const}$

Таким чином, проведені дослідження показали, що схема сигнального перетворювача зі стабілізацією сумарного струму емітерів  $I_E = \text{const}$  пари

транзисторів характеризується поєднанням високої чутливості та стабільності крутизни функції перетворення. Зокрема, у порівнянні зі схемою із стабілізацією колекторного струму опорного транзистора, нестабільність крутизни зменшено приблизно в 20 разів.

Подальший аналіз використання транзисторних структур в сенсорах різницевої температури передбачає більш детальне дослідження впливу режимів роботи каскадів диференційного типу на параметри чутливості та лінійності функції вимірювального перетворення різницевої температури. Зокрема, на відміну від вищерозглянутої на рис. 5.5 схеми вимірювального перетворювача, в досліджуваних надалі схемах передбачені варіанти стабілізації не лише сумарного струму емітерів транзисторів диференційного каскаду, але і напруги базового кола. Крім того, необхідно встановити закономірності впливу на нелінійність функції перетворення способу стабілізації струму, зокрема, пасивною схемою стабілізації на емітерному резисторі чи активною схемою стабілізації з колом зворотного зв'язку.

## **5.2 Вимірювальні перетворювачі на транзисторних каскадах диференційного типу**

Розглянемо ряд загальних закономірностей вольт-амперних характеристик (ВАХ) диференційного каскаду та вплив на ці характеристики параметрів транзисторних структур [233-234]. Елементарний приклад результату модельного дослідження ВАХ диференційного каскаду з емітерним резистивним колом, а саме, залежності колекторних струмів  $I_{C1} = IC(Q1)$ ,  $I_{C2} = IC(Q2)$  транзисторів Q1, Q2 від різниці вхідної напруги  $dV_{in}$  наведено на рис. 5.6. Напруга початкового зміщення базових кіл транзисторів (синфазна складова вхідного сигналу) задавалась джерелом напруги V1, напруга живлення схеми – джерелом V2, а різниця вхідних напруг диференційного каскаду  $dV_{in}$  – джерелом V3. Для всіх наведених далі результатів досліджень (якщо інше не вказувалося) були встановлені режими: напруга початкового

зміщення базових кіл транзисторів  $V1 = 1\text{В}$ , напруга живлення  $V2 = 3\text{В}$ , опір резистора емітерного кола  $R1 = 100\text{ к}\Omega$ .

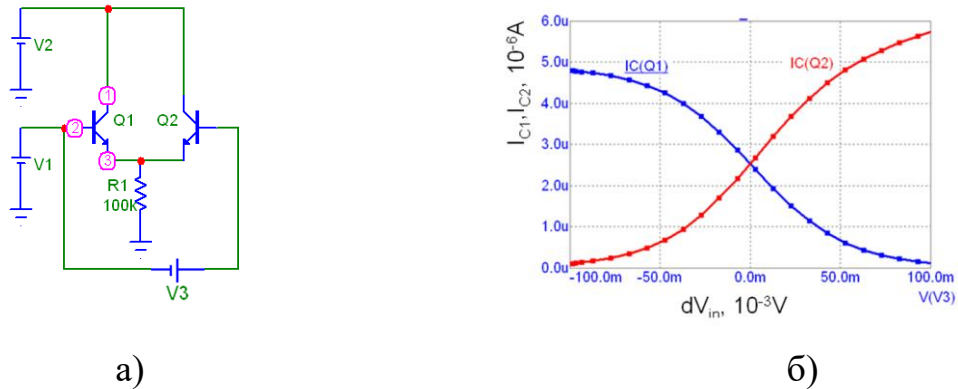


Рис. 5.6. Схема (а) та результат модельного дослідження ВАХ (б) диференційного каскаду з емітерним резистивним колом

Як слідує з отриманих результатів модельного дослідження, сумарний струм диференційного каскаду становить приблизно  $I_{C1} + I_{C2} \approx 5\text{ мкА}$  і не залежить від різниці входних напруг диференційного каскаду  $dV_{in}$ . Натомість, різниця входних напруг  $dV_{in}$  визначає перерозподіл струму в парі транзисторів, причому, при  $dV_{in} = \pm 100\text{ мВ}$  практично має місце повне закривання одного та повне відкривання іншого транзистора схеми, а ВАХ пари транзисторів при зміні полярності різниці входних напруг є дещо несиметричними.

Загалом, ВАХ схеми є нелінійними. Однак як це показано на рис. 5.7, а в діапазоні напруг  $dV_{in} = \pm 10\text{ мВ}$  характеристика прямує до квазілінійності. З точки зору застосування диференційного каскаду в сенсорах різницевої температури ця властивість квазілінійності має визначальне значення, адже, квазілінійність функції перетворення забезпечує можливість спрощення математичних моделей та методів калібрування вказаних сенсорів.

Для кількісної оцінки лінійності ВАХ на рис. 5.7, б представлено результати досліджень її крутизни, причому у відповідності до SPICE синтаксису крутизна визначена виразом похідної функції за аргументом  $d(I_C)/d(V_{in}) \equiv DD(IC)$ . Враховуючи, що похідна функції колекторного струму в обох транзисторах має протилежний знак, для зручності візуалізації одна з функцій, в даному випадку похідна -  $DD(IC(Q1))$ , представлена з протилежним знаком.

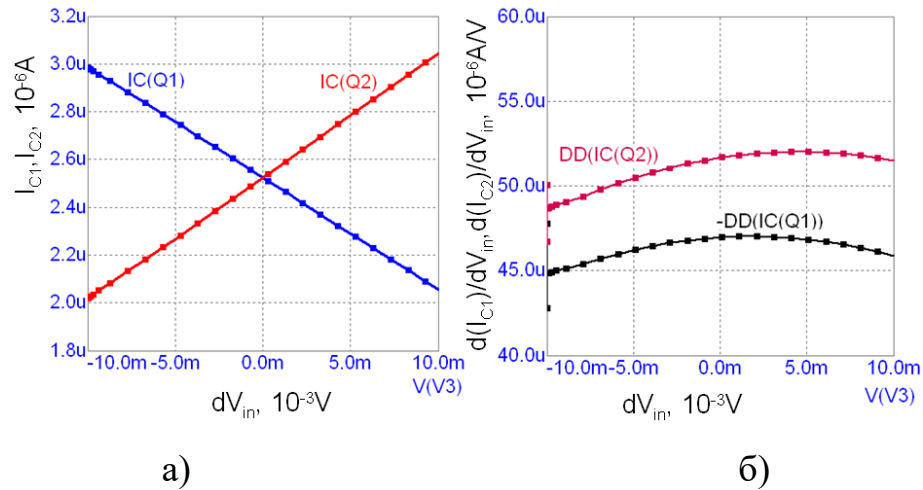


Рис. 5.7. Результат модельного дослідження ВАХ (а) та її крутизни (б) з емітерним резистивним колом

Тож, можна бачити, що модуль крутизни функції перетворення диференційного каскаду в діапазоні різниці вхідних напруг  $dV_{in} = \pm 10$  мВ знаходиться в межах  $|d(I_C)/d(V_{in})| = 45 \dots 52$  мкА/В, причому неспівпадіння між цими функціями в транзисторах Q1, Q2 становить приблизно 5 мкА/В (відносне значення неспівпадіння становить 10 %), а нестабільність крутизни при зміні різниці вхідних напруг становить приблизно 2,5 мкА/В (5 %).

Такий аналіз нелінійності є ключовим етапом оптимізації режимів роботи схеми диференційного каскаду в задачі оптимізації мінімізації нестабільності функції перетворення диференційного сенсора температури. Зокрема, при типовому значенні температурного коефіцієнта напруги на прямозміщених емітерних р-п переходах  $dV_{pn}/dt \approx -2$  мВ/°С зміна вхідної напруги диференційного каскаду  $dV_{in} = \pm 10$  мВ відповідає діапазону різниці температур  $dt \approx \pm 5^\circ\text{C}$ .

У відповідності до наведеного аналізу ВАХ це означає, що у цьому діапазоні відносне значення нестабільності коефіцієнту температурної чутливості, в першому наближенні, становить приблизно 5 %, а в абсолютних одиницях  $\pm 0,25^\circ\text{C}$ .

Частково проблему нестабільності коефіцієнту температурної чутливості можна вирішити заміною струмозадаючого емітерного резистора на джерело стабільного струму. Результати досліджень ВАХ диференційного каскаду з

емітерним струмовим джерелом ( $I_1 = 5 \text{ мкА}$ ) наведені на рис.5.8 та рис. 5.9. Очевидним наслідком заміни емітерного струмозадаючого резистора на джерело струму є краща симетрія ВАХ при зміні полярності різниці вхідних напруг (рис.5.8) та повне співпадіння модулів похідних  $|d(I_C)/d(V_{in})|$  в обох транзисторах (рис. 5.9, б). Однак, аналогічно до схеми диференційного каскаду з струмозадаючим емітерним резистором нестабільність крутизни при зміні різниці вхідних напруг становить приблизно  $2,5 \text{ мкА/В}$  (5 %).

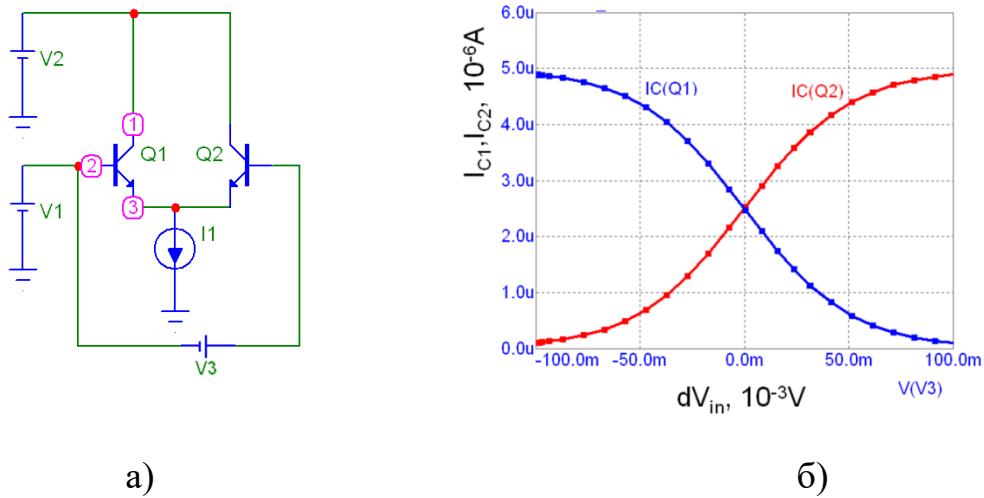


Рис. 5.8. Схема (а) та результат (б) модельного дослідження ВАХ диференційного каскаду з емітерним джерелом струму

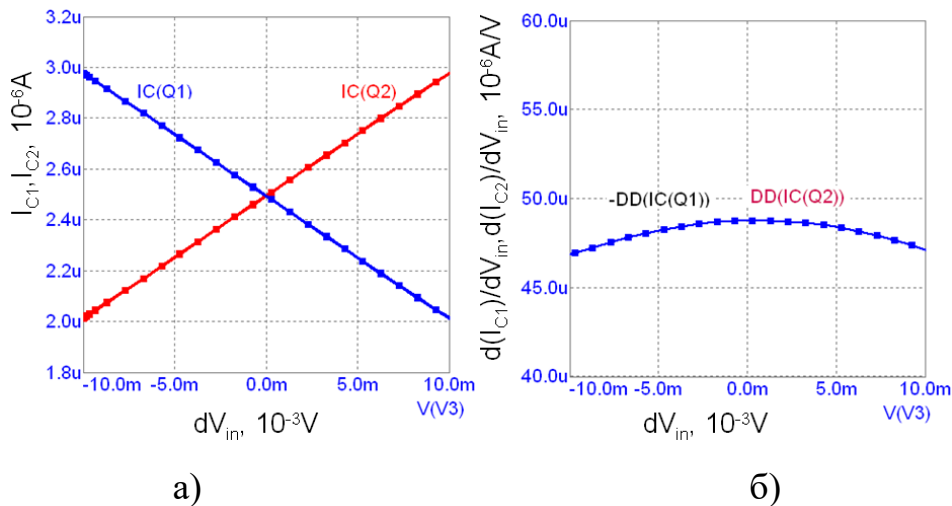


Рис. 5.9. Результат модельного дослідження ВАХ (а) та її крутизни (б) з емітерним джерелом струму

Тим не менше, ефективність переходу від схеми диференційного каскаду

зі струмозадаючим резистором до схеми з джерелом струму не є однозначним. Так, з одного боку, використання джерела струму забезпечує співпадіння ВАХ пари транзисторів диференційного каскаду та кращу симетрію ВАХ при зміні полярності різниці вхідних напруг. Однак, з другого боку, схема з джерелом струму, як це буде показано далі, обмежує функціональні можливості сенсора температури. Причиною такого обмеження є неможливість інтегрувати в одному схемному вузлі функцію вимірювання, як різницевої, так і абсолютної температур.

Відзначимо, що інформативною величиною різницевої температури є різниця колекторних струмів транзисторів диференційного каскаду, а інформативною величиною абсолютної температури є сумарне значення цих струмів. Є очевидним, що сумарне значення колекторних струмів у схемі з емітерним джерелом струму в першому наближенні є сталим, а отже функцію вимірювання абсолютної температури реалізувати на такій схемі є неможливим.

Модельні дослідження ВАХ диференційного каскаду з точки зору його використання в сенсорах температури передбачають визначення параметрів транзисторів диференційного каскаду, що впливають на вихідні сигнали такого сенсора. Загалом, певне значення мають такі основні параметри біполярних транзисторів, як коефіцієнт передачі  $\alpha$  та підсилення  $\beta$  струму, висоти потенціальних бар'єрів р-п переходів, їх струми насичення, а також доволі значна кількість коефіцієнтів температурної залежності цих параметрів.

Проведений аналіз показує, що вплив абсолютних значень більшості вказаних параметрів транзисторів на вихідні струми диференційного каскаду не є принципово важливим. Зокрема, коефіцієнт підсилення  $\beta$  сучасних біполярних транзисторів є доволі високим – типово, його значення становить  $\beta = 100 \dots 500$ . Це відповідає діапазону значень коефіцієнтів передачі струму  $\alpha = 0,99 \dots 0,998$ . Оскільки вихідні сигнали диференційного каскаду, а саме



колекторні струми транзисторів, визначається саме коефіцієнтами передачі струму  $\alpha$ , мова йде про доволі незначний розкид вихідних сигналів – не більше одного відсотка. Крім того, розкид абсолютних значень вихідних сигналів схеми може бути компенсованим в процесі калібрування сенсора, а часовою зміною коефіцієнта передачі струму сучасних планарних транзисторів в процесі експлуатації схеми можна знехтувати.

Натомість, аналіз показав, що знехтувати неможливо впливом ефекту Ерлі. Суть цього ефекту полягає в обумовленій колекторною напругою транзистора модуляції ширини базової області. Так, збільшення зворотної напруги на колекторному р-п переході призводить до збільшення ширини області просторового заряду та відповідного зменшення товщини базової області. Як наслідок, збільшується коефіцієнт передачі струму транзисторної структури, що призводить до збільшення колекторного струму. При зменшенні колекторної напруги спостерігається протилежний ефект – колекторний струм зменшується.

Ефект Ерлі має негативний вплив на стабільність вихідного сигналу диференційного каскаду в двох випадках. Перший з них – це нестабільність напруги живлення схеми. При використанні стабілізаторів напруги живлення цим випадком можна знехтувати. Однак, другий випадок – зміна колекторної напруги транзисторів, що обумовлена збільшенням чи зменшенням напруги на колекторних резисторах (навантаженні диференційного каскаду), повинен обов'язково враховуватися. Адже, зміна напруги на колекторних резисторах – це інформативний сигнал, а отже, чим більша ця зміна, тим більшою чутливістю характеризується схема диференційного каскаду. Таким чином, збільшення розмаху вихідної напруги диференційного каскаду призводить до збільшення проявів ефекту Ерлі, а відтак, нелінійності функції перетворення сенсора температури.

Модельний аналіз ефекту Ерлі проведемо шляхом DC дослідження з використанням методу Stepping, в ході якого дискретно змінювались значення

напруг Ерлі VAF (Forward Early Voltage) – основного параметру моделі біполярного транзистора, що описує вищезгаданий ефект. Дослідження схеми диференційного каскаду з емітерним резистивним колом, як це показано на рис. 5.10, проводилося при одночасній дискретній зміні значень напруг Ерлі обох транзисторів Q1, Q2-List: VAF = 10, 30, 100.

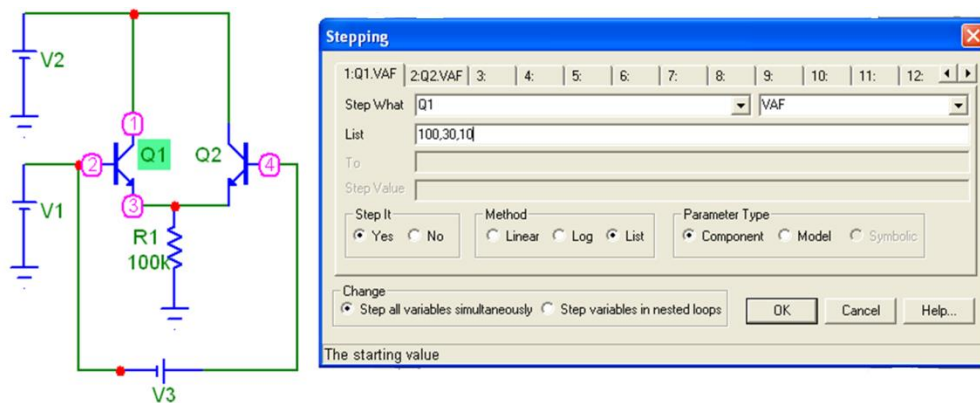


Рис. 5.10. Схема диференційного каскаду з емітерним резистивним колом та вікно встановлення режиму модельного дослідження при дискретній зміні напруг Ерлі транзисторів Q1, Q2 (режим <Step all variable simultaneously>)

Ці числові значення напруг Ерлі є доволі характерними. Так, типові високовольтні транзистори характеризуються напругою Ерлі 100 В і вище, в малопотужних транзисторах значення цього параметру є суттєво меншим 100 В, а в надвисокочастотних транзисторах, що виготовлені в конструктивно-технологічному базисі сучасних мікропроцесорів (базис 30 нм і менше) – напруга Ерлі не перевищує 10 В.

Приклад типових результатів проведених досліджень при умовах  $V_I = 1\text{В}$ ,  $V_{in} = V_3 = 10\text{ мВ}$  наведено на рис. 5.11. Можна бачити, що зміна напруги живлення  $V_E$  (на схемі – джерела напруги V2) від 3 В до 10 В призводить до нестабільності колекторних струмів транзисторів:  $dI_C \approx 0,05\text{ мкА}$  при  $VAF = 10\text{ В}$ ;  $dI_C \approx 0,02\text{ мкА}$  при  $VAF = 30\text{ В}$ ;  $dI_C < 0,01\text{ мкА}$  при  $VAF = 100\text{ В}$ . При абсолютному значенні колекторного струму  $I_C = 2\text{ мкА}$  це обумовлює відносні значення нестабільностей на рівні: 2,5 %, 1 % та 0,5 %, відповідно.

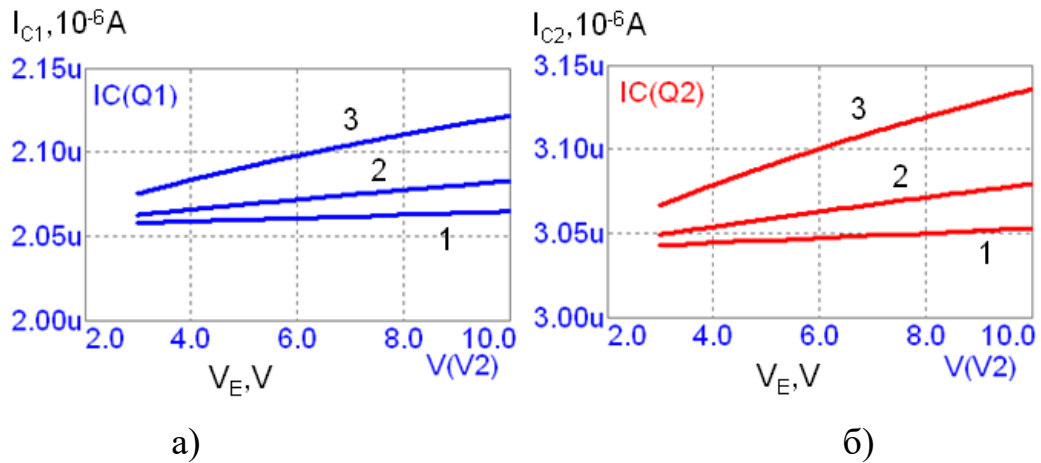


Рис. 5.11. Результат модельного дослідження залежності колекторних струмів транзисторів  $Q_1$  (а) та  $Q_2$  (б) від напруги живлення  $V_E$  (в моделі – джерела V2) при напругах Ерлі  $V_{AF} = 100$  В (1),  $V_{AF} = 30$  В (2),  $V_{AF} = 10$  В (3)

Аналогічні дослідження для схеми з емітерним джерелом струму наведено на рис. 5.12 та рис. 5.13. Результати таких досліджень показують, що заміна струмозадаючого емітерного резистора на джерело струму, забезпечує принаймні на порядок вищу стабільність. Так, при нарузі Ерлі  $V_{AF} = 10$  В та струмі колектора  $I_C \approx 3$  мкА нестабільність струму знаходиться в межах одиниць наноампер при зміні колекторної напруги до 10 В.

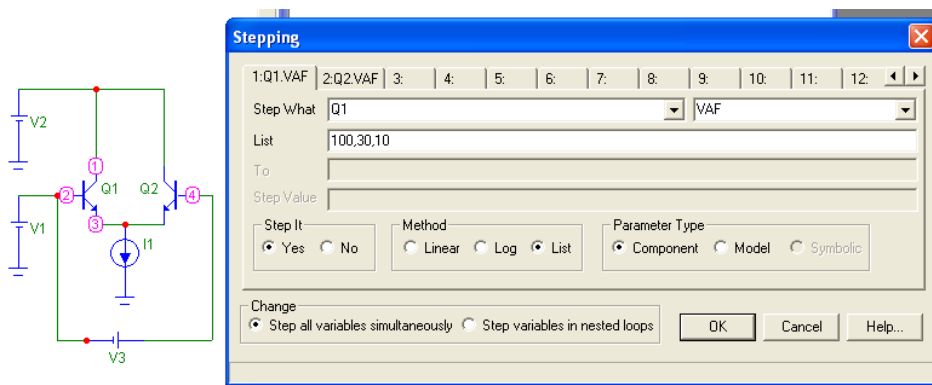


Рис. 5.12. Схема диференційного каскаду з емітерним джерелом струму та вікно встановлення режиму модельного дослідження при дискретній зміні напруг Ерлі

Тим не менше, вказана суттєво вища стабільність сигналу диференційного каскаду з джерелом струму не може прийматися в якості однозначного критерію вибору схеми сенсора температури. Адже, як це вище вже

відзначалося, така схема не забезпечує можливості поєднувати функції вимірювання різницевої та абсолютної температури. Натомість, схема з емітерним резистивним колом, дозволяє таке поєднання, однак характеризується суттєвою нестабільністю вихідних сигналів.

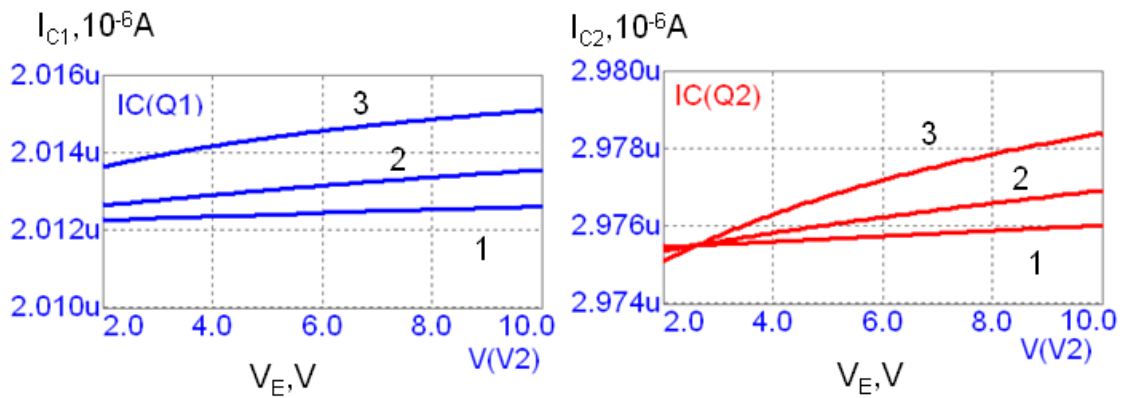


Рис. 5.13. Результат модельного дослідження залежності колекторних струмів транзисторі  $Q_1$  (а) та  $Q_2$  (б) від напруги живлення  $V_E$  (в моделі – джерело V2) при напругах Ерлі VAF =100 В (криві 1), VAF =30 В (2), VAF =10 В (3)

Таким чином, у результаті проведених нами досліджень показано, що вибір схеми та режимів зміщення диференційного каскаду має визначальне значення в процесі оптимізації різницевих сенсорів температури. Питання такої оптимізації обумовили мету та хід подальших досліджень.

### 5.3 Температурні дослідження вимірювальних перетворювачів на транзисторних каскадах диференційного типу

Основою подальших модельних досліджень є визначення температурних залежностей вихідних сигналів диференційного каскаду [235]. Ця задача вирішується з використанням параметру відносної температури елементів, що і визначає можливість моделювання пристрою вимірювання різницевої температури. В SPICE моделі, як це показано у вікні специфікації моделі біполярного транзистора (рис. 5.14. а), відносна температура елемента описується величиною T\_REL\_GLOBAL.

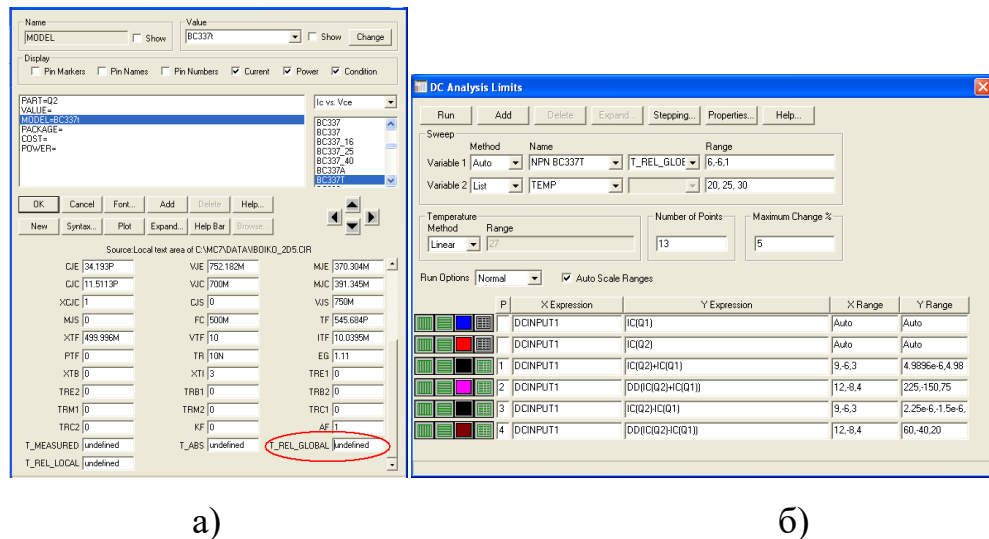


Рис. 5.14. Фрагмент вікна (а) специфікації моделі біполярного транзистора (контуром обведено параметр T\_REL\_GLOBAL - відносної температури) та вікно DC Analysis Limits (б) з специфікованими двома змінними: Variable1 (Auto) NPNBC337T та Variable2 (List) T\_REL\_GLOBAL

У процесі модельних досліджень відносну температуру T\_REL\_GLOBAL, як це показано на рис. 5.14. б, здебільшого використовують в якості аргументу функціональної залежності (Variable 1). При такому типі досліджень задається діапазон зміни температури T\_REL\_GLOBAL та крок виводу числових даних - Range: 6,-6,1. У відповідності до синтаксису Micro CAP першою величиною є максимальне значення T\_REL\_GLOBAL (в даному випадку 6°C), другою величиною - мінімальне значення (-6°C), а третьою величиною – крок виводу числових значень (1°C). Відзначимо, що числове значення кроку зміни температури T\_REL\_GLOBAL при використанні її в якості аргументу на точність розрахунку не впливає – фактично розрахунок проводиться з кроком у соті долі градуса (крок визначається точністю, що встановлюється в наборі параметрів Global Settings).

Особливістю більшості проведених нами досліджень, результати яких приведені далі, є використання температури не лише в якості аргументу функціональних залежностей, але і в якості величини, покрокова зміна якої визначає сімейство температурних характеристик. Зокрема, аргументом може

бути відносна температура транзистора диференційного каскаду, що визначає різницеву температуру  $dt$ , а величина, що визначає сімейство температурних характеристик – абсолютна температура. Такі дослідження дозволяють визначити чутливість сенсора до різницевої температури при зміні абсолютної температури.

Сімейства температурних характеристик можна отримати двома способами. У першому, як це показано на рис. 5.14, б, використовують другу змінну Variable2, вказуючи Name: Temp та дискретні значення абсолютної температури, зокрема  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$ . Другий спосіб передбачає використання методу Stepping, при якому, як це показано на рис. 5.15, встановлюється тип параметру Parameter Type: Model (у нашому випадку використано модель транзистора Q2 диференційного каскаду – NPN BC337T), параметр моделі T\_REL\_GLOBAL та дискретні значення цього параметру List:- 5,0,5 (в градусах Цельсія  $^{\circ}\text{C}$ ).

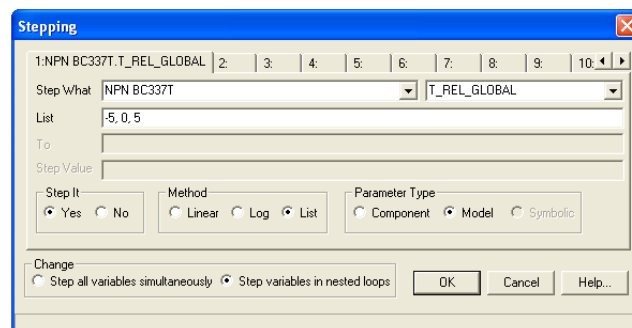


Рис. 5.15. Вікно встановлення режиму модельного дослідження при дискретній зміні температури T\_REL\_GLOBAL транзистора Q2 (модель BC337T)

Далі наведено характерні результати модельних досліджень, що проводилися з використанням вищенаведених методів [235]. Зокрема, на рис. 5.16 наведено залежності сумарного струму  $I_{\Sigma} = I_{C1} + I_{C2}$  колекторів транзисторів диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від різниці температур  $dt$  при дискретних значеннях абсолютної температури  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (рис. 5.16, а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (рис. 5.16, б). Ці

залежності дозволяють встановити типові закономірності – приріст сумарного значення струму  $I_{\Sigma}$  при зміні абсолютної температури на  $1^{\circ}\text{C}$  приблизно становить  $0,02\ \mu\text{A}$ , а при зміні різницевої температури на  $dt = 1^{\circ}\text{C}$  -  $0,01\ \mu\text{A}$  (при напрузі початкового зміщення базових кіл транзисторів  $V1 = 1\text{В}$ , напрузі живлення  $V2 = 3\text{В}$  та опорі резистора емітерного кола  $R1 = 100\ \text{k}\Omega$ ).

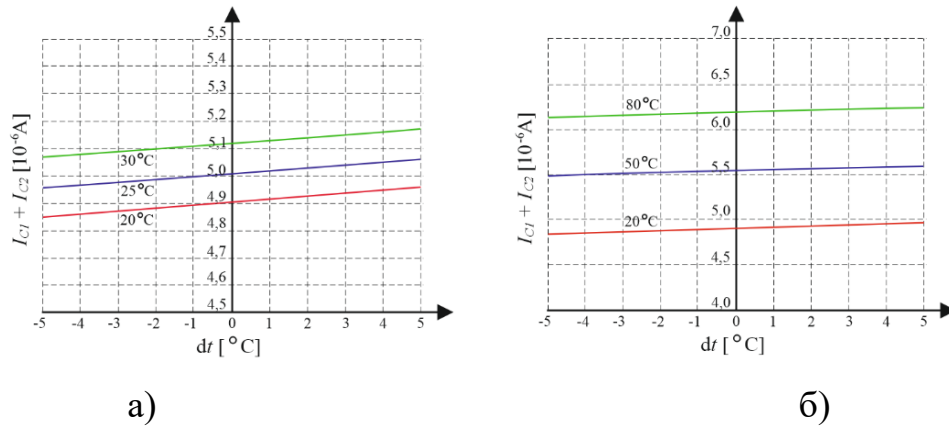


Рис. 5.16. Залежність суми колекторних струмів диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (б)

Для більш точного кількісного аналізу отриманих закономірностей на рис. 5.17 наведено їх похідні  $d(I_{C1} + I_{C2})/d(dt)$ . Можна бачити, що при зміні абсолютної температури  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (рис. 5.17, а) крутизна функції сумарного струму  $I_{\Sigma}$  залишається практично стабільною, а при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (рис. 5.17, б) – її зміна залишається незначною.

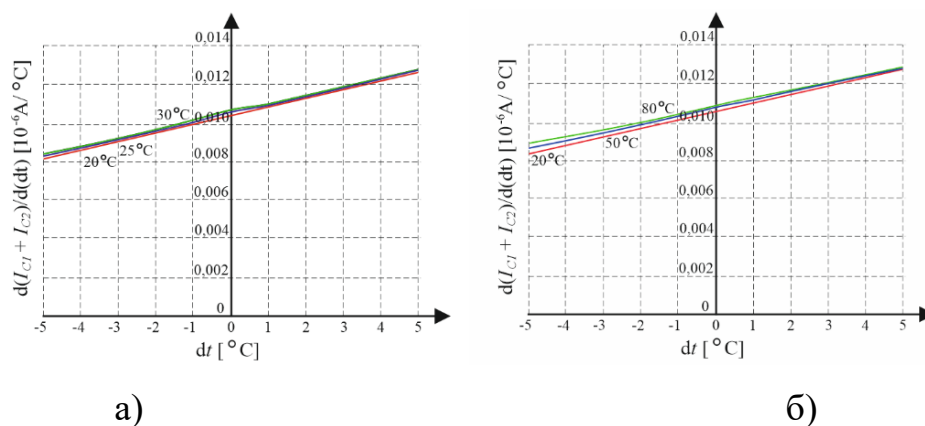


Рис. 5.17. Залежність крутизни функції суми колекторних струмів диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (б).

Результати залежності різницевого значення струму  $I_D = I_{C1} - I_{C2}$  при тих же вхідних даних наведено на рис. 5.18. У першому наближенні можна вважати, що абсолютна температура  $t$  практично не впливає на різницеве значення струму  $I_D$ , і таким чином, це значення може використовуватися як інформативна величина різницевої температури.

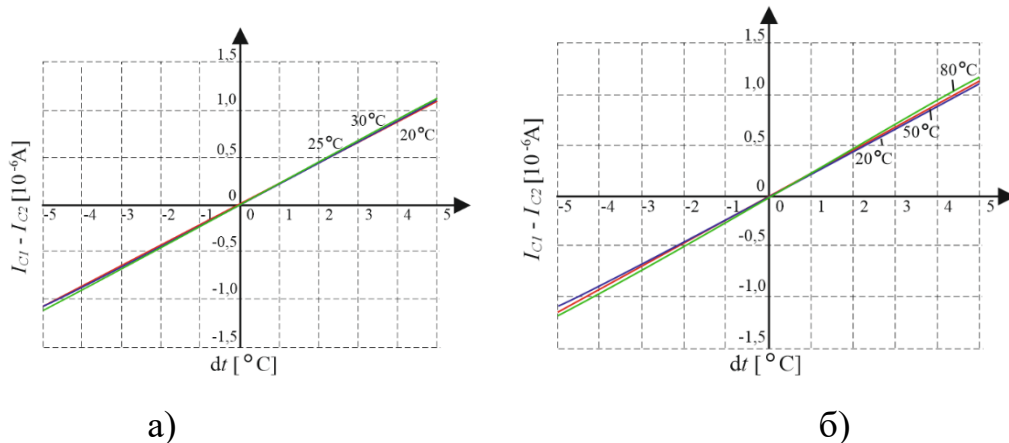


Рис. 5.18. Залежність різниці колекторних струмів диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$ ,  $30^\circ\text{C}$  (а) та  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $50^\circ\text{C}$ ,  $80^\circ\text{C}$  (б)

Однак, більш детальний аналіз, що реалізується шляхом диференціювання різницевого значення струму  $d(I_{C1} - I_{C2})/d(dt)$ , показує певну нелінійність функції різницевого струму та її нестабільність при зміні абсолютної температури (рис. 5.19). В діапазоні різницевої температури  $dt = 5^\circ\text{C}$  нелінійність функції орієнтовно становить  $0,01 \mu\text{A}$  (усереднено –  $0,002 \mu\text{A}$  на  $1^\circ\text{C}$ ), а при зміні абсолютної температури на  $30^\circ\text{C}$  (зокрема, при зростанні з  $20^\circ\text{C}$  до  $50^\circ\text{C}$ ) нестабільність чутливості до різницевої температури орієнтовно становить  $0,009 \mu\text{A}$  (усереднено –  $0,0003 \mu\text{A}$  на  $1^\circ\text{C}$ ). І хоч значення виявленої в ході проведених нами досліджень нестабільності функції перетворення є незначною, все ж у високопрецизійних термометрах різницевої температури ця нестабільність зумовлює доволі значні похибки вимірювання.

Зокрема, якщо сенсор різницевої температури був відкаліброваним при абсолютній температурі  $t = 0^\circ\text{C}$ , то похибка вимірювання різницевої



температури при зростанні абсолютної температури до  $t = 100^\circ\text{C}$  буде визначатися похибкою крутизни функції перетворення  $0,0003 \text{ мкА} \times 100^\circ\text{C} = 0,03 \text{ мкА}$  на  $1^\circ\text{C}$ . В першому наближенні це відповідає похибці вимірювання різницевої температури  $0,03/0,22 \approx 0,13^\circ\text{C}$ . Як буде показано далі, вказана нестабільність функції перетворення залежить від режимів зміщення диференційного каскаду і в значній мірі може бути мінімізованою шляхом оптимізації такого зміщення.

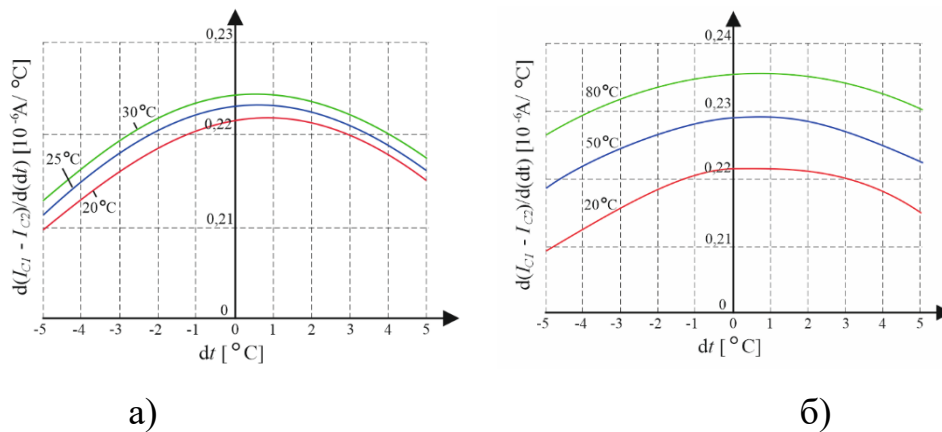


Рис. 5.19. Залежність крутизни функції різниці колекторних струмів диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$ ,  $30^\circ\text{C}$  (а) та  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $50^\circ\text{C}$ ,  $80^\circ\text{C}$  (б)

Декілька інших результатів модельних досліджень, при яких аргументом функцій є абсолютна температура, а сімейства температурних залежностей розраховуються для ряду фіксованих значень різницевої температури  $dt$ , наведені на рис. 5.20 та рис. 5.21. Такі дослідження дозволяють більш точно встановити числові коефіцієнти залежностей сумарного та різницевого струмів від абсолютної температури.

Зокрема, можна бачити, що похідна функції  $d(I_{C1} + I_{C2})/dt$  зростає з  $0,0214 \text{ мкА}/^\circ\text{C}$  при  $t = 10^\circ\text{C}$  до  $0,0218 \text{ мкА}/^\circ\text{C}$  при  $t = 90^\circ\text{C}$  (рис. 5.20,б), тобто зростає приблизно на 2%. Натомість при такій же зміні абсолютної температури та різниці температур  $dt = 5^\circ\text{C}$  похідна функції  $d(I_{C1} - I_{C2})/dt$  спадає з  $0,0015 \text{ мкА}/^\circ\text{C}$  до  $0,001 \text{ мкА}/^\circ\text{C}$  (рис. 5.20,б), тобто спадає приблизно на 30%.

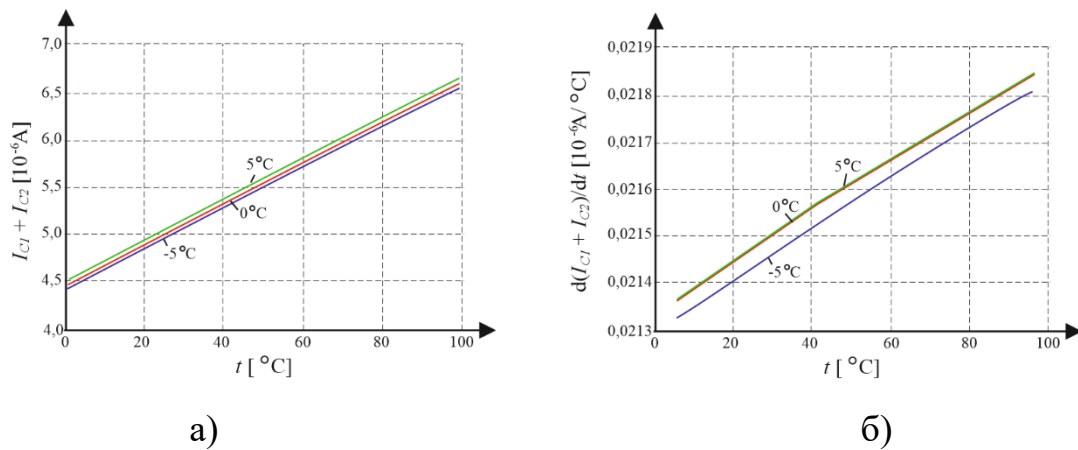


Рис. 5.20. Залежність суми колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) для диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від температури  $t$

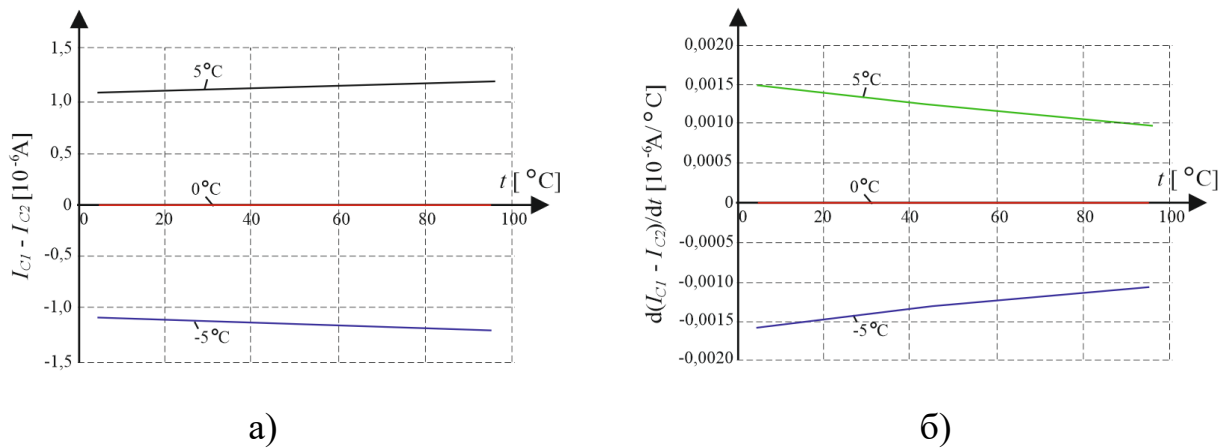


Рис. 5.21. Залежність різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) для диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від температури

Враховуючи виявлену нестабільність функції перетворення диференційного каскаду з резистивним емітерним колом, представляється доцільним порівняти вказану нестабільність при заміні емітерного струмозадаючого резистора на джерело постійного струму. Результати модельних досліджень температурних залежностей диференційного каскаду з джерелом струму в емітерному колі наведені на рис. 5.22 - рис. 5.24 (умови досліджень є аналогічними до результатів, наведених на рис. 5.12 - рис. 5.19).

Сума колекторних струмів  $I_{C1} + I_{C2}$  диференційного каскаду з джерелом струму в емітерному колі не має жодної залежності від абсолютної чи різницевої температур (рис. 5.22). Цей факт є очевидним, адже джерело струму

в ідеальному (модельному) варіанті не змінює струм кола при зміні кола навантаження, температури чи інших дестабілізуючих факторів.

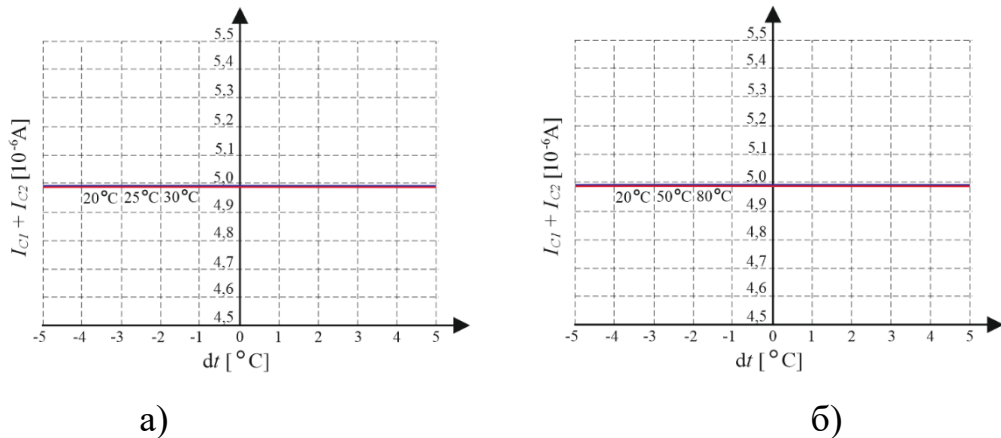


Рис. 5.22. Залежність суми колекторних струмів диференційного каскаду з джерелом струму в емітерному колі від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (б)

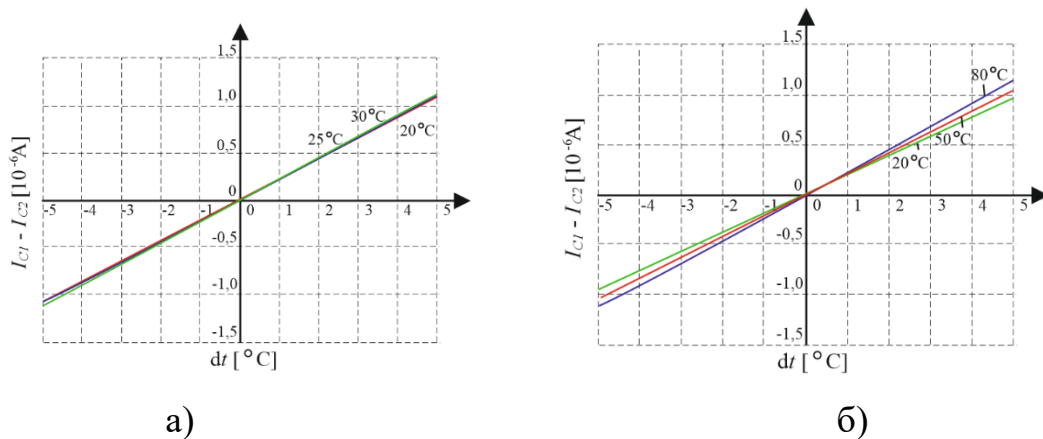


Рис. 5.23. Залежність різниці колекторних струмів диференційного каскаду з джерелом струму в емітерному колі від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (б)

Враховуючи показану стабільність можна припустити, що схема диференційного каскаду з джерелом струму матиме кращі у порівнянні зі схемою з резистивним емітерним колом експлуатаційні параметри. Частково такий висновок є правильним. Це, зокрема, проявляється мінімізацією паразитного впливу ефекту Ерлі, а саме - зменшеною нестабільністю вихідних струмів транзисторів диференційного каскаду при зміні колекторних напруг. Однак, у результаті проведених нами досліджень диференційного каскаду з

джерелом струму було встановлено суттєво більшу нестабільність крутизни функції різниці колекторних струмів  $d(I_{C1}-I_{C2})/d(dt)$  при зміні абсолютної температури. Так, при зміні абсолютної температури на  $30^{\circ}\text{C}$  (зокрема, при зростанні з  $20^{\circ}\text{C}$  до  $50^{\circ}\text{C}$ ) нестабільність чутливості до різницевої температури (рис. 5.24,б) орієнтовно становить  $0,018\text{ мкА}$  (усереднено –  $0,0006\text{ мкА}$  на  $1^{\circ}\text{C}$ ), що вдвічі гірше ніж це має місце у схемі з резистивним емітерним колом (рис. 5.19,б). Проблематичність заміни резистивного емітерного кола на джерело струму обумовлюється і тим фактом, що сумарний струм колекторів в схемі з джерелом струму не залежить від абсолютної температури  $d(I_{C1}+I_{C2})/d(dt)=0$ , а отже вимірювання останньої є неможливим. Це не дозволяє проводити корекцію крутизни чутливості до різницевої температури при зміні абсолютної температури.

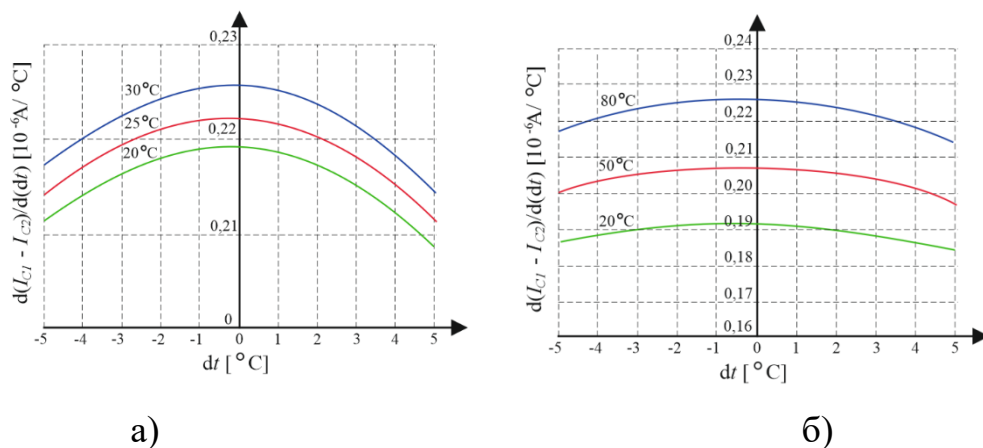


Рис. 5.24. Залежність крутизни функції різниці колекторних струмів для диференційного каскаду з джерелом струму в емітерному колі від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (б)

Таким чином, необхідно вирішити два завдання: по-перше, визначити можливість формування схемою диференційного каскаду з джерелом струму інформативного сигналу абсолютної температури, і, по-друге, оптимізувати з точки зору мінімізації нестабільності функції перетворення режим роботи схеми з резистивним емітерним колом. Ці задачі розглядаються в подальших підрозділах.

## 5.4 Дослідження параметрів диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму

Для реалізації першої з вищезгаданих задач запропоновано використати схему диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму. Можливий варіант такої схеми наведено на рис. 5.25 [236]. Джерело струму реалізовано на схемі струмового дзеркала з вхідним Q3 та вихідним Q4 транзисторами.

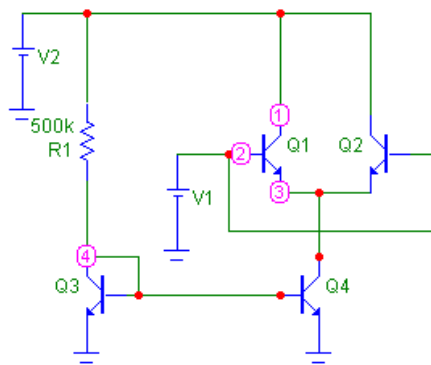


Рис. 5.25. Схема диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму

Ефект залежності струму від абсолютної температури в першому наближенні визначається температурною залежністю падіння напруги на база-емітерному р-п переході вхідного транзистора Q3. Для спрощеного модельного аналізу, як це показано на рис. 5.26, було досліджено ВАХ діодно-резистивного кола Q1, R1 (транзистор Q1, як і вхідний транзистор струмового дзеркала Q3, увімкнuto з об'єднаними базо-колекторними колами). Дослідження ВАХ, в яких змінною величиною є напруга джерела живлення  $V_E = V(V1)$ , дозволяє встановити розподіл напруги між резистором та транзистором в діодному режимі роботи (рис. 5.26,а), а відтак, і струм кола  $I = I(R1)$  (рис. 5.26,б).

Враховуючи, що розподіл напруг між діодом та резистором є нелінійним і в значній мірі залежить від напруги живлення, має місце складна температурна залежність струму діодно-резистивного кола. Така залежність визначається, як температурними коефіцієнтами падіння напруги на діоді та резисторі, так і розподілом напруги живлення між діодом та резистором. Результат модельного дослідження залежності струму вхідного кола при напругах джерела живлення

$VE = 1B, 2B, 3B, 4B, 5B$  наведено на рис. 5.27,а. Розрахунок проводився при нульових значеннях температурних коефіцієнтів опору струмозадаючого резистора.

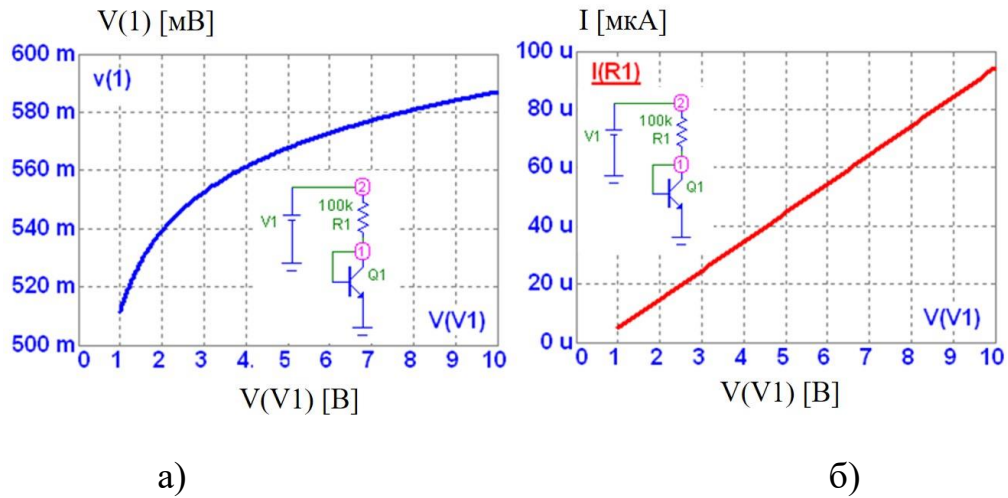


Рис. 5.26. Результат модельного дослідження залежності напруги  $V(1)$  на емітерному р-п переході транзистора (а) та струму вхідного кола  $I = I(R1)$  (б) від напруги джерела живлення  $VE = V(V1)$

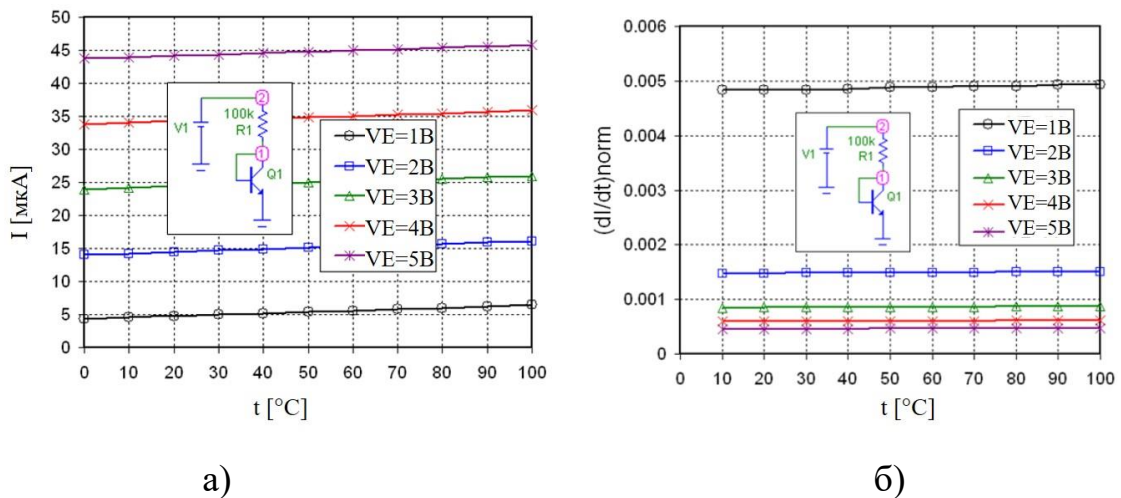


Рис. 5.27. Результат модельного дослідження залежності струму вхідного кола (а) та нормованої крутизни (б) від температури

Очевидним є те, що при збільшенні напруги джерела живлення  $VE$  зростає струм кола. Коефіцієнт температурної залежності струму є додатнім, що обумовлено від'ємним температурним коефіцієнтом падіння напруги на діоді, а відтак, зростанням з струму при підвищенні температури.

Натомість, менш очевидним є відносне значення температурної залежності струму діодно-резистивного кола. Саме відносне значення температурної

залежності струму є актуальним параметром з точки зору формування інформативного сигналу абсолютної температури. Результати модельних досліджень показують, що при зменшенні напруги джерела живлення та відповідному зменшенні струму кола температурний коефіцієнт струму зростає. Цей важливий результат досліджень у вигляді нормованої крутизни струму  $(dI/dt)_{norm} = \frac{dI/dt}{I(t=0^\circ\text{C})}$  представлено на рис. 5.27,б. Нормування

крутизни проводиться по значенню струму при  $t=0^\circ\text{C}$ .

Можна бачити, що при зменшенні напруги джерела живлення  $V_E$  чи джерела опорної напруги (з точки зору стабільності вхідне коло струмового дзеркала необхідно живити високостабільним джерелом опорної напруги, що зменшує нестабільність інформативного сигналу при дрейфі напруги живлення сенсора) нормована крутизна струму нелінійно зростає. Так, зменшення напруги живлення з 4 В до 2 В обумовлює приблизно двократне зростання нормованої крутизни, натомість при зменшенні напруги з 2 В до 1 В нормована крутизна зростає більше ніж в 3 рази. Перетворюючи нормовану крутизну у відносну зміну, важливо відзначити, що відносна температурна зміна струму при нарузі живлення 5 В приблизно становить 0.05% на градус і зростає на порядок (приблизно до 0,5% на градус) при зменшенні напруги до 1 В.

Таким чином, в результаті проведених досліджень показано, що для підвищення температурної чутливості до абсолютної температури сенсора різницевої температури на диференційному каскаді з температурозалежним джерелом струму, напруга живлення вхідного кола струмового дзеркала повинна бути мінімально можливою. З іншого боку – забезпечення нормального функціонування вхідного кола струмового дзеркала, напруга живлення цього кола має в декілька раз перевищувати падіння напруги на транзисторі (в мікроамперному режимі – це приблизно 0,5 В), що і визначає діапазон рекомендованих значень напруги вхідного кола – від 1 В до 2 В.

Більш точний аналіз температурних характеристик струмового дзеркала повинен проводитися з врахуванням температурної нестабільності

струмозадаючого резистора. У SPICE моделях резистивних елементів використовують лінійний TC1 та квадратичний TC2 температурні коефіцієнти опору (рис. 5.28).

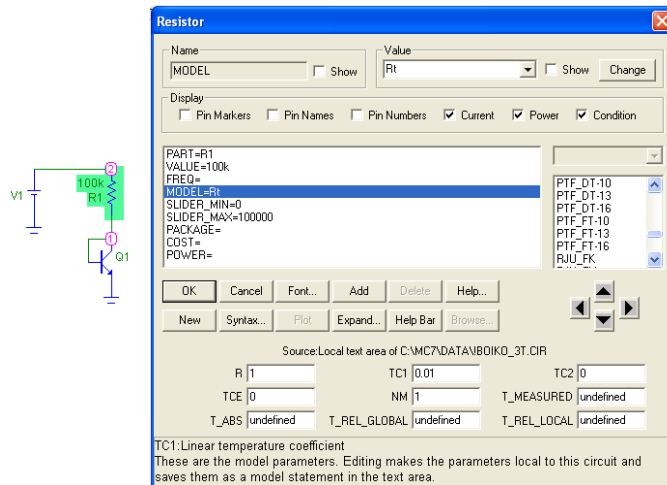


Рис. 5.28. Вікно специфікації температурних коефіцієнтів опору

На рис. 5.29 наведено характерний приклад результатів модельних досліджень залежності струмозадаючого кола та нормованої крутизни від температури при  $VE = 2V$  та температурних коефіцієнтах опору R1: TC1 = 0; 0,001; 0,002; 0,003; 0,004. У цьому прикладі показано, зокрема, що при збільшенні температурного коефіцієнту опору додатній температурний коефіцієнт струму зменшується, а при TC1 = 0,0015 (враховуючи вищезгадані режими живлення) коефіцієнт наближається до нульових значень. Подальше зростання TC1 призводить до інверсії температурного коефіцієнту струму та зростання нелінійності температурної характеристики.

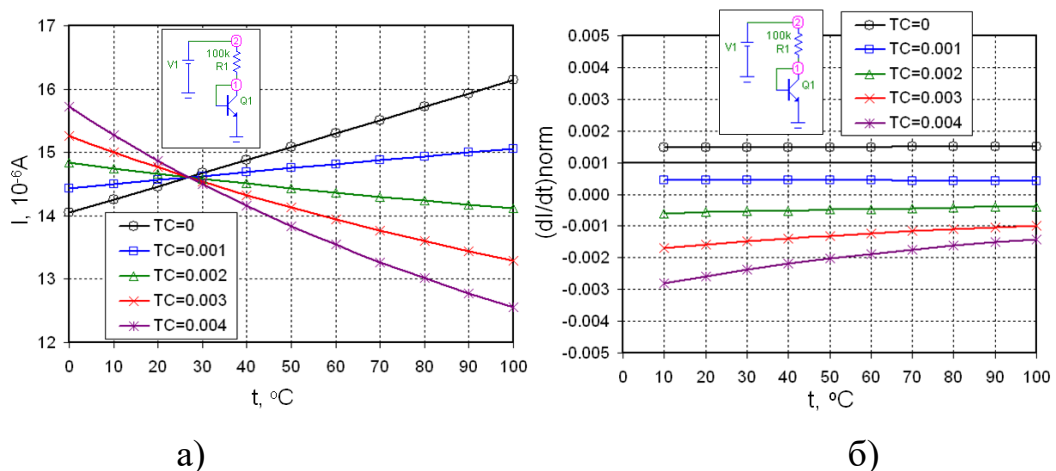


Рис. 5.29. Результат модельного дослідження залежності струму задаючого кола (а) та нормованої крутизни (б) від температури



Проведемо дослідження залежності вихідних струмів диференційного каскаду при врахуванні температурного коефіцієнту джерела струму емітерного кола. Так, на рис. 5.30 – рис. 5.33 наведені результати температурних досліджень залежності вихідних струмів диференційного каскаду від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$ ,  $30^\circ\text{C}$  (а) та  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $50^\circ\text{C}$ ,  $80^\circ\text{C}$  (б). Ці дослідження проводилися аналогічно до умов та в режимах, що встановлювалися в попередньо наведених (зокрема, рис. 5.16 - рис. 5.19) модельних розрахунках.

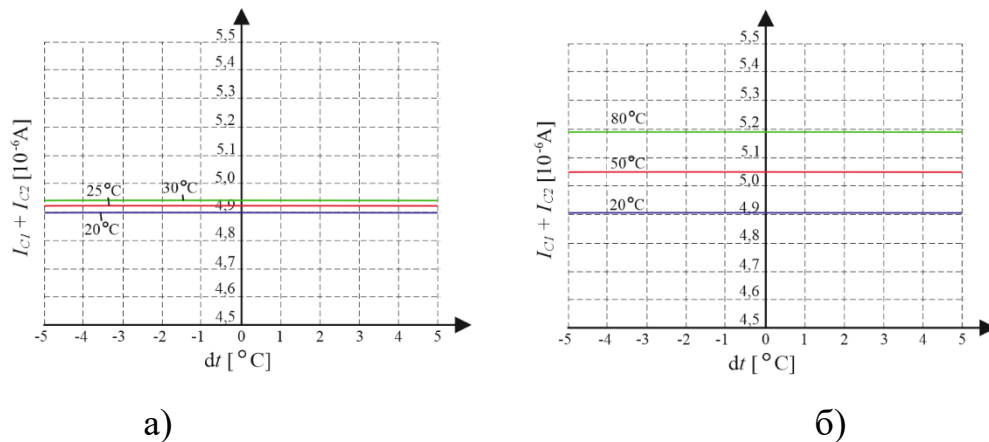


Рис. 5.30. Залежність суми колекторних струмів диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$ ,  $30^\circ\text{C}$  (а) та  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $50^\circ\text{C}$ ,  $80^\circ\text{C}$  (б)

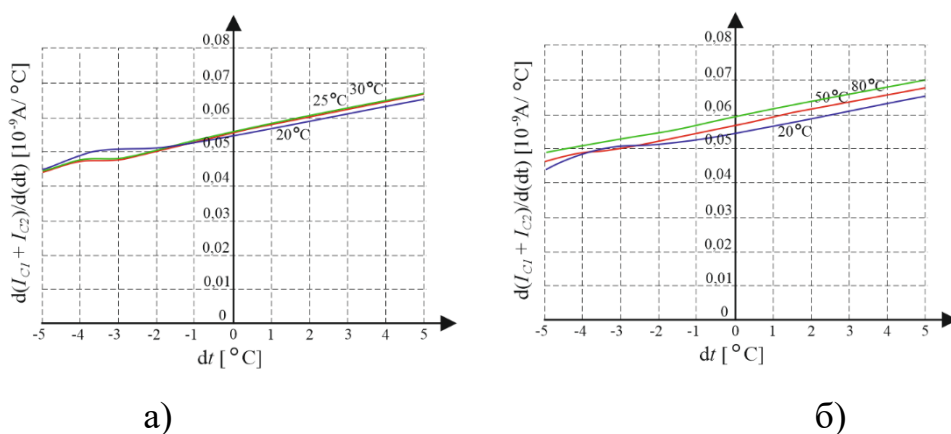


Рис. 5.31. Залежність крутизни функції суми колекторних струмів диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму в емітерному колі від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$ ,  $30^\circ\text{C}$  (а) та  $t = 20^\circ\text{C}$ ,  $50^\circ\text{C}$ ,  $80^\circ\text{C}$  (б)

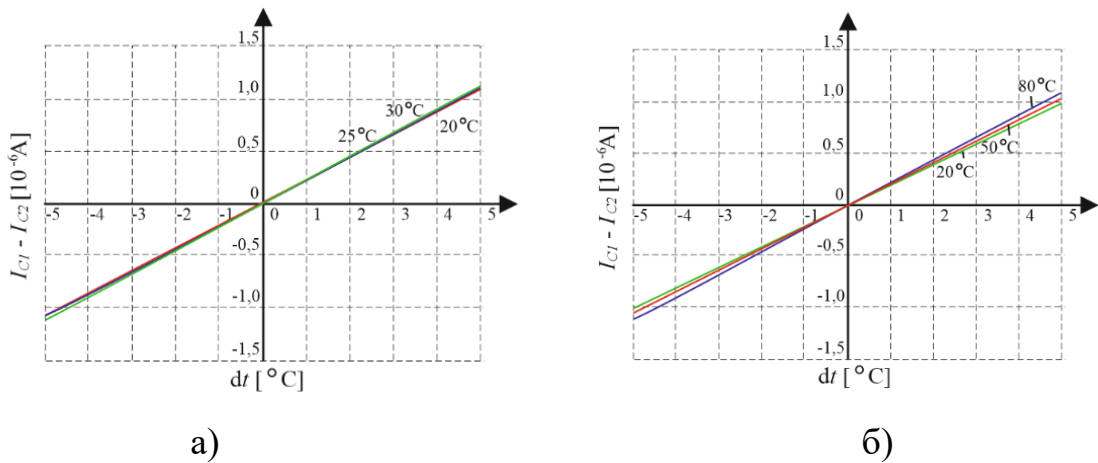


Рис. 5.32. Залежність різниці колекторних струмів  $I_{C1}-I_{C2}$  диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму в емітерному колі від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (б)

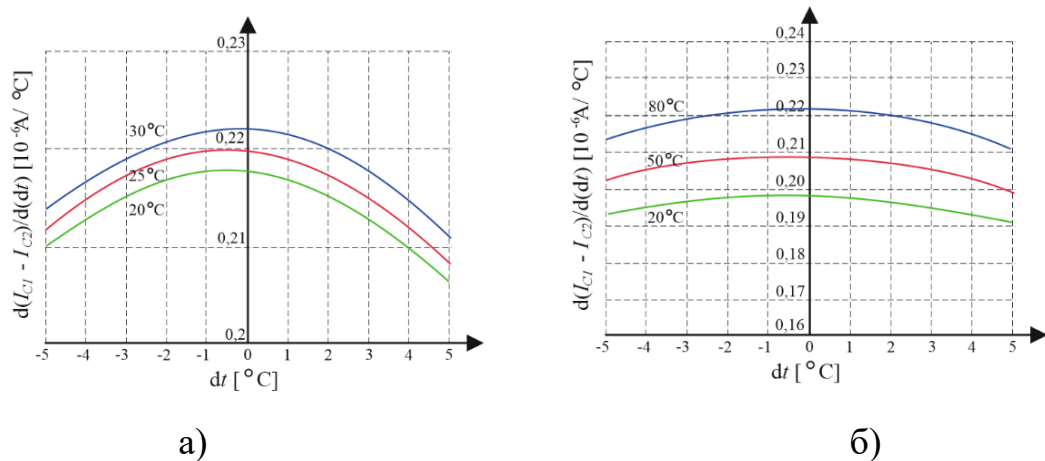


Рис. 5.33. Залежність крутизни функції різниці колекторних струмів диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму в емітерному колі від різниці температур  $dt$  при  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $25^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  (а) та  $t = 20^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $80^{\circ}\text{C}$  (б)

З точки зору формування інформативного сигналу абсолютної температури більш показовими є дослідження, що наведені на рис. 5.34, а саме - залежності суми колекторних струмів  $I_{C1}+I_{C2}$  та крутизни  $d(I_{C1}+I_{C2})/dt$  диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму в емітерному колі від температури  $t$  при  $dt = -5^{\circ}\text{C}$ ,  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $5^{\circ}\text{C}$ . Залежності різниці колекторних струмів  $I_{C1}-I_{C2}$  та крутизни  $d(I_{C1}-I_{C2})/dt$  для цієї ж схеми та цих же умов досліджень наведені на рис. 5.35.

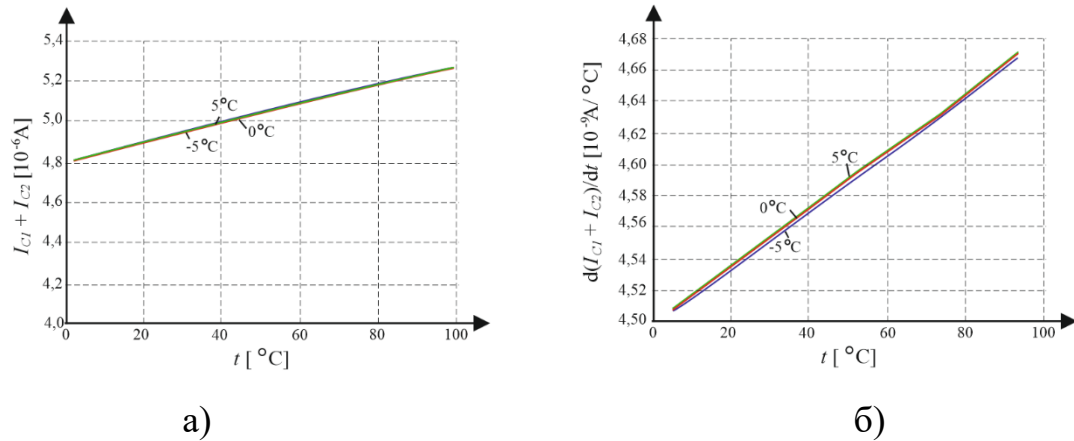


Рис. 5.34. Залежність суми колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) для диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму в емітерному колі від температури  $t$  при  $dt = -5^{\circ}\text{C}, 0^{\circ}\text{C}, 5^{\circ}\text{C}$

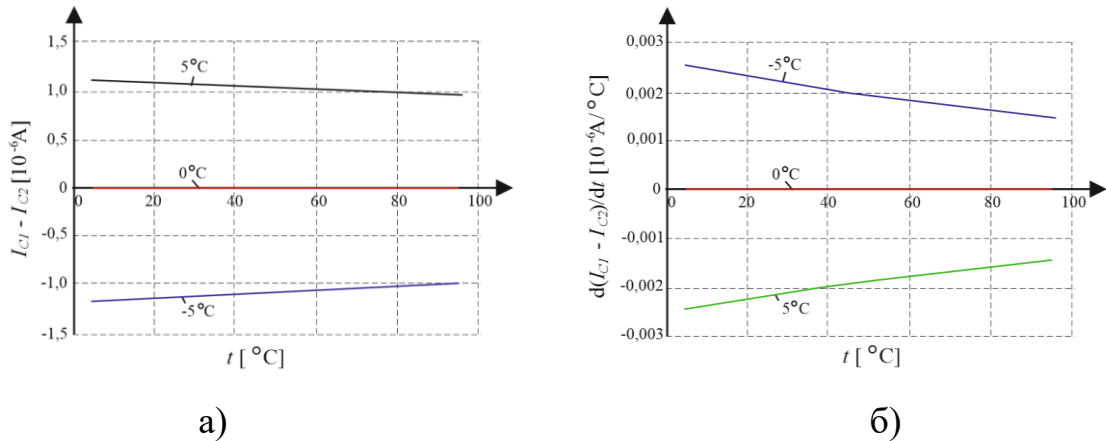


Рис. 5.35. Залежність різниці колекторних струмів  $I_{C1} - I_{C2}$  (а) та крутизни  $d(I_{C1} - I_{C2})/dt$  (б) диференційного каскаду з температурозалежним джерелом струму в емітерному колі від температури  $t$  при  $dt = -5^{\circ}\text{C}, 0^{\circ}\text{C}, 5^{\circ}\text{C}$

Резюмуючи вищенаведені результати, можна зробити висновок, що для формування інформативних сигналів різницевої та абсолютної температур високостабільного сенсора температури на диференційному каскаді зі стабілізуючим джерелом струму, останнє реалізують на вузлі струмового дзеркала, причому визначальний вплив на температурний коефіцієнт функції перетворення сенсора має напруга живлення вхідного кола вищезгаданого струмового дзеркала. Причому, підвищення чутливості до абсолютної температури такого сенсора забезпечується зменшенням напруги живлення вхідного кола.

## 5.5 Оптимізація режиму роботи сенсора різницевої температури на диференційному каскаді

Задача мінімізації нестабільності функції перетворення сенсора різницевої температури на диференційному каскаді з резистивним емітерним колом вирішується шляхом оптимізації режиму роботи цього каскаду. В ході проведених нами досліджень показано, що визначальний вплив на стабільність температурної характеристики має опорна напруга  $V_{REF}$  на базових електродах транзисторів диференційного каскаду. Ця опорна напруга формується, у відповідності до наведеної на рис. 5.6 схеми, джерелом напруги  $V_I$ , тобто -  $V_{REF} = V(V_I)$ . Під визначенням “стабільність температурної характеристики” в даній задачі розуміється незалежність інформативного сигналу різницевої температури  $dt$ , в якості якого використовується різниця колекторних струмів  $I_{C1}-I_{C2}$  транзисторів диференційного каскаду, від зміни абсолютної температури  $t$ .

Результати модельних досліджень функціональних залежностей різниці колекторних струмів  $I_{C1}-I_{C2}$  диференційного каскаду з резистивним емітерним колом та їх крутизни  $d(I_{C1}-I_{C2})/d(dt)$  від різниці температур  $dt$  при її зміні від  $-5$  до  $+5^{\circ}\text{C}$  для температур  $0^{\circ}\text{C}$ ,  $50^{\circ}\text{C}$ ,  $100^{\circ}\text{C}$  при різних значеннях опорної напруги  $V_{REF}$  наведено на рис. 5.36 – рис. 5.46. В ході аналізу отриманих результатів виявлено, що має місце оптимальне значення опорної напруги, при якому нестабільність крутизни функції при зміні абсолютної температури  $t$  прямує до свого мінімального значення [232].

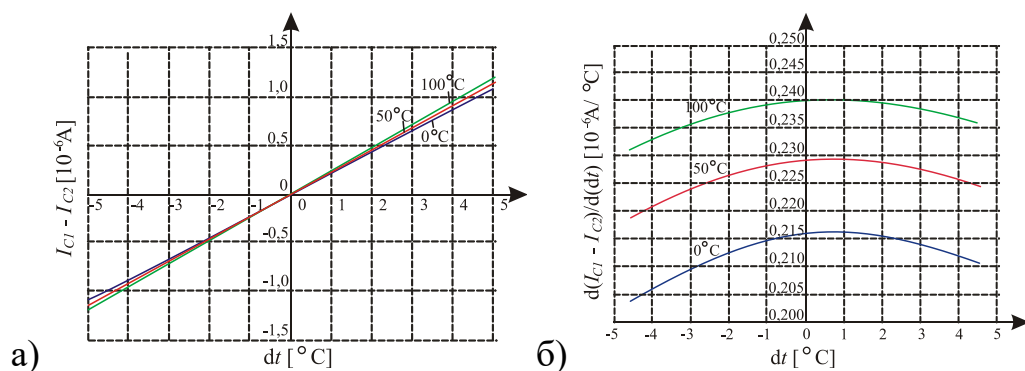


Рис. 5.36. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,00 \text{ В}$

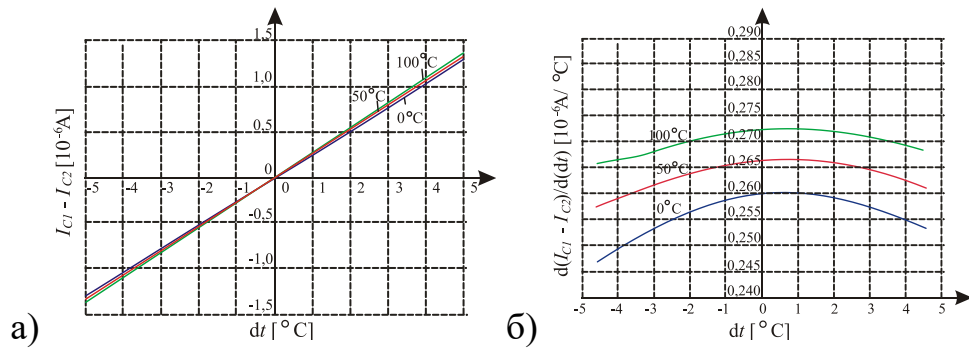


Рис. 5.37. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,10$  В

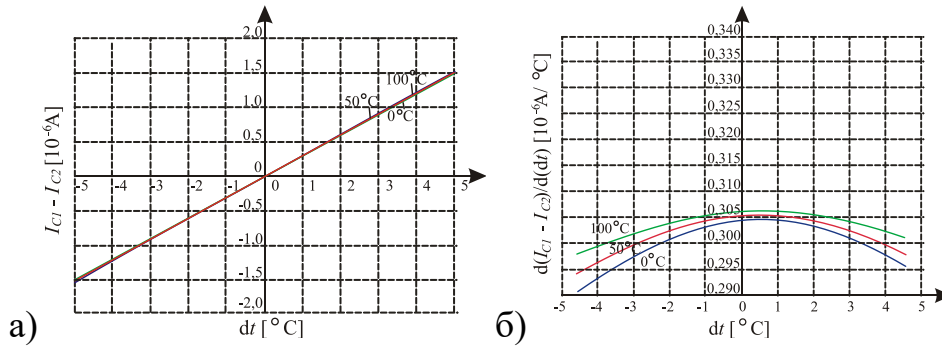


Рис. 5.38. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,20$  В

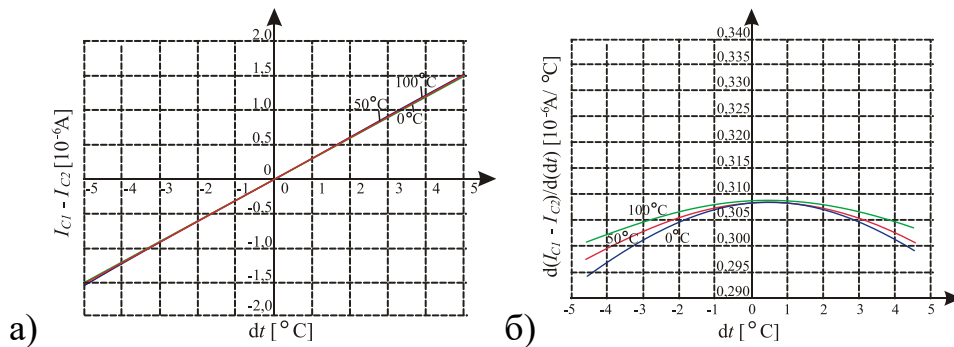


Рис. 5.39. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,21$  В

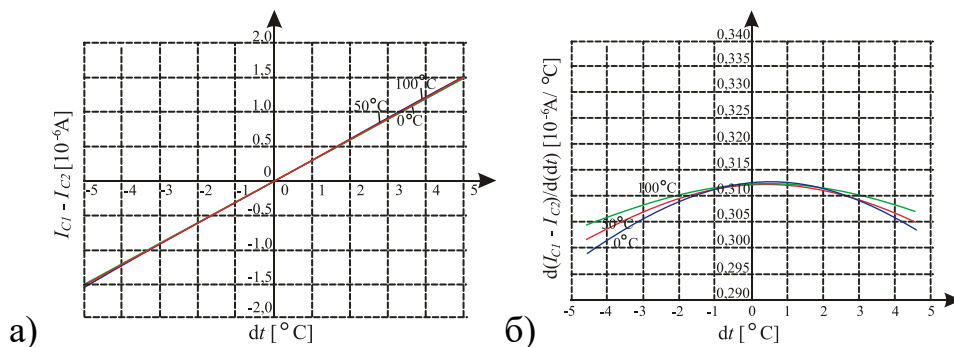
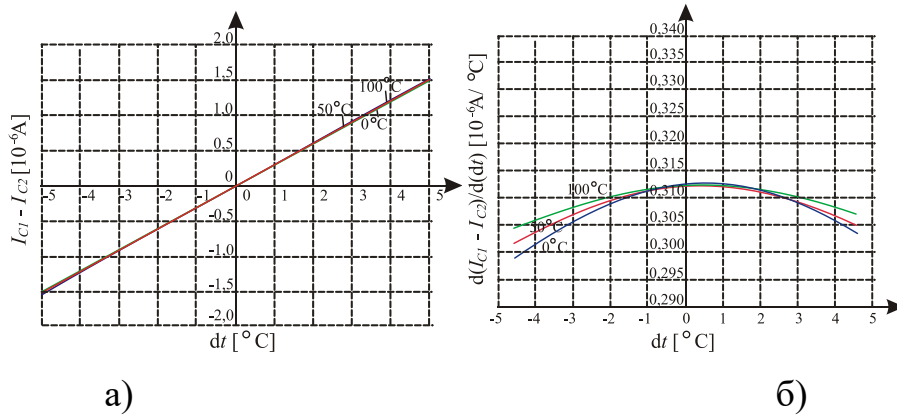
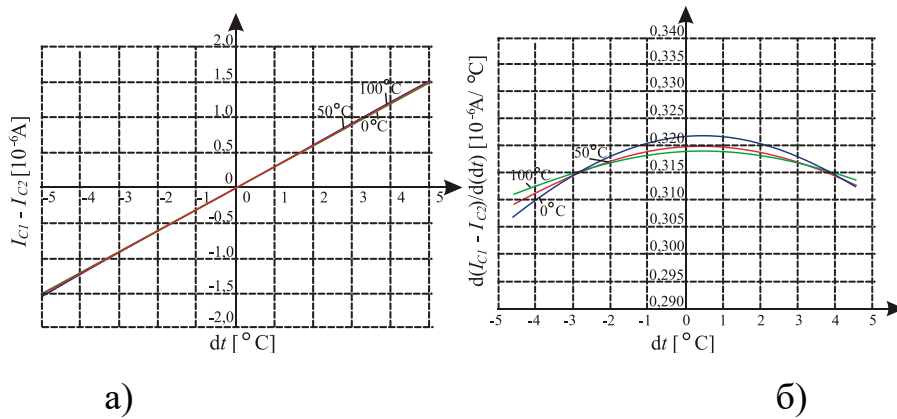
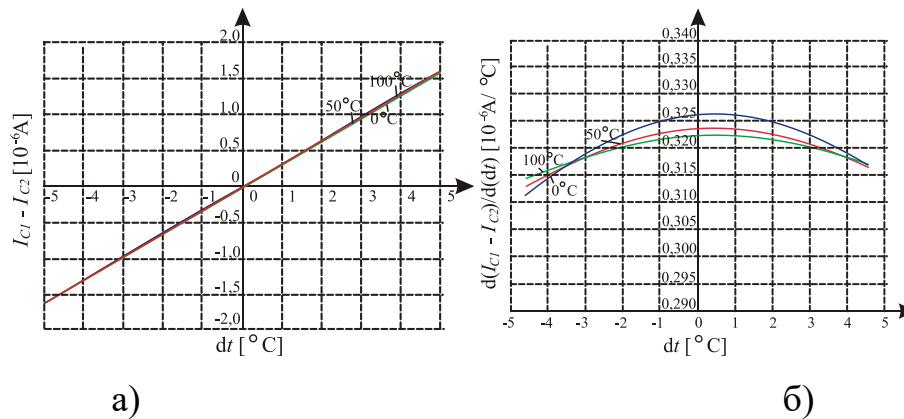


Рис. 5.40. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,22$  В

Рис. 5.41. Температурні залежності при  $V_{REF} = 1,23 \text{ В}$ Рис. 5.42. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,24 \text{ В}$ Рис. 5.43. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,25 \text{ В}$ .

Так, при опорній напрузі  $V_{REF} = 1 \text{ В}$  нестабільність крутизни при зміні абсолютної температури  $t$  від  $0^{\circ}\text{C}$  до  $100^{\circ}\text{C}$  приблизно становить  $0,240 - 0,215 = 0,025$  (мкА/ $^{\circ}\text{C}$ ), що у відносних одиницях відповідає

$(0,025/0,24) \cdot 100\% \approx 10\%$ . Збільшення опорної напруги, зокрема, до  $V_{REF} = 1,2\text{В}$ , при цих же умовах зменшує нестабільність до значень приблизно  $0,003\text{ мкА/}^\circ\text{С}$ , що при абсолютному значенню крутизни  $0,3\text{ мкА/}^\circ\text{С}$  відповідає  $\approx 1\%$  (відносне значення нестабільності зменшується на порядок). Подальше зростання опорної напруги, зокрема до  $V_{REF} = 1,5\text{В}$ , призводить до зворотного ефекту – нестабільність зростає до  $0,03\text{ мкА/}^\circ\text{С}$ , що при абсолютному значенню крутизни  $0,4\text{ мкА/}^\circ\text{С}$  відповідає приблизно  $8\%$ .

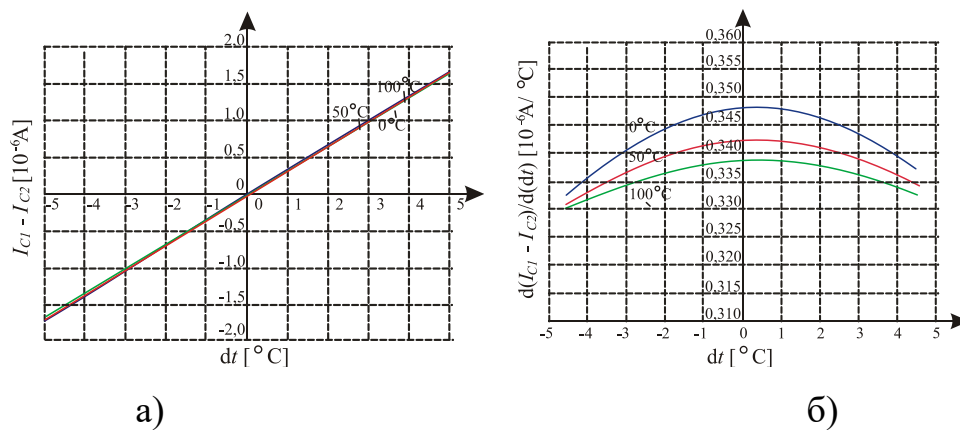


Рис. 5.44. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,30\text{ В}$

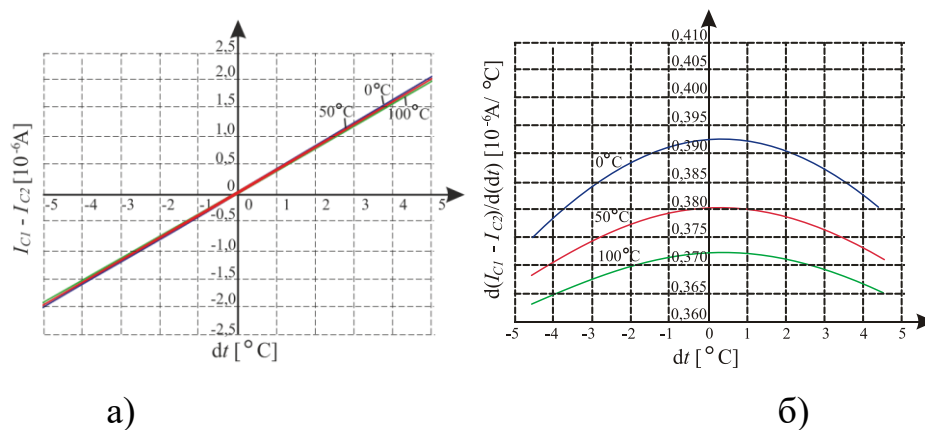


Рис. 5.45. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,40\text{ В}$

Відзначимо, що хоча оптимізація опорної напруги  $V_{REF}$  забезпечує суттєве зменшення нестабільності крутизни при зміні абсолютної температури  $t$ , однак залежність різниці струму від різниці температур  $dt$  залишається нелінійною. Типово, нелінійність останньої знаходиться в межах  $0,01\text{ мкА}$  при  $dt = \pm 5^\circ\text{C}$ .

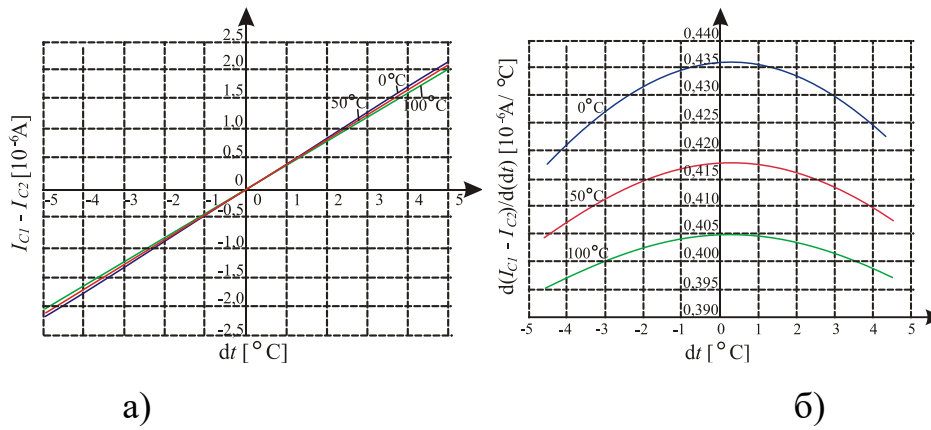


Рис. 5.46. Температурні залежності різниці колекторних струмів (а) та їх крутизни (б) при  $V_{REF} = 1,50$  В

Базуючись на вищенаведених результатах досліджень в даній роботі запропоновано критерії оцінки точності функціонування сенсора різницевої температури на диференційному каскаді та метод оптимізації режиму роботи такого сенсора. Цими критеріями є абсолютні похибки лінійної апроксимації  $Error(dt)_t [^{\circ}C]$  функції вимірювального перетворення в заданому діапазоні різницевих температур  $dt$ . Похибки лінійної апроксимації визначаємо для трьох значень абсолютної температури:

- $Error(dt)_{t_{NOM}} [^{\circ}C] = \frac{(I_{C1} - I_{C2})_{t_{NOM} + dt}}{S_{NOM}} - (t_{NOM} + dt)$  – похибка апроксимації для

номінальної температури  $t_{NOM}$  при якій проводився розрахунок крутизни функції перетворення  $S_{NOM}$  (в даному випадку значення цієї температури прийнято рівним середині діапазону вимірювання температур; умовно прийнято  $t_{NOM} = 50^{\circ}C$ );

- $Error(dt)_{t_{MIN}} [^{\circ}C] = \frac{(I_{C1} - I_{C2})_{t_{MIN} + dt}}{S_{NOM}} - (t_{MIN} + dt)$  – похибка апроксимації для

мінімальної температури  $t_{MIN}$  (умовно прийнято  $t_{MIN} = 0^{\circ}C$ );

- $Error(dt)_{t_{MAX}} [^{\circ}C] = \frac{(I_{C1} - I_{C2})_{t_{MAX} + dt}}{S_{NOM}} - (t_{MAX} + dt)$  – похибка апроксимації для

максимальної температури  $t_{MAX}$  (умовно прийнято  $t_{MAX} = 100^{\circ}C$ ).

Крутизна  $S_{NOM}$  розраховувалася за формулою:



$$S_{NOM} \left[ \frac{mkA}{^{\circ}C} \right] = \frac{(I_{C1} - I_{C2})_{t_{NOM} + dt_M} - (I_{C1} - I_{C2})_{t_{NOM} - dt_M}}{2dt_M},$$

де  $dt_M$  – модуль максимального значення різницевої температури  $dt = -dt_M \dots dt_M$  (умовно прийнято  $dt_M = 5^{\circ}C$ ).

Результати розрахунку точності вимірювального перетворення за критерієм абсолютних похибок лінійної апроксимації  $Error(dt)_i [^{\circ}C]$  від різниці температур  $dt$  для різних значень опорної напруги  $V_{REF}$  наведені на рис. 5.47 – рис. 5.51.

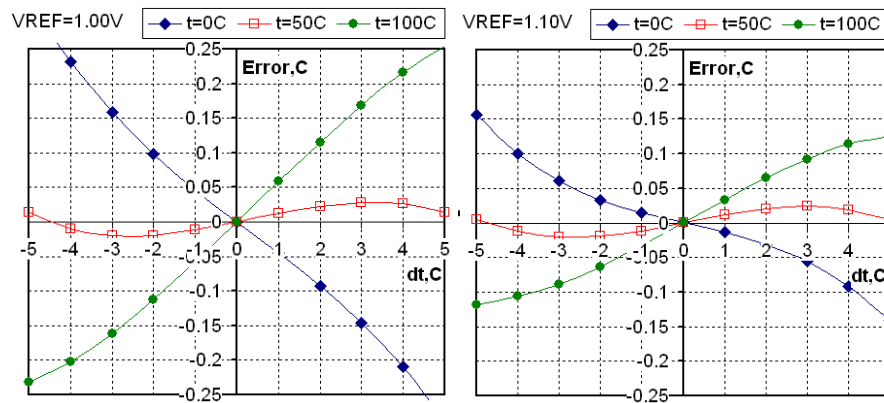


Рис. 5.47. Залежність похибки апроксимації для  $V_{REF} = 1,0$  В та  $V_{REF} = 1,1$  В

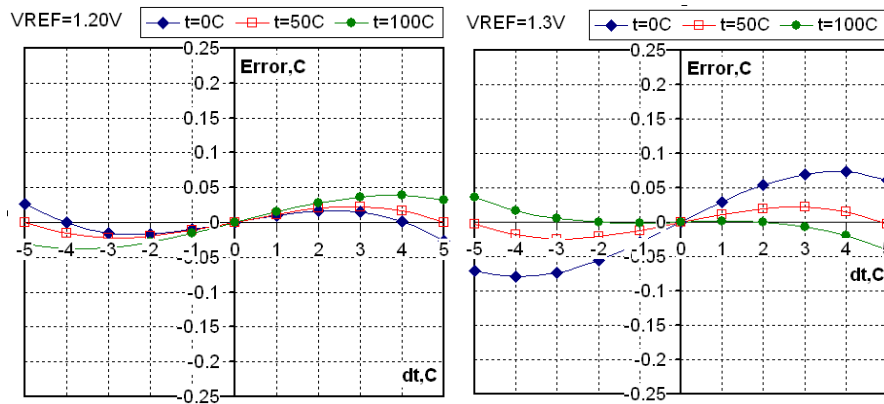


Рис. 5.48. Залежність похибки апроксимації для  $V_{REF} = 1,2$  В та  $V_{REF} = 1,3$  В

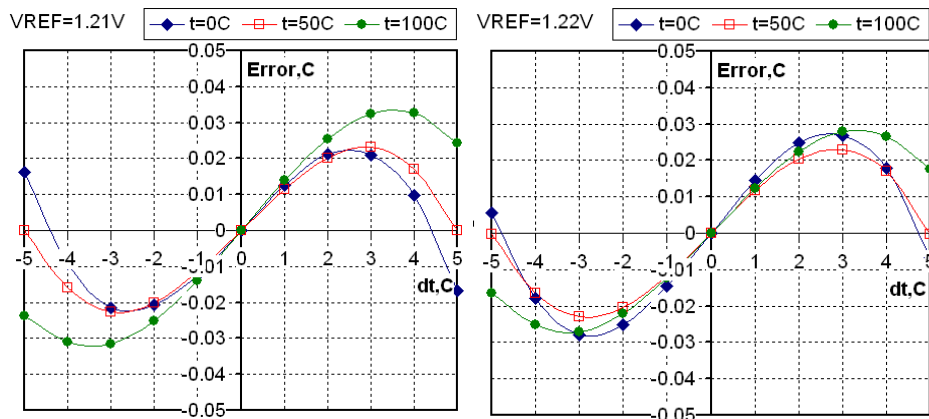


Рис. 5.49. Залежність похибки апроксимації для  $V_{REF} = 1,21$  В та  $V_{REF} = 1,22$  В

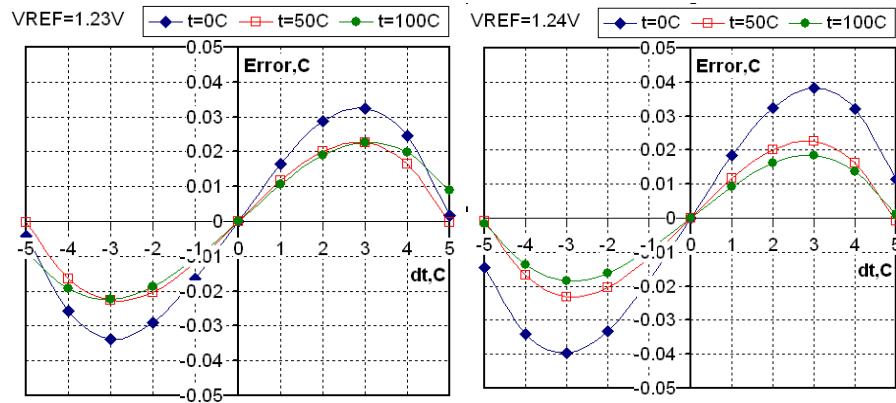


Рис. 5.50. Залежність похибки апроксимації для  $V_{REF} = 1,23 \text{ В}$  та  $V_{REF} = 1,24 \text{ В}$

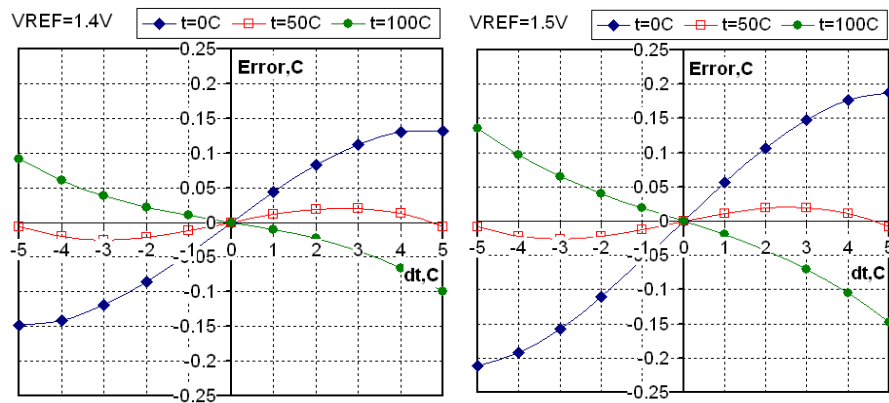


Рис. 5.51. Залежність похибки апроксимації для  $V_{REF} = 1,4 \text{ В}$  та  $V_{REF} = 1,5 \text{ В}$

Можна бачити, що при номінальній температурі  $t_{NOM} = 50^\circ\text{C}$  похибка лінійної апроксимації не перевищує значення  $0,025^\circ\text{C}$  і практично не залежить від опорної напруги. Натомість при відхиленні абсолютної температури від номінальної похибка лінійної апроксимації зростає і має виражену залежність від опорної напруги. Так, в при граничних значеннях абсолютної температури  $t_{MIN} = 0^\circ\text{C}$  та  $t_{MAX} = 100^\circ\text{C}$  максимальне значення модуля похибки лінійної апроксимації при  $V_{REF} = 1,0 \text{ В}$  збільшується до  $0,3^\circ\text{C}$ . Значення опорної напруги  $V_{REF}$ , при якому похибка апроксимації практично перестає залежати від абсолютної температури, знаходиться в діапазоні від  $1,2 \text{ В}$  до  $1,3 \text{ В}$ .

Запропонований метод оптимізації режиму роботи сенсора різницевої температури передбачає розрахунок сімейств залежностей абсолютної похибки вимірювання різницевої температури при зміні в певному діапазоні параметрів елементної бази, їх режимів роботи та температури. Зокрема, таке сімейство похибок для номінальної температури (умовно прийнято  $50^\circ\text{C}$ ) представлено на

рис. 5.52, а для верхнього діапазону вимірювання температури (умовно прийнято  $100^{\circ}\text{C}$ ) – на рис. 5.53. Можна бачити, що для наперед заданих параметрів транзисторів при номінальній температурі  $50^{\circ}\text{C}$  залежності абсолютних значень похибок (рис. 5.52) практично не змінюються при зміні опорної напруги  $V_{REF}$  в діапазоні від 1.2 В до 1.3 В. Максимальне значення абсолютної похибки в заданих умовах не перевищує  $0.023^{\circ}\text{C}$ . Однак, ці ж залежності при температурі  $100^{\circ}\text{C}$  (рис. 5.53) характеризуються значною модуляцією опорної напруги  $V_{REF}$ , а відтак, дозволяють оптимізувати режими роботи сенсора. В даному прикладі діапазон абсолютних значень похибок зростає до  $0,04^{\circ}\text{C}$ , а оптимальні значення опорної напруги, при якому до похибки апроксимації не перевищують  $0,015^{\circ}\text{C}$  знаходяться в діапазоні від 1,25 В до 1,26 В.

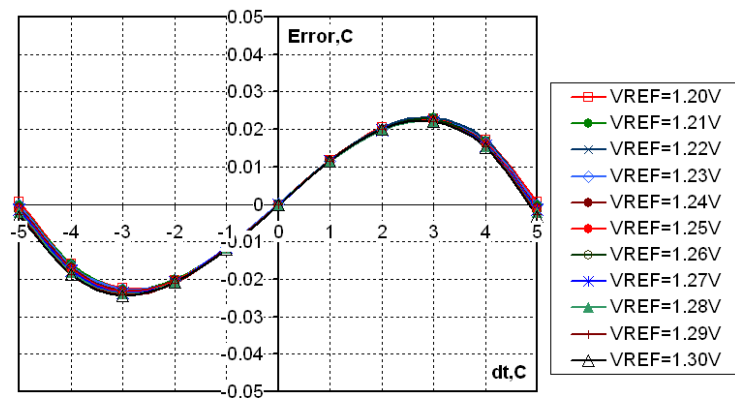


Рис. 5.52. Сімейства залежностей похибки апроксимації при температурі  $50^{\circ}\text{C}$

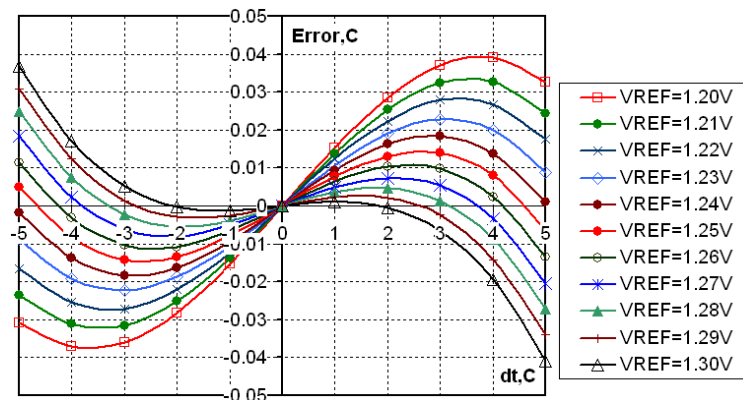


Рис. 5.53. Сімейства залежностей похибки апроксимації при температурі  $100^{\circ}\text{C}$

На заключній стадії оптимізації розраховуються сімейства залежностей похибки апроксимації у всьому діапазоні вимірювань сенсора різницевої температури. Приклад таких розрахунків наведено на рис. 5.54.

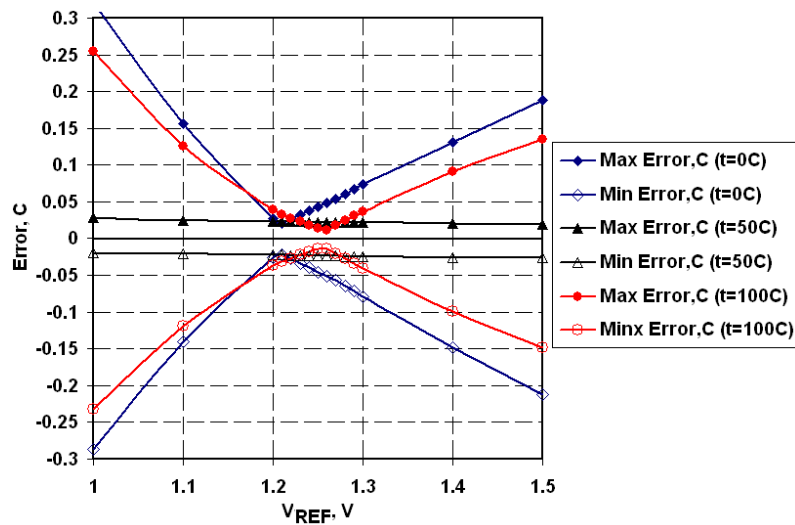


Рис. 5.54. Сімейства залежностей похибки апроксимації для різних температур

І на завершення розглянемо вплив на параметри функції перетворення сенсора різницевої температури ефекту Ерлі, мова про який йшла в попередньому підрозділі. Метою таких досліджень було встановити чи збільшує чи зменшує нелінійність функції перетворення модуляція колекторної напруги транзисторів диференційного каскаду. На практиці така модуляція має місце при резистивному навантаженні колекторних кіл транзисторів – збільшення струму транзистора приводить до збільшення падіння напруги на резистивному навантаженні, а відтак, зменшенні колекторної напруги. В свою чергу, зменшення колекторної напруги обумовлює певне зменшення коефіцієнту передачі транзистора, що відповідно зменшує колекторний струм. Таким чином, має місце зворотний зв'язок, що впливає на лінійність функції перетворення.

Типові результати проведених досліджень впливу ефекту Ерлі наведені на рис. 5.55, де представлено залежність різниці колекторних струмів  $I_{C1}-I_{C2}$  диференційного каскаду з резистивним емітерним колом від різниці температур  $dt$  при напрузі Ерлі  $V_{AF}=10V$  для опорів резисторів навантаження  $R = 0$ ,

100кОм, 250кОм та крутизна  $(I_{C1}-I_{C2})/dt$  при дискретних значеннях напруги Ерлі  $VAF = 5V, 10V, 20V, 30V, 100V$ . Очевидним є отриманий результат, що свідчить про збільшення крутизни функції перетворення при зменшенні напруги Ерлі.

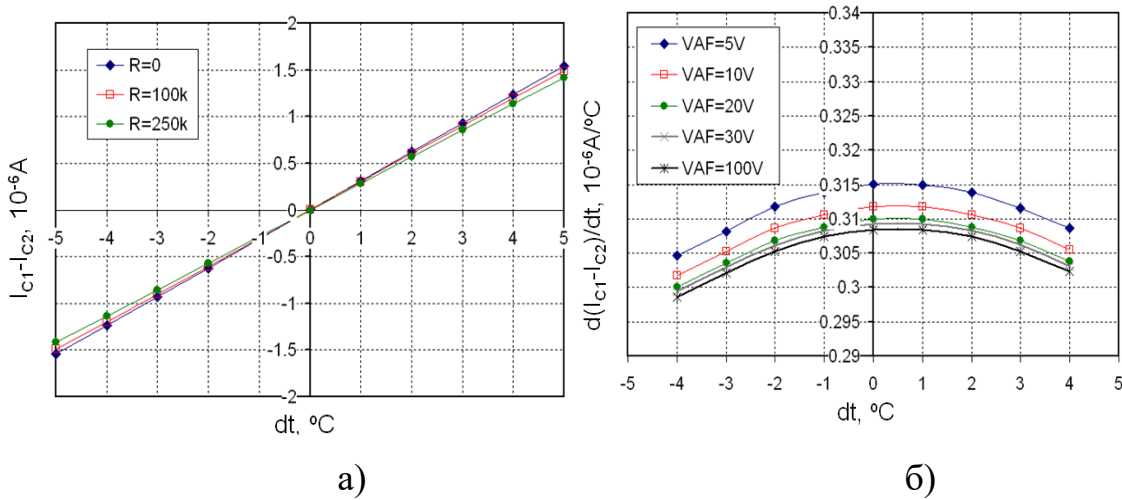


Рис. 5.55. Залежність різниці колекторних струмів (а) від різниці температур  $dt$  при нарузі Ерлі  $VAF=10 V$  для опорів резисторів навантаження  $R = 0, 100k\Omega, 250k\Omega$  та їх крутизни (б) при  $VAF = 5 V, 10 V, 20 V, 30 V, 100 V$

Як це вище відзначалося, на практиці вплив ефекту Ерлі спостерігається при обумовленій падінням напруги на резисторі навантаження модуляції колекторної напруги. Результати дослідження такого впливу наведені на рис. 5.56, де представлені залежності крутизни  $d(I_{C1}-I_{C2})/dt$  та відносної похибки лінійної апроксимації  $LAE, \%$  вимірювального перетворювача різницевої температури на основі диференційного каскаду від різниці температур  $dt$  для опорів резисторів навантаження  $R = 0, 100 k\Omega, 250 k\Omega$ . Дослідження проводилися для значення напруги Ерлі  $VAF = 10 V$ .

З точки зору поставленої задачі важливим є результат, що хоч при збільшенні опорів навантаження крутизна функції перетворення зменшується, її нелінійність також зменшується. Про це свідчить зменшення відносної похибки лінійної апроксимації з  $0,5\%$  при відсутності резистивного навантаження до  $0,4\%$  при навантаженні  $R = 250 k\Omega$  (рис. 5.56,б). Натомість певне зменшення абсолютного значення крутизни з  $0,310 \text{ мкА}/^{\circ}C$  до  $0,285 \text{ мкА}/^{\circ}C$  є несуттєвим і

може компенсуватися відповідним коефіцієнтом підсилення сигналу.

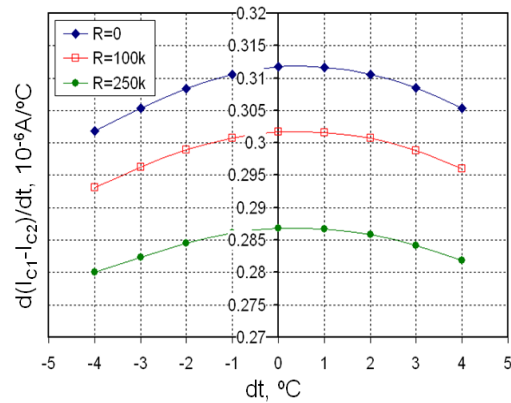


Рис. 5.56. Залежність крутизни  $d(I_{C1}-I_{C2})/dt$  від різниці температур  $dt$  для опорів резисторів навантаження  $R = 0, 100 \text{ кОм}, 250 \text{ кОм}$  при  $V_{AF} = 10V$

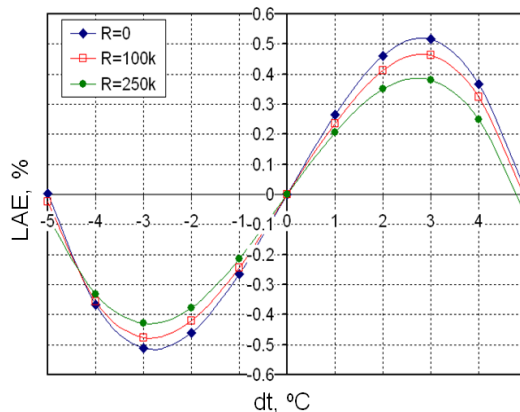


Рис. 5.57. Залежність відносної похибки лінійної апроксимації  $LAE, \%$  від різниці температур  $dt$  для опорів резисторів навантаження  $R = 0, 100 \text{ кОм}, 250 \text{ кОм}$  при  $V_{AF} = 10V$

## Висновки до розділу 5

1. Проведено дослідження та оптимізацію режимів сенсорів різницевої температури на елементарних транзисторних каскадах, транзисторних каскадах диференційного типу та каскадах з температурозалежним джерелом струму. Запропонований метод оптимізації режиму роботи сенсора різницевої температури передбачає розрахунок сімейств залежностей абсолютної похибки вимірювання різницевої температури при зміні в певному діапазоні параметрів елементної бази, їх режимів роботи та температури.

2. Показано, що для формування інформативних сигналів різницевої та абсолютної температур високостабільного сенсора температури на диференційному каскаді зі стабілізуючим джерелом струму, останнє реалізують на вузлі струмового дзеркала, причому визначальний вплив на температурний коефіцієнт функції перетворення сенсора має напруга живлення вхідного кола вищезгаданого струмового дзеркала.

3. Встановлено, що при зменшенні напруги джерела живлення чи джерела опорної напруги температурозалежного джерела струму нормована крутизна струму нелінійно зростає. Так, зменшення напруги живлення з 4 В до 2 В обумовлює приблизно двократне зростання нормованої крутизни, натомість при зменшенні напруги з 2 В до 1 В нормована крутизна зростає більше ніж в 3 рази. Перетворюючи нормовану крутизну у відносну зміну, важливо відзначити, що відносна температурна зміна струму при напрузі живлення 5 В приблизно становить 0.05% на градус і зростає на порядок (приблизно до 0.5% на градус) при зменшенні напруги до 1 В.

4. Запропоновано критерії оцінки точності функціонування сенсора різницевої температури на диференційному каскаді та метод оптимізації режиму роботи такого сенсора. Цими критеріями є абсолютні похибки лінійної апроксимації  $Error(dt), [^{\circ}C]$  функції вимірювального перетворення в заданому діапазоні різницевих температур  $dt$ . Похибки лінійної апроксимації визначаються для трьох значень абсолютної температури: номінальної температури  $t_{NOM}$ , при якій проводиться розрахунок крутизни функції перетворення  $S_{NOM}$ ; для мінімальної температури та для максимальної температури  $t_{MAX}$ .

5. Встановлені характерні закономірності температурних характеристик, на основі яких представляється можливим провести оптимізацію режиму роботи сенсора різницевої температури на диференційних каскадах. Встановлено, що при номінальній температурі  $t_{NOM} = 50^{\circ}C$  похибка лінійної апроксимації не перевищує значення  $0,025^{\circ}C$  і практично не залежить від опорної напруги. Натомість при відхиленні абсолютної температури від

номінальної похибка лінійної апроксимації зростає і має виражену залежність від опорної напруги. Так, в при граничних значеннях абсолютної температури  $t_{\text{MIN}} = 0^{\circ}\text{C}$  та  $t_{\text{MAX}} = 100^{\circ}\text{C}$  максимальне значення модуля похибки лінійної апроксимації при  $V_{\text{REF}} = 1,0 \text{ В}$  збільшується до  $0,3^{\circ}\text{C}$ . Значення опорної напруги  $V_{\text{REF}}$ , при якому похибка апроксимації практично перестає залежати від абсолютної температури, знаходиться в діапазоні від  $1,2 \text{ В}$  до  $1,3 \text{ В}$ .



## РОЗДІЛ 6

### РОЗРОБЛЕННЯ ОПТИЧНОГО СЕНСОРА ТЕМПЕРАТУРИ НА ОСНОВІ ОРГАНІЧНИХ СТРУКТУР

#### **6.1 Первинний перетворювач сенсора температури на основі полімердиспергованих рідких кристалів**

На сьогодні існує безліч сенсорів температури, принцип роботи яких базуються на різноманітних фізичних явищах. Практично всі такі пристрої використовують як носій інформації електричний сигнал. Такий сигнал модулюється температурою в первинному перетворювачі та інтерпретується вторинним перетворювачем. Останнім часом проводяться численні дослідження в напрямку створення сенсорів, джерелом інформації в яких є оптичне випромінювання, а не електричний сигнал [237-242]. Вони знаходять застосування насамперед в умовах, що характеризуються наявністю агресивних випаровувань або вибухонебезпечних газових сумішей, у зонах підвищеної радіоактивності і сильних електромагнітних полів. Поєднання оптичних первинних перетворювачів з оптоволоконном дозволяє розташувати первинний та вторинний перетворювачі на досить великій відстані і таким чином уникнути розміщення джерел живлення та інших електричних пристроїв в перелічених вище зонах. Їх перевагою є можливість стабільної роботи в умовах високого рівня електромагнітних завад. Оптичні сенсори складаються з джерела світла, фотоприймача і оптично активного середовища. Зміна оптичних властивостей цього середовища під дією зовнішнього фактора впливає на вихідний сигнал фотоприймача, що використовується для детектування температури.

Принцип дії оптичного сенсора температури базується на зміні кроку надмолекулярної спіральної структури під дією температури [243]. Схема сенсора зображена на рис. 6.1 [244]. Біле світло від джерела 1 пройшовши крізь оптоволоконно 3 потрапляє в первинний перетворювач, де в наслідок явища селективного відбивання світла в світловод повертається випромінювання

довжина хвилі якого відповідає до кроку спіралі холестеричного рідкого кристалу в середині первинного перетворювача. Довжина хвилі відбитого випромінювання реєструється за допомогою оптичного приймача. В другій конструкції реєструється світло, яке пройшло крізь первинний перетворювач. Перевагою другої схеми є більша амплітуда сигналу.

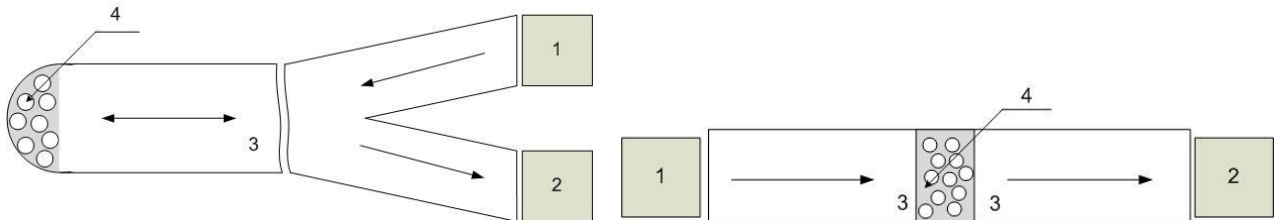


Рис.6.1. Оптичний сенсор температури: 1-джерело випромінювання (біле світло); 2-приймач (чутливий до довжини хвилі випромінювання); 3-оптоволокну; 4-первинний перетворювач

Для реалізації сенсорів були обрані рідкокристалічні матеріали зі спіральною надмолекулярною структурою (так звані холестеричні рідкі кристали (ХРК)), в яких довжина хвилі використовується як інформативний сигнал. Безпосередній вплив на спектральні характеристики оптичного випромінювання забезпечується ефектом селективного відбивання світла в ХРК. При цьому ХРК повинен знаходитись в рідкокристалічному агрегатному стані. Однак це створює технологічні труднощі виготовлення первинного перетворювача, тому ХРК необхідно розмістити в твердій оболонці [245-246]. У роботі вперше показано можливість створення первинного перетворювача сенсора температури на основі полімердиспергованого рідкого кристалу (ПДРК), що дозволило вирішити питання агрегатного стану РК.

Однак реалізація такої конструкції сенсора вимагає вирішення ряду задач, а саме: дослідження динаміки розподілу температури, аналіз процесу проходження світла та технологічні аспекти отримання ПДРК.

Одним з важливих параметрів процесу вимірювання є так звана постійна часу вимірювання – мінімальна кількість часу необхідна для здійснення вимірювання. Її значення визначається фізичними принципами та

конструктивними рішеннями покладеними в основу роботи пристрою. Безумовно в пристроях призначених для вимірювання температури найбільш повільним процесом є встановлення температурної рівноваги між досліджуваною речовиною та первинним перетворювачем. Враховуючи малі розміри (100 мкм) запропонованого первинного перетворювача, перевага була надана не експериментальним дослідженням, а моделюванню процесу за допомогою програмного продукту SolidWorks [247]. Вибір на користь даної програми пояснюється тим, що SolidWorks є одним з найбільш поширених САD-пакетів, який забезпечує можливість створення геометричних моделей конструкцій електронних пристроїв і цілих радіоелектронних систем безпосередньо в цьому пакеті, а також включає вбудовані засоби чисельного аналізу для перевірки прийнятих рішень без виконання конвертації геометричних моделей. На відміну від відомої програми кінцево-елементного аналізу ANSYS, пакет SolidWorks має інтерфейс і інструментарій більшою мірою орієнтований на вирішення прикладних інженерних задач.

Розглянемо основні етапи моделювання теплового аналізу з використанням розрахунків газогідродинамічних процесів. Передбачається, що запропонований первинний перетворювач буде приєднано до оптоволокна. Виходячи з цього модель ПДРК було сформовано у вигляді циліндра діаметром 200 мкм та висотою 400 мкм [248]. Основним матеріалом циліндра є фотополімерна матриця, в середині якої розташовані сфери з холестеричним РК. Параметри модельних матеріалів приведені в таблиці.6.1. Зовнішній вигляд моделі ПДРК зображено на рис.6.2, 6.3.

Таблиця.6.1

Деякі параметри модельних матеріалів

Матеріал	Теплопровідність Вт/(м К)	Питома теплоємність кДж/(кг К)	Температуропровідність *10 <sup>7</sup> м <sup>2</sup> /с	Показник заломлення
РК	60	4,2	1,4	1,45 , 1,55
полімер	0,32	2	1,3	1,43

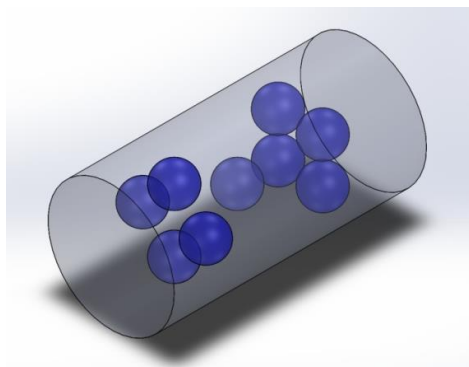


Рис.6.2. 3D модель ПДРК для аналізу теплових процесів та проходження випромінювання

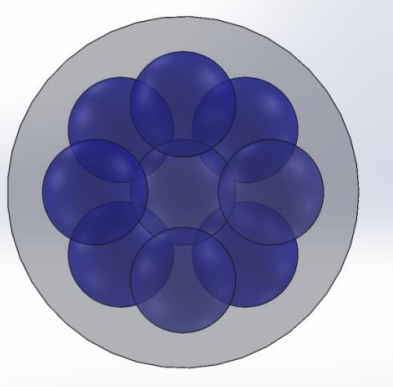
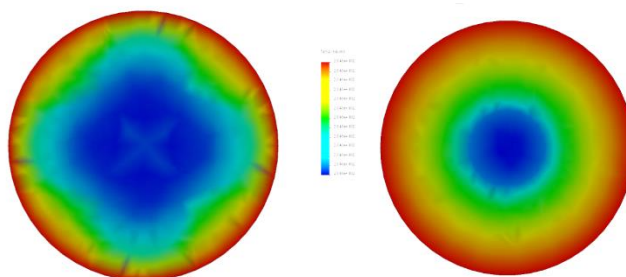


Рис.6.3. Вигляд з торця моделі ПДРК для аналізу теплових процесів та проходження випромінювання

Нами було промодульовано процес нагріву зразка від 0 °С до 40°С. На рис.6.4. та рис.6.5. зображено розподіл температури в модельному зразку ПДРК до досягнення стану термодинамічної рівноваги.



а)

б)

Рис.6.4. Розподіл температури в перерізах модельного циліндра: а) розташованих по центру ділянки з чотирма РК сферами; б) з одною РК сферою

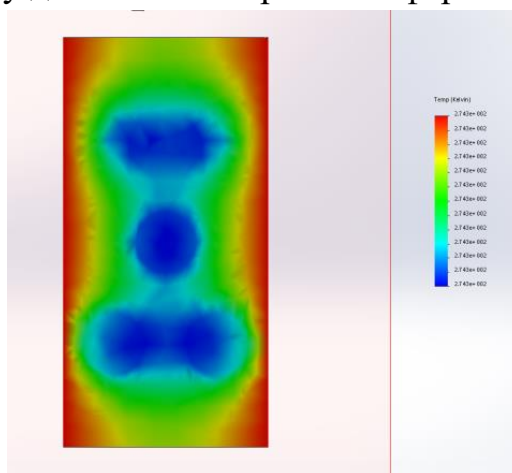


Рис.6.5. Розподіл температури в перерізі вздовж осі модельного циліндра

Як видно з отриманих розподілів, в товщі зразка температуру можна вважати однорідною. Незначне зменшення температури в зонах розташування РК сфер можна пояснити їх більшою теплоємністю. На рис.6.6 зображено залежності зміни температури від часу для точок розташованих безпосередньо в центрі циліндра та на відстанях 50 і 90 мкм.

Як видно з наведених залежностей криві зміни температури практично не відрізняються. Такий результат можна пояснити малими геометричними розмірами первинного перетворювача, що забезпечує його швидкий розігрів.

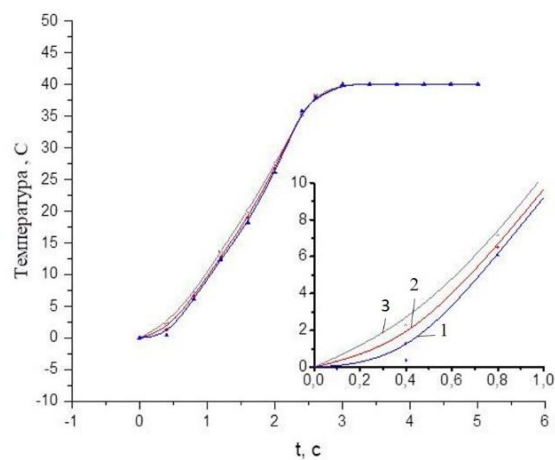


Рис.6.6. Залежності зміни температури від часу для точок розташованих безпосередньо в центрі циліндра(1) та на відстанях 50 (2) і 90 (3) мкм від нього

Для врахування оптичних властивостей окремих елементів системи полімерна матриця-РК на параметри первинного перетворювача було проведено моделювання проходження світла в таких структурах за допомогою програмного продукту ZEMAX. ZEMAX - програма призначена для аналізу оптичних систем на основі послідовного або непослідовного розрахунку променів. Дозволяє виконувати глобальну й локальну оптимізацію параметрів оптичної системи. Програма має всі необхідні можливості, що дозволяють проектувати сучасні оптичні системи. Вона використовується для моделювання і аналізу оптичних елементів, трасування непрямих променів випадкового світла, поширення випромінювання в рамках фізичної оптики. За її допомогою

можна змоделювати поширення світла через оптичні елементи: лінзи (включаючи асферичні та градієнтні), дзеркала і елементи дифракційної оптики. Результати моделювання наведено на рис.6.7. Аналіз розповсюдження світла в моделі проводився для випадку плоскопаралельного пучка, який розповсюджується вздовж осі полімерного циліндра. Для аналізу використовувались екрани реєстрації розподілу інтенсивності, розташовані відповідно на відстані 800, 5000 та 10000 мкм. Загальний вигляд схеми для аналізу оптичних властивостей структури наведено на рис.6.7.

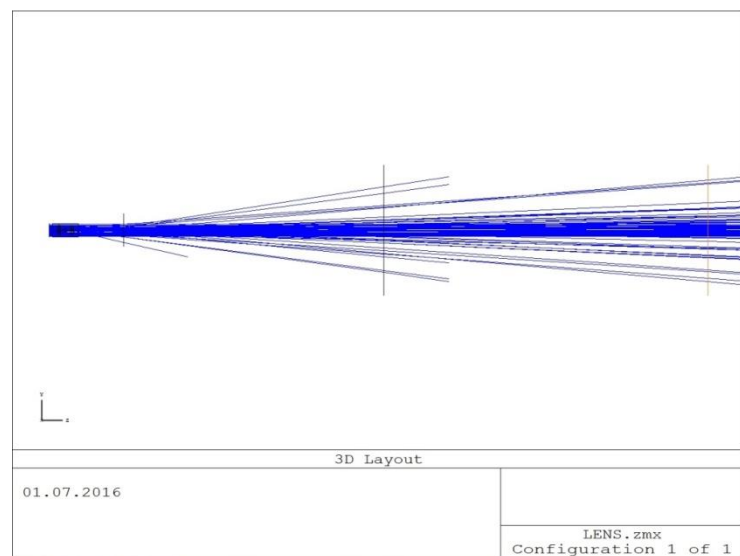


Рис.6.7. Розташування елементів оптичної схеми та траєкторії ходу оптичних променів для випадку показників заломлення полімерного циліндру та РК відповідно 1.43 та 1.45

Результати моделювання для значень показників заломлення полімерного циліндру та РК 1.43 та 1.45, відповідно, наведено на рис.6.8 - 6.13.

Аналіз отриманих результатів дозволяє виокремити на розподілах інтенсивності дві яскраво виражені ділянки, а саме примежову ділянку полімеру в якій відсутні вкраплення РК та центральну ділянку з вкрапленнями.

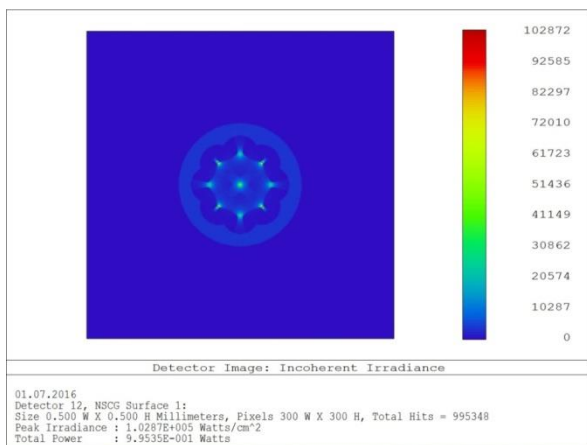


Рис.6.8. Розподіл інтенсивності на першому екрані

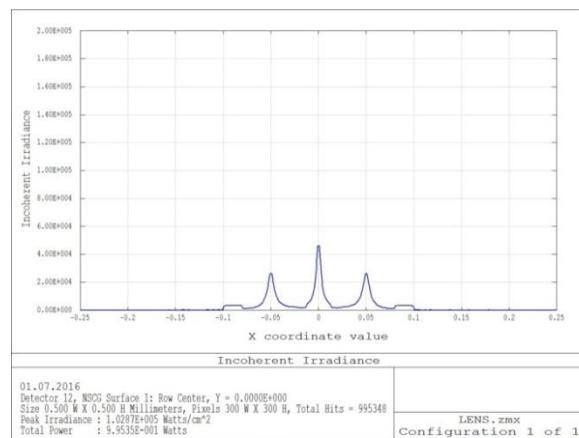


Рис.6.9. Розподіл інтенсивності в перерізі першого екрана

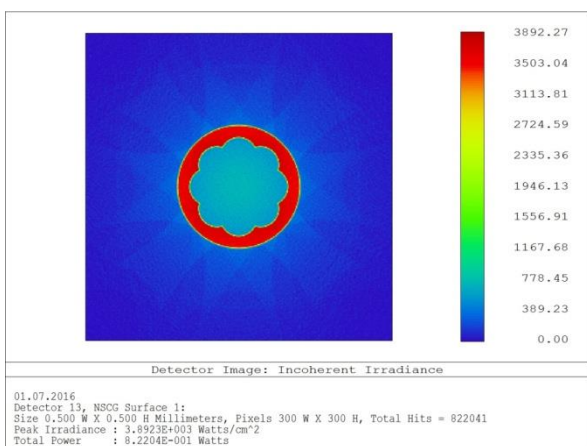


Рис.6.10. Розподіл інтенсивності на другому екрані

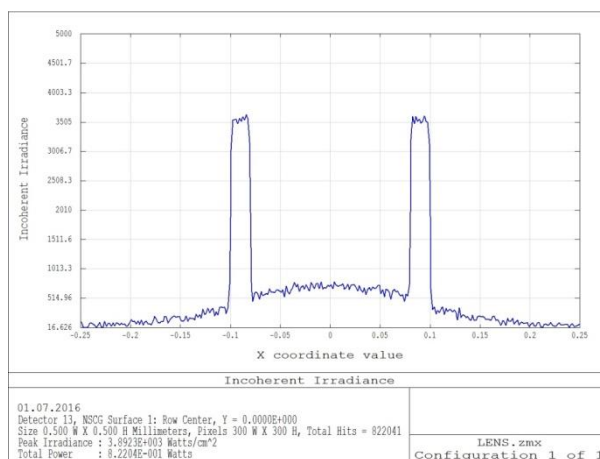


Рис.6.11. Розподіл інтенсивності в перерізі другого екрана

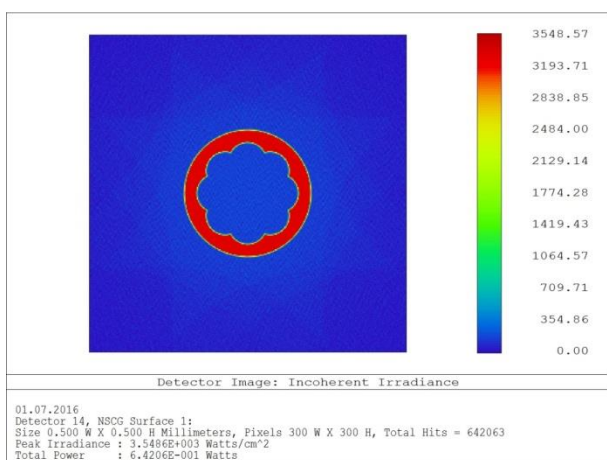


Рис.6.12. Розподіл інтенсивності на третьому екрані

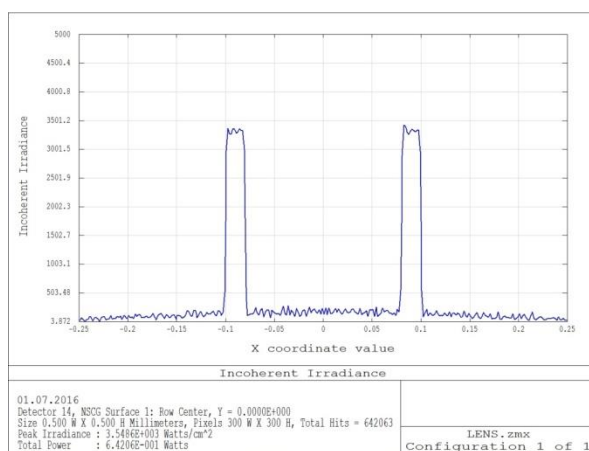


Рис.6.13. Розподіл інтенсивності в перерізі третього екрана

У першій зоні внаслідок однорідності оптичних властивостей спостерігається прямолінійне розповсюдження частини плоскопаралельного пучка вздовж всієї моделі та поза її межами. На екранах ця частина випромінювання реєструється як рівномірна по інтенсивності ділянка у вигляді круга, значення інтенсивності в якому практично не змінюються зі збільшенням відстані від моделі (екрани 1-3). В зоні присутності рідкокристалічних включень спостерігається істотне відхилення променів від попередньо заданого напрямку, яке викликано їх заломленням на межі розділу полімер – РК. На екранах ця ділянка має практично гаусівський розподіл. Виключення складає лише центральна ділянка першого екрану. Специфічний характер розподілу інтенсивності тут можна пояснити близькістю розташування до об'єкту, який містить декілька близько розташованих оптичних неоднорідностей. На такій відстані картина розсіювання ще не є сформованою. На рис.6.14.- 6.20. наведено результати аналогічного дослідження для випадку показників заломлення полімерного циліндру та РК 1.43 та 1.55, відповідно.

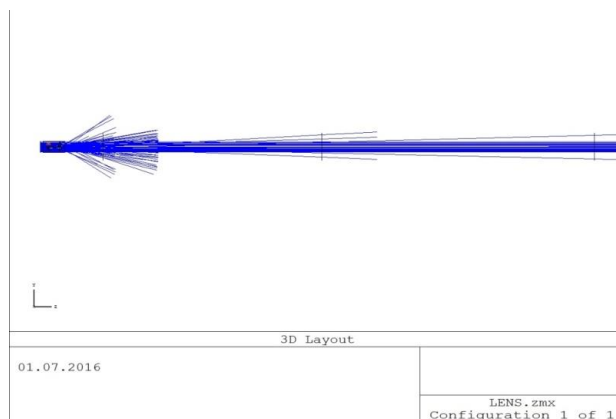


Рис.6.14. Розташування елементів оптичної схеми та траєкторії ходу оптичних променів для випадку показників заломлення полімерного циліндру та РК 1.43 та 1.55, відповідно



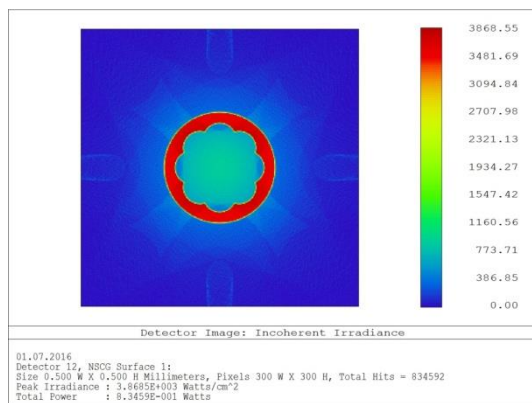


Рис.6.15. Розподіл інтенсивності на першому екрані

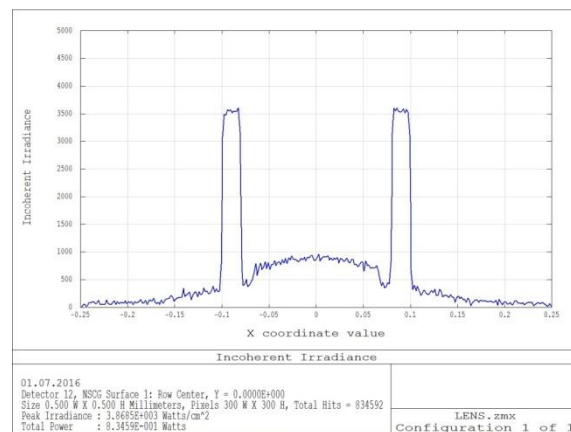


Рис.6.16. Розподіл інтенсивності в перерізі першого екрана

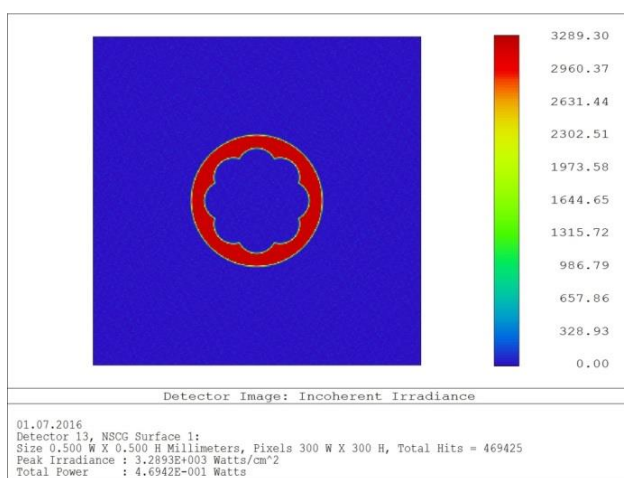


Рис.6.17. Розподіл інтенсивності на другому екрані

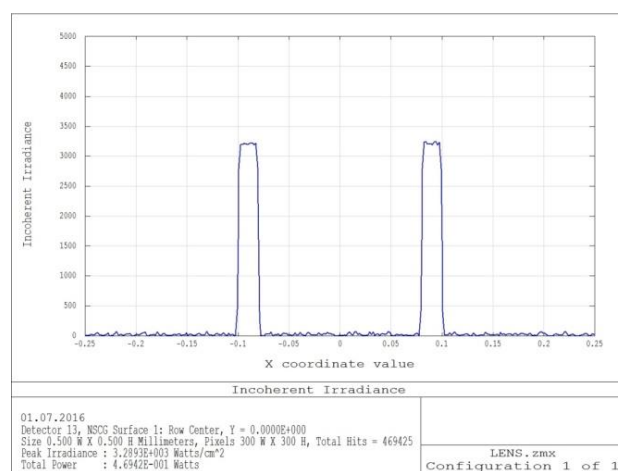


Рис.6.18. Розподіл інтенсивності в перерізі другого екрана

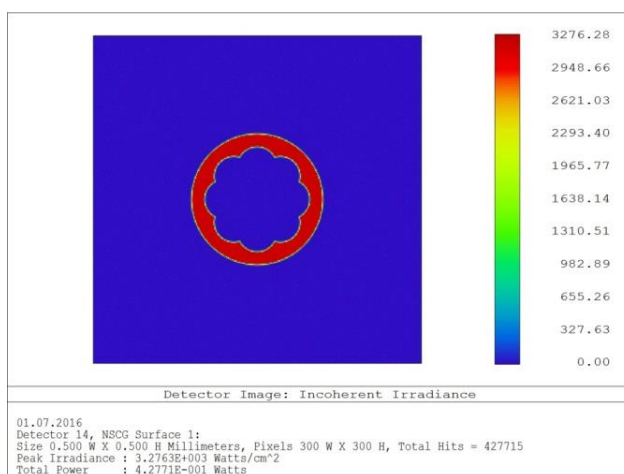


Рис.6.19 Розподіл інтенсивності на третьому екрані

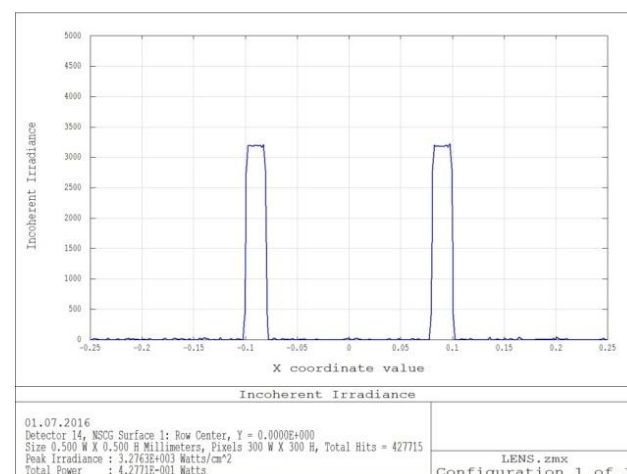


Рис.6.20 Розподіл інтенсивності в перерізі третього екрана

Аналіз розповсюдження світла для другого випадку привів практично до тих самих результатів. Різницею є лише той факт, що більша різниця в показниках заломлення полімерної матриці та РК привела до швидшого «вимивання» розсіяних променів з поля реєстрації детекторів. Однак при аналізі структури необхідно звернути увагу не лише на геометричний характер ходу променів, а й на їх якісний склад. На рис.6.21 наведено збільшену ділянку оптичної системи, на якій добре видно відмінності в розповсюдженні променів в описаних вище зонах. Очевидно, що для детектування температури за допомогою запропонованої структури ефективною можна вважати ту частину променів, яка пройшла крізь РК включення, де відбулась зміна їх (променів) оптичних характеристик. Випромінювання рівномірної по інтенсивності ділянки не змінило своїх оптичних властивостей, так як розповсюджувалось лише в полімерній матриці, яка фактично виконує роль пасивного каркасу для фіксації РК крапель. Тобто воно не є інформативним і лише погіршує співвідношення сигнал/шум. Такий аналіз показує, що на відстані порядку 5000 мкм в промені практично не залишилось інформаційно важливої складової.

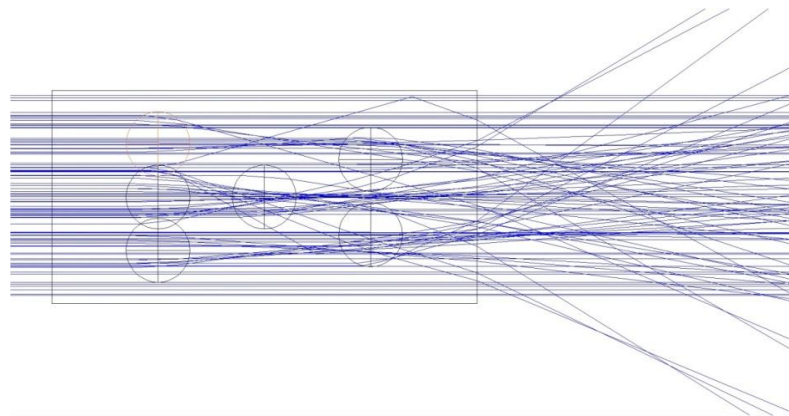


Рис.6.21. Хід променів в модельному об'єкті та ділянці, що безпосередньо прилягає до нього (значення показників заломлення полімерного циліндру та РК становлять 1.43 та 1.55, відповідно)

Проведений аналіз показав, що запропонований первинний перетворювач доцільно використовувати як елемент вбудований в оптоволокно. У цьому випадку випромінювання, яке зазнало відхилення на оптичних неоднорідностях, внаслідок явища повного внутрішнього

відбивання продовжить розповсюдження в оптоволокну і досягне розташованого на значній відстані детектора. Співвідношення між корисним та паразитним випромінюванням, яке проходить крізь первинний перетворювач визначається в основному співвідношенням площ однорідної полімерної ділянки та ділянки з вкрапленнями РК в поперечному перерізі первинного перетворювача.

## **6.2 Методика отримання дослідних зразків ПДРК та дослідження їх властивостей**

Диспергування рідкого кристала може проводитися з використанням будь-якої з відомих методик: хімічною полімеризацією, з розчину, з розплаву, фотополімеризацією, емульгуванням і так далі.

Характерним прикладом хімічної полімеризації є епоксидні компаунди в якості полімерної матриці. Спочатку рідкий кристал розчиняються в смолі. Потім додають затверджувач. У процесі утворення просторово зшитої полімерної структури рідкий кристал випадає з розчину у вигляді крапель. Розмір крапель регулюється швидкістю затвердіння (кількістю затверджувача, температурою і так далі).

Для полімеризації з розчину необхідно використовувати полімер і рідкий кристал, нерозчинні або частково розчинні один в одному, які мають загальний розчинник. Суміш полімеру і рідкого кристала розчиняють, ретельно перемішують, виливають на підкладку і сушать. Після випаровування розчинника утворюється дисперсна структура. Розмір крапель рідкого кристала може регулюватися швидкістю випаровування розчинника.

При полімеризації з розплаву використовуються полімери і рідкі кристали, нерозчинні або частково розчинні один в одному при кімнатній температурі, але що розчиняються один в одному при високих температурах. Готується суміш рідкого кристала і полімеру, нагрівається і перемішується, утворюючи однорідний розплав. При наступному охолодженні відбувається розподіл фаз.

Величина крапель рідкого кристала може регулюватися швидкістю охолодження.

Фотополімеризація включає розчинення рідких кристалів в преполімері, який потім твердне під дією світлового випромінювання необхідної довжини хвилі. Розмір крапель залежить від швидкості твердіння. Варіантом цієї методики є полімеризація матриці при опроміненні пучком електронів.

При емульгуванні (інкапсулюванні) в якості полімерної матриці часто використовують полівініловий спирт. Спочатку його розчиняють у воді. Потім додають рідкий кристал, емульгують (ультразвуком або механічним перемішуванням), виливають на підкладку і випаровують воду.

Компактні і надійні індикатори температури можуть бути розроблені з використанням термохромних холестеричних рідких кристалів, які відображають певні кольори в певних температурах.

У всіх випадках застосування ПДРК дуже важливо знати показник заломлення дисперсного матеріалу для того, щоб передбачити оптичні властивості і описувати поширення світла в середовищі. Визначити показник заломлення традиційними методами є досить складно, через мутність ПДРК.

Для формування тіла первинного перетворювача використано метод фотополімеризації, якому властиві такі переваги:

- процес полімеризації не є обмежений жорсткими часовими рамками і може бути ініційований в будь-який зручний для експериментатора момент;
- відсутність хімічного ініціатора процесу полімеризації зменшує кількісний компонент структури та спрощує аналіз отриманих даних, так як виключає можливі хімічні реакції в системі;
- можливість регулювати розміри частинок ПДРК без зміни хімічного складу вихідної суміші лише шляхом зміни режиму опромінення.

Об'єктами дослідження були обрані наступні речовини:

- у ролі полімерної матриці було використано матеріали NOA60 та фотополімерний матеріал "Фомат ФВ-72" з довжиною хвилі полімеризації 340 нм.

- у ролі холестеричних рідких кристалів було використано РК РТІ «П» , його суміш з нематичним РК 5ЦБ та матеріали серії КЕТ.

Характеристики холестеричних РК наведено в табл. 6.2.

Таблиця 6.2

## Характеристики використаних матеріалів

Матеріал	Температурний інтервал існування мезофази, °С	Діапазон зміни кроку спіралі, нм
РТІ «П»	+30 - +45	410-675
РТІ «П» + 10%5ЦБ	+10 - +50	450-640
КЕТ90600	-20 – +90	410-560
КЕТ90700	-20 – +95	500-640

Для всіх використаних рідкокристалічних матеріалів діапазон зміни кроку спіралі лежить у видимій області спектру.

Однією з суттєвих вимог до обраних матеріалів є нерозчинність полімера і рідкого кристала, що є умовою утворення крапель РК в шарі полімера [244]. Компоненти ПДРК перемішувались за допомогою спеціально розробленої установки протягом 30 сек. при 100 об/хв. Готовий ПДРК полімеризується під дією ультрафіолетової лампи спектра типу А ( $\lambda_{\max}=340$  нм). Процес перемішування вихідної суміші може супроводжуватись захопленням повітряних пухирців, що призводить до різкого погіршення оптичних властивостей, а саме різкого зростання розсіювання. Одним з методів усунення цього явища є подальше знегаження матеріалу в вакуумі, однак на перешкоді стає висока в'язкість вихідної суміші. Щоб повністю позбутися захоплення повітряних пухирців процес перемішування проводився в вакуумній установці. Світлини отриманих ПДРК зображено на рис. 6.22 – 6.23.

На світлинах добре видно сформовані краплі холестеричного рідкого кристалу в об'ємі полімеру. Про те, що РК в краплі знаходиться в

холестеричному стані свідчить наявність кілець Ейрі. Збільшення концентрації рідкокристалічного компонента приводить до зростання кількості крапель та їх розміру.

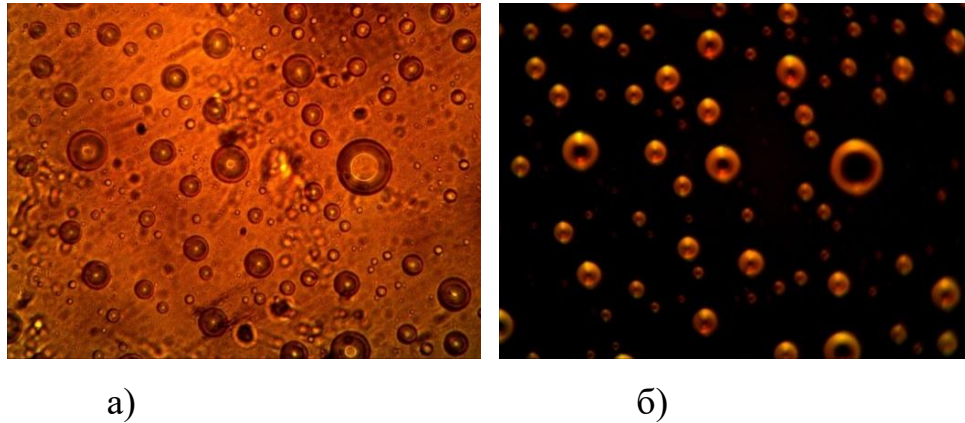


Рис.6.22. Отримані під оптичним мікроскопом світлини в пройденому (а) та відбитому світлі (б) для ПДРК NOA60+30% РТІ “П”

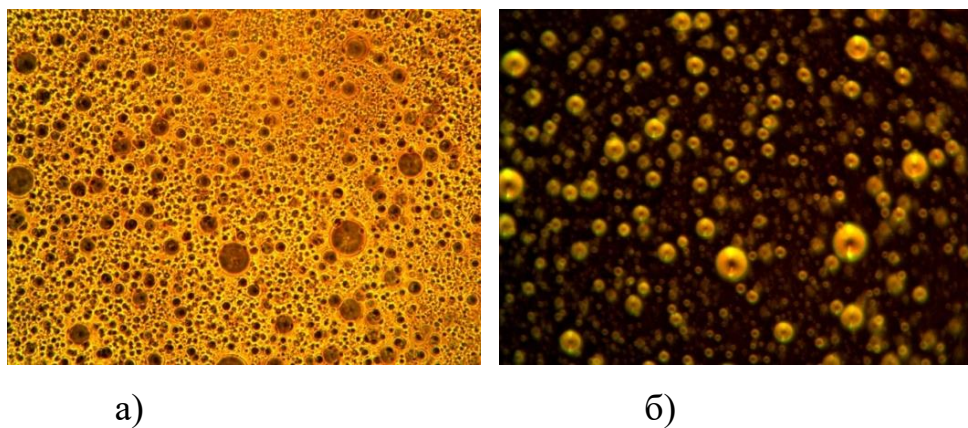


Рис.6.23. Світлини отримані під оптичним мікроскопом для ПДРК NOA60+40% РТІ “П”+5ЦБ в пройденому (а) та відбитому світлі (б)

Розкид розмірів рідкокристалічних крапель в основному залежить від режиму перемішування. Максимальна швидкість обертання мішалки обмежується процесом захоплення повітря, що суттєво погіршує структури отриманих ПДРК. На рис 6.24. зображено світлину ПДРК РТІ “П” + 10%5ЦБ отриману в оптичному мікроскопі у відбитому світлі при температурах 34°C та 25°C відповідно. На світлинах зразок забарвлений в блакитний та червоний кольори внаслідок ефекту селективного відбивання.

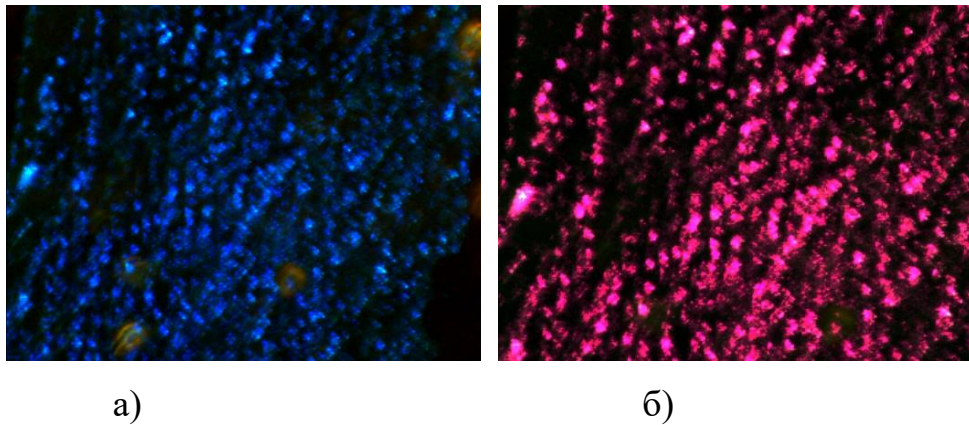


Рис. 6.24. Світлини ПДРК РТІ “П” + 10%5ЦБ отриману в оптичному мікроскопі у відбитому світлі при температурах 34°C (а) та 25°C (б)

Основною оптичною характеристикою немато-холестеричних рідкокристалічних сумішей є максимум селективного відбивання планарно-орієнтованої текстури, який визначається зі спектральних характеристик пропускання. Спектральні характеристики отримувались на спектрофотометрі Ocean Optics USB-2000. Межі вимірювання коефіцієнта пропускання 3-100% (оптичної щільності 0-2). Основна абсолютна похибка вимірювання за шкалою коефіцієнтів пропускання в області спектра 200-900 нм менше 1%. Первинна обробка спектрів проводилась за допомогою програмного середовища Ocean Optics SpectraSuite.

На рис.6.25 наведено спектри поглинання холестеричного матеріалу РТІ “П” при різних значеннях температури.

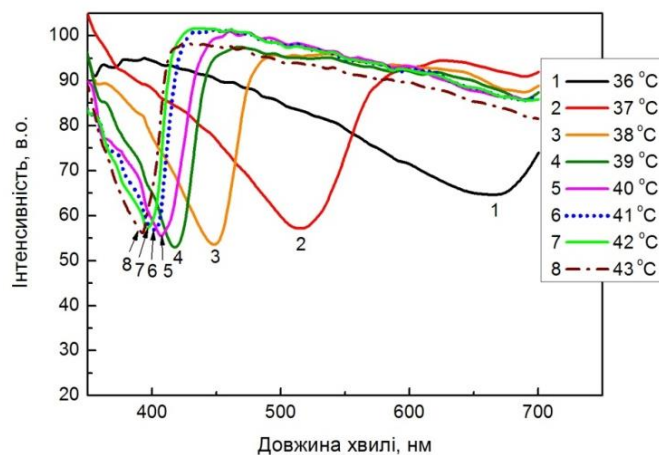


Рис.6.25. Спектри поглинання холестеричного матеріалу РТІ “П” при різних значеннях температури

На рис.6.26 наведено залежності максимуму селективного відбивання від температури для досліджених холестеринів РТІ “П”, РТІ “П” + 10%5ЦБ.

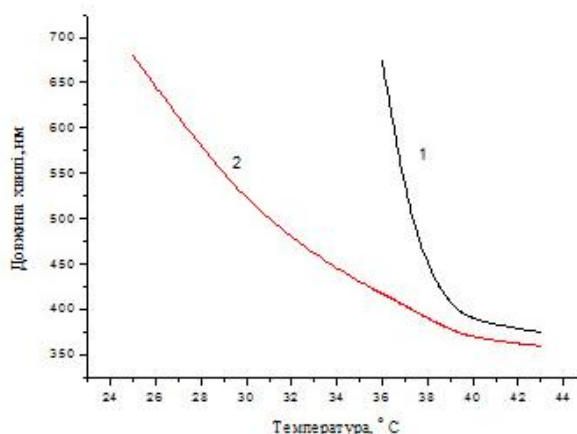


Рис.6.26. Залежність максимуму селективного відбивання від температури для : 1) РТІ “П”; 2) РТІ “П” + 10%5ЦБ

Як видно з отриманих залежностей зростання температури приводить до зміщення максимуму довжини хвилі селективного відбивання в сторону менших довжин хвиль. Така поведінка рідкого кристалу пояснюється зменшенням кроку холестеричної спіралі з ростом температури. На рис.6.27, 6.28 зображено температурні залежності максимуму селективного відбивання для досліджених холестеричних сумішей РТІ “П”, РТІ “П” + 10%5ЦБ та ПДРК на їх основі.

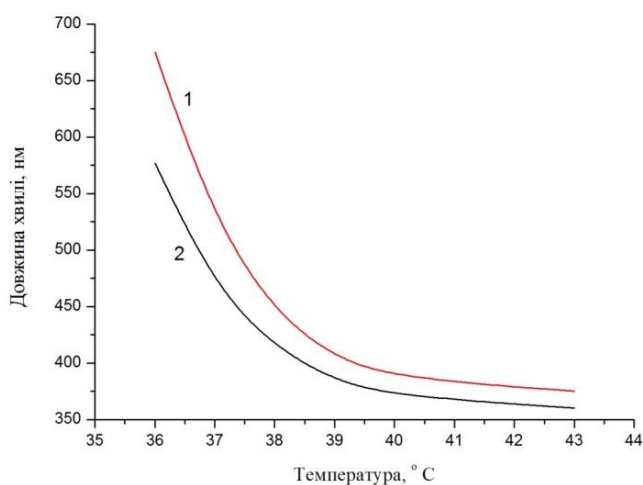


Рис.6.27. Залежність максимуму селективного відбивання від температури для РТІ “П”: 1- чистий; 2- PDLS



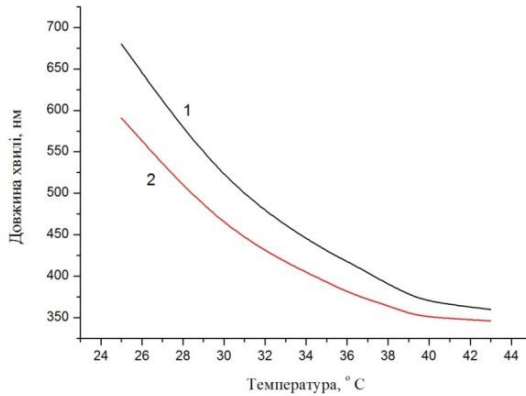


Рис.6.28. Залежність максимуму селективного відбивання від температури для РТІ “П” + 10% 5ЦБ: 1- чистий; 2-PDLS

Як видно з отриманих залежностей в холестеричному рідкому кристалі впровадженому в полімерну матрицю спостерігається явище селективного відбивання. Однак максимуми селективного відбивання чистого РК і ПДРК не співпадають. Для ПДРК спостерігається зменшення максимуму селективного відбивання в порівнянні з чистим матеріалом.

### 6.3 Багатоканальний первинний перетворювач сенсора температури

Застосування довжини хвилі як параметра детектування температури або іншої фізичної величини дозволяє розташувати в одному оптичному тракті (волокні) декілька первинних перетворювачів при умові зміщення їх оптичних характеристик. Розглянемо принцип роботи оптичного сенсора температури на основі холестеричного рідкого кристала та оптоволоконної системи передачі оптичного сигналу (рис. 6.29). ПДРК з холестеричним рідким кристалом освітлюється білим світлом, внаслідок ефекту селективного відбивання в напрямку детектора кольору поширюється випромінювання, спектральні характеристики якого безпосередньо пов'язані з кроком холестеричної спіралі, який в свою чергу пов'язаний з температурою оточуючого середовища. Зміна температури приводить до зміни кроку холестеричної спіралі і максимуму

селективного відбивання, який реєструється детектором. Запропонована система дозволяє проводити як вимірювання одного параметра (температури) в декількох точках, рознесених між собою в просторі, так і вимірювання різних параметрів (зокрема тиск, вологість) в одній точці використовуючи лише одне оптоволокно [242].

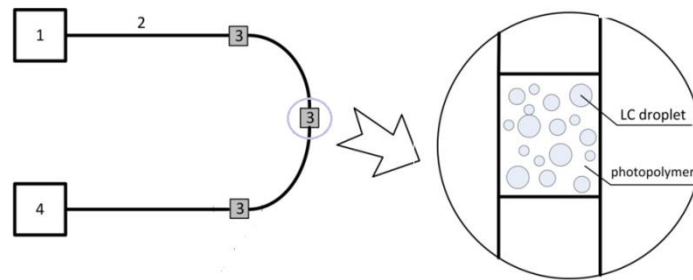


Рис.6.29. Блок-схема оптоволоконного сенсора температури: 1-джерело випромінювання; 2-багатомодове оптоволокно; 3-первинні перетворювачі (ділянка з вмонтованим ПДРК); 4- вторинний перетворювач.

Справа на рис.6.30 зображено власні спектральні характеристики первинних перетворювачів, а зліва зміна результуючої спектральної характеристики на шляху від джерела до приймача. Використання саме фотополімерів при створенні первинних перетворювачів дозволить проводити їх монтаж безпосередньо на місці експлуатації без застосування додаткових конекторів. Для перевірки запропонованої конструкції багатоканального первинного перетворювача було використано холестеричні РК серії КЕТ, параметри яких наведено в табл.6.3.

Таблиця 6.3.

Параметри ХРК

Параметр	Матеріал		
	КЕТ90700	КЕТ90600	КЕТ90400
$T_{S-N}$	-20 °C		
$T_{N-I}$	94°C		
$\Delta n$	0.241		
$\lambda_{max} (t=20^{\circ}C)$	505	425	567

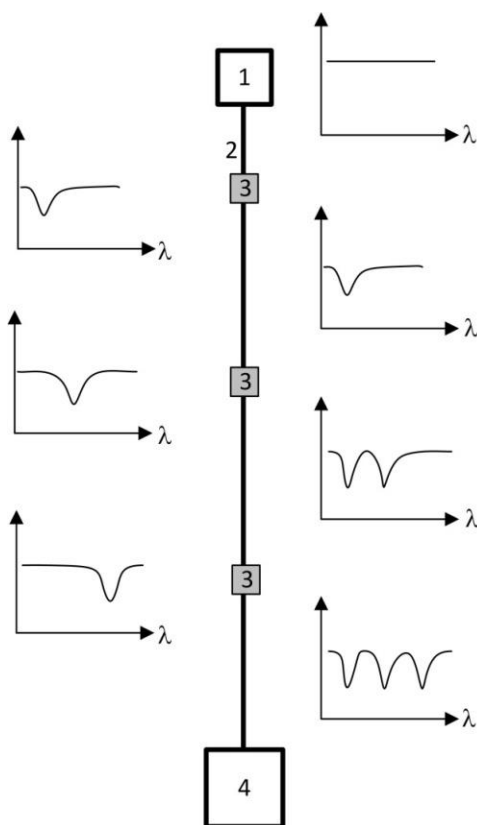


Рис.6.30. Трансформація спектральної характеристики оптичного сигналу при послідовному проходженні первинних перетворювачів зі зміщеними ділянками селективного відбивання.

На рис.6.31 зображено спектральні характеристики ХРК. На залежностях спостерігається явно виражений максимум, який відповідає довжині хвилі селективного відбивання.

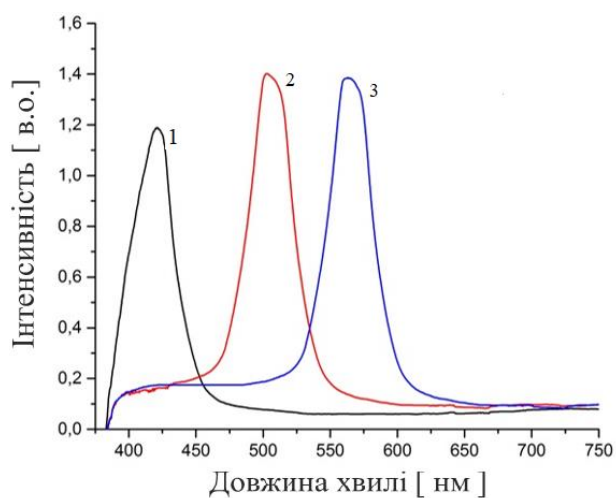


Рис.6.31. Спектри поглинання досліджених холестеричних рідких кристалів ( $t=20^{\circ}\text{C}$ ) для КЕТ90600 (1), КЕТ90700 (2), КЕТ90400 (3)

На рис.6.32 зображені спектральні характеристики ПДРК на основі РК КЕТ90600 при різних значеннях температури. Як видно з залежностей зростання температури приводить до зміщення значення максимуму селективного відбивання в сторону більших довжин хвиль. На залежностях не спостерігається інших піків поглинання в області 400-800 нм. Аналогічна поведінка спостерігається для всіх досліджених ПДРК.

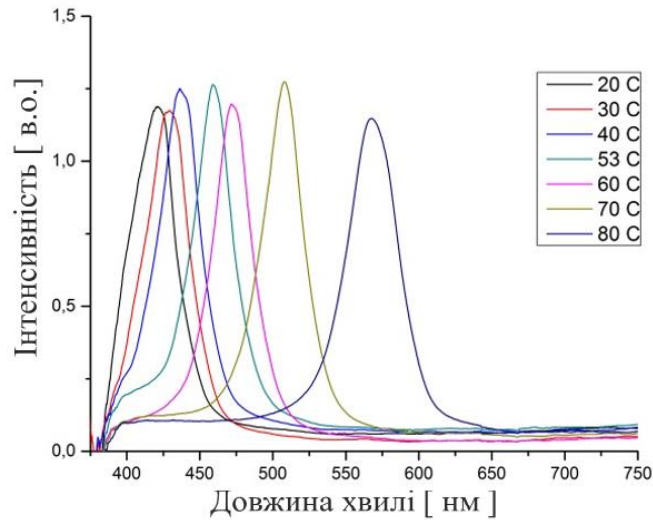


Рис.6.32. Спектри поглинання ПДРК на основі РК КЕТ90600 в температурному інтервалі 20-80°C

На рис.6.33 зображені спектральні характеристики, отримані при послідовному проходженні випромінювання крізь дослідні ПДРК з різними холестеричними кристалами (КЕТ90700, КЕТ90600, КЕТ90400). На залежності спостерігаються три добре виражені піки, довжини хвиль яких відповідають максимумам селективного відбивання використаних ХРК.

Нами було проведено дослідження спектральних характеристик таких послідовних структур в температурному інтервалі 20-80 °C (рис.6.34).

Зростання температури призводить до зміщення усіх піків в сторону більших довжин хвиль при одночасному незначному їх зближенні. Використані нами матеріали забезпечують вимірювання температури в трьох рознесених між собою точках в діапазоні 20-80 °C.

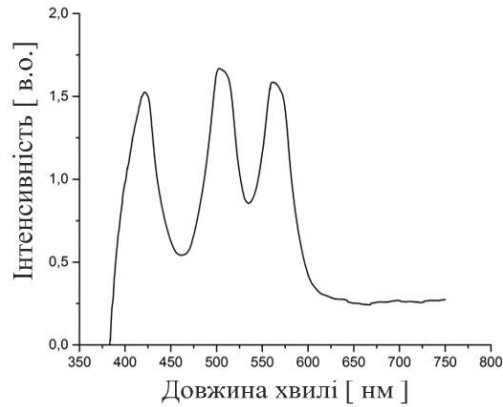


Рис.6.33. Спектри поглинання отримані при послідовному проходженні випромінювання крізь дослідні ПДРК з різними холестеричними кристалами (KET90700, KET90600, KET90400)

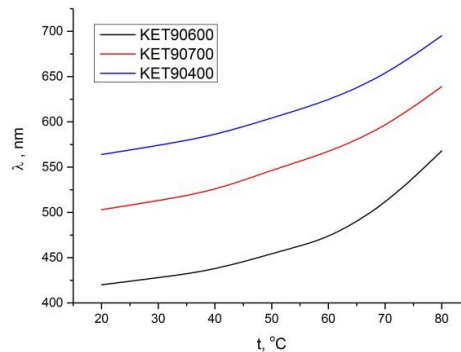


Рис.6.34. Температурні залежності максимумів селективного відбивання отримані в системі з трьома ПДРК

#### 6.4 Функціонально-інтегрований сенсор температури на основі структури ОСВС-ХРК-фотодіод

Оптичні сенсорні системи вимагають розробки спеціальних джерел оптичного випромінювання. Поштовхом до подальших досліджень у створенні таких пристроїв є швидкий розвиток органічних світловипромінювальних та фоточутливих матеріалів. На їх основі запропоновано реалізувати функціонально-інтегрований оптичний сенсор температури, що поєднує основні елементи сенсора, а саме джерело випромінювання, активне

середовище та детектор, в одній структурі товщиною в кілька десятків мікрометрів.

Принцип дії сенсора температури на структурі ОСВС- ХРК -фотодіод базується на ефекті селективного відбивання світла рідкими кристалами зі спіральною структурою. Суть його полягає в тому, що частина випромінювання, довжина хвилі якого співпадає з кроком спіралі холестеричного рідкого кристала, не проходить крізь нього, а відбивається (рис.6.35), при чому світло з іншою довжиною хвилі проходить крізь шар рідкого кристалу.

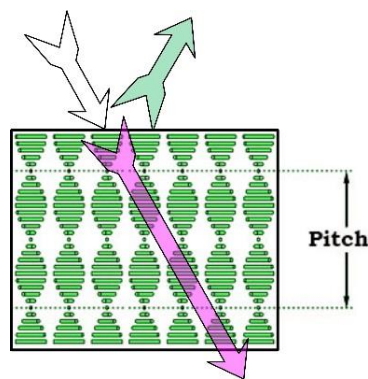


Рис.6.35. Явище селективного відбивання світла

Розглянемо детальніше можливі варіанти реалізації оптичного сенсора температури на структурі ОСВС- ХРК –фотодіод.

Розроблена структурна схема (рис. 6.36) складається з оптичного блоку (ОБ), побудованого на основі джерела світла (ДС), активного середовища (АС), та фотоперетворювача (ФП); блоку обробки (БО); блоку відображення інформації (БВІ); інтерфейсного блоку (ІБ), який підключається до персонального комп'ютера (ПК).

Під час вимірювання оптичний промінь від джерела світла проходить через активне середовище сенсора та реєструється фотоперетворювачем. Сформований електричний сигнал надходить на блок обробки та оцифровується за допомогою вбудованого аналого-цифрового перетворювача. Отриманий цифровий код, аналізується відповідно до алгоритму вбудованого програмного забезпечення, а отриманий результат передається на БВІ, де

відображається на рідкокристалічному дисплеї, а також передається на інтерфейсний блок для відображення інформації на ПК.

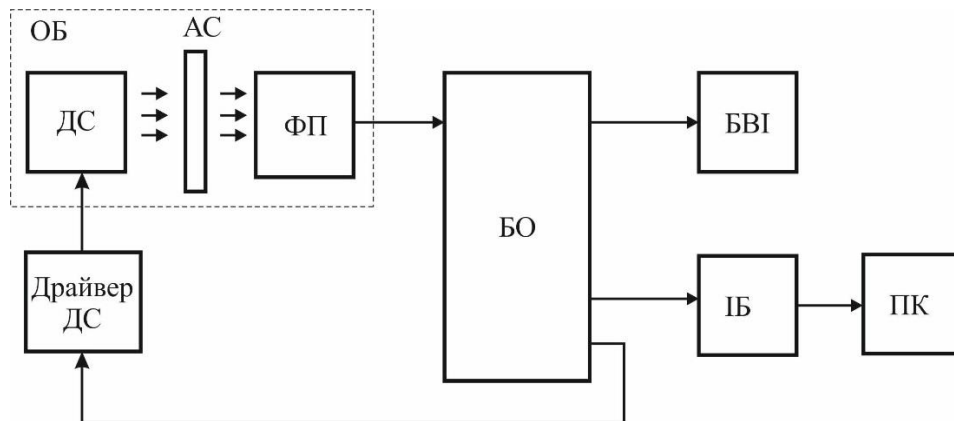


Рис. 6.36. Структурна схема оптичного сенсора

Досліджено три варіанти побудови оптичного блоку (рис. 6.37) У першому варіанті використано три світловипромінювальні елементи, зокрема світлодіоди  $LED_R$  (червоний),  $LED_G$  (зелений),  $LED_B$  (синій) та спільний фоточутливий елемент, зокрема, фотодіод PHD (рис. 6.37, а). Такі світловипромінювачі можуть інтегруватися в єдиний корпус.

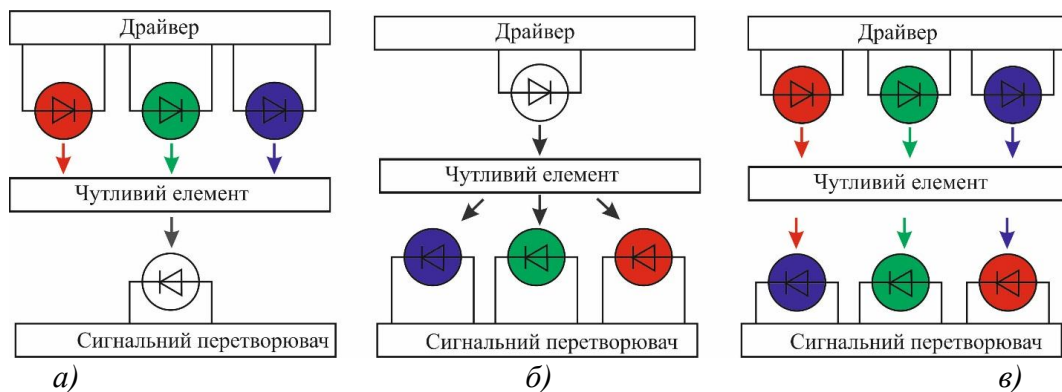


Рис. 6.37. Структурні схеми оптичного блоку сенсора: а) з RGB світлодіодами та фотодіодом; б) з одним світлодіодом та RGB фотодіодами; в) з RGB світлодіодами та RGB фотодіодами.

У другій схемі, навпаки, використано один спільний світловипромінювальний елемент, а саме, світлодіод LED, та три фоточутливі елементи, зокрема фотодіоди з селективною спектральною характеристикою –  $PHD_R$ ,  $PHD_G$  та  $PHD_B$  (рис. 6.37, б). Така селективна спектральна характеристика забезпечується відповідними RGB фільтрами.

Третій варіант складається із трьох світловипромінювальних елементів, а саме, світлодіодів  $LED_R$ ,  $LED_G$ ,  $LED_B$  та трьох фоточутливих елементів – фотодіодів із селективною спектральною характеристикою –  $PHD_R$ ,  $PHD_G$  та  $PHD_B$  (рис. 6.37, в).

Керування режимами роботи світлодіодів здійснюється за допомогою схеми драйвера, а сигнал фотодіода (фотострум) перетворюється, підсилюється та оцифровується за допомогою сигнального перетворювача. Інформативним сигналом є три послідовно отримані RGB складові  $S_R$ ,  $S_G$  та  $S_B$ , за співвідношенням між якими визначають спектральну характеристику чутливого елемента .

У випадку використання як світловипромінювальних та фоточутливих елементів структур на основі органічних напівпровідникових матеріалів слід враховувати особливості їх спектральних характеристик, а саме велику ширину спектральних ліній випромінювання та поглинання. Це призводить до необхідності використання системи зображеної на рис. 6.37, в. Однак можливість отримання органічних фоточутливих структур з аномально широкою смугою поглинання (весь видимий діапазон) дозволяє використати в ній однакові фоточутливі елементи.

Розглянемо детальніше принцип дії сенсора (рис. 6.38). Світло з RGB ОСВС потрапляє в холестеричний рідкий кристал один з променів довжина хвилі якого відповідає кроку спіралі частково відбивається від шару холестеричного РК. Далі світло потрапляє на фотоприймачі, при чому частково відбитий промінь дасть менший відгук ніж інші. Крок спіралі змінюється зі зміною температури, яка буде реєструватись зміною співвідношень величини відгука відповідного фотодіода.

Враховуючи, що для формування вибраних структур RGB колірної системи необхідним є збереження малої товщини, порядку десятка нанометрів функціональних шарів, нами була вибрана технологія термовакуумного осадження на противагу іншим технологічним методам формування органічних світловипромінювальних структур.



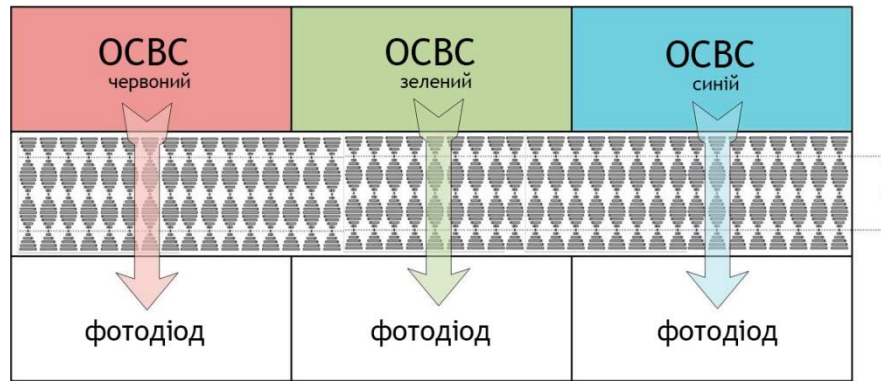


Рис. 6.38. Принципова схема сенсора температури на основі структури OSCV – ХРК – фотодіод.

На відміну від неорганічних світловипромінювальних структур, які є точковими джерелами світла, органічні світловипромінювальні структури (OSCVC) – це площинні джерела світла, в яких емісія світла здійснюється з усієї поверхні, що забезпечує можливість реалізації інтегрованої структури будь-яких розмірів та форм без використання додаткових джерел світла чи їх великої кількості у структурі. Сучасні тонкоплівкові технології забезпечують можливість формування плівок від повністю аморфних до високо впорядкованих [243]. Однією з причин значного комерційного потенціалу органічних матеріалів та структур є простота та не висока вартість їх виготовлення, а також можливість варіювання їх фізичних властивостей за допомогою підбору як методів хімічного синтезу, так і технології формування активних складових. Створення світловипромінювальних структур на основі органічних матеріалів дає можливість значно зменшити їхню енергозатратність та уможлиблює створення гнучких джерел світла будь-яких розмірів на відносно екологічно чистих матеріалах.

Проведено моделювання світловипромінювальних структур з використанням типових комерційних матеріалів та металоорганічних комплексів, які характеризуються високою струмовою та квантовою ефективністю при низьких напругах живлення. На рис. 6.39-6.44 зображено світлини робочого вікна програми GPVDM, в якій проводилася побудова та

оптимізація органічної світловипромінювальної структури із зеленим кольором свічення. GPVDM - потужна програма для моделювання оптоелектронних пристроїв, яка дозволяє побачити результат у режимі реального часу. Утиліта дозволяє протестувати різні комерційні матеріали, врахувати їхні параметри (рухливість носіїв заряду, спектри поглинання та емісії, провідність, показники пропускання та заломлення). Програма використовувалася для підбору інжекційних та транспортних шарів органічної світловипромінювальної структури.

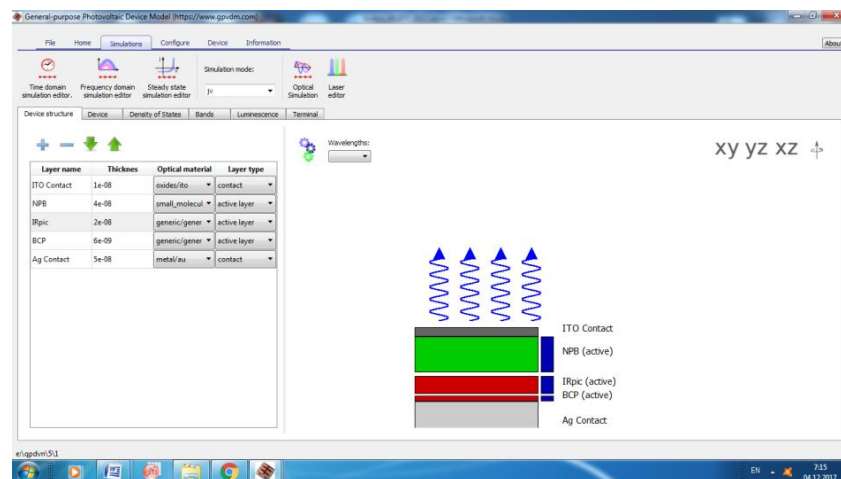


Рис. 6.39. Світлина робочого вікна програми із змодельованою структурою зеленого кольору свічення (GPVDM Electrical Simulation window)

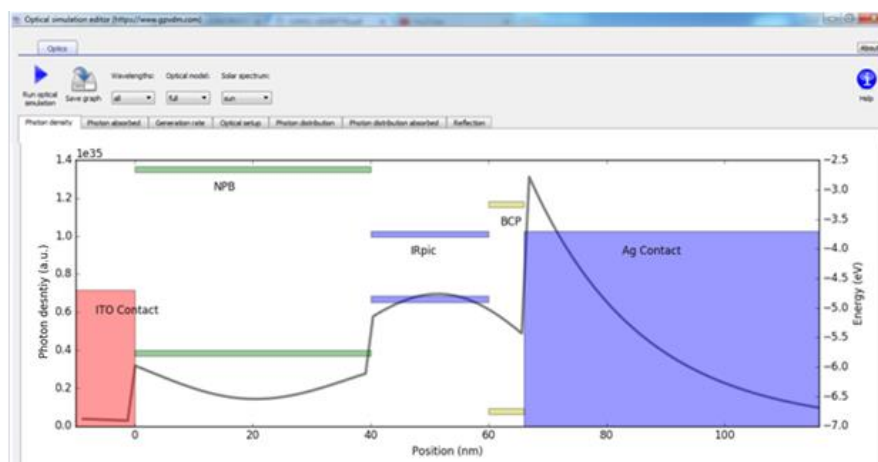


Рис. 6.40. Моделювання енергетичної діаграми розробленої структури синього кольору свічення.

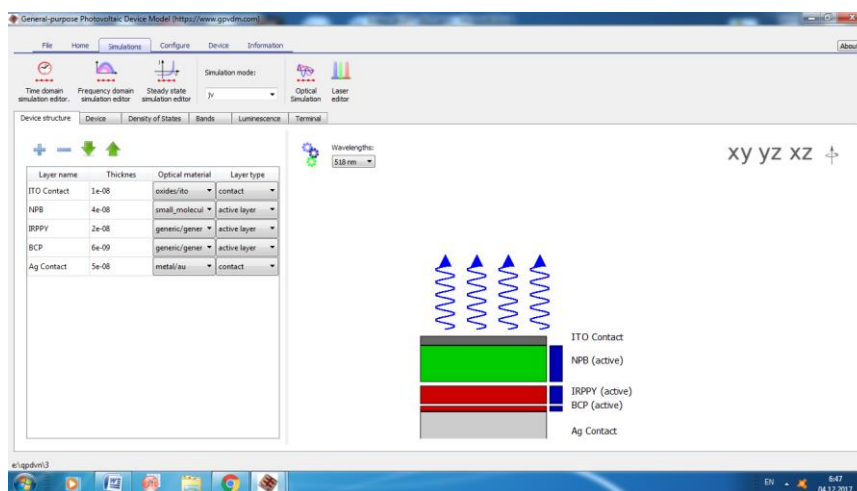


Рис. 6.41. Світлина робочого вікна програми із змодельованою структурою синього кольору свічення (GPVDM Electrical Simulation window).

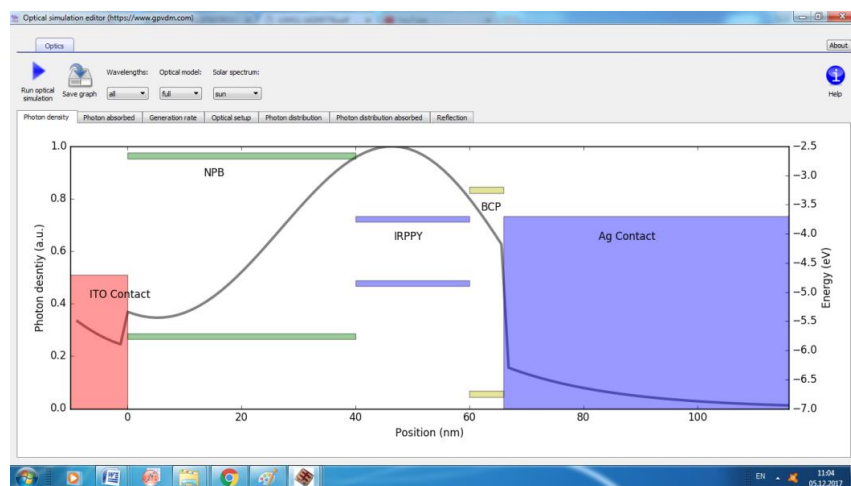


Рис. 6.42. Моделювання енергетичної діаграми розробленої структури синього кольору свічення.

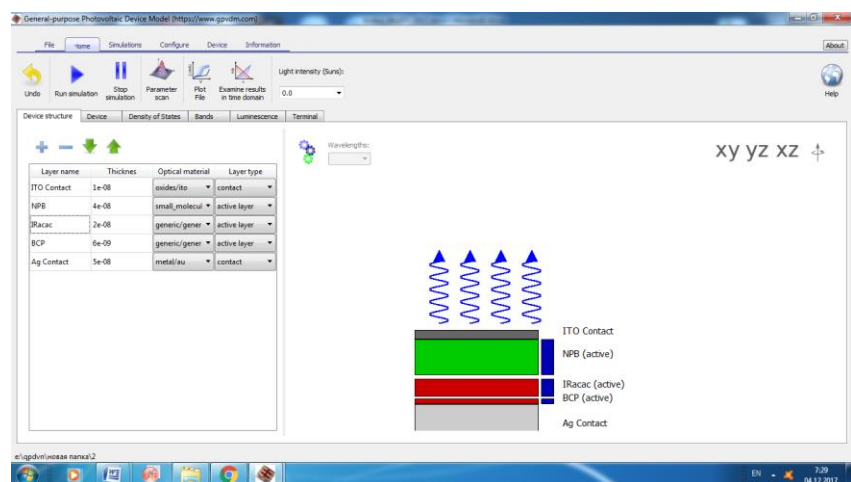


Рис. 6.43. Світлина робочого вікна програми із змодельованою структурою червоного кольору свічення (GPVDM Electrical Simulation window).

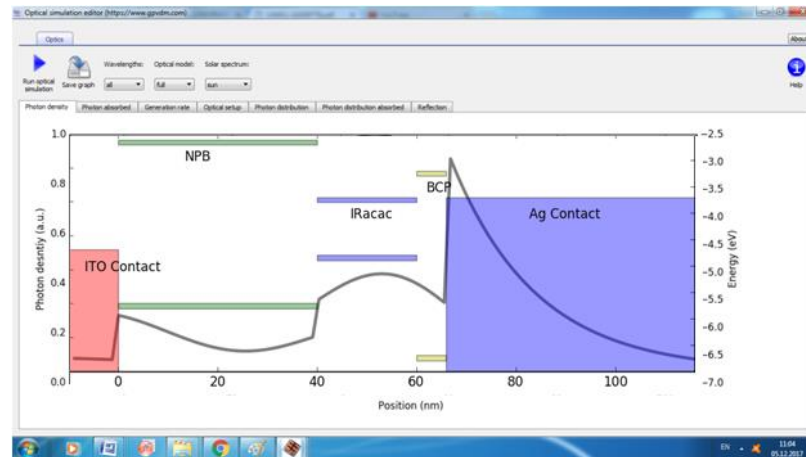


Рис. 6.44. Моделювання енергетичної діаграми розробленої структури синього кольору свічення

Технологія створення пристроїв органічної електроніки повинна забезпечувати можливість поетапного формування одношарових та багатошарових плівок довільної конфігурації в одному технологічному циклі. Існуючі технології створення плівок органічних матеріалів умовно можна розділити на вакуумні методи формування та формування з розчину («мокра» технологія). При всій, на перший погляд, простоті використання «микрої» технології осадження ця методика має ряд істотних обмежень. Наприклад, не всі органічні матеріали розчинні, що взагалі унеможлиблює формування тонких плівок із розчину, при цьому існує проблема створення плівок з контрольованою товщиною. Крім цього, сполуки з обмеженою розчинністю не просто адаптувати в технологічний процес поетапного осадження плівок під час створення структур органічної електроніки. Оскільки вакуумні методи нанесення плівок органічних матеріалів на поверхні твердотільної підкладки характеризуються можливістю доволі точного регулювання товщини отриманої плівки та простотою створення багатошарових покриттів, нами вибраний саме цей метод для подальшого формування RGB органічних світловипромінювальних структур.

Більшість наукових зусиль в напрямку розробки органічних джерел оптичного випромінювання спрямовані на зниження напруг включення, підвищення яскравості світловипромінювання та підвищення тривалості роботи

пристроїв за рахунок використання шарів з покращеними властивостями таких як: інжекційні, дірково- та електронно-провідні, дірково- та електронно-блокуючі, електролюмінісцентні, тощо.

Як дірково-інжекційні шари в ОСВС використовуються органічні напівпровідникові матеріали (рис.6.45), наприклад ((4,4',4''-три-(3-метилфеніламіно) трифеніламінілу, металеві комплекси (порфіринові металеві комплекси, фталоціанін міді (CuPc) або цинку (PcZn)), неорганічні матеріали (тонкі плівки оксидів  $\text{MoO}_3$ ,  $\text{V}_2\text{O}_5$ ,  $\text{WO}_3$ ,  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{SiO}_x\text{N}_y$  або  $\text{TiO}_2$ ), електропровідні полімери (полі (3,4-етиленедіозифен) полі (стиреносульфонат) (PEDOT: PSS), інкапсульовані квантово-розмірні наночастинки срібла в PEDOT: PSS матриці, поліанілін або поліпірол), леговані органічні матеріали (1,4-бі[N-(1-нафтил)-N'-феніламіно]-4,4'-діамін легований йодидом міді (CuI), тетрафлюоротетраціанокюїнодиметан легований домішкою р-типу провідності) та ін. Однак, похідні карбазолу стали класичними дірково-провідними матеріалами з високою електро- та фотопровідністю в порівнянні з іншими матеріалами.

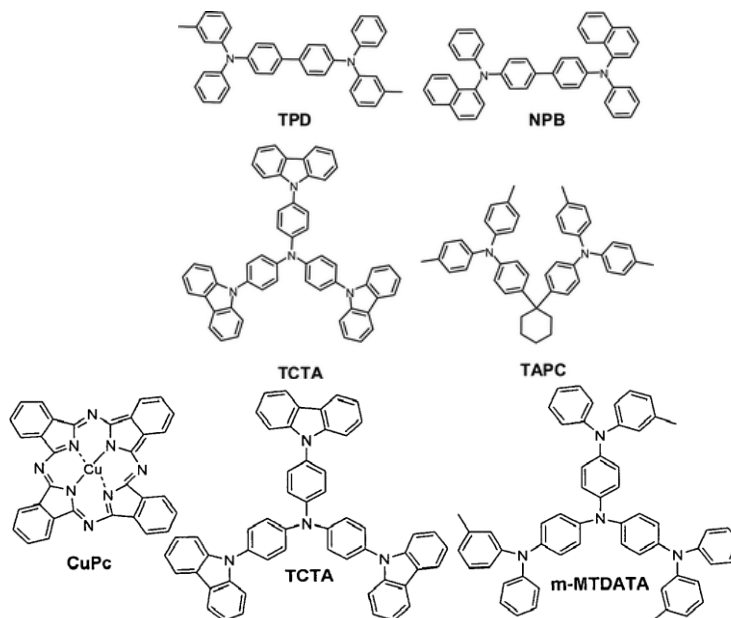


Рис. 6.45. Типові дірково-транспортні матеріали для створення ОСВС.

Широкозонні напівпровідники на основі карбазолів характеризуються високим квантовим виходом фотолюмінесценції, тому їх часто пропонують використовувати в якості електролюмінісцентних матеріалів синього кольору свічення. Зокрема похідні 3,6-ди(9-карбазол)-9-(2-етилгексил)карбазолу (TCz1)

досягло великих успіхів при використанні його в якості матеріалів «господаря» для ефективних електрофосфоресцентних ОСВС синього кольору свічення. Трифенилоамінові сполуки (N,N- (3-метил)-1,1'-дифеніл-4,4'-діамін, 4,4'-бі[N-(1-нафтил-1)-Nфеніл-аміно]-дифеніл (4,4'-bis[N-(1-naphthyl-1)-Nphenyl-amino]-biphenyl) зазвичай використовують в якості дірково-провідних шарів в ОСВС. Більшість органічних матеріалів характеризуються дірковою провідністю, тому в ролі дірково-провідних шарів запропонована велика кількість матеріалів (дифеніламін-заміщені фенілазOMETИНОВІдендримери, похідні піразоліну 1,3,5-трифеніл-4,5-дигідро-1H-піразол, 1,3-дифеніл-5-нафтален-1-іл-4,5-дигідро-1H-піразол, 1,4-біс-(2,4-дифеніл-1,5-дигідро-1H-піразоліл)-бензол, 1,4-біс-(2-феніл-4-(нафтален-1-іл)-1,5-дигідро-1H-піразоліл)-бензол та ін.).

На відміну від дірково-інжекційних та дірково-провідних шарів в якості електронно-інжекційних та електронно-провідних шарів (рис.6.46) запропонована обмежена кількість матеріалів. Це зумовлене тим, що більшості органічним матеріалам не притаманна електронна провідність. Класичними електронно-провідними матеріалами стали трихіналінат алюмінію та похідні перилену.

Не менш важливе місце займає вибір аноду. В якості оптично-прозорих електродів найчастіше використовуваним суміш оксидів індію ( $\text{In}_2\text{O}_3$ ) та олова ( $\text{SnO}_2$ ) - ІТО (Indium Tin Oxide). Квантовий вихід ІТО фІТО становить приблизно 4,5 еВ та збільшується з вмістом кисню до 5,1 еВ, а відносне зростання роботи виходу ІТО може привести до підвищення яскравості свічення ОСВС, тому що рівень НОМО більшості органічних матеріалів перевищує 4,5 еВ. Розроблено кілька технологій насичення киснем ІТО. Найпоширеніша ультрафіолетова озонна обробка, в якій плівки ІТО опромінують озоном, що виробляється через ультрафіолетову лампу. Прозорість у видимому діапазоні оптичного випромінювання (350-800 нм) для досліджуваних плівок ІТО відпалених при температурах менших 400 °С, знаходиться у межах 70-80%. Для не відпалених плівок прозорість була нижчою і лежала у межах 50-55%.

В органічній електроніці плівки ІТО застосовують для створення фотовольтаїчних елементів, сонячних батарей, оптоелектронних сенсорів, електрохромних елементів та зазвичай для створення органічних світлодіодів. Прозорий електропровідний шар ІТО найчастіше використовується для інжекції дірок в ОСВС. Більшість таких структур формують на скляних підкладках, на яких вже попередньо сформовані шари ІТО. Такі шари характеризуються низьким поверхневим та питомим опором, рівномірністю та прозорістю поверхні. Ці параметри мають важливе значення для функціональності та надійності ОСВС.

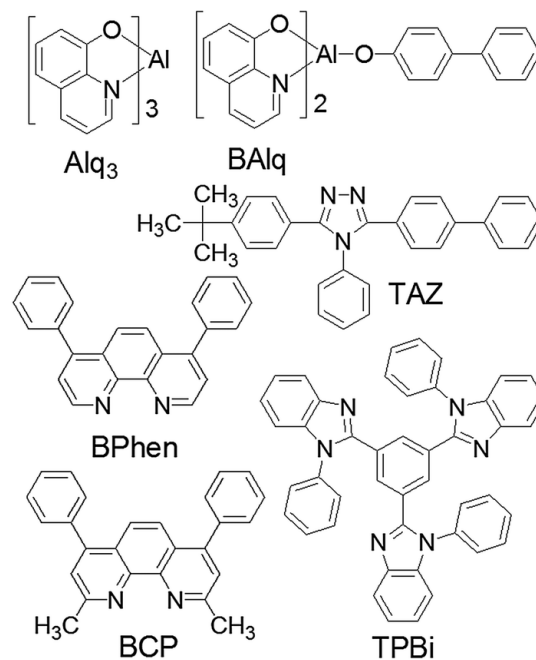


Рис. 6.46. Типові електронно-транспортні матеріали для створення ОСВС

Альтернативними оптично прозорими електродами до ІТО є оксид цинку легований Al (ZnO:Al), In(ZnO:In) або Ga(ZnO:Ga). Крім комерційних підкладок з ІТО покриттям, використовуються оптичнопрозорі електроди, сформовані на скляних підкладках методом магнетронного розпилення за постійного струму. Для формування таких електродів використовують суміш оксидів In<sub>2</sub>O<sub>3</sub> та SnO<sub>2</sub> у вагових співвідношеннях 9:1 (90 ваг. % In<sub>2</sub>O<sub>3</sub> та 10 ваг. % SnO<sub>2</sub> (SigmaAldrichltd)), з якої виготовлено мішень в результаті пресування цієї суміші за високого тиску (>100 т/см<sup>2</sup>). Швидкість напилення плівки становить – 2–3 нм/хв, а задана довжина розрядного проміжку 120 мм.

Проаналізовано результати дослідження фото фізичних та енергетичних характеристик плівок та розчинів флуоресцентних (azatrioxa circulenes) та фосфоресцентних ( $\text{Ir}(\text{ppy})_3$ ) матеріалів з метою вивчення можливості використання їх для створення функціональних шарів ОСВС.

Для дослідження обрано матеріал n-типу провідності Тріс [2-фенілпіридин-С2, N], іридій ( $\text{III}(\text{Ir}(\text{ppy})_3)$ ), який володіє високою рухливістю носіїв заряду, високим квантовим виходом до 80 % в розчині та характеризується зеленим кольором свічення при довжині хвилі 510 нм. Електролюмінісценцію світловиpromiнювальної структури на основі  $\text{Ir}(\text{ppy})_3$  можна досягти з використанням системи гість-господар, в якій передача енергії йде від молекули господаря до молекули гостя. Доцільність використання такого типу систем при використанні іридієвих комплексів пояснюється тим, що свічення відбувається за рахунок синглет-триплетної взаємодії.

Досліджені спектри поглинання плівок  $\text{PVK}:\text{PBD}:\text{Ir}(\text{ppy})_3$  та  $\text{PVK}:\text{PBD}$  (рис.6.47, 6.48). Як видно з графіків, електролюмінісцентна домішка не впливає на спектр поглинання плівки  $\text{PVK}:\text{PBD}:\text{Ir}(\text{ppy})_3$ .

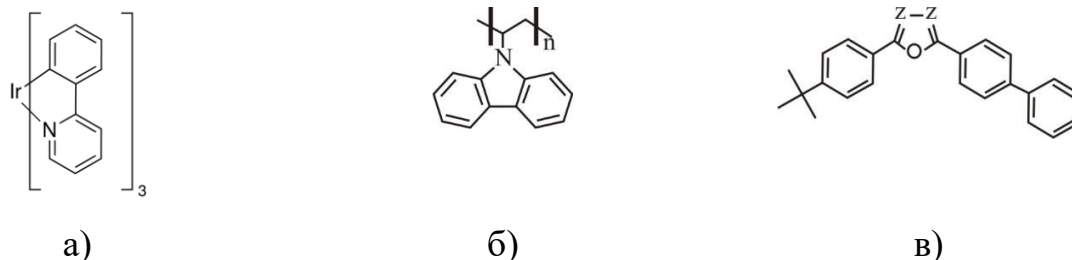


Рис. 6.47. Хімічні формули  $\text{Ir}(\text{ppy})_3$ , PVK та PBD

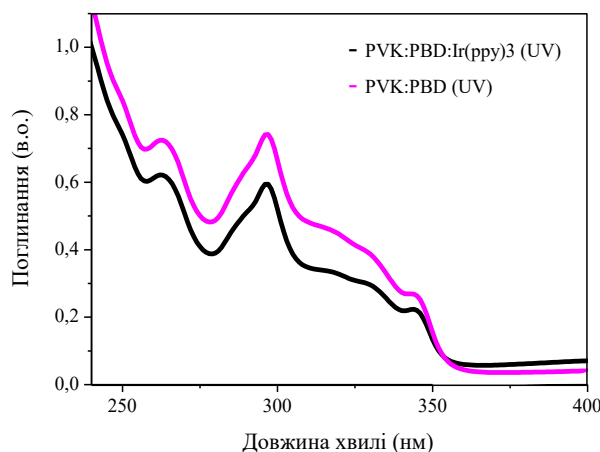


Рис. 6.48. Спектри поглинання плівок  $\text{PVK}:\text{PBD}:\text{Ir}(\text{ppy})_3$  та  $\text{PVK}:\text{PBD}$ .



Враховуючи енергетичні та фото фізичні параметри досліджуваних сполук наведено енергетичну діаграма розробленої ОСВС (рис. 6.49) [217].

Тонку плівку органічного напівпровідника можна отримати осадженням з прекурсорів, в парах, рідини або навіть твердої фаз, або комбінації з декількох фаз, в залежності від природи вихідних речовин і необхідної функціональності і специфікації отриманої тонкої плівки.

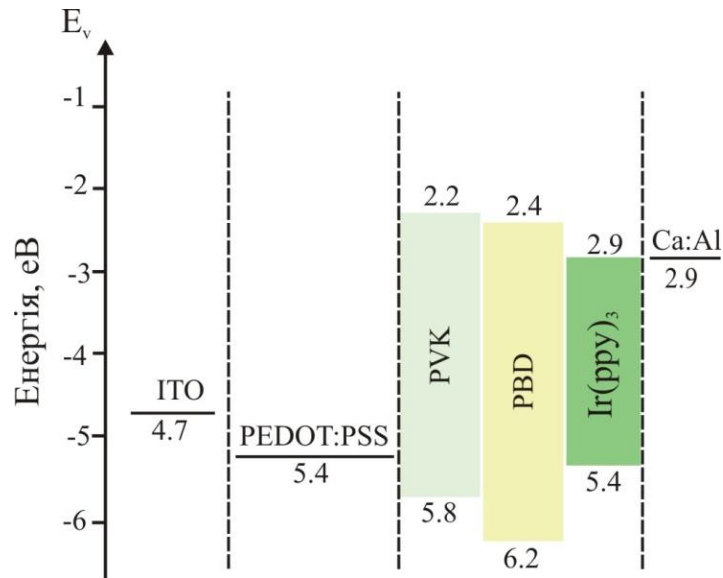


Рис. 6.49. Енергетична діаграма структури ITO/ PEDOT:PSS/ PVK:PBD:Ir(ppy)<sub>3</sub>/Ca:Al.

Із перерахованих методів одним з найбільш поширеним для формування пристроїв органічної електроніки є метод центрифугування. Метод центрифугування використовується для отримання тонких плівок на плоских підкладках. Процес нанесення плівки цим методом схематично представлений на рис. 6.50. Крапля розчину наноситься в центр підкладки, яка повільно обертається або є нерухомою. Потім підкладка починає обертатися з високою кутовою швидкістю, в результаті чого під дією відцентрової сили крапля розтікається по поверхні. При обертанні одночасно відбувається інтенсивне випаровування рідкої фази з розчину. При центрифугуванні товщина і однорідність плівок залежать від в'язкості, складу розчину, поверхневого натягу, стану поверхні підкладки, а також від параметрів процесу -

швидкості обертання центрифуги, температури, вологості навколишнього середовища, тощо .

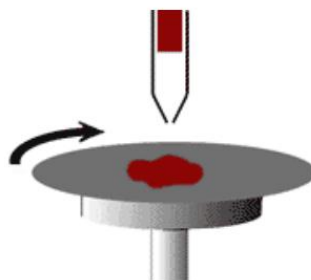


Рис. 6.50. Схема нанесення плівки методом центрифугування.

Після осадження плівки методом центрифугування вона піддається термічній обробці для видалення залишків розчинника. Крім того термічний відпал дає можливість змінювати структурні особливості сформованих плівок. Для формування ОСВС методом центрифугування важливим є підбір функціональних шарів пристрою. Основною вимогою до матеріалів функціональних шарів органічних пристроїв є їх розчинність у різних органічних розчинниках.

Нами були розроблені технологічні підходи формування тонких плівок органічних напівпровідників методом центрифугування для пристроїв органічної електроніки.

З метою дослідження  $\text{Ir}(\text{ppy})_3$  було розроблено органічну світловипромінювальну структуру на основі системи гість-господар, де в якості гостя був використаний  $\text{Ir}(\text{ppy})_3$ , в якості господаря суміш PVK (поли N-вінілкарбазол): PBD (2- (4-трет-бутил-феніл) -5- (4-біфеніли) - 1,3,4-оксадіазол). PVK відомий як ефективний дірково-транспортний матеріал з високою дірковою рухливістю. Проте з іншої сторони електронна рухливість в PVK є порівняно низькою, тому для досягнення балансу носіїв заряду та співмірності діркової та електронної рухливостей використовують додатковий матеріал PBD. Енергетичні рівні PVK та PBD є підходящими для ефективного транспорту носіїв заряду.

Скляні підкладки з електропровідним шаром ІТО очищували в ультразвуковій ванні в розчинах дистильованої води, ацетону та ізопропанолу по чергово впродовж 15 хв. Шар PEDOT:PSS був отриманий з водного розчину PEDOT:PSS на скляній підкладці з ІТО методом центрифугування, швидкість обертання становила 2000 об/хв протягом 50 секунд. Сформований шар PEDOT:PSS просушували 10 хвилин при температурі 200°C. Активний світловипромінюючий шар легований органічним фотолюмінісцентним матеріалом наносили з розчину PVK:PBD (60/40 %) в хлоробензені на PEDOT:PSS методом центрифугування. В цьому випадку плівка формувалась перші 10 с зі швидкість обертання 2000 об/хв та наступні 10 с була збільшена до 3000 об/хв. Органічний активний шар висушували при температурі 90°C впродовж 30 хв, після чого поверх структури через тіньову маску наносили алюмінієвий електрод методом термовакуумного осадження при тиску  $10^{-5}$  Торр.

Формування розчинів для плівок проводили наступним чином: для матриці було використано PVK 30 мг + PBD 12 мг + 1 мл хлоробензену, для електролюмінісцентної домішки  $\text{Ir(ppy)}_3$  1,5 мг + 1 мл хлоробензену, далі два розчини змішували для формування світловипромінювальної плівки, а саме розчин PVK:PBD – 0,5 мл +  $\text{Ir(ppy)}_3$  - 0,3 мл + 0,5 мл – хлоробензену.

На рис. 6.51 показано спектр електролюмінісценції розробленої структури – ІТО/PEDOT:PSS/PVK:PBD: $\text{Ir(ppy)}_3$ /Ca: Al.

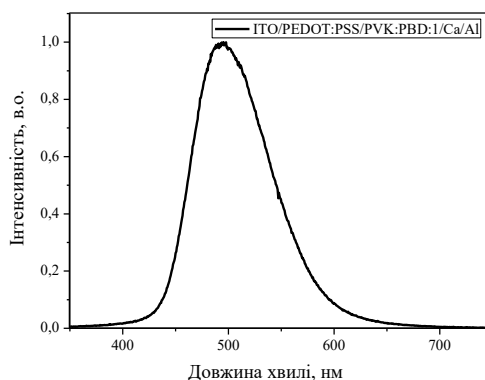


Рис. 6.51. Спектр електролюмінісценції структури – ІТО/ PEDOT:PSS/ PVK:PBD: $\text{Ir(ppy)}_3$ /Ca:Al.

Максимум електролюмінесценції розробленої структури знаходиться при 500 нм, що відповідає свіченню електролюмінесцентної домішки, оскільки максимум свічення матриці PVK:PBD відповідає 450 нм (рис.6.52).

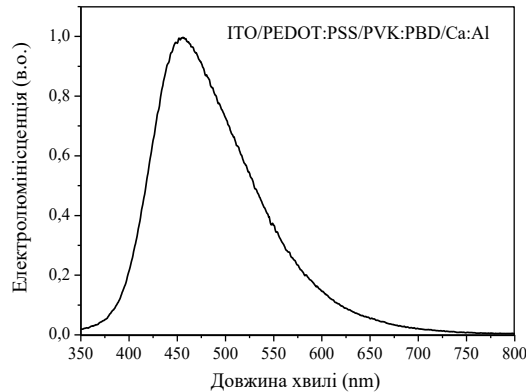


Рис. 6.52. Спектр електролюмінесценції структури – ITO/ PEDOT:PSS/ PVK:PBD/Ca:Al.

Вольт-амперні характеристики структури ITO/PEDOT:PSS/PVK: PBD/Ca: Al представлені на рис.6.53. Напруга включення пристрою 6,5 В. Максимальна яскравість розробленої структури була отримана при 20 В і становила близько 4000 Кд/м<sup>2</sup>.

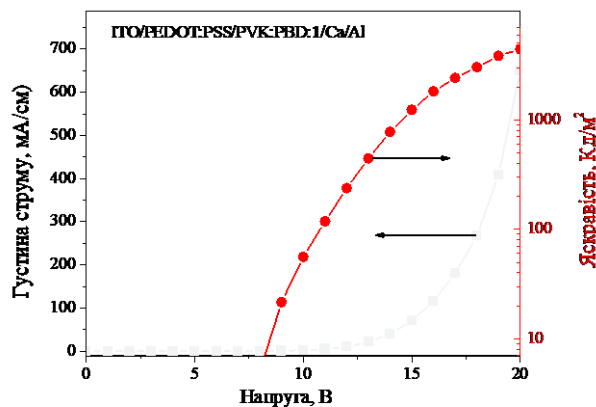


Рис. 6.53. Вольт-амперна та вольт-яскравісна характеристики структури.

Зовнішня квантова ефективність розробленої структури становить 1,7% при 27 мА/см<sup>2</sup> (рис.6.54).

Однією з основних вимог при виборі матеріалу при формуванні металічного електроду (катода) ОСВС, є те, що робота виходу електронів з металу повинна бути рівною енергетичному рівню LUMO прикатодного органічного напівпровідника. З врахуванням того, що значення енергетичному рівню LUMO для більшості органічних напівпровідників становить 2.5-3.0 eV, при створенні катодів ОСВС найчастіше використовують кальцій (3.0 eV), магній (3.7 eV), алюміній (4.3 eV), та інші метали. На жаль, метали з низькою роботою виходу є хімічно активні, що вимагає пасивації ОСВС.

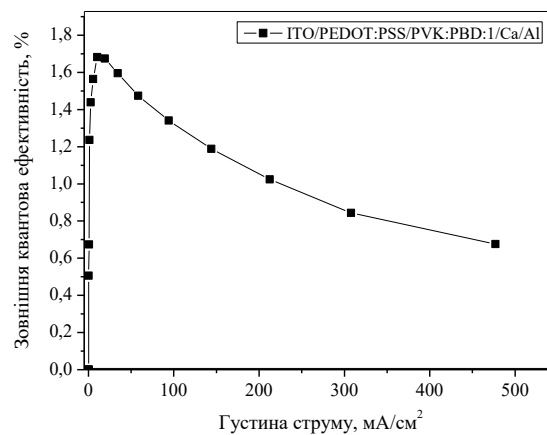


Рис. 6.54. Зовнішня квантова ефективність пристрою ITO/ PEDOT:PSS/ PVK:PBD: Ir(ppu)<sub>3</sub>/Ca:Al

Нами використовувались в якості катодних матеріалів алюміній та кальцій. Алюмінієвий та кальцієвий контакти в основному формувались методом термовакuumного напилення в одному технологічному циклі з органічними напівпровідниковими матеріалами після формування тонких плівок останніх без виймання з вакуумної камери. Кальцієвий катод додатково пасивувався шаром алюмінію.

Спектри електролюмінесценції утворених структур показані на рис. 6.55. Вони ідентичні спектрам електролюмінесценції або фотолюмінесценції комплексів ірідію. Максимуми електролюмінесценції сформованих структур складають 450 нм, 530 нм, 610 нм відповідно для кожної структури системи RGB.

Активна площа отриманих пристроїв становила  $3 \times 6 \text{ мм}^2$ . Характеристики густини напруги та яскравості вимірювали за допомогою аналізатора

параметрів напівпровідників (HP 4145A) в повітрі без пасивації, одразу після утворення пристрою. Вимірювання яскравості виконувалися за допомогою каліброваного фотодіода. Спектри електролюмінесценції були записані за допомогою спектрометра Ocean Optics USB2000.

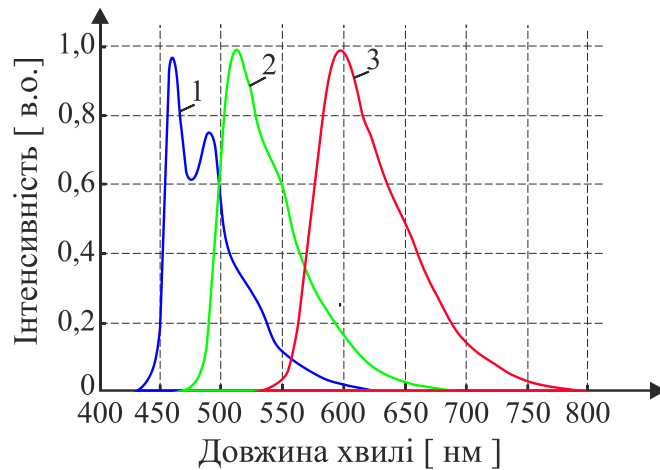


Рис. 6.55. Спектри електролюмінесценції сформованих структур з емісійними шарами: Ir(pic) (1 -синій), Ir (pru<sub>3</sub>) (2-зелений), Ir (asac) (3- червоний)

На рис. 6.56 та рис.6.57 показано спектральні характеристики структури ОСВС (G) - LC при  $T = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$  та  $T = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$ , відповідно.

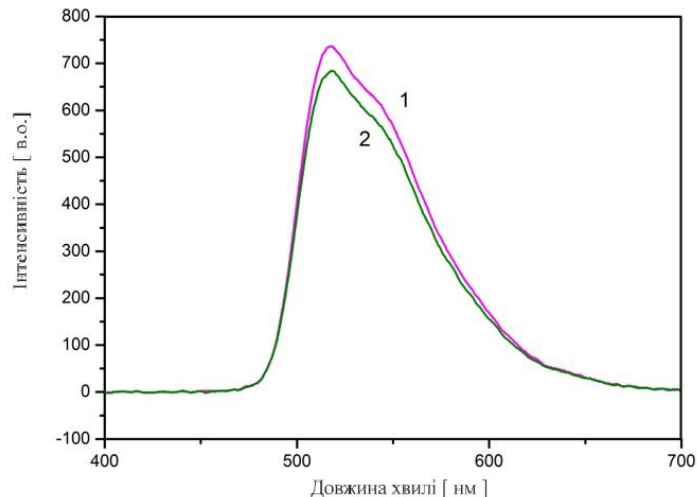


Рис. 6.56. Спектральні характеристики структури ОСВС (G- зелений) - РК при  $T = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$ : 1- ОСВС (G- зелений); 2- ОСВС (G- зелений) – РК

У першому випадку (рис.6.56) максимум спектру селективного відбиття знаходиться в синій області, і тому РК-шар практично не впливає на спектральні характеристики. Незначне зниження пропускання може бути

пояснена поглинанням випромінювання в шарі РК. Збільшення температури призводить до дрейфу максимуму селективного відбиття до великих довжин хвиль. Це призводить до зменшення інтенсивності випромінювання, яке пройшло крізь шар РК, оскільки частина випромінювання була відбита спіральною структурою (рис.6.57).

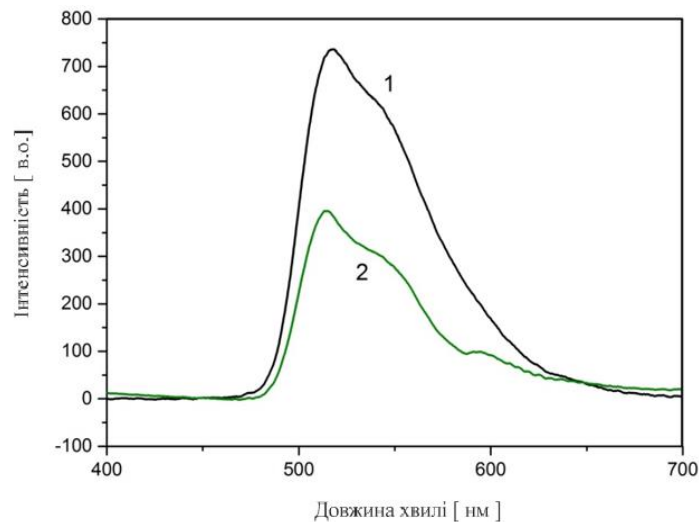


Рис. 6.57. Спектральні характеристики структури ОСВС (G-зелений) - РК при  $T = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$ : 1- ОСВС (G-зелений); 2- ОСВС (G-зелений) – РК.

Для вивчення нових підходів до створення приладів мікроелектроніки досліджувались електричні та фотоелектричні властивості гетероструктур на основі p-InSe-BODIPY з метою створення на їх основі фоточутливих структур широкого спектру чутливості.

InSe характеризувався p-типом провідності з концентрацією дірок  $2 \cdot 10^{13}\text{ см}^{-3}$ . Методом сколювання вздовж площини (100) формували пластини InSe товщиною 0,4 мм та розмірами 5x2,5 мм. Методом термовакуумного осадження на тильну сторону пластини наносили індієву плівку товщиною 1 мкм для створення омичного контакту. На зворотній бік методом осадження з розчину наносили шар провідного мономеру (BODIPY) товщиною 200 нм.

Сполука BODIPY характеризується значенням енергетичних рівнів НОМО LUMO 5.91 та 4.09 відповідно еВ. Спектр абсорбції плівки, наведений на рис. 6.58, співпадає зі спектром фоточутливості BODIPY.

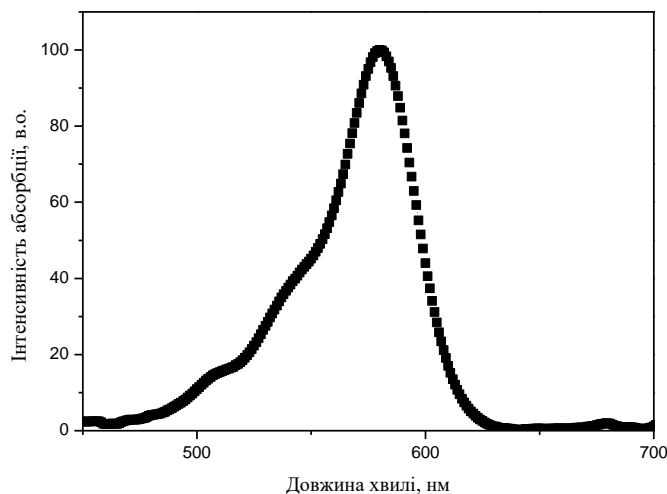


Рис. 6.58. Спектр абсорбції сполуки

Візуалізація отриманого шару, наведена на мікрофотографії рис. 6.59, свідчить про формування упорядкованої фібрильної структури з елементами самоорганізації. На поверхню мономеру осаджувався срібний контакт типу «гребінка».

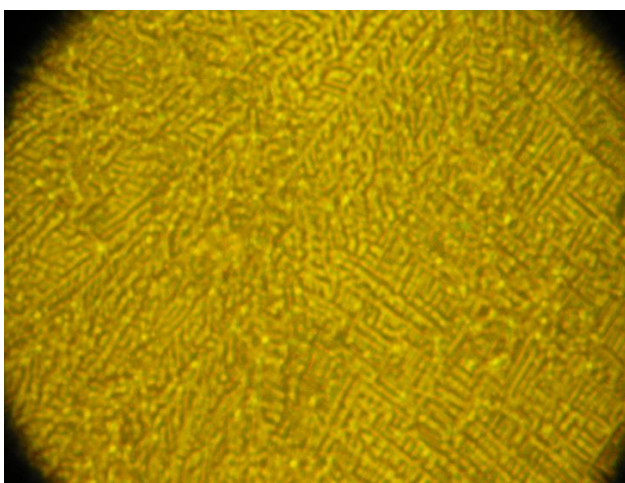


Рис. 6.59. Мікрофотографія морфології плівки Водіру на поверхні InSe (збільшення в 500 разів)

Досліджувався механізм переносу заряду в гетероструктурі InSe(:Ag)-Водіру. Проходження струму через гетероструктуру залежить від величини послідовного опору, який визначається технологією нанесення та опором ВODIPY сполуки .



Темнові вольт-амперні характеристики (ВАХ) InSe-BODIPY гетероструктур та вольт-фарадні характеристики (ВФХ) гетероструктури InSe - Bodipy вимірювали за допомогою приладу 4145A Semiconductor parameter analyzer та AUTOLAB з використанням програм GPES і FRA відповідно.

Пряма гілка ВАХ відповідала прикладанню до срібного електрода негативного потенціалу, а до індієвого електрода позитивного, при зміні полярності досліджувалась зворотна гілка ВАХ. Сканування починали від нульового значення до максимального додатного значення прикладеної напруги, а потім у зворотному напрямку до максимального від'ємного значення напруги і знову до нуля. Для отримання ВФХ вимірювався імпеданс структури на частоті прикладеної напруги  $f = 0,5$  кГц. Ємність визначали з уявної частини імпедансу  $Z''$  за формулою [252]:

$$C = \frac{1}{2\pi f Z''}$$

Стумову фоточутливість вимірювали з допомогою імітатора сонячного випромінювання ABET Technologies M1,5. Спектральну чутливість знімали, освітлюючи гетероструктуру модульованим світлом ( $f_{\text{mod}} = 300$  Гц) з боку напівпрозорої срібної плівки. Джерелом світла слугувала дейтерієва лампа ДДС-30.

Темнові вольт-амперні характеристики InSe-BODIPY гетероструктури при різних температурах зображено на рис. 6.60.

Як видно, ця гетероструктура має добре виражений діодний характер. Прямі вітки ВАХ відповідають додатному потенціалу на мономері.

Діодна теорія в цьому випадку представляє вираз для густини струму [253]:

$$I = I_s \left( \exp\left(\frac{q}{nkT}(V - IR_s)\right) \right)$$

де  $n$  – фактор ідеальності,  $I_s$  – струм відсікання,  $k$  – константа Больцмана,  $q$  – заряд електрона,  $R_s$  – послідовний опір і  $T$  – температура.

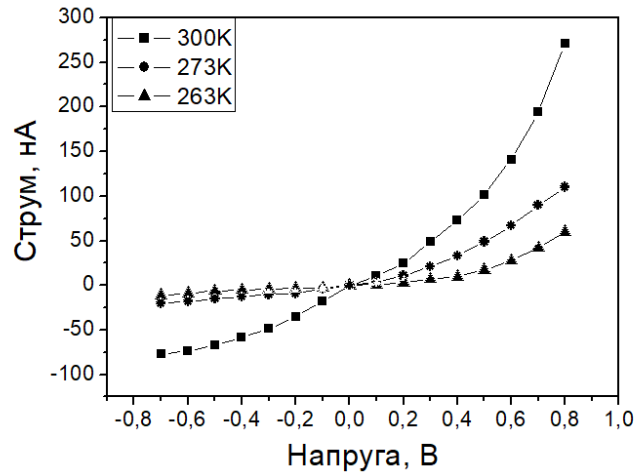


Рис.6.60. Темнові вольт-амперні характеристики гетероструктури InSe-BODIPY, зняті при різних температурах

Динамічний опір цієї структури можна записати як:

$$r = \frac{dV}{dI} = \frac{nkT}{qI} + R_s$$

Струм відсікання  $I_s$  можна визначити як:

$$I_s = AT^2 \exp\left(-\frac{\varphi_0}{kT}\right)$$

де  $\varphi_0$  – висота бар'єра і  $A$  – константа.

Напруга відсікання досліджуваних гетероструктури становить 0,8 В для InSe-BODIPY.

На рис.6.61 зображено ВФХ досліджуваної структури у зворотному зміщенні при кімнатній температурі. На ВФХ спостерігається ділянка лінійної залежності  $C^{-2} = f(U_r)$ , яка свідчить про різкий характер переходів. Встановлено, що ємнісна напруга відсікання, визначена екстраполяцією лінійної ділянки кривої на нульову ємність, становить  $U_0^{(c)} = 0.61$  В і визначає сумарний вигин зон в області гетеропереходу. Ця величина є дуже близькою до струмової напруги відсікання, що вказує на малу густину станів на межі розділу гетеропереходу.

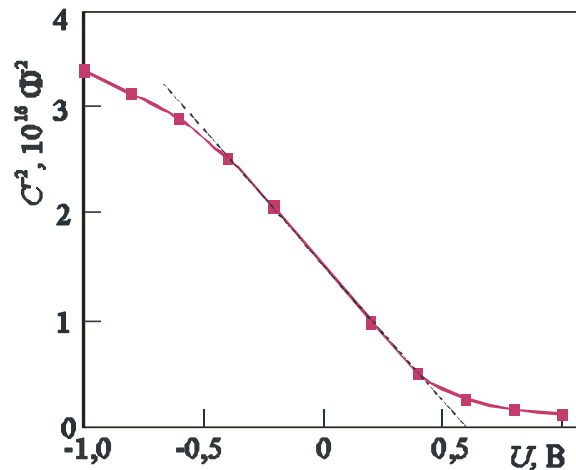


Рис. 6.61. Вольт-фарадна характеристика гетеропереходу  $\text{Vodipy} - \text{InSe:Ag}$ , знята на частоті  $0,5\text{кГц}$  при температурі  $293\text{ К}$

Із залежності струму короткого замикання від освітленості зразка білим світлом рис.6.62 встановлено, що для гетероструктури  $\text{Vodipy} - \text{InSe:Ag}$  динамічний діапазон лінійності структури становить не менше ніж  $7 - 90\text{ мВт/м}^2$  ( $14\text{ дБ}$ ). У фотовольтаїчному режимі струмова фоточутливість до фотопотоку становить  $0,1\text{ А/Вт}$ .

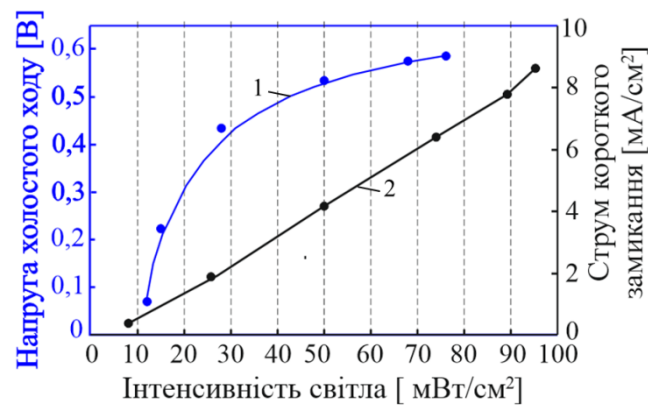


Рис.6.62. Залежність напруги холостого ходу (1) та густини струму короткого замикання (2) від інтенсивності світла для гетероструктури  $\text{Vodipy} - \text{InSe:Ag}$

Як видно, фотострум гібридної гетероструктури проявляє лінійну залежність від інтенсивності світла, на відміну від органічних фотоприймачів, яким властива нелінійна залежність.

Залежність напруги холостого ходу ( $U_{xx}$ ) від освітленості в конкретних точках можна подати як :

$$U_{xx} = \frac{nkT}{q} \ln\left(\frac{P_i}{I_{кзi}}\right),$$

де  $P$  – інтенсивність світла

На рис. 6.63 зображено спектр fotocутливості гетероструктури у фотovoltaїчному режимі при кімнатній температурі, знятий при освітленні гетероструктури з боку Водіру.

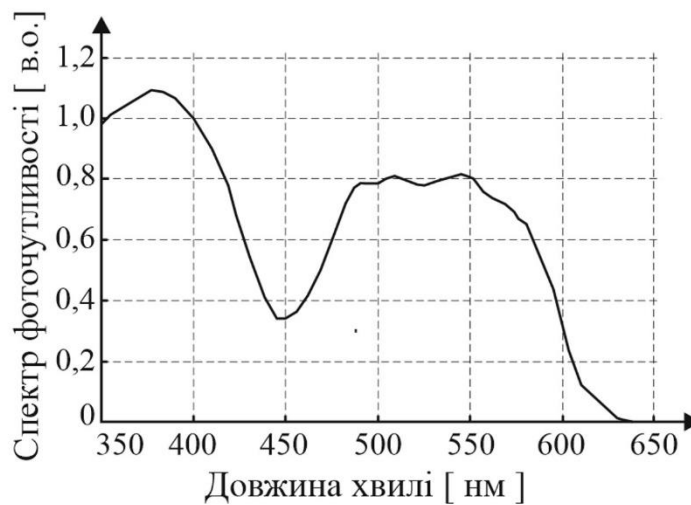


Рис. 6.63. Спектр fotocутливості гетеропереходу Водіру -InSe у фотovoltaїчному режимі

При цьому спостерігаються три яскраво виражених максимуми, зв'язані з поглинанням світла як у шарі Водіру, так і у InSe. При низьких частотах край fotocутливості обмежується шириною забороненої зони InSe. Високочастотна частина спектра зумовлена fotocутливістю мономеру Водіру, спектральна залежність якої корелює зі спектрами поглинання цього матеріалу. Така поведінка залежності пояснюється тим, що глибина залягання гетеропереходу з боку Водіру є малою (визначається товщиною мономеру).

Це підтверджується спектральним розподілом fotocутливості, оскільки найбільша fotocутливість припадає на спектральний інтервал, що відповідає генерації нерівноважних носіїв заряду саме в InSe. Очевидно, що у цьому випадку розділення нерівноважних носіїв заряду, генерованих у InSe,

відбувається за рахунок рекомбінації нерівноважних електронів, які збираються у “пічку” зони провідності InSe біля межі розділення гетеропереходу з дірками з “пічки” НОМО  $\text{Vodipy}$ , через інтерфейсні локальні рівні у забороненій зоні.

## **Висновки до розділу 6**

1. Використання ПДРК на основі холестеричних РК дозволяє створити оптоволоконний сенсор температури без наявності джерел електричного струму в точці детектування та можливістю просторового рознесення первинного та вторинного перетворювачів. Розроблена конструкція з послідовним розташуванням первинних перетворювачів зі зміщеними ділянками селективного відбивання дозволяє реалізувати систему моніторингу фізичних величин з рознесенням в просторі точок детектування, яку можна використати для контролю технологічних процесів, які вимагають високої точності у вузькому діапазоні температур, таких як виготовлення фармацевтичних препаратів.

2. Результати моделювання теплових процесів в розробленому первинному перетворювачі показали, що незважаючи на значні відмінності теплопровідності та теплоємності окремих компонент полімердиспергованих рідких кристалів, максимальне значення градієнта температури не перевищує  $0,01^{\circ}\text{C}$ . Динаміка зміни температури модельного зразка показала, що термодинамічна рівновага настає протягом  $0,2$  с при швидкості наростання температури  $10^{\circ}\text{C}/\text{с}$ , що забезпечено малими (до  $100$  мкм) геометричними розмірами перетворювача. Таким чином з врахуванням інших стадій процесу детектування можна стверджувати, що постійна часу вимірювання пристрою становитиме не більше  $0,3$  с.

3. Моделювання проходження світла крізь первинний перетворювач показало, що випромінювання зазнає суттєвого розсіювання при проходженні ділянок з чергуванням полімерної матриці та РК. Такий характер проходження світла можна пояснити значним відхилення променя від початкової траєкторії внаслідок великої кривизни межі розділу матеріалів з різними показниками

заломлення, при чому зростання різниці показників заломлення призводить до посилення цієї тенденції. Також встановлено, що співвідношення між корисним та паразитним випромінюванням, яке проходить крізь первинний перетворювач визначається в основному співвідношенням площ однорідної полімерної ділянки та ділянки з вкрапленнями РК в поперечному перерізі первинного перетворювача.

4. Вперше розроблено конструктивні рішення функціонально інтегрованого сенсора температури на основі органічних світловипромінювальних та фоточутливих матеріалів, де в одній структурі об'єднано джерело випромінювання, оптично-активне середовище та детектор випромінювання. Спектральні характеристики таких структур показали високу температурну чутливість, яка в основному визначаються параметрами рідкокристалічного матеріалу і може досягати  $30 \text{ nm}/^\circ\text{C}$ .

5. Проведено моделювання енергетичної діаграми для підбору емісійних та транспортних шарів ОСВС структури та оптимізації товщини розробленої структури. Проведено оптимізацію технології отримання розробленої та змодельованої структури на основі емісійних шарів металоорганічних комплексів Ir(pic), Ir(ppr<sub>3</sub>), Ir(асас) з високим квантовим виходом, стабільністю та максимумами випромінювання, відповідно, при 460нм, 525нм та 610нм. Їх використання у світловипромінювальній структурі забезпечить високу струмову та квантову ефективність та реалізацію RGB колірної системи. Отримані ОСВС-структури використані як джерело світла для функціонально-інтегрованого оптичного сенсора температури.

## РОЗДІЛ 7

### АПАРАТНО ПРОГРАМНА РЕАЛІЗАЦІЯ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ СЕНСОРІВ ТЕРМІЧНОГО АНАЛІЗУ

#### 7.1 Сенсор різницевої температури з функцією інтегрування

Як це вже відзначалося, в низці завдань сучасної сенсорики, зокрема при створенні мікро- та нанокалориметрів, необхідним є поєднання високої роздільної здатності вимірювання різницевої температури та швидкодії такого вимірювання. Очевидно, що ці вимоги мають протиріччя – зростання швидкодії призводить до незворотної втрати точності вимірювання.

Розглянемо характерні співвідношення між точністю та часом вимірювання на прикладі використаного в розробленому сенсорі різницевої температури [231] сучасного високопрецизійного мікроконвертера ADuC834 (MicroConverter<sup>®</sup>, Analog Devices) на основі 24-бітного сигма-дельта ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) аналого-цифрового перетворювача (ADC). Реальна роздільна здатність (Effective Resolution) останнього становить 21 біт за середньо-квадратичним значенням шуму (RMS, RootMeanSquare) чи 18,5 біт за розкидом пікових значень. Однак, такі високі параметри роздільної здатності забезпечуються при доволі низькій частоті перетворення, а саме 20 Гц.

В табл. 7.1 наведено числові дані залежності середньо-квадратичного значення шуму АЦП ADuC834 від тривалості сигнального перетворення  $t_{ADC}$  діапазону вхідних напруг  $\pm U_{IN}$ . Тривалість  $\tau_{ADC}$  визначається числовим значенням тривалості інтегрування цифрового фільтра – SF (SincFilter), яке може приймати 256 значень від 00<sub>HEX</sub> до FF<sub>HEX</sub>. Зокрема, при SF = FF<sub>HEX</sub> тривалість становить  $\tau_{ADC} = 186,77$  мс, а при SF = 0D<sub>HEX</sub> –  $\tau_{ADC} = 9,52$  мс. При цьому значення середньо-квадратичного шуму в діапазоні вхідних напруг  $\pm 2560$  мВ становлять 1,25 мкВ при SF = FF<sub>HEX</sub> та 11,75 мкВ при SF = 0D<sub>HEX</sub>.

Крім того, при зменшенні часу  $\tau_{ADC}$  суттєво зростають завади, обумовлені силовою мережею 50 Гц.

Наведені дані переконливо свідчать, що при зменшенні часу перетворення має місце доволі значна втрата прецизійності. Таким чином, вищезгадана задача забезпечення високої роздільної здатності вимірювання різницевої температур в сучасних мікро- та нанокалориметрах з постійною часу теплової релаксації порядку 1 мс є проблематичною і передбачає використання спеціальних методів сигнального перетворення.

Таблиця 7.1

Значення середньо-квадратичного шуму (RMS, мкВ) 24-бітного АЦП ADuC834 [247]

SF (HEX)	$\tau_{ADC}$ (мс)	RMS значення шуму (мкВ) при $\pm V_{IN}$		
		$\pm 20$ мВ	$\pm 160$ мВ	$\pm 2560$ мВ
0D	9,52	1,50 мкВ	1,75 мкВ	11,75 мкВ
45	50,34	0,60 мкВ	0,65 мкВ	2,30 мкВ
FF	186,77	0,35 мкВ	0,37 мкВ	1,25 мкВ

З метою вирішення цієї проблеми пропонуємо використати додатковий вузол сигнального перетворення, який виконує функцію аналогового високоточного швидкодіючого інтегрування різниці температур  $\int \Delta T d\tau$  в певному часовому інтервалі. На рис. 7.2 а показано типову часову залежність різниці температур  $\Delta T$  між досліджуваною та опорною (відомою) речовинами в сенсори термічного аналізу. Ця різниця температур  $\Delta T$  виникає внаслідок фазового переходу досліджуваної речовини, а площа, що обмежується часовою зміною  $\Delta T$  є інформативним параметром кількості обумовленої таким переходом теплової енергії. Є очевидним, що при цьому необхідно забезпечити поєднання значної кількості точок  $\tau_i = [\tau_1 \dots \tau_N]$  та точності вимірювання  $\Delta T(\tau_i)$  в кожній точці. Натомість, як буде показано далі, суттєве підвищення точності можна забезпечити заміною інтегрування за дискретними точками  $\Delta T(\tau_i)$  на



формування неперервної (аналогової) функції інтегралу різниці температур (рис. 7.2 б) [231].

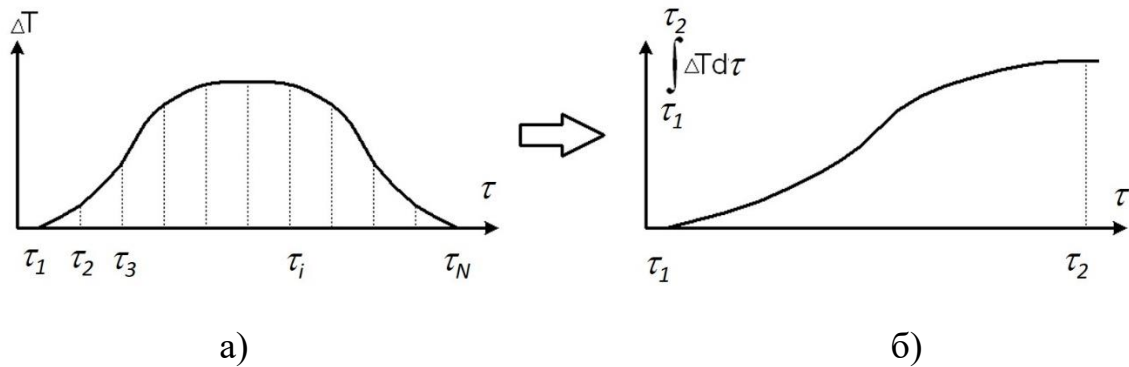


Рис. 7.2. Дискретний (а) та неперервний (б) методи інтегрування різниці температур  $\Delta T$

Базовий варіант схеми аналогового інтегратора наведено на рис. 7.3, а. Його входними сигналами є напруги  $U_1$  та  $U_2$ , які відповідають аналогічним напругам  $U_1 = E - U_{R1}$ ,  $U_2 = E - U_{R2}$  схеми сигнального перетворювача різницевої температури (рис. 5.3, б). Враховуючи високий імпеданс вихідних кіл перетворювача різницевої температури сигнальне перетворення напруги  $U_1$  та  $U_2$  на вході інтегратора відбувається в потенціальних колах неінвертуючих входів операційних підсилювачів  $OA_1$ ,  $OA_2$ . Причому,  $OA_1$  виконує функцію повторювача напруги  $U_2$ , а  $OA_2$  – аналогового інтегратора. Вхідний струм  $I_{IN}$  останнього визначається опором резистора  $R_{IN}$  та різницею напруг  $U_2 - U_1$ , а саме  $I_{IN} = (U_2 - U_1) / R_{IN}$ . Інтегрування цього струму здійснюється на конденсаторі  $C_{IN}$  кола від'ємного зворотного зв'язку  $OA_2$ . Резистор  $R_Z$  використано для стабілізації роботи схеми на постійному струмі (типово  $R_Z > 10 \text{ МОм}$ ), а ключ  $S$  – для обнулення інтегратора (розрядження конденсатора  $C_{IN}$ ) на початку інтегрування. Вихідна напруга  $U_{OUT}$  схеми визначається виразом

$$U_{OUT} = U_1 + \frac{1}{R_{IN} C_{IN}} \int_{\tau_1}^{\tau_2} (U_2 - U_1) d\tau$$

Модифікований варіант схеми інтегратора (рис. 7.3, б) містить диференціальний підсилювач різниці входних напруг. При  $R_2 = R_3 = R_{23}$  вихідні напруги цього підсилювача становлять:

$$U_{1A} = U_1 + K_A(U_1 - U_2), \quad U_{2A} = U_{12} + K_A(U_2 - U_1),$$

де  $K_A = \frac{R_{23}}{R_1}$  - коефіцієнт підсилення.

Відтак, вихідна напруга модифікованого варіанту інтегратора визначається виразом

$$U_{OUT} = U_{1A} + \frac{K_A + 1}{R_{IN} C_{IN}} \int_{\tau_1}^{\tau_2} (U_2 - U_1) d\tau$$

Подальше сигнальне перетворення передбачає різницеве аналого-цифрове перетворення вихідної напруги  $U_{OUT}$  відносно опорної напруги  $U_1$  для базового або  $U_{1A}$  для модифікованого варіантів інтегратора. Тому, очевидною перевагою модифікованого варіанту, крім підсилення різниці вхідних напруг, є низький імпеданс кола формування напруги, що покращує співвідношення сигнал-шум.

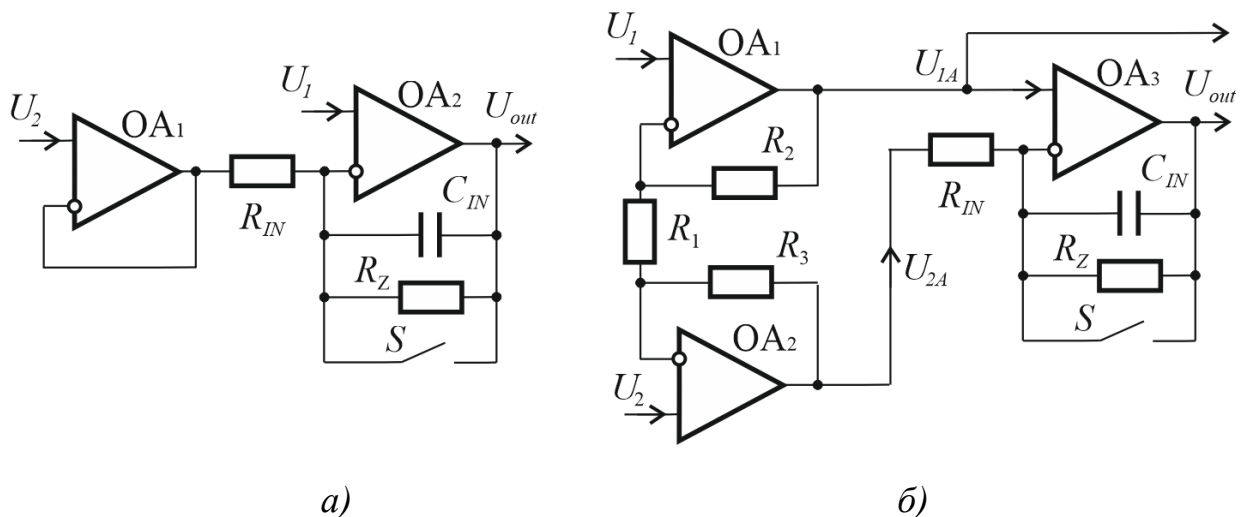


Рис. 7.3. Базовий (а) та модифікований (б) варіанти схеми інтегратора

Приклади модельних досліджень вихідних сигналів інтегратора наведені на рис. 7.4 (без шуму вхідного сигналу) та рис. 7.5 (з високим рівнем шуму). В SPICE схемі заміщення імпульси вхідної напруги представлені джерелом  $V_{in}$ , синфазна складова вхідної напруги - джерелом  $V_{ref}$ , а шуми – макромоделлю  $X_{noise}$  та джерелом  $V1$ . Ключ  $S1$ , який керується джерелом імпульсів напруги  $V2$ , забезпечує обнулення інтегратора на початку та наприкінці процесу інтегрування. Вхідна напруга представлена різницею напруг у вузлах 3 та 4 –  $V(3)-V(4)$ , а вихідна напруга – у вузлах 5 та 6 –  $V(5)-V(6)$ . Інтегрування

здійснювалося в інтервалі часу  $\tau = [0,5 \dots 14,5]$  мс, на протязі якого формувалися три імпульси вхідної напруги амплітудою  $-3$  мкВ. Амплітуда шуму (розкид пікових значень) становить  $\pm 0,5$  мкВ.

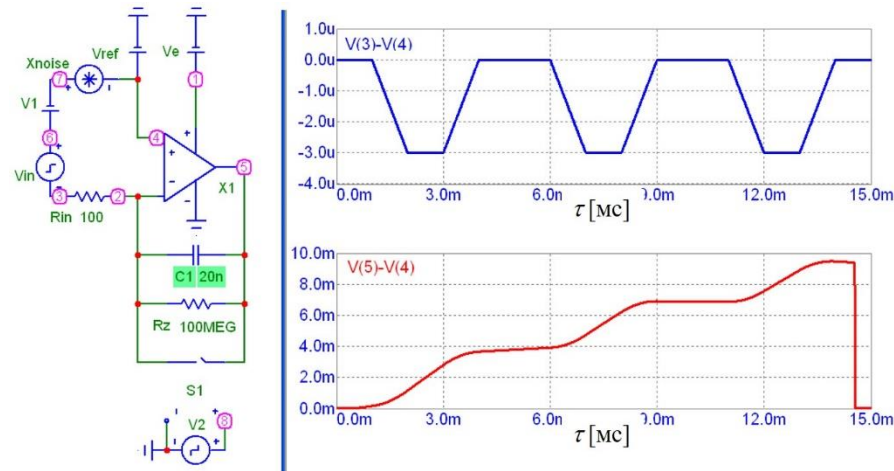


Рис. 7.4. Модельні дослідження вхідної (зверху) та вихідної (знизу) напруг (без шуму)

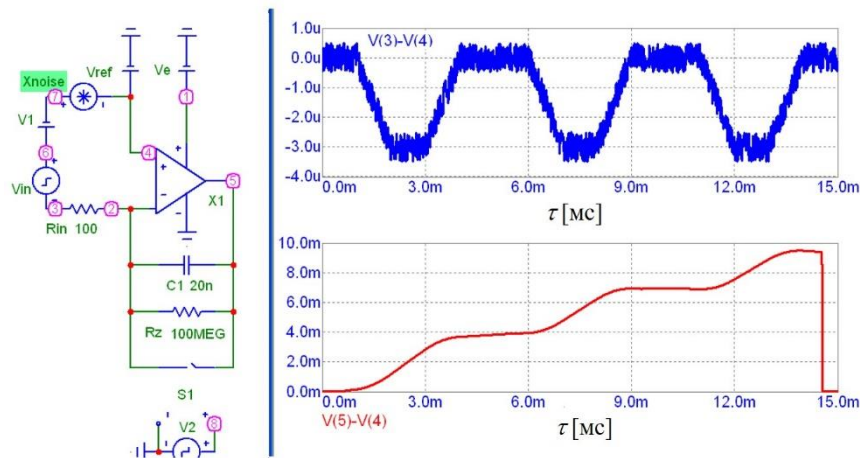


Рис. 7.5. Модельні дослідження вхідної (зверху) та вихідної (знизу) напруг (з шумом)

Як слідує з отриманих результатів модельних досліджень вплив шумів вхідної напруги на нестабільність вихідної напруги практично відсутній. Результати експериментальних досліджень дослідного зразку інтегратора будуть наведені нижче.

Блок схема дослідного зразку сенсора різницевої температури наведена на рис. 7.6. До її складу входять: СРТ – вузол сигнального перетворювача

різницевої температури, Ін – вузол інтегратора, АЦП – аналого-цифровий перетворювач, МК – мікроконтролер, ПК – персональний комп'ютер.

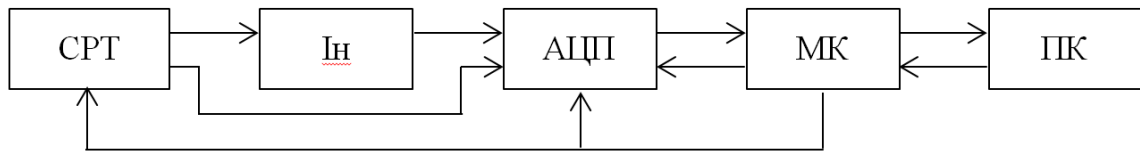
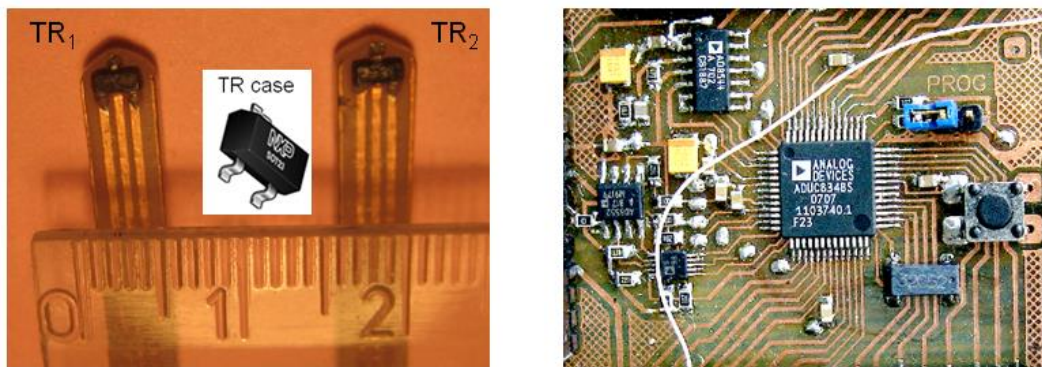


Рис. 7.6. Блок-схема сенсора різницевої температури

Первинні перетворювачі (зонди)  $TR_1$ ,  $TR_2$  сенсора температури реалізовані на двох мікрокорпусних біполярних транзисторах BC817/BC337 n-p-n типу провідності (рис. 7.7,а). Кремнієві чипи транзисторів розміром приблизно 0,5 x 0,5 x 0,3 (мм) розміщені в мікрокорпусах типу SOT23 (TR case) з розмірами приблизно 1,0 x 1,5 x 3,0 (мм).



а)

б)

Рис. 7.7 Фотографія зондів (а) та плати сигнального перетворювача (б) сенсора

У схемах сигнального перетворювача різницевої температури та інтегратора використані високопрецизійні операційні підсилювачі серії AD8551/AD8552/AD8554. Останні функціонують за принципом модуляції-демодуляції сигналу, забезпечуючи тим самим мінімальні значення напруги зміщення (Low Offset Voltage: 1 мкВ) та її нестабільності (Input Offset Drift: 0.005 мкВ/°С). Швидкість наростання вихідної напруги становить 0,4 В/мкс. Кремнієві чипи підсилювачів виготовляється за CMOS технологією, що забезпечує мінімальні значення входних струмів (Ultralow Input Bias Current: 20 пА) та можливість функціонувати в широкому діапазоні входних та вихідних

напруг (Rail-to-Rail Input and Output Swing) при однополярному низьковольтному живленню (+5/+2.7 В Single-Supply Operation). Струм споживання кожного операційного підсилювача не перевищує 0,7 мА.

Аналогово-цифровий перетворювач сигма-дельта типу реалізовано на основі високопрецизійного мікроконвертера ADuC834. Цей же мікроконвертер забезпечує керування ключами інтегратора, вибір діапазону вимірювання та надсилання результатів вимірювань в персональний комп'ютер. Для цього використовується мікроконтролер FTDI232R. Програмне забезпечення забезпечує вибір режимів вимірювання та візуалізацію результатів вимірювання.

Експериментальні результати дослідження пристрою показали високу точність вимірювання – в залежності від діапазону аналого-цифрового перетворення невідтворюваність вимірювання напруги знаходиться в межах  $\pm(1...10)$  мкВ, що відповідає роздільній здатності вимірювання температури  $\pm(10^{-4}...10^{-3})$  °С.

Для дослідження ефективності використання запропонованого інтегратора проводилися експерименти по вимірюванню значень інтегралів функції напруги  $U(\tau)$  в колі, яке імітує імпульси різницевої температури  $\Delta T(\tau)$ . Форма імпульсів вибиралася з точки зору характерної залежності температури досліджуваного об'єкту в процесі його теплової релаксації, зокрема в ході нагріву імпульсом заданої потужності. У відповідності до принципу електротеплової аналогії [165] процес теплової релаксації представляють електричними аналогами: різниця температур  $\Delta T(\tau)$  заміщається різницею напруг  $\Delta U(\tau)$ , тепловий потік  $\Phi_T$  чи потужність  $P_T$  заміщається електричним струмом  $I_T$ , а тепловий опір  $R_\theta$  та теплоємність  $C_\theta$  – еквівалентними їм електричним опором  $R_T$  та ємністю  $C_T$  конденсатора.

Відтак, коло імітації імпульсів різницевої температури  $\Delta T(\tau)$  реалізовано на інтегруючій RC ланці та подільнику напруги. В ході експериментів проводилися серії вимірювань при декількох значеннях постійної часу цієї

RC ланки та коефіцієнту подільника напруги. Інтеграл функції визначався двома методами, результати яких порівнювалися. У першому методі  $M_1$  (дискретне інтегрування) проводився розрахунок площі імпульсу за серією вимірювань миттєвих значень різниці напруг  $\Delta U(\tau)$ . У другому методі  $M_2$  (неперервне інтегрування) результат визначався за вимірними значеннями вихідної напруги  $U_{INT}$  інтегратора, вхідною напругою якого була різниця напруг  $\Delta U(\tau)$ .

У всіх далі наведених результатах експериментальних досліджень процес вимірювання проводився при максимальній швидкодії аналого-цифрового перетворення (при  $SF=0$ ) мікроконвертера ADuC 834, що відповідало часовій роздільній здатності приблизно  $\Delta\tau \approx 1$  мс.

Характерний приклад результатів таких вимірювань наведено на рис. 6.8. У даному прикладі амплітуда імпульсів напруг від'ємної полярності на інтегруючій RC ланці становила приблизно  $\Delta U \approx -10$  мВ, тривалість імпульсів –  $\tau_P = 25$  мс, тривалість релаксаційного процесу –  $\tau_R = 50$  мс. Результатами вимірювань є числові дані часової залежності напруги  $\Delta U(\tau)$  (рис. 7.8, а) та її інтегралу, яким є відповідне значення напруги  $U_{INT}$  на виході інтегратора (рис. 7.8, б). Можна бачити, що характер отриманих результатів вимірювання напруг  $\Delta U(\tau)$  та кількість вимірних значень  $N = 51$  є достатніми для подальшого високоточного розрахунку площі імпульсу. За серією з 30-ти масивів вхідної  $\Delta U(\tau)$  та вихідної  $U_{INT}$  напруг було встановлено, що похибки  $\delta(M_1)$ ,  $\delta(M_2)$  визначення інтегралу в методах  $M_1$  та  $M_2$ , відповідно, є незначними і не перешують 0,1 %.

Інший приклад (рис. 7.9) демонструє результати вимірювань при зменшенні постійної RC ланки в 5 разів. При цьому:  $\Delta U \approx -10$  мВ,  $\tau_P = 5$  мс,  $\tau_R = 10$  мс. Можна бачити, що при даній кількості вимірних значень вхідної напруги (при максимально можливій швидкодії  $\Delta\tau \approx 1$  мс  $N = 11$ ) точність подальшого розрахунку площі імпульсу суттєво погіршується. І хоча відтворюваність результатів вимірювання напруг  $\Delta U(\tau)$  є високою, похибка

методу  $M_1$  збільшується до  $\delta(M_1) \approx 2\%$ . Натомість похибка методу  $M_2$  залишається практично незмінною –  $\delta(M_2) < 0,1\%$ .

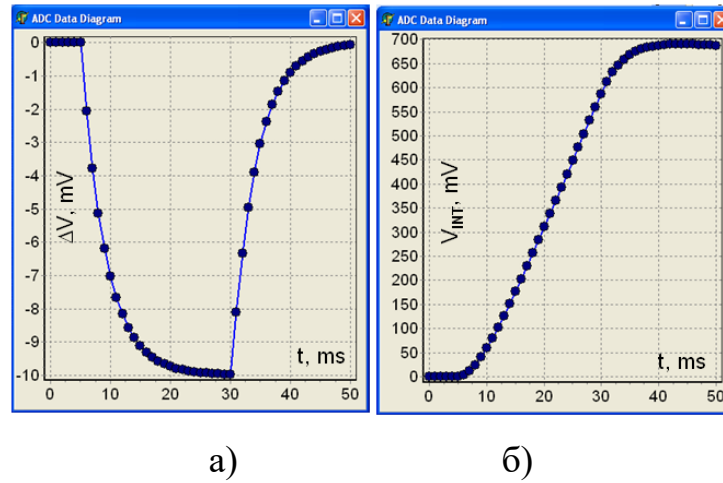


Рис. 7.8. Результати вимірювань вхідної (а) та вихідної (б) напруг інтегратора (#1)

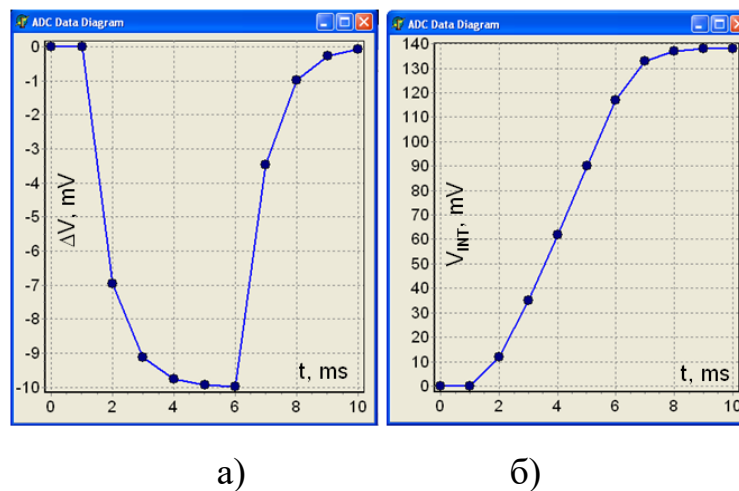


Рис. 7.9. Результати вимірювань вхідної (а) та вихідної (б) напруг інтегратора (#2)

Ще більшу різницю в точності вимірювання можна бачити на результатах третього прикладу (рис. 7.10), в якому рівень вхідної напруги зменшено приблизно на два порядки. При цьому:  $\Delta U \approx -0,1 \text{ мВ}$ ,  $\tau_p = 5 \text{ мс}$ ,  $\tau_R = 10 \text{ мс}$ . Спостерігається суттєве погіршення точності вимірювань напруги  $\Delta U(\tau)$ . Значний рівень шуму (приблизно 10 мкВ) та, як і в вище наведеному другому прикладі, мала кількість вимірних значень вхідної напруги ( $N = 11$ ) обумовлюють суттєву похибку першого методу – приблизно  $\delta(M_1) \approx 20\%$

(аналогічно до попередніх прикладів за серією з 30-ти масивів напруги  $\Delta U(\tau)$ ). Натомість, похибка другого методу не перевищує  $\delta(M_2) < 1\%$ .

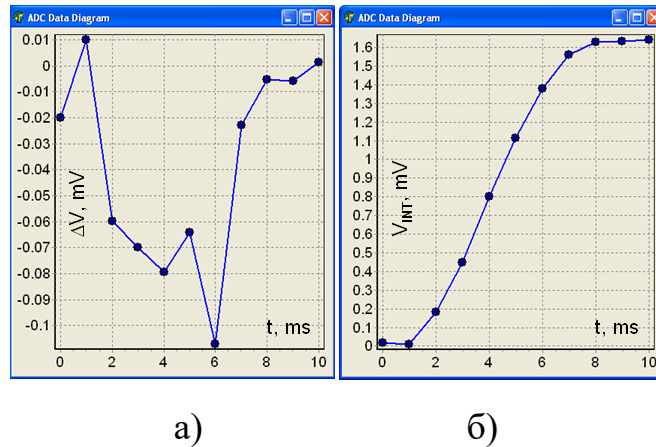


Рис. 7.10. Результати вимірювань вхідної (а) та вихідної (б) напруг інтегратора (#3)

Таким чином, проведені експериментальні дослідження підтверджують високу ефективність використання аналогового інтегратора в сенсорах різницевої температури, сигнальні перетворювачі яких повинні поєднувати високу точність та часову роздільну здатність вимірювання.

## 7.2 Функціонально-інтегрований вимірювальний перетворювач на структурі магнітотранзистора

Подальший прогрес в галузі біомедичної інженерії, а саме в можливості проводити дослідження магнітних наночастинок, обумовлюється вирішенням проблем функціонального інтегрування методів магнітного та термічного аналізу. Пріоритетним з точки зору мультифункціональності термомагнітних сенсорів з in-situ функцією вимірювання термічного аналізу є використання магнітотранзисторів, зокрема на латеральних двоколекторних структурах [255-259]. Як це буде детально показано далі, такі структури (рис. 7.11, де: E – електрод емітера, B1, B2 – базові електроди, C1, C2 – колекторні електроди), уможливають поєднання в одному напівпровідниковому елементі функції високочутливого вимірювання індукції магнітного поля, керованого нагріву



розміщеної на структурі магнітотранзистора досліджуваної речовини та вимірювання її температури.

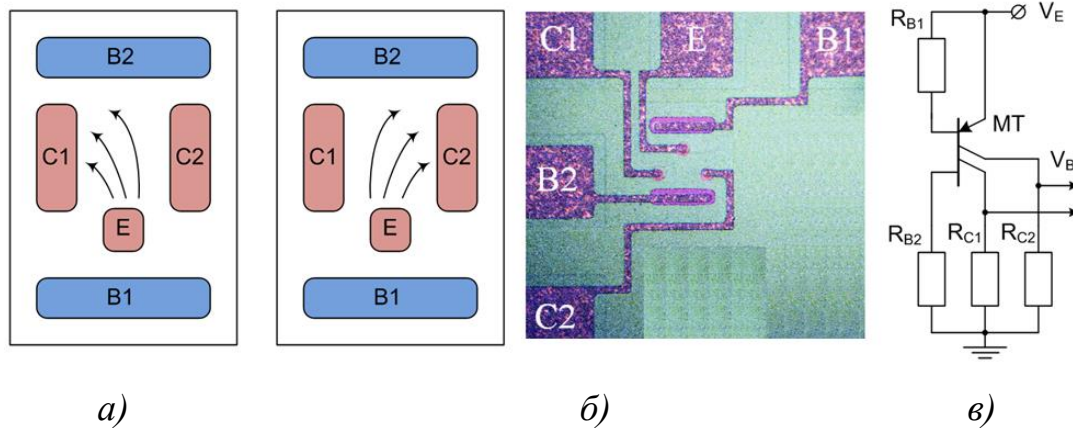


Рис. 7.11. Структура (а), фотографія (б) та елементарна схема формування сигналу (в) сенсора на основі структури магнітотранзистора

Типово, області латерального магнітотранзистора сформовані в шарі  $n$ -типу провідності, який вирощений епітаксійним методом на підкладці  $p$ -типу провідності. Саме в епітаксійному  $n$ -шарі відбувається дрейф та відхилення в магнітному полі носіїв заряду. Такі магнітотранзистори використовуються для вимірювання нормальної до поверхні кристалу проекції магнітного поля  $B_Z$ . При  $B_Z > 0$  струм першого колектора  $C1$  збільшується, а другого  $C2$  – зменшується. Натомість, при  $B_Z < 0$  має місце протилежний перерозподіл струмів – струм колектора  $C1$  зменшується, а  $C2$  – збільшується. Для формування вихідного сигналу, а саме вихідної різницевої напруги  $U_B$  в кола колекторів магнітотранзисторів MQ вмикають резистори навантаження  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$ . Підвищення чутливості до магнітного поля забезпечується формуванням в базовому колі магнітотранзистора прискорюючого магнітного поля. Для цього в структурі формують два базові електроди  $B1$ ,  $B2$ , які з'єднують з відповідними резисторами  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ .

У відповідності до сформульованої задачі функціонального інтегрування був розроблений термомагнітний сенсор, що забезпечує три функціональні властивості. Ці властивості реалізуються відповідними трьома режимами роботи. Перша властивість є традиційною для сенсорів магнітного поля –

формування інформативного сигналу індукції  $B$  вимірюваного поля. Друга властивість – контрольований нагрів структури магнітотранзистора з визначенням кількості теплової енергії, що виділяється в структурі під час нагріву. І третя властивість – вимірювання температури структури магнітотранзистора.

Розглянемо схему аналогового фронт-енду термомагнітного сенсора (рис. 7.12), що забезпечує ці функції, та відповідні режими роботи [260]. Крім, власне, магнітотранзистора MQ (виводи 1 та 2 відповідають базовим електродам, 3 – емітерному електроду, а 4 та 5 – колекторним електродам), схема містить кероване джерело напруги  $E_C$ , три операційні підсилювачі  $OA_1$ ,  $OA_2$ ,  $OA_3$ , двопозиційні аналогові комутатори  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ , транзистор  $Q_1$  та резистори  $R_1$ - $R_8$ . Живлення схеми здійснюється від однополярного джерела напругою  $U_E$ . Вихідні напруги схеми -  $U_B$ ,  $U_T$ , мова про які піде далі, а також напруга живлення  $U_E$  після аналого-цифрового перетворення АЦП (на схемі вузол АЦП не показано) використовуються в подальшому цифровому перетворенні в інформативні сигнали термомагнітних сенсорів.

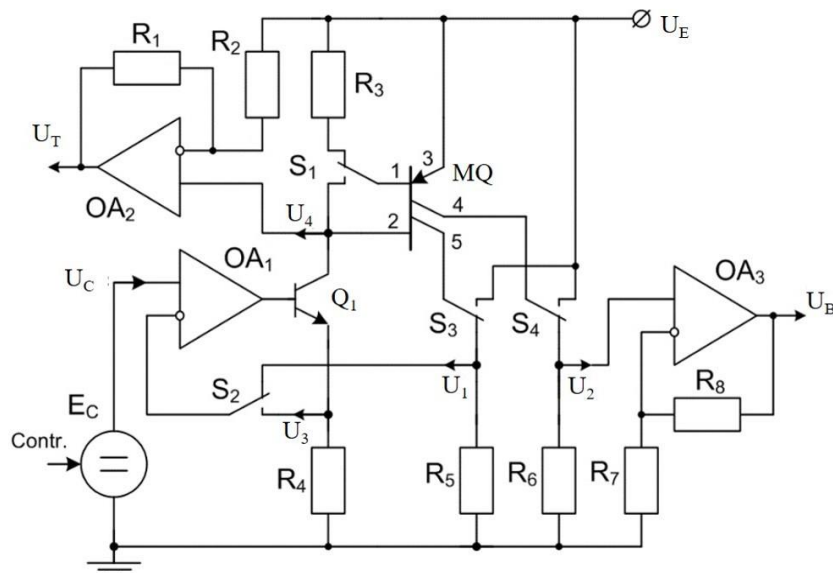


Рис. 7.12. Схема аналогового фронт-енду вимірювального перетворювача на структурі магнітотранзистора

У першому режимі роботи вимірювального перетворювача через магнітотранзистор стабілізується струм  $I_M$ , значення якого оптимізоване з точки

зору заданих характеристик вимірювання магнітного поля з індукцією  $B$ . Усі ключі  $S_1 - S_4$  знаходяться в початковій позиції, що відповідає наведеній схемі. Зокрема, ключ  $S_1$  замикає базу 1 магнітотранзистора до резистора  $R_3$ , ключ  $S_2$  – інверсний вхід операційного підсилювача  $OA_1$  – до резистора  $R_5$ , ключі  $S_3$  та  $S_4$  – колектори 4 та 5 магнітотранзистора  $MQ$  до резисторів  $R_5$ ,  $R_6$ , відповідно. Резистор  $R_3$  є необов'язковим – його функція полягає у формуванні прискорюючого електричного поля в базовій області магнітотранзистора, що забезпечує підвищення коефіцієнту чутливості до магнітного поля.

На відміну від типових рішень сигнального перетворення на магнітотранзисторах (рис. 7.11, в), запропонована схема дозволяє перейти від двофазного типу вихідного сигналу магнітотранзистора у вигляді різницевої напруги до суттєво ефективнішого рішення з однофазним вихідним сигналом [261]. Таке рішення особливо важливе в пристроях з низьковольтним однополярним живленням, що є вимогою до сучасних сенсорних пристроїв, зокрема Інтернету Речей. Відтак, в даній схемі стабілізується не базовий, емітерний чи сумарний колекторний струми магнітотранзистора, а лише струм одного з колекторів (в даному випадку – струм колекторного виводу 5). Вказаний колектор формує опорне коло, а обумовлене струмом цього колектора падіння напруги на резисторі  $R_5$  використовується як опорна напруга  $U_1$ . Натомість другий колектор (вивід 4) формує коло інформативного сигналу з напругою  $U_2$ .

Значення струму колектора опорного кола магнітотранзистора задається напругою  $U_C$  керованого джерела  $E_C$ . Контур стабілізації струму від джерела  $E_C$  замикається через коло зворотного зв'язку: неінвертуючий вхід операційного підсилювача  $OA_1$ , транзистор  $Q_1$ , база (вивід 2) та колектор (вивід 5) магнітотранзистора  $MQ$ , резистор  $R_5$ , ключ  $S_2$ , інвертуючий вхід  $OA_1$ . Таким чином, баланс цього кола зворотного зв'язку, забезпечуючи рівність  $U_1 = U_C$ , стабілізує струм колектора опорного кола на рівні  $I_M = U_1/R_5 = U_C/R_5$ . Типово значення цього струму не перевищує 1 мА.

Під дією вимірюваного магнітного поля з індукцією  $B$  відбувається перерозподіл струмів  $\Delta I_C$  між колекторами магнітотранзистора – збільшується струм одного з них та зменшується струм іншого. При зміні напрямку вектора індукції перерозподіл відбувається з протилежним знаком. Враховуючи вищезгадану стабілізацію струму колектора опорного кола інформативним сигналом вимірюваного магнітного поля є напруга, що формується на резисторі  $R_6$ , а саме,  $U_2 = \Delta I_C \cdot R_6$ . Сінфазна складова цього сигналу рівна напрузі опорного кола  $U_1$ , тобто, при відсутності магнітного поля та ідеалізовано симетричній структурі магнітотранзистора (з відсутністю напруги зміщення) забезпечується рівність  $U_2 = U_1$ . Далі ця напруга підсилюється операційним підсилювачем  $OA_2$  з коефіцієнтом  $K_V = 1 + R_8/R_7$ . Відтак, результуюче значення вихідної напруги сенсора магнітного поля дорівнює

$$U_B = \Delta I_C R_6 \left( 1 + \frac{R_8}{R_7} \right).$$

Другий режим роботи вимірювального перетворювача забезпечує контрольований нагрів структури магнітотранзистора з визначенням кількості виділеної в структурі теплової енергії. Нагрів здійснюється короткими імпульсами суттєво збільшеного (в 10...100 раз) через структуру магнітотранзистора струму  $I_Q$ . Необхідно відзначити, що реалізація цього режиму шляхом прямого збільшення струму є неможливою. Це обумовлено низькими коефіцієнтами передачі струму транзисторної структури та доволі значним опором її базової області. Відтак, задача вирішується перемиканням магнітотранзистора в діодний режим. Для цього його колекторні p-n переходи перемикаються зі зворотного зміщення в пряме.

Реалізація такого перемикання здійснюється комутаторами  $S_3$ ,  $S_4$ , які приєднують колекторні електроди 4 та 5 (p –типу провідності), які в такому з'єднанні слугують анодом діода, до плюсової напруги – в даному рішенні – до напруги живлення  $U_E$ . Крім того, комутатор  $S_1$  взаємно з'єднує обидва базові виводи 1 та 2 (n –типу провідності), а відтак ці виводи слугують катодом діода. Резистор  $R_3$  залишається непід'єднаним. Струм нагріву магнітотранзистора  $I_Q$  в

такому діодному режимі задається колом на транзисторі  $Q_1$ , резисторі  $R_4$  та операційному підсилювачі  $OA_1$ . Для цього комутатор  $S_2$  перемикає інвертуючий вхід  $OA_1$  з резистора  $R_5$  на резистор  $R_4$ . Значення імпульсів струму нагріву, що визначається виразом  $I_Q = U_3/R_4 = U_C/R_4$ , типово знаходиться в межах від 30 мА до 300 мА і залежить від необхідної динаміки нагріву та теплового опору структури магнітотранзистора.

В процесі вимірювального перетворення значення амплітуди імпульсів струму нагріву  $I_Q$  та тривалості  $\tau_Q$  цих імпульсів використовуються для розрахунку виділеної в структурі магнітотранзистора енергії  $Q_P$  нагріву  $Q_P = I_Q \cdot U_D \cdot t_Q$ , де  $U_D$  – падіння напруги на структурі в режимі нагріву. Ця напруга визначається як різниця між напругою живлення та напругою  $U_4$ , яка формується на його базових електродах. Для підвищення точності вимірювання вказаної різниці напруга  $U_4$  попередньо підсилюється на  $OA_2$  з резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  кола зворотного зв'язку:

$$U_T = U_4 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

У даному разі необхідності в значному коефіцієнті підсилення немає. Тут мова йде, переважно, про необхідність відв'язати силове коло нагріву від входу аналого-цифрового перетворювача.

Третій режим роботи вимірювального перетворювача забезпечує формування інформативного сигналу про температуру магнітотранзистора. Температура визначається за наперед відомою (отриманою в ході попереднього калібрування) температурною залежністю падіння напруги на магнітотранзисторі  $U_4$  у вищезгаданому діодному режимі. Відтак, нічим принциповим цей режим не відрізняється від режиму нагріву. Відмінністю є лише те, що вимірювання  $U_4$  відбувається не при великих значеннях струму нагріву  $I_Q$ , а при значно зменшеному струмі  $I_T$ . Значення цього струму, як і в попередньому режимі нагріву, задається напругою  $U_C$ .

Необхідність зменшення струму  $I_T$  обумовлена впливом опору базової області магнітотранзистора на температурні залежності падіння напруги  $U_4$ .

Температурний коефіцієнт напруги на транзисторі в діодному включенні, який, власне, визначає корисний сигнал про температуру, є від'ємним. Натомість, коефіцієнт опору базової області є додатнім. Відтак, при значному падінні напруги на базовій області в режимі нагріву має місце взаємна компенсація цих температурних коефіцієнтів.

Зокрема, на рис. 7.13 наведені результати експериментальних досліджень температурних залежностей падіння напруги на магнітотранзисторі в діодному включенні при амплітудах імпульсів струму:  $I_1 = 0,1$  мА,  $I_2 = 3$  мА,  $I_3 = 10$  мА,  $I_4 = 50$  мА,  $I_5 = 100$  мА. В процесі таких досліджень, які, саме, і проводяться з метою калібрування кола вимірювання температури, структура магнітотранзистора нагрівалася до температури  $100^\circ\text{C}$ . Нагрів проводився зовнішнім джерелом тепла (в термостаті).

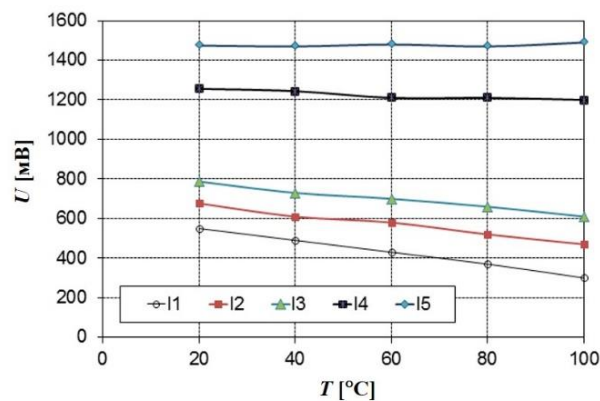


Рис. 7.13. Температурні залежності падіння напруги на магнітотранзисторі в діодному включенні

Вимірювання напруги проводять в імпульсному режимі при тривалості імпульсів  $0,1$  мс та щільності  $1000$ . Вибір тривалості імпульсів та щільності обумовлюється вимогою мінімального нагріву структури магнітотранзистора. Таким чином, температура останнього практично співпадає з наперед відомою температурою в термостаті.

Можна бачити, що при значних струмах, зокрема,  $I_4 = 50$  мА та  $I_5 = 100$  мА – температурний коефіцієнт є дуже незначним (переходить через нульові значення), а відтак, вимірювання температури за падінням напруги є неможливим. З практичної точки зору оптимальні значення струму  $I_T$ , при

якому виконуються умови мінімального саморозігріву та достатньо високого значення температурного коефіцієнту напруги (орієнтовно  $-2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ ) можуть знаходитися в діапазоні від  $0,1 \text{ мА}$  до  $1 \text{ мА}$ .

Враховуючи вимоги до сучасної міроелектроніки, зокрема для сенсорних пристроїв Інтернету Речей, вищерозглянутий сигнальний перетворювач реалізовано на платформі PSoC (Programmable System-on-Chip, Програмовна система на чипі) [262]. До структури PSoC входять вузли цифрових та аналогових пристроїв, вузли мікропроцесора, матриці енергозалежної та енергонезалежної пам'яті, системні ресурси, а також вузли програмування та керування енергоспоживанням. Основою цифрових вузлів є матриця універсальних цифрових блоків, спеціалізованих цифрових блоків, зокрема для реалізації інтерфейсів, таймерів, широтно-імпульсних модуляторів тощо. Аналоговими вузлами PSoC є блоки на перемикальних конденсаторах та блоки з неперервним сигнальним перетворенням, зокрема: операційні підсилювачі, компаратори, джерела опорної напруги на принципі забороненої зони, аналогові мультиплектори тощо. Вузли з'єднуються програмно конфігурованою мережею сигнальних ліній.

Виконання схеми сигнального перетворювача термомагнітного сенсора на PSoC представлено на рис. 7.14. Цифро-аналоговий перетворювач VDAC8\_1 виконує функцію керованого джерела напруги  $E_C$ . Операційний підсилювач Opamp\_1 формує коло стабілізації струму магнітотранзистора. Підсилювачі з програмованим коефіцієнтом підсилення PGA\_1 та PGA\_2 виконують функції підсилення вихідних напруг  $U_B$ , та  $U_T$ , які є інформативними сигналами індукції магнітного поля та температури. Аналого-цифрове перетворення цих напруг, а також напруг кола живлення (виводи Pin\_A16, Pin\_A17) здійснюється модулем ADC\_SAR\_1 (SAR – Successive Approximation Register ADC, перетворювач послідовного наближення). Для комутації кіл у відповідності до алгоритму вимірювання використовують аналогові мультиплектори AMux\_S1 - AMux\_S5. Зв'язок з комп'ютером здійснюється модулем UART\_1. Реалізація сигнального перетворювача здійснена на базі модуля CY8CKIT-059 PSoC 5LP Prototyping

Kit (рис. 7.15).

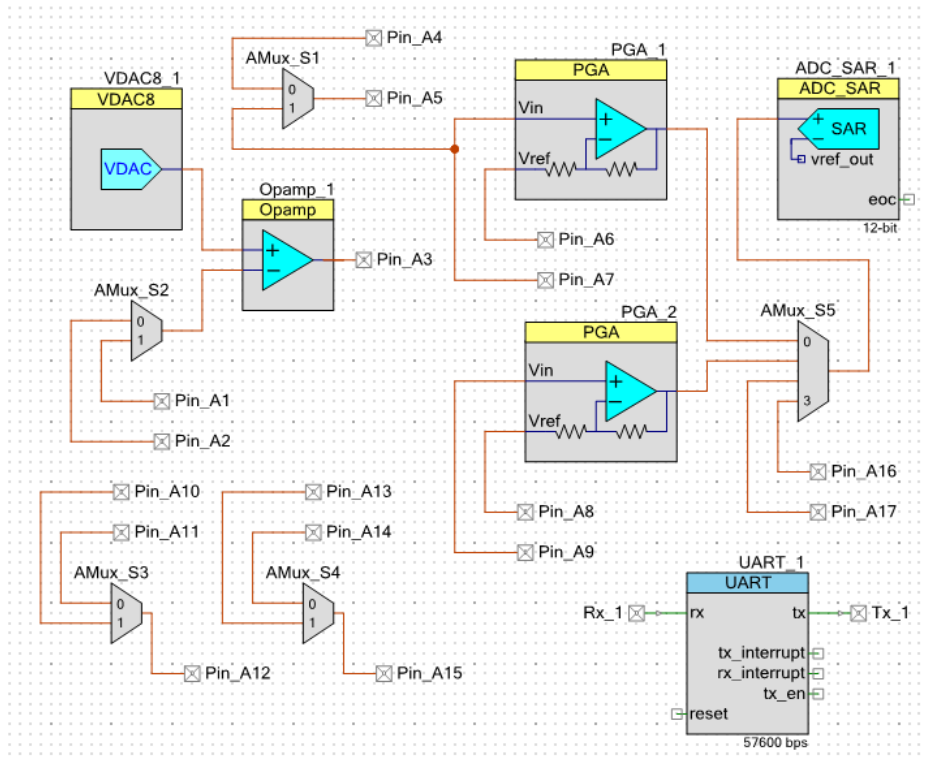
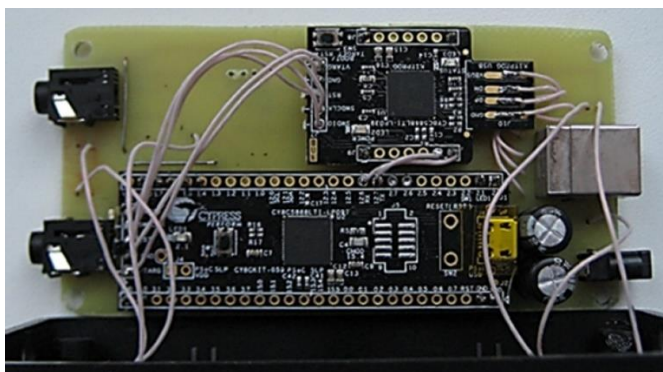
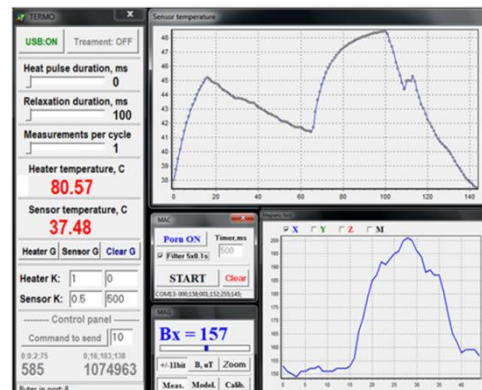


Рис. 7.14. Реалізація схеми сигнального перетворювача на PSoC

Реалізація сигнального перетворювача здійснена на базі модуля CY8CKIT-059 PSoC 5LP Prototyping Kit [263]. Фотографія плати макету сигнального перетворювача функціонально-інтегрованого термомагнітного сенсора наведена на рис. 7.15.а, а вікна програмного забезпечення керування процесом вимірювання та візуалізації результатів вимірювання — на рис.7.15.б.



а)



б)

Рис. 7.15. Плата макету (а) та вікно програмного забезпечення (б) функціонально-інтегрованого термомагнітного сенсора



Чутливість вимірювання магнітного поля становить 10 мкТ, а температури 0,01 °С. В залежності від варіанту використання сенсорний пристрій може живитися від напруги 5В USB порту персонального комп'ютера чи зовнішнього блоку живлення. Струм споживання становить 20 мА (без нагріву) та 500 мА (з нагрівом). Зв'язок із сигнальним перетворювачем здійснюється через інтерфейс UART, що робить можливим використання пристрою, як з USB портами комп'ютерів, так і модулями радіочастотних сенсорних мереж Інтернету речей, зокрема, ESP-32, HC-05, MRF24J40MA-I/RM, SX1276 в стандартах Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee, LoRa тощо.

### **7.3 Сигнальний перетворювач сенсорів термічного аналізу на основі поєднання термічних та ємнісних методів досліджень**

Функціональне інтегрування термічних та ємнісних методів досліджень забезпечує можливість реалізації нового покоління аналогового фронт-енду в галузях матеріалознавства, біофізики та медицини. За результатами вимірювань теплового розширення твердих тіл можна робити висновки про електронні і фононні спектри металів і діелектриків, про зміну теплоємності зразків. Реєстрація фазових переходів дозволяє визначити тип переходу, зрозуміти характер перетворень, що відбуваються в досліджуваних матеріалах. Як правило, зразки нових матеріалів мають розмір  $\sim 1$  мм і менше, що накладає певні обмеження на конструкцію використовуваних перетворювачів. При цьому, крім, властиво вимірювання температури та кількості теплової енергії, що виділяється чи поглинається в об'єкті досліджень, необхідно вимірювати зміну механічних властивостей та форми.

Основою таких вимірювань є сигнальні перетворювачі ємнісного типу. Приклади використання ємнісних методів дослідження в сенсорах температурної деформації наведено на рис. 7.16, де: ОВJ – досліджуваний об'єкт, D – напрям деформації, E<sub>1</sub>, E<sub>2</sub>- вимірювальні електроди, з допомогою яких та відповідного сигнального перетворювача вимірюють зміну електричних

ємностей  $C_{X1}$  та  $C_{X2}$ . Саме за змінами значень  $C_{X1}$  та  $C_{X2}$  проводять дослідження вищезгаданих механічних властивостей, форм та деформацій.

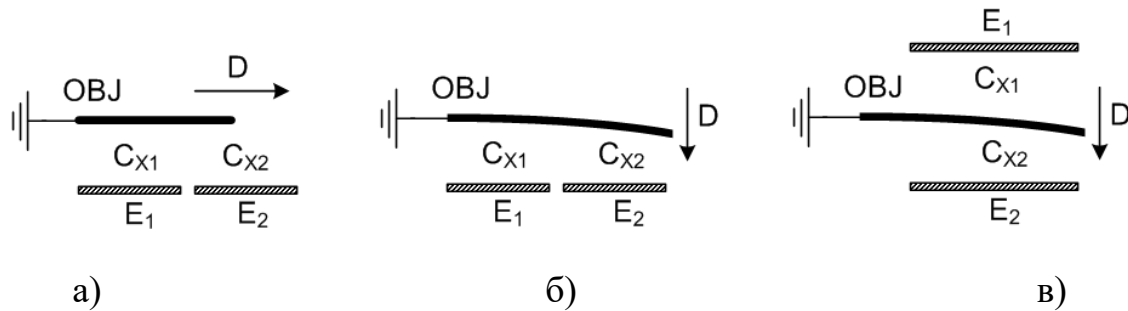


Рис. 7.16. Приклади використання ємнісних методів дослідження в сенсорах температурної деформації

Ефективна реалізація функціонально інтегрованих сенсорів термічного аналізу можлива лише з використанням імпульсних циклічних режимів керування транзисторними структурами первинного перетворювача (рис. 3.6, 3.7). Для забезпечення необхідної швидкості наростання температури доцільно проводити вимірювання температури під час нагріву. Точне вимірювання температури проводиться під час пропускання через транзистор вимірювального струму. При необхідності нагрів повторюється з наступним уточненням температури. Період циклу визначається швидкістю наростання температури, який вирівнюється тривалістю такту паузи. В цей час відбувається вимірювання нетеплових параметрів. Наявність такту паузи дозволяє підвищити енергоефективність сигнального перетворювача.

Вимірювання температури здійснюється за наперед відомою (отриманою в процесі моделювання та калібрування) температурною залежністю напруги на емітерному переході транзисторної структури. Для реалізації імпульсного керованого нагріву та формування інформативного сигналу температури транзистора використано схему представлену на рис. 3.20 [222]

Структурна схема розробленого функціонально інтегрованого сигнального перетворювача представлена на рис. 7.25, а його зовнішній вид – на рис. 7.26 [222].

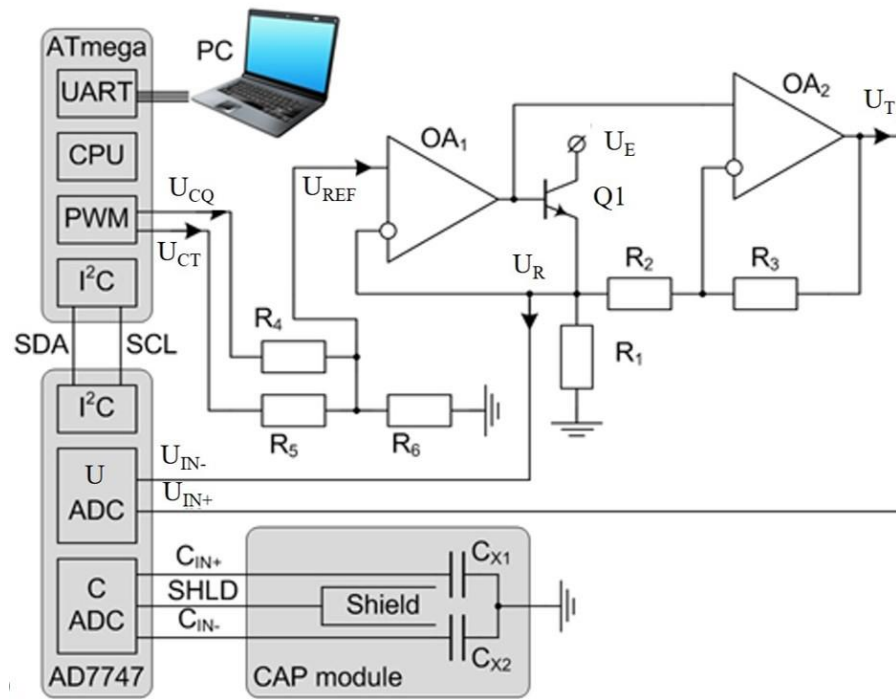
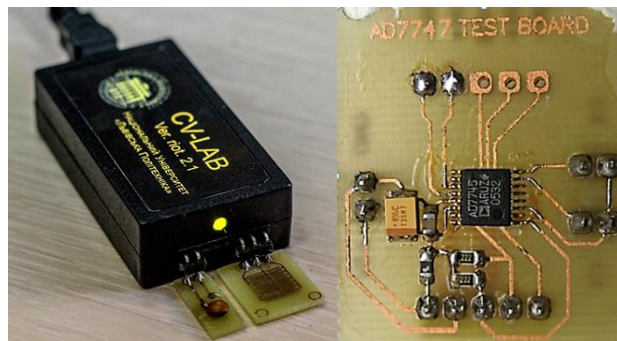


Рис. 7.25. Структурна схема функціонально інтегрованого перетворювача



а)

б)

Рис. 7.26. Зовнішній вигляд (а) та модуль ємнісного конвертера AD7747

(б) дослідного зразку сигнального перетворювача

Схема містить:

- аналоговий вузол керування функціонально інтегрованим перетворювачем термічного аналізу на транзисторній структурі, схема якого була розглянута вище (рис. 3.20);
- ємнісний контролер на вищезгаданому 24-бітному ємнісному конвертері AD7747 (на схемі відзначено його основні функціональні вузли: C ADC – аналого-цифровий перетворювач різниці ємності, V ADC – аналого-

цифровий перетворювач різниці напруг, I<sup>2</sup>C – інтерфейс I<sup>2</sup>C);

- вузол керування з використанням мікроконтролера Atmega 328 на платформі уніфікованого модуля Arduino Nano (на схемі відзначено його основні функціональні вузли: UART – послідовний асинхронний UART інтерфейс, CPU – центральний процесор, PWM – широтно-імпульсний модулятор, I<sup>2</sup>C– інтерфейс I<sup>2</sup>C).

Транзистор Q<sub>1</sub> виконує дві функції – керування нагріву ємнісного модуля (CAP module) та вимірювання його температури. Сигнальне коло на операційному підсилювачі ОА<sub>1</sub> забезпечує керування струмом вказаного транзистора Q<sub>1</sub>. Керування здійснюється модуляцією амплітуди чи тривалості імпульсів у відповідності до наведених на рис. 3.6 та рис. 3.7 часових епюр термоциклів і реалізується відповідними імпульсами на виходах широтно-імпульсного модулятора PWM. Зокрема, високі значення струму  $I_Q > 100$  мА в імпульсах нагріву реалізуються керуючим сигналом  $U_{CO}$ , а низькі значення струму  $I_T > 0,1$  мА в імпульсах вимірювання температури - сигналом  $U_{CT}$ . Тривалість вказаних імпульсів визначається періодом та щільністю відповідних імпульсів широтно-імпульсного модулятора PWM, а їх амплітудні значення – резистивним подільником  $R_4, R_5, R_6$ . Інформативною величиною вимірюваної температури є різниця напруг  $U_T - U_R$ .

Основою розробленого сигнального перетворювача ємнісного типу є високопрецизійний 24-бітний конвертер AD7747 (24-Bit Capacitance-to-Digital Converter) компанії Analog Devices. Структурна схема цього ємнісного конвертера наведена на рис. 7.24, де:

- MUS –аналоговий мультиплексом вхідних сигналів;
- 24-BIT  $\Sigma$ - $\Delta$  GENERATOR –сигма-дельта генератор (модулятор);
- CLOCK GENERATOR – задаючий генератор часових інтервалів;
- DIGITAL FILTER – цифровий фільтр;
- EXCITATION – вузол формування сигналів активного екранування;
- TEMP SENSOR – сенсор температури;

- CAP DAC1, CAP DAC2 – перетворювачі типу «цифровий код - ємність»;
- VOLTAGE REFERENCE – джерело опорної напруги;
- CONTROL LOGIC CALIBRATION – вузол калібрування;
- I<sup>2</sup>C SERIAL INTERFACE – послідовний I<sup>2</sup>C інтерфейс.

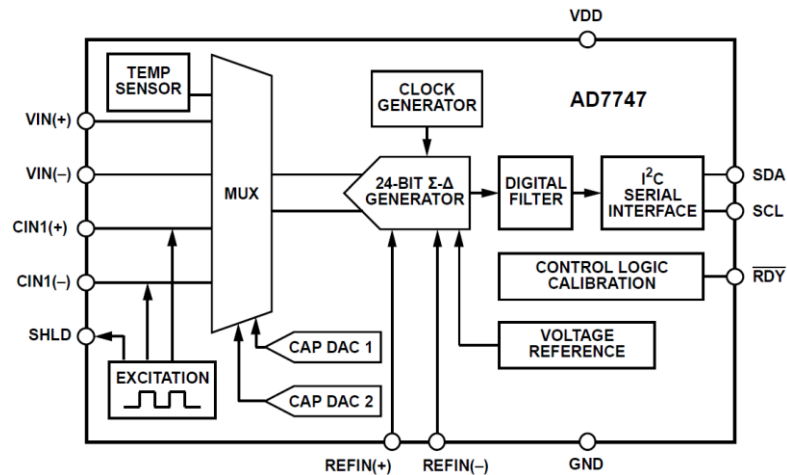


Рис. 7.24. Структурна схема ємнісного конвертера AD7747

Крім, властиво, високопрецизійного 24-бітного вимірювання різниці ємностей (виводи - CIN1(+), CIN1(-)), конвертер забезпечує ряд інших важливих функцій. По-перше, це -активне екранування (Shield) входних кіл (вивід - SHLD), що має надзвичайно важливе значення при вимірюванні дуже малих змін ємностей. Таке екранування здійснюється допоміжними електродами, чи екрануючими поверхнями, на яких формуються імпульси EXCITATION. Амплітуда таких імпульсів адаптується під конкретні умови об'єкту дослідження. По-друге, конвертер дозволяє синтезувати допоміжні ємності, які будучи ввімкнені в коло вимірювання, дозволяють компенсувати паразитні ємності цього кола. Такий синтез відбувається перетворювачами CAP DAC1, CAP DAC2 типу «цифровий код - ємність». І, по-третє, конвертер, дозволяє з 24-бітною роздільною здатністю вимірювати різницю напруг на допоміжних виводах  $U_{IN+}$ ,  $U_{IN-}$ ). Саме використовуючи цю можливість в розробленому сигнальному перетворювачі проводять вимірювання температури досліджуваного об'єкту.

Тривалість вимірювального перетворення та рівень шумів на виході цифрового фільтра конвертера AD7747 задаються керуючими бітами конфігураційного регістру (адреса цього регістру - 0x0A). При вимірюванні

ємностей такими керуючими бітами є CAPFS0, CAPFS1, CAPFS2, а при вимірюванні напруги – VTFS0, VTFS1. Значення часу вимірюваного перетворення (в мілісекундах,  $10^{-3}$  с), середньо-квадратичне RMS (Root Mean Square) значення шуму вимірюваної різниці ємності (в аттофарадах,  $10^{-18}$  Ф) та RMS значення шуму вимірюваної різниці напруг (в мікрвольтгах,  $10^{-6}$  В) для можливих наборів керуючих бітів наведено в табл. 7.2 та табл. 7.3.

Таблиця 7.2.

Керуючі біти, тривалість та рівень шумів вимірювального перетворення ємності

Значення керуючих бітів			Час перетворення, мс	Значення RMS шуму, $\times 10^{-18}$ Ф
CAPFS2	CAPFS1	CAPFS0		
0	0	0	22.0	190
0	0	1	23.9	146
0	1	0	40.0	52
0	1	1	76.0	37
1	0	0	124.0	29
1	0	1	154.0	24
1	1	0	184.0	21
1	1	1	219.3	8

Таблиця 7.3

Керуючі біти, тривалість та рівень шумів вимірювального перетворення напруги

Значення керуючих бітів		Час перетворення, мс	Значення RMS шуму, $\times 10^{-6}$ В
VTFS1	VTFS0		
0	0	20.1	11.4
0	1	32.1	7.1
1	0	62.1	4.0
1	1	122.1	3.0

Отримані результати дозволяють підібрати оптимальний час перетворення в залежності від необхідної роздільної здатності, що задається в кожному конкретному завданні. Зокрема: при CAPFS2=1, CAPFS1=0, CAPFS0=0 час вимірюваного перетворення становить 124,0 мс, а значення RMS шуму вимірюваної ємності -  $29 \times 10^{-18}$  Ф; при VTFS1=1, VTFS1=0 час вимірюваного перетворення становить 124,0 мс, а значення RMS шуму вимірюваної напруги -  $3 \times 10^{-6}$  В.

Зв'язок між мікроконтролером Atmega 328 та мікроконвертером AD7747 здійснюється через I<sup>2</sup>C послідовний інтерфейс з лінією даних SDA та лінією синхронізації SCL. Зв'язок сигнального перетворювача з персональним комп'ютером PC здійснюється через послідовний UART порт.

Використання представленого сигнального перетворювача дозволяє створювати функціонально інтегровані сенсори термічного аналізу на основі поєднання термічних та ємнісних методів досліджень. Перетворювач забезпечує керований нагрів об'єктів дослідження, характеризується високими значеннями роздільної здатності вимірювання температури та обумовленою їй зміною механічних властивостей, форми, деформацій тощо. Роздільна здатність вимірювання температури – не гірше 0,001°C, електричної ємності – не гірше 10<sup>-16</sup> Ф, що забезпечує можливість вимірювання температурної деформації досліджуваного об'єкта з точністю 1 – 10 мкм, в залежності від розмірів чутливих електродів. Пріоритетним використанням розробленого сигнального перетворювача є мікроелектронні сенсори в концепції Інтернету Речей. Для реалізації таких сенсорів в їх склад вводять вузли безпроводного зв'язку, зокрема на основі Bluetooth, Wi-Fi чи ZigBee інтерфейсів.

## **Висновки до розділу 7**

1. Представлено функціонально-інтегрований термомагнітний сенсор, який використовує інтегральні структури латеральних магнітотранзисторів з розщепленим колектором. Використання таких транзисторних структур та відповідного сигнального (вторинного) перетворювача вирішує проблему поєднання в єдиній інтегральній структурі трьох функцій – вимірювання магнітного поля, керованого нагріву та вимірювання температури. Запропоноване рішення забезпечує подальшу мініатюризацію сенсорів та можливість проводити in-situ вимірювання однокомпонентним функціонально інтегрованим вимірювальним перетворювачем.

2. Показано, що на відміну від типових рішень сигнального перетворення на магнітотранзисторах, запропонована схема функціонально інтегрованого

термомагнітного сенсора дозволяє перейти від двофазного типу вихідного сигналу магнітотранзистора у вигляді різницевої напруги до ефективнішого для вирішуваної задачі рішення з однофазним вихідним сигналом. Таке рішення особливо важливе в пристроях з низьковольтним однополярним живленням, що є вимогою до сучасних сенсорних пристроїв, зокрема Інтернету Речей. Реалізація сигнального перетворювача здійснена на базі модуля CY8CKIT-059 PSoC 5LP Prototyping Kit.

3. Розроблено сенсор різницевої температури з функцією інтегрування, який виконує функцію аналогового високоточного швидкодіючого інтегрування різниці температур  $\int \Delta T dt$  в певному часовому інтервалі. Представлено залежність різниці температур  $\Delta T$  між досліджуваною та опорною (відомою) речовинами в пристроях термічного аналізу, яка виникає внаслідок фазового переходу досліджуваної речовини, а площа, що обмежується часовою зміною  $\Delta T$  є інформативним параметром кількості обумовленої таким переходом теплової енергії.

4. Показано, що суттєве підвищення точності забезпечується заміною інтегрування за дискретними точками  $\Delta T(\tau_i)$  на формування неперервної (аналогової) функції інтегралу різниці температур. Первинні перетворювачі (зонди) сенсора температури реалізовані на двох мікрокорпусних біполярних транзисторах BC817/BC337 n-p-n типу провідності. Використані високопрецизійні операційні підсилювачі серії AD8551/AD8552/AD8554 та високопрецизійний мікроконвертер ADuC834. Експериментальні результати дослідження пристрою показали високу точність вимірювання – в залежності від діапазону аналого-цифрового перетворення роздільна здатність вимірювання напруги знаходиться в межах  $\pm(1...10)$  мкВ, що відповідає роздільній здатності вимірювання температури  $\pm(10^{-4}...10^{-3})$  °С.

5. Розроблено сигнальний перетворювач сенсорів термічного аналізу на основі поєднання термічних та ємнісних методів досліджень, який містить: аналоговий вузол керування функціонально інтегрованим перетворювачем



термічного аналізу на транзисторній структурі; ємнісний контролер на вищезгаданому 24-бітному ємнісному конвертері AD7747; вузол керування з використанням мікроконтролера Atmega 328. Перетворювач забезпечує керований нагрів об'єктів дослідження, характеризується високими значеннями роздільної здатності вимірювання температури (не гірше  $0,001^{\circ}\text{C}$ ) та електричної ємності (не гірше  $10^{-16}$  Ф). Пріоритетним використанням розробленого сигнального перетворювача є мікроелектронні сенсори в концепції Інтернету Речей.

## ВИСНОВКИ

1. Розроблено методи та засоби оптимізації структурно-схемних рішень сигнальних перетворювачів терморезистивних і термоелектричних сенсорів, які дозволили зменшити похибку нелінійності функції перетворення (0,01% в діапазоні 0 – 800°C) та час вимірювання температури (менше  $0,5 \tau_0$  ( $\tau_0$  - постійна часу терморезистора)), забезпечили компенсацію впливу опорів ліній зв'язку. Розроблено нові структури двошарових плівкових терморезистивних мостових схем, які забезпечили вимірювання абсолютної та різницевої температури з роздільною здатністю  $2,5 \cdot 10^{-3}$  °C в діапазоні -10 – 100°C. Вдосконалено методи компенсації впливу вільних кінців термопар шляхом формування додаткової змінної складової напруги живлення мостових схем, що дозволило зменшити похибку від впливу вільних кінців до 0,05°C в діапазоні -10 – 60°C.

2. Розроблено нову концепцію функціонального інтегрування структур твердотільної електроніки в мікроелектронних сенсорах термічного аналізу. Новизною цієї концепції є використання єдиної мікроелектронної структури, зокрема біполярних транзисторних структур, для керованого нагріву досліджуваного зразку чи середовища у відповідності до заданого алгоритму модуляції теплового потоку; вимірювання температури досліджуваного зразка чи різниці температур між досліджуваним та опорним зразками; вимірювання зміни оптичних, магнітних, механічних чи імпедансних характеристик досліджуваного зразка в процесі модуляції його температури. Показано, що ефективна реалізація функціонально інтегрованих сенсорів термічного аналізу передбачає використання імпульсних циклічних режимів керування транзисторними структурами.

3. Проведено аналіз режимів роботи двофункціональних транзисторних перетворювачів, які забезпечують керований нагрів та вимірювання температури. В таких перетворювачах нагрів здійснюється керованою тепловою потужністю, що розсіюється на транзисторі, а вимірювання

температури – відповідним вимірюванням одного з температурозалежних параметрів. Запропоновано принципи функціонування та проведено параметричний аналіз кіл керування двофункціональних транзисторних перетворювачів. Основою запропонованих рішень є джерела струму та кола зворотного зв'язку, за допомогою яких формують незалежне керування напругою та струмом кола транзистора.

4. Встановлені закономірності розподілу струму в напівпровідникових структурах мультифункціональних транзисторних перетворювачів, які забезпечують керований самонагрів та вимірювання температури, зокрема в мікропотужних інтегральних транзисторах та потужних транзисторах зі зустрічно-смуговою топологією, транзисторних матрицях, спарених транзисторах Дарлінгтона та інтегральних рішеннях типу «біполярний транзистор з ізольованим затвором». Показано, що при збільшенні струму понад 10мА має місце його значний перерозподіл, що обумовлює виникнення градієнту температури та зменшення температурної чутливості. На основі аналізу температурних залежностей складених транзисторних структур показано, що при використанні спарених транзисторів Дарлінгтона значення температурного коефіцієнту має значення дорівнює  $-3,3 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ , а при використанні спарених транзисторів типу IGBT його значення становить  $-3,6 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ .

5. Отримала подальший розвиток концепція електротеплової аналогії, яка полягає в заміщенні теплових характеристик на їх електричні аналоги: різниця температур  $\Delta T(t)$  заміщається різницею напруг  $\Delta V(t)$ , тепловий потік  $\Phi_T$  чи потужність  $P_T$  заміщається електричним струмом  $I_T$ , а тепловий опір  $R_\theta$  та теплоємність  $C_\theta$  – еквівалентними їм електричним опором  $R_T$  та ємністю  $C_T$  конденсатора. Теплові перехідні процеси описуються еквівалентними схемами Фостера та Кауера у виді декількох RC ланок. На їх основі розроблено модель сенсора термічного аналізу, яка містить пасивне та активне кола. Пасивне коло представляє теплові процеси в структурі сенсора, а активне – в досліджуваній речовині. Температурний режим роботи, зокрема швидкість наростання

температури, задається програмованим джерелом напруги при фіксованій швидкості наростання температури.

6. Розроблено та специфіковано новий функціональний SPICE компонент – Thermicap (термікап – термін, що синтезовано з перших частин двох слів – Thermic (термічний) та Capacitor (конденсатор)). Електрична схема заміщення цього компоненту, що базується на термічно керованому колі з комутацією конденсатора, дозволяє проводити комплексне структурно-схемотехнічне моделювання сенсорів термічного аналізу для дослідження ендотермічних та екзотермічних процесів з акумуляцією теплової енергії при фазових переходах речовини та хімічних реакціях.

7. Модельними дослідженнями сенсорів термічного аналізу на основі синтезу теплових годографів Ліссажу, які отримують співставленням амплітудно-фазових характеристик напруги (функціональний аналог температури) та струму (функціональний аналог теплової потужності) встановлено можливість підвищення інформативності, спрощення структурно-схемної реалізації та мінімізації енергоспоживання сенсорів шляхом заміни гармонічних сигналів на імпульсні. Для досягнення максимального ефекту щодо інформативності частота прямокутних імпульсів розігріву повинна бути оптимізована за критерієм максимально можливої модуляції форми, нахилу та «розмиття» годографа фігур Ліссажу. Наявність останнього свідчить про тривалість та інтенсивність процесу теплової релаксації.

8. Проведено дослідження та оптимізацію режимів сенсорів різницевої температури на елементарних транзисторних каскадах, транзисторних каскадах диференційного типу та каскадах з температурозалежним джерелом струму. Запропонований метод оптимізації режиму роботи сенсора різницевої температури передбачає розрахунок сімейств залежностей абсолютної похибки вимірювання різницевої температури при зміні в певному діапазоні параметрів елементної бази, їх режимів роботи та температури. Показано, що для формування інформативних сигналів різницевої та абсолютної температур високостабільного сенсора температури на диференційному каскаді із

стабілізує джерелом струму, останнє реалізують на вузлі струмового дзеркала, причому визначальний вплив на температурний коефіцієнт функції перетворення сенсора має напруга живлення вхідного кола струмового дзеркала. Встановлено, що при зменшенні напруги джерел живлення та опорної напруги температурозалежного джерела струму нормована крутизна струму нелінійно зростає. Так, зменшення напруги живлення з 4 В до 2 В обумовлює приблизно двократне зростання нормованої крутизни, а при зменшенні напруги з 2 В до 1 В нормована крутизна зростає більше ніж в 3 рази (нормована крутизна становить 0,05% та 0,5% на градус при напрузі живлення 5 та 1 В, відповідно). Оптимальний діапазон напруг живлення становить 1 – 2 В.

9. Визначено критерій оцінки точності функціонування сенсора різницевої температури на диференційному каскаді та метод оптимізації режиму його роботи. Цим критерієм є значення абсолютної похибки лінійної апроксимації  $Error(dt)_i [^{\circ}C]$  функції вимірювального перетворення в заданому діапазоні різницевої температури  $dt$ . Встановлено, що при номінальній температурі  $t_{NOM} = 50^{\circ}C$  похибка лінійної апроксимації не перевищує значення  $0,025^{\circ}C$  і практично не залежить від опорної напруги. Натомість при відхиленні абсолютної температури від номінальної похибка лінійної апроксимації зростає і має виражену залежність від опорної напруги. Так, при граничних значеннях абсолютної температури  $t_{MIN} = 0^{\circ}C$  та  $t_{MAX} = 100^{\circ}C$  максимальне значення модуля похибки лінійної апроксимації при  $U_{REF} = 1.0$  В збільшується до  $0,3^{\circ}C$ . При значенні опорної напруги  $U_{REF}$  в діапазоні від 1,2 В до 1,3 В похибка лінійної апроксимації не перевищує  $0,04^{\circ}C$  в діапазоні  $0 - 100^{\circ}C$ .

10. Запропоновано систему моніторингу температури з рознесенням в просторі точок вимірювання на основі розміщених в одному оптичному каналі рідкокристалічних полімер-диспергованих первинних перетворювачів зі зміщеними температурними залежностями максимумів селективного відбивання. Таке конструктивне рішення можна використати для контролю технологічних процесів, зокрема при виготовленні фармацевтичних

препаратів. При цьому забезпечується точність вимірювання до  $0,01^{\circ}\text{C}$ , а значення постійної часу вимірювання не перевищує 0,3 с.

11. Вперше запропоновано конструктивні рішення функціонально-інтегрованого сенсора температури на основі органічних світловипромінювальних та фоточутливих матеріалів, де в одній структурі об'єднано джерело випромінювання, оптично-активне середовище та детектор випромінювання. Спектральні характеристики таких структур показали високу температурну чутливість, яка в основному визначаються параметрами рідкокристалічного матеріалу і може досягати  $30\text{нм}/^{\circ}\text{C}$ . Джерелом світла слугують органічні світловипромінювальні структури на основі емісійних шарів металоорганічних комплексів  $\text{Ir}(\text{pic})$ ,  $\text{Ir}(\text{ppy}_3)$ ,  $\text{Ir}(\text{acac})$ , що забезпечують високу струмову та квантову ефективність та реалізацію RGB колірної системи.

12. Розроблено функціонально-інтегрований термомагнітний сенсор на основі інтегральних структур латеральних магнітотранзисторів з розщепленим колектором що поєднує в одній інтегральній структурі три функції – вимірювання магнітного поля, керованого нагріву та вимірювання температури. Запропоноване рішення забезпечує подальшу мініатюризацію сенсорів та можливість проводити in-situ вимірювання однокомпонентним функціонально-інтегрованим сенсором. Розроблена схема функціонально-інтегрованого термомагнітного сенсора дозволила перейти від двофазного типу вихідного сигналу магнітотранзистора до ефективнішого однофазного. Таке рішення особливо важливе в пристроях з низьковольтним однополярним живленням, що є вимогою до сучасних сенсорних пристроїв, зокрема Інтернету Речей. Реалізація сигнального перетворювача здійснено на базі модуля CY8CKIT-059 PSoC 5LP Prototyping Kit.

13. Розроблено сенсор різницевої температури з функцією інтегрування, який виконує функцію аналогового високоточного швидкодіючого інтегрування різниці температур в певному часовому інтервалі. Представлено залежність різниці температур  $\Delta T$  між досліджуваною та опорною (відомою) речовинами в пристроях термічного аналізу, яка виникає внаслідок фазового

переходу досліджуваної речовини, а площа, що обмежується графіком часової залежності  $\Delta T$  та часовою віссю, є інформативним параметром кількості обумовленої таким переходом теплової енергії. Показано, що суттєве підвищення точності забезпечується заміною інтегрування за дискретними точками  $\Delta T(\tau_i)$  на формування неперервної (аналогової) функції інтегралу різниці температур. Первинні перетворювачі (зонди) сенсора температури реалізовані на двох мікрокорпусних біполярних транзисторах BC817/BC337 n-p-n типу провідності. Використані високопрецизійні операційні підсилювачі серії AD8551/AD8552/AD8554 та високо прецизійний мікроконвертер ADuC834 (MicroConverter<sup>®</sup>, Analog Devices). Експериментальні результати дослідження пристрою показали, що точність вимірювання напруги знаходиться в межах  $\pm(1 - 10)$  мкВ, що відповідає роздільній здатності вимірювання температури  $\pm(10^{-3} - 10^{-4})$  °С.

14. Розроблено сигнальний перетворювач сенсорів термічного аналізу на основі поєднання термічних та ємнісних методів досліджень, що містить аналоговий вузол керування функціонально-інтегрованим перетворювачем термічного аналізу на транзисторній структурі; ємнісний контролер на 24-бітному ємнісному конвертері AD7747; вузол керування з використанням мікроконтролера Atmega 328. Перетворювач, що забезпечує керований нагрів об'єктів дослідження, характеризується високими значеннями роздільної здатності вимірювання температури (не гірше 0,001°С) та електричної ємності (не гірше  $10^{-16}$  Ф), що забезпечує можливість вимірювання температурної деформації досліджуваного об'єкта з точністю 1 – 10 мкм, в залежності від розмірів чутливих електродів. Пріоритетним використанням розробленого сигнального перетворювача є мікроелектронні сенсори в концепції Інтернету Речей.

**СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ**

1. Brown, M. E., & Gallagher, P. K. (2011). *Handbook of thermal analysis and calorimetry: recent advances, techniques and applications* (Vol. 5). Elsevier, 780.
2. Gill, P., Moghadam, T. T., & Ranjbar, B. (2010). Differential scanning calorimetry techniques: applications in biology and nanoscience. *Journal of biomolecular techniques: JBT*, 21(4), 167.
3. Плаван, В. П., Данилкович, А. Г., & Ковтуненко, О. В. (2011). Структурно-фазові перетворення колагену дерми, модифікованого органічними сполуками. *Вісник Київського національного університету технологій та дизайну*, 4, 60-66.
4. Sohár, G., Szabó-Révész, P., Tóth, K., & Aigner, Z. (2012). Characterization of Live and Experimentally Degenerated Hyaline Cartilage with Thermal Analysis. *Osteoarthritis: Diagnosis, Treatment and Surgery*, InTech, 26-46.
5. Дегтярьова, К. О., & Тихонов, О. І. (2012). Термографічне дослідження фенольного гідрофобного препарату прополісу і жовчі великої рогатої худоби для подальшого створення комплексного препарату у формі таблеток. *Актуальні питання фармацевтичної і медичної науки та практики*, (3), 76-79.
6. Карлина, М. В., Пожарицкая, О. Н., Шиков, А. Н., Макаров, В. Г., Мирза, С., Мирошник, И., & Хилтунен, Р. (2010). Биофармацевтическая оценка наносистем с бетулином для ингаляционного применения. *Химико-фармацевтический журнал*, 44(9), 34-36.
7. Sohár, G., Aigner, Z., Gálity, H., Simonka, J. A., Csotye, J., Szabó-Révész, P., & Tóth, K. (2014). Calorimetric examination of palmar connective tissue in Dupuytren's disease. *Journal of Thermal Analysis and Calorimetry*, 115(3), 2027-2030.
8. Хеммингер, В., & Хене, Г. (1999). *Калориметрия: Теория и практика: Пер. с англ.* Химия.
9. Шипина О., Мингазова В., Петров В., Косточко А. (2014) *Термический анализ в изучении полимеров*. Казань: Изд-во КНИТУ.



10. Левицкий, Д. И. (2004). Применение метода дифференциальной сканирующей калориметрии для структурно-функциональных исследований мышечных белков. *Успехи биологической химии*, 44, 133-170.
11. Невзоров, И. А., & Левицкий, Д. И. (2011). Тропомиозин: двойная спираль из мира белков. *Успехи биологической химии*, 51, 283-334.
12. Downey, G. (Ed.). (2016). *Advances in food authenticity testing*. Woodhead Publishing.
13. Miles, C. A., & Avery, N. C. (2011). Thermal stabilization of collagen in skin and decalcified bone. *Physical biology*, 8(2), 026002-14.
14. Vaidyanathan, J., & Vaidyanathan, T. K. (1991). Computer-controlled differential scanning calorimetry of dental composites. *IEEE transactions on biomedical engineering*, 38(4), 319-325.
15. Elhissi, A. M. A., O'Neill, M., Ahmed, W., & Taylor, K. M. G. (2011). High-sensitivity differential scanning calorimetry for measurement of steroid entrapment in nebulised liposomes generated from proliposomes. *Micro & Nano Letters*, 6(8), 694-697
16. Brown, M. E. (2001). *Introduction to Thermal Analysis. Techniques and Applications*. Springer Science & Business Media.
17. Кирьянов, К. В. (2007). *Калориметрические методы исследования*. Нижний Новгород. Образовательно-научный центр.
18. Майорова, А. Ф. (1998). Термоаналитические методы исследования. *Соросовский образовательный журнал*, (10), 50-54.
19. Блохин, А. В. (2006). Экспериментальные методы физической химии. Основы термохимии: курс лекций в 2-х частях. Минск.
20. Постнова, М. В., & Постнов, В. И. (2014). Современные термоаналитические методы исследования свойств препрегов и материалов на их основе. *Известия Самарского научного центра Российской академии наук*, 16, 1-5.
21. Charsley, E., Price, D., Hunter, N., Gabbott, P., Kett, V., Gaisford, S., ... & Parkes, G. (2019). *Principles of thermal analysis and calorimetry*. Royal society of chemistry.

- 22.Смирнова, Н. Н., & Маркин, А. В. (2006). *Прецизионные калориметрические измерения: аппаратура, методики*. Нижний Новгород.
- 23.Slopiecka, K., Bartocci, P., & Fantozzi, F. (2012). Thermogravimetric analysis and kinetic study of poplar wood pyrolysis. *Applied Energy*, 97, 491-497.
- 24.Menczel, J. D., & Prime, R. B. (Eds.). (2009). *Thermal analysis of polymers*. John Wiley & Sons.
- 25.Gabbott, P. (Ed.). (2008). *Principles and applications of thermal analysis*. John Wiley & Sons.
- 26.Goodwin, A., Marsh, K. N., & Wakeham, W. A. (2003). *Measurement of the thermodynamic properties of single phases* (Vol. 6). Elsevier.
- 27.Bhadeshia, H. K. D. H. (2004). Thermal analyses techniques. Differential thermal analysis. *University of Cambridge, Material Science and Metallurgy*.
- 28.Bhadeshia H.K. Differential Scanning Calorimetry Cambridge, Material Science and Metallurgy. URL: <https://www.phase-trans.msm.cam.ac.uk/2002/Thermal2.pdf>
- 29.Бурова, З. А., & Иванов, С. О. (2016). Калориметричні методи та прилад комплексного аналізу характеристик біологічних речовин. *Научний взгляд в будуще*, 2(1), 479-483.
- 30.Емелина, А. Л. (2009). *Дифференциальная сканирующая калориметрия*. Изд-во МГУ.
- 31.Берштейн, В. А., & Егоров, В. М. (1990). *Дифференциальная сканирующая калориметрия в физикохимии полимеров*. Химия. Ленингр. Отд-ние.
- 32.Faroongsarng, D. (2016). Theoretical aspects of differential scanning calorimetry as a tool for the studies of equilibrium thermodynamics in pharmaceutical solid phase transitions. *AAPS PharmSciTech*, 17(3), 572-577.
- 33.McHugh, J., Fideu, P., Herrmann, A., & Stark, W. (2010). Determination and review of specific heat capacity measurements during isothermal cure of an epoxy using TM-DSC and standard DSC techniques. *Polymer Testing*, 29(6), 759-765.
- 34.Differential Scanning Calorimetry (DSC) URL: <https://ru.scribd.com/document/97265298/Differential-Scanning-Calorimetry-DSC>

35. Thermal analysis TA Instruments. L90014.001. URL: <https://www.tainstruments.com/pdf/brochure/2012%20DSC%20Brochure%20r1.pdf>
36. Циганенко, В. (2015). *Крізь роки... І спадщина енергетики*. Київ: Видавничий дім «Кий».
37. Кальве, Э., & Прат, А. (1963). *Микрокалориметрия: Применение в физической химии и биологии*. Москва: Издательство иностранной литературы.
38. Braissant, O., Wirz, D., Göpfert, B., & Daniels, A. U. (2010). Use of isothermal microcalorimetry to monitor microbial activities. *FEMS microbiology letters*, 303(1), 1-8.
39. Ващенко, О. В., Пашинская, В. А., Косевич, М. В., Боряк, О. А., Касян, Н. А., & Лисецкий, Л. Н. (2010). Изучение совместного воздействия четвертичных аммониевых соединений и органической кислоты на модельные фосфолипидные мембраны. *Біофізичний вісник*, 2(25), 55-72.
40. Красникова, А. О., Ващенко, О. В., Касян, Н. А., Ермак, Ю. Л., & Маркевич, Н. А. (2014). Термодинамические параметры фазовых переходов модельных липидных мембран как маркер мембранотропного действия антибиотиков в препаратах-аналогах. *Біофізичний вісник*, (32), 27-38.
41. Герус, А. А., Фомин, А. В., Гладковская, Н. А., Березняк, Е. Г., Духопельников, Е. В., Хребтова, А. С., & Зинченко, А. В. (2014). Влияние флавиномононуклеотида на взаимодействие в системе бромистый этидий-ДНК. *Біофізичний вісник*, (32), 5-13.
42. Борщевський, Г. І. (2013). Застосування методу диференційної сканувальної калориметрії для визначення якості фільтрації на прикладі препарату Лесфаль. *Фармацевтичний журнал*, (4), 72-81.
43. Бурдак, К. С., Ярних, Т. Г., Янчук, І. Б., & Борщевський, Г. І. (2015). Використання термічних методів аналізу у разі вибору оптимальної технології виробництва таблеток на основі субстанції адеметіонін 1, 4-бутандисульфату. *Фармацевтичний журнал*, (6), 87-90.

44. Мощенский, Ю. В., Федотов, С. В., Жнякина, Л. Е., Смелова, С. Г., & Ткаченко, М. Л. (2005). Система дифференциальной сканирующей калориметрии для исследования лекарственных объектов. *Химико-фармацевтический журнал*, 39(11), 46-49.
45. Aigner, Z., Mécs, L., Sohár, G., Wellinger, K., Szabó-Révész, P., & Tóth, K. (2009). Novel calorimetric investigation of different degenerative disorders of the human hyaline cartilage. *Journal of thermal analysis and calorimetry*, 95(3), 801-804.
46. Lőrinczy, D. (2017). The Role of Differential Scanning Calorimetry in the Diagnostics of Musculoskeletal Diseases. *EC Orthopaedics*, 7, 164-177.
47. Sohár, G., Aigner, Z., Gáality, H., Tóth, K., Szabó-Révész, P. Calorimetric investigation of normal and pathological human meniscus // *Journal of Thermal Analysis and Calorimetry*. 2014. Vol.115(3), P.2031-2035.
48. Бойко, Б. Н., & Колпаков, И. М. (2011). Исследование изменения стабильности концентрации субстанции пирацетама в процессе экспериментального хранения методами дифференциальной сканирующей калориметрии (ДСК). *Химико-фармацевтический журнал*, 45(5), 53-56.
49. Behme, R. J., & Brooke, D. (1991). Heat of fusion measurement of a low melting polymorph of carbamazepine that undergoes multiple-phase changes during differential scanning calorimetry analysis. *Journal of pharmaceutical sciences*, 80(10), 986-990.
50. Wei B, T., Igel, G., & Urban, G. (2007, June). Chip-based scanning nanocalorimeter for protein stability analysis in biosensor membranes. In *TRANSDUCERS 2007-2007 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference* (pp. 1761-1764). IEEE.
51. Heerklotz, H. (2004). The microcalorimetry of lipid membranes. *Journal of Physics: Condensed Matter*, 16(15), R441.P.441–467.
52. Braissant, O., Wirz, D., Göpfert, B., & Daniels, A. U. (2010). Biomedical use of isothermal microcalorimeters. *Sensors*, 10(10), 9369-9383
53. Koneracka, M., Múčková, M., Závěšová, V., Tomašovičová, N., Korčanský, P., Timko, M., ... & Lancz, G. (2008). Encapsulation of anticancer drug and magnetic

- particles in biodegradable polymer nanospheres. *Journal of Physics: Condensed Matter*, (20), 204151-157.
54. Lee, W., Fon, W., Axelrod, B. W., & Roukes, M. L. (2009). High-sensitivity microfluidic calorimeters for biological and chemical applications. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 106(36), 15225-15230.
55. Yu, S., Wang, S., Lu, M., & Zuo, L. (2017). Review of MEMS differential scanning calorimetry for biomolecular study. *Frontiers of Mechanical Engineering*, 12(4), 526-538.
56. Yoon, S. I., Lim, M. H., Park, S. C., Shin, J. S., & Kim, Y. J. (2008). Neisseria meningitidis detection based on a microcalorimetric biosensor with a split-flow microchannel. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 17(3), 590-598.
57. Open your eyes to a world of opportunity in thermal analysis. URL: [https://www.cromatec.ro/pdf/35-BRO\\_DSCFamilyBrochure.pdf](https://www.cromatec.ro/pdf/35-BRO_DSCFamilyBrochure.pdf) (Last accessed: 10.05.2018).
58. Ye P., Menard K., Salamon A. W. Innovations in the Design of Power Controlled DSC URL: [https://www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST\\_Innovations-in-DSC-Design-Poster.pdf](https://www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST_Innovations-in-DSC-Design-Poster.pdf).
59. Cassel B., Packer R. Modulated Temperature DSC and the DSC 8500: A Step Up in Performance. // PerkinElmer. Technical note. [https://www.perkinelmer.com/CMSResources/Images/44-74834TCH\\_DSCandDSC8500.pdf](https://www.perkinelmer.com/CMSResources/Images/44-74834TCH_DSCandDSC8500.pdf).
60. Salamon A. W., Ye P., Menard K. Thermal Analysis Method Development URL: [www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST\\_Thermal-Analysis-Method-Development-Poster.pdf](http://www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST_Thermal-Analysis-Method-Development-Poster.pdf)
61. Ye P., Menard K., Salamon A. W. Increased Productivity by Power Controlled DSC URL: [https://www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST\\_Increased-productivity-Power-Comp-DSC-Poster.pdf](https://www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST_Increased-productivity-Power-Comp-DSC-Poster.pdf)
62. Lee M., Ye P. Detect weak glass transition of polyurethane acrylate on DSC8000 URL: [https://www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST\\_DetectingWeakGlassByDSC8000.pdf](https://www.perkinelmer.com/lab-solutions/resources/docs/PST_DetectingWeakGlassByDSC8000.pdf)

- 63.DSC 1 – дифференциальный сканирующий калориметр // Mettler Toledo.  
[http://ua.mt.com/cis/ru/home/products/Laboratory Analytics Browse/TA\\_Family Browse/DSC](http://ua.mt.com/cis/ru/home/products/Laboratory%20Analytics%20Browse/TA_Family%20Browse/DSC).
- 64.DSC Sensors // Mettler Toledo. URL: [http://mt.com/cis/ru/home/products/Laboratory Analytics Browse/TA\\_Family Browse/DSC](http://mt.com/cis/ru/home/products/Laboratory%20Analytics%20Browse/TA_Family%20Browse/DSC).
- 65.The Future of Thermal Analysis. Mettler Toledo URL:  
[https://www.mt.com/dam/non-indexed/po/ana/thermal-analysis/brochures/30250327B\\_V03.19\\_BR\\_Compotence STAR en LR.pdf](https://www.mt.com/dam/non-indexed/po/ana/thermal-analysis/brochures/30250327B_V03.19_BR_Compotence_STAR_en_LR.pdf)
- 66.Microcalorimetry TA Instruments. L20040.001. 2012. URL:  
<http://www.tainstruments.com/pdf/brochure/Nano-DSC.pdf>
- 67.Differential scanning calorimeter. Chip-DSC 100. Chip-DSC 10. URL:  
<https://www.linseis.com/wp-content/uploads/2018/12/LINSEIS-Chip-DSC-ENG-v8-compressed.pdf>.
- 68.Диференційна сканувальна калориметрія URL: <http://www.ihvs.kiev.ua/CCUE/methodsUA.html#DSC>.
- 69.Schmölzer S.The Tau-R Mode More Information from DSC Curves by Means of an Enhanced Analysis. *NETZSCH Onset 6*. 10-13. URL: [https://www.netzsch-thermal-analysis.com/media/thermal-analysis/customer-magazine/OnSet6\\_E\\_end.pdf](https://www.netzsch-thermal-analysis.com/media/thermal-analysis/customer-magazine/OnSet6_E_end.pdf)
- 70.Дифференциальная сканирующая калориметрия. Метод, техника, применение. NETZSCH URL: <https://docplayer.ru/58293925-Differencialnaya-skaniruyushchaya-kalorimetriya.html>.
- 71.Bell, A. G., Bruce, R. H., Elrod, S. A., Peeters, E., & Torres, F. E. (2010). *U.S. Patent No. 7,727,768*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- 72.Tanaka, K., & Morooka, T. (2003). *U.S. Patent No. 6,648,503*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- 73.Bell, A. G., Bruce, R. H., Elrod, S. A., Peeters, E., & Torres, F. E. (2006). *U.S. Patent No. 7,141,210*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- 74.Bell, A., Bruce, R. H., Peeters, E., Wolkin, M. V., & De Bruyker, D. (2010). *U.S. Patent No. 7,833,800*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.

75. Garden, J. L., Brosse-Maron, P., & Moiroux, G. (2018). *U.S. Patent No. 10,139,292*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
76. Schick, C. E., & Zhuravlev, E. (2012). *U.S. Patent No. 8,231,267*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
77. Nishimura, S., & Yamada, K. (2013). *U.S. Patent No. 8,496,374*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
78. Brown, R., Buote, W., Freire, E., Maletta, A., & Denner, T. (2017). *U.S. Patent Application No. 14/878,443*.
79. Garden, J. L., Moiroux, G., & Lachkar, P. (2017). *U.S. Patent No. 9,612,168*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
80. Центр колективного користування науковими приладами (ЦККП) "Науково-дослідницька станція для дослідження термічних і механічних властивостей полімерних матеріалів" URL: <http://www.ihvs.kiev.ua/CCUE/methodsUA.html>.
81. Ghafar-Zadeh, E., Sawan, M., Ghafar-Zadeh, E., & Sawan, M. (2010). *CMOS capacitive sensors for lab-on-chip applications*. Springer.
82. Casquillas, G. V., Bertholle, F., Le Berre, M., Meance, S., Malaquin, L., Greffet, J. J., & Chen, Y. (2008). Thermo-resistance based micro-calorimeter for continuous chemical enthalpy measurements. *Microelectronic Engineering*, 85(5-6), 1367-1369.
83. Latos S. (2011). *Design, fabrication and low temperature measurements of a membrane-based nanocalorimeter*. Master Thesis. Stockholm University.
84. Lerchner, J., Maskow, T., & Wolf, G. (2008). Chip calorimetry and its use for biochemical and cell biological investigations. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 47(6), 991–999.
85. Tagliati, S., Krasnov, V. M., & Rydh, A. (2012). Differential membrane-based nanocalorimeter for high-resolution measurements of low-temperature specific heat. *Review of Scientific Instruments*, 83(5), 055107.
86. Adrega, T., & Van Herwaarden, A. W. (2011). Chip calorimeter for thermal characterization of bio-chemical solutions. *Sensors and Actuators A: Physical*, 167(2), 354-358.

87. Lafleur, J. P., Jönsson, A., Senkbeil, S., & Kutter, J. P. (2016). Recent advances in lab-on-a-chip for biosensing applications. *Biosensors and Bioelectronics*, *76*, 213-233.
88. Nebhen, J., Meillère, S., Masmoudi, M., Seguin, J. L., Barthelemy, H., & Aguir, K. (2012, May). A 250  $\mu$ W 0.194 nV/rtHz Chopper-Stabilized instrumentation amplifier for MEMS gas sensor. In *7th International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era* (pp. 1-5). IEEE.
89. Pabst, O., Hölzer, S., Beckert, E., Perelaer, J., Schubert, U. S., Eberhardt, R., & Tünnermann, A. (2014). Inkjet printed micropump actuator based on piezoelectric polymers: Device performance and morphology studies. *Organic Electronics*, *15*(11), 3306-3315.
90. Liu, Y. S., Ugaz, V. M., Rogers, W. J., Mannan, M. S., & Saraf, S. R. (2005). Development of an advanced nanocalorimetry system for material characterization. *Journal of loss prevention in the process industries*, *18*(3), 139-144.
91. Piazzon, N., Rosenthal, M., Bondar, A., Spitzer, D., & Ivanov, D. A. (2010). Characterization of explosives traces by the nanocalorimetry. *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, *71*(2), 114-118.
92. Lee, W., Lee, J., & Koh, J. (2012). Development and applications of chip calorimeters as novel biosensors. *Nanobiosensors in Disease Diagnosis*, *1*, 17-29.
93. Vyazovkin, S., Koga, N., & Schick, C. (2018). *Handbook of thermal analysis and Calorimetry: Recent Advances, techniques and applications* (Vol. 6). Elsevier.
94. Van Herwaarden, A. W. (2005). Overview of calorimeter chips for various applications. *Thermochimica Acta*, *432*(2), 192-201.
95. Yoon, S. I., Lim, M. H., Park, S. C., Shin, J. S., & Kim, Y. J. (2007, January). Detection of *Neisseria meningitidis* using a micromachined split-flow microcalorimeter. In *2007 IEEE 20th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)* (pp. 509-512). IEEE.
96. De Santis, F., Adamovsky, S., Titomanlio, G., & Schick, C. (2006). Scanning nanocalorimetry at high cooling rate of isotactic polypropylene. *Macromolecules*, *39*(7), 2562-2567.



97. De Santis, F., Adamovsky, S., Titomanlio, G., & Schick, C. (2007). Isothermal nanocalorimetry of isotactic polypropylene. *Macromolecules*, *40*(25), 9026-9031.
98. Davaji, B., Jeong Bak, H., Chang, W. J., & Hoon Lee, C. (2014). A novel on-chip three-dimensional micromachined calorimeter with fully enclosed and suspended thin-film chamber for thermal characterization of liquid samples. *Biomicrofluidics*, *8*(3), 034101.
99. Zhuravlev, E., & Schick, C. (2010). Fast scanning power compensated differential scanning nano-calorimeter: 1. The device. *Thermochimica Acta*, *505*(1-2), 1-13.
100. Youssef, S., Podlecki, J., Al Asmar, R., Sorli, B., Cyril, O., & Foucaran, A. (2009). MEMS scanning calorimeter with serpentine-shaped platinum resistors for characterizations of microsamples. *Journal of Microelectromechanical Systems*, *18*(2), 414-423.
101. Olson, E. A., Efremov, M. Y., Zhang, M., Zhang, Z., & Allen, L. H. (2003). The design and operation of a MEMS differential scanning nanocalorimeter for high-speed heat capacity measurements of ultrathin films. *Journal of microelectromechanical systems*, *12*(3), 355-364.
102. Alfi, M., Nasrabadi, H., & Banerjee, D. (2016). Experimental investigation of confinement effect on phase behavior of hexane, heptane and octane using lab-on-a-chip technology. *Fluid Phase Equilibria*, *423*, 25-33.
103. Torres, F. E., Recht, M. I., Coyle, J. E., Bruce, R. H., & Williams, G. (2010). Higher throughput calorimetry: opportunities, approaches and challenges. *Current opinion in structural biology*, *20*(5), 598-605.
104. Tuyen, N. D., Evangelisti, M., Di Bona, A., & Affronte, M. (2009). Membrane-based microcalorimetry for thin films and sub-milligram single-crystal. *Journal of Physics: Conference Series*, *187* (1), 012034.
105. Jia, Y., Zhang, Z., Su, C., & Lin, Q. (2017). Isothermal titration calorimetry in a polymeric microdevice. *Microfluidics and Nanofluidics*, *21*(5), 90.
106. Chamoun, J., Pattekar, A., Afshinmanesh, F., Martini, J., & Recht, M. I. (2018). Optical calorimetry in microfluidic droplets. *Lab on a Chip*, *18*(11), 1581-1592.

107. Pfeiffer, S. A., & Nagl, S. (2017). On-chip photothermal analyte detection using integrated luminescent temperature sensors. *Analytical chemistry*, 89(17), 9400-9406.
108. Wang, S., Yu, S., Siedler, M. S., Ihnat, P. M., Filoti, D. I., Lu, M., & Zuo, L. (2016). Micro-differential scanning calorimeter for liquid biological samples. *Review of Scientific Instruments*, 87(10), 105005.
109. Popa, A., Hnatiuc, M., Paun, M., Geman, O., Hemanth, D. J., Dorcea, D., ... & Ghita, S. (2019). An Intelligent IoT-Based Food Quality Monitoring Approach Using Low-Cost Sensors. *Symmetry*, 11(3), 374.
110. Vermesan, O., Eisenhauer, M., Sundmaeker, H., Guillemin, P., Serrano, M., Tragos, E. Z., ... & Bahr, R. (2017). Internet of Things cognitive transformation technology research trends and applications. *Cognitive Hyperconnected Digital Transformation: Internet of Things Intelligence Evolution*.
111. Vermesan, O., & Friess, P. (Eds.). (2013). *Internet of things: converging technologies for smart environments and integrated ecosystems*. River publishers. 364.
112. Дорожовец, М., Мотало, В., Стадник, Б., Василюк, В., Борек, Р., & Ковальчик А. (2005). *Основи метрології та вимірювальної техніки*. Львів: Вид-во НУ "Львівська політехніка".
113. Луцик, Я. Т., Гук, О. П., Лах, О. І., & Стадник, Б. І. (2006). *Вимірювання температури: теорія та практика*. Львів: Вид-во "Бескид Біт".
114. Готра О.З. (2001). *Мікроелектронні елементи та пристрої для термометрії*. Львів: Вид-во "Ліга-Прес".
115. Пушкарев, М. (2006). Популярные контактные технологии термометрии. *Компоненты и технологии*, (1). 21-28.
116. Pertijs, M. A., & Huijsing, J. (2006). *Precision temperature sensors in CMOS technology*. Springer Science & Business Media
117. Gerstenhaber, M., & O'Sullivan, M. (2011). High-Resolution Temperature Measurement. *Analog Dialogue*, 45 (2), 21.

118. Duff, M., & Towey, J. (2010). Two ways to measure temperature using thermocouples feature simplicity, accuracy, and flexibility. *Analog dialogue*, 44 (4), 3-8.
119. Imran, M., & Bhattacharyya, A. (2006). Effect of thin film thicknesses and materials on the response of RTDs and microthermocouples. *IEEE Sensors Journal*, (6), 1459-1467.
120. Sarro, P. M., Van Herwaarden, A. W., & Van der Vlist, W. (1994). A silicon-silicon nitride membrane fabrication process for smart thermal sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, 42, 666-671.
121. Осадчук, В. С., Осадчук, О. В., & Кравчук, Н. С. (2006). *Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом*. Вінниця : Універсум-Вінниця.
122. Darrell, H. (1997). Evaluating Thin Film RTD Stability, *Sensors*. 79.
123. Bonnie, B. (2008). AN 687. Precision Temperature-Sensing With RTD Circuits. DS00687C, Microchip Technology Inc.
124. Sen, S. K., Pan, T. K., & Ghosal, P. (2011). An improved lead wire compensation technique for conventional four wire resistance temperature detectors (RTDs). *Measurement*, 44(5), 842-846.
125. Термоперетворювачі опору. Загальні технічні вимоги і методи випробувань : ДСТУ 2858:2015. (2015). К.: Держстандарт України, 2015.
126. International Standard, IEC 60751:2008, Industrial platinum resistance thermometers and platinum temperature sensors, 2.0 edn. (IEC, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2008).
127. Post, J. W., Bhattacharyya, A., & Imran, M. (2009). Experimental results and a user-friendly model of heat transfer from a thin film resistance temperature detector *Applied Thermal Engineering*. 29. 116–130.
128. Sen, K. (2006). An improved lead wire compensation technique for conventional two wire resistance temperature detectors (RTDs) *Measurement*. 39. 477–480.
129. Priest, J. (2004). Temperature and Its Measurement *Encyclopedia of Energy*, 6, 45-54.

130. Kim, J., Kim, J., Shin, Y., & Yoon, Y. (2001). A study on the fabrication of an RTD (resistance temperature detector) by using Pt thin film. *Korean Journal of Chemical Engineering*, 18(1), 61-66.
131. Chung, G. S., & Kim, C. H. (2008). RTD characteristics for micro-thermal sensors. *Microelectronics Journal*, 39(12), 1560-1563.
132. Application note 3450. Positive Analog Feedback Compensates PT100 Transducer Maxim. (2005). Retrieved from: <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3450.pdf>
133. Trump, B. (2011). Analog linearization of resistance temperature detectors. *Analog Applications Journal*, 4Q, 21-24.
134. Quintáns-Graña, C., & Marcos-Acevedo, J. (2010). Linearize measurements from bridge circuits. *Test & Measurement World*.
135. Azeez A. (2012). Analog Compensation Circuit for PT100 RTD Temperature Sensor *Wiring Schematic*. Retrieved from <http://wiringschematic.net/analog-compensation-circuit-for-pt100-rtd-temperature-sensor>.
136. Kim, H., Chung, W. S., Kim, H. J., & Son, S. H. (2008). A resistance deviation-to-pulsewidth converter for resistive sensors. *IEEE transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(2), 397-400.
137. Jeong, J. W., Won, C. S., Chung, W. S., Son, S. H., & Cho, K. R. (2008, July). A Low-cost Resistance-to-time Converter for Resistive Bridge Sensors. In *ITC-CSCC: International Technical Conference on Circuits Systems, Computers and Communications* (pp. 1137-1140).
138. Park, J. M., & Jun, S. I. (2008, September). A resistance deviation-to-time interval converter for resistive sensors. In *2008 IEEE International SOC Conference* (pp. 101-104). IEEE.
139. Pradhan, S., & Sen, S. (1999). An improved lead compensation technique for three-wire resistance temperature detectors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 48(5), 903-905.

140. Sarma, U., & Boruah, P. K. (2010). Design and development of a high precision thermocouple based smart industrial thermometer with on line linearisation and data logging feature. *Measurement*, 43(10), 1589-1594.
141. Lampasi, D. A., & Podesta, L. (2004, May). A measurement system exploiting non-linearity of thermocouples for cold junction compensation. In *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IEEE Cat. No. 04CH37510)* (Vol. 3, pp. 2170-2175). IEEE.
142. Hotra, O. (2010). Cold-junction temperature compensation of thermoelectric transducers. *Przegląd Elektrotechniczny*, 86(10), 24-26.
143. Fang, A., Ye, X., Chen, A., Xu, X., & Yu, R. (2008, August). Using operational amplifiers to realize the compensation of thermocouples. In *2008 ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management* (Vol. 1, pp. 774-777). IEEE.
144. Wei, G., Wang, X., & Sun, J. (2009, May). Signal processing method with cold junction compensation for thermocouple. In *2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference* (pp. 1458-1462). IEEE.
145. Sarma, U., & Boruah, P. K. (2010). Design and development of a high precision thermocouple based smart industrial thermometer with on line linearisation and data logging feature. *Measurement*, 43(10), 1589-1594.
146. Brown, G. H. (2013). *Advances in liquid crystals* (Vol. 2). Academic Press.
147. Meier, G., Sackmann, E., & Grabmaier, J. G. (2012). *Applications of liquid crystals*. Springer Science & Business Media.
148. Fraden, J. (2004). *Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications*. Springer Science & Business Media.
149. Vetelino, J., & Reghu, A. (2017). *Introduction to sensors*. CRC press.
150. Dosch, E. L. (1974). A scanning calorimeter based on a transistor junction. *Thermochimica Acta*, 8(1-2), 93-95.
151. Schmalzel, J. L., & Rauth, D. A. (2005). Sensors and signal conditioning. *IEEE instrumentation & measurement magazine*, 8(2), 48-53.

152. Ayazifar, B. (2009). Can we make signals and systems intelligible, interesting, and relevant?. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 9(1), 48-58.
153. Dvorkind, T. G., & Eldar, Y. C. (2009). Robust and consistent sampling. *IEEE Signal Processing Letters*, 16(9), 739-742.
154. Treichler, J. (2009). Signal processing: A view of the future, part 1. *IEEE Signal Processing Magazine*, 26(2), 116-120.
155. Reeder, R., & Petersen, C. (2007). 8-Channel, 12-Bit, 10-MSPS to 50-MSPS Front End. The AD9271 - A Revolutionary Solution for Portable Ultrasound *Analog Dialogue* 41 (3). 10-12.
156. General-Purpose CMOS Rail-to-Rail Amplifiers AD8541/42/44. Data sheet. Retrieved from <http://www.analog.com>.
157. Zero-Drift Single-Supply Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifier AD8551/52/54. Data sheet. Retrieved from <http://www.analog.com>.
158. ADuC812 – MicroConverter®, Multichannel 12-Bit ADC with Embedded Flash MCU. Analog Devices, Inc. (2001). Retrieved from <http://www.analog.com>.
159. CMOS 3V/5V Wide Bandwidth Quad 2:1 Mux ADG774. Retrieved from <http://www.analog.com>.
160. Perkel, J. M. (2017). The Internet of Things comes to the lab. *Nature News*, 542(7639), 125.
161. Milkereit, B., Beck, M., Reich, M., Kessler, O., & Schick, C. (2011). Precipitation kinetics of an aluminium alloy during Newtonian cooling simulated in a differential scanning calorimeter. *Thermochimica acta*, 522(1-2), 86-95.
162. Kozlov, A. G., Randjelović, D., & Djurić, Z. (2011, April). Analytical modelling of transient processes in thermal microsensors. In *2011 12th Intl. Conf. on Thermal, Mechanical & Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems* (pp. 1-7). IEEE.
163. Kozlov, A. G., & Randjelović, D. (2012, April). Modelling of temperature distribution in thermal microsensors on sandwich thermally isolated structures. In *2012 13th International Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems* (pp. 1-5). IEEE.

164. Kozlov, A. G. (2006). Analytical modelling of temperature distribution in resistive thin-film thermal sensors. *International journal of thermal sciences*, 45(1), 41-50.
165. Потапов, Ю. (2002). Тепловое моделирование *EDA Expert*, 10, 60–62.
166. Кондратьев, В. (2010). Методы теплового расчета микросхем и дискретных устройств силовой электроники. *Электронные компоненты.*, 1(10), 14-17.
167. Mohammadi, F. A., & Attar, S. S. (2008). Development of an electrothermal simulation tool for integrated circuits: Application to a two-transistor circuit. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 33(3/4), 191-200.
168. Priyadarshi, S., Harris, T. R., Melamed, S., Otero, C., Kriplani, N. M., Christoffersen, C. E., ... & Steer, M. B. (2012). Dynamic electrothermal simulation of three-dimensional integrated circuits using standard cell macromodels. *IET circuits, devices & systems*, 6(1), 35-44.
169. Готра, З. Ю., Осадчук, О. В., Павлов, С. В., Голяка, Р. Л., Вуйцик, В., & Куленко, С. С. (2012). *Мікроелектронні сигнальні перетворювачі теплових сенсорів потоку*. Вінниця: ВНТУ.
170. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Павлов, С. В., & Куленко, С. С. (2009). Принципи електротеплового моделювання електронних схем з динамічним саморозігрівом елементів. *Електроніка. Вісник Національного університету „Львівська політехніка”*. 646. 57–65.
171. Овчинкин, С., & Голиков, В. (2007). Анализ теплового режима силового транзистора в схеме корректора коэффициента мощности *Современная электроника*, 8, 54-57.
172. Парасочкін, В.О. (2006). *Основи теорії кіл*. Наука і техніка.
173. Bumai, Y., Vaskou, A., & Kononenko, V. (2010). Measurement and analysis of thermal parameters and efficiency of laser heterostructures and light-emitting diodes. *Metrology and Measurement Systems*, 17(1), 39-45.
174. Васьков, О. С., Кононенко, В. К., & Нисс, В. С. (2011). Метод тепловой релаксационной спектроскопии и определение параметров светодиодов.

*Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники*, 4 (58).

175. Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., & Готра, З. Ю. (2018). *Сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин*. Львів: Простір-М. 292с.
176. Calandra, E. F. (2005). Introduction to PSPICE Using Orcad for Circuits and Electronics, [Book Review]. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 21(5), 26-27.
177. Micro-Cap 11. Electronic Circuit Analysis Program User's Guide. Retrieved from <https://www.spectrum-soft.com/down/ug11.pdf>
178. Chen, C. (2009). Evaluation of resistance–temperature calibration equations for NTC thermistors. *Measurement*, 42(7), 1103-1111.
179. Ito, A., Shinkai, M., Honda, H., & Kobayashi, T. (2005). Medical application of functionalized magnetic nanoparticles. *Journal of bioscience and bioengineering*, 100(1), 1-11.
180. Jurgons, R., Seliger, C., Hilpert, A., Trahms, L., Odenbach, S., & Alexiou, C. (2006). Drug loaded magnetic nanoparticles for cancer therapy. *Journal of Physics: Condensed Matter*, 18(38), 2893-2902.
181. Wu, Y., Yang, X., Yi, X., Liu, Y., Chen, Y., Liu, G., & Li, R. W. (2015). Magnetic nanoparticle for biomedicine applications. *Journal of Nanotechnology: Nanomedicine & Nanobiotechnology*, 2(003), 1-7.
182. Svoboda, R., Brandová, D., & Málek, J. (2016). Combined dilatometric and calorimetric study of kinetic processes occurring in Ge<sub>20</sub>Te<sub>76</sub>Se<sub>4</sub> infrared bulk glass. *Journal of Non-Crystalline Solids*, 432, 493-498.
183. Svelto, C., Galzerano, G., & Bava, E. (2001). Compact and accurate digital thermometer based on Anderson's loop and Pt-100 sensor. *Measurement*, 29(4), 287-292.
184. Поліщук, Є.С., Дорожовець, М.М., Яцук, В.О., Ванько, В. М., Бойко, Т.Г. (2003). *Метрологія та вимірювальна техніка: підручник*. Львів: Бескид-Біт, 544 с.
185. Lebedev, V., Laukhina, E., Laukhin, V., Somov, A., Baranov, A. M., Rovira, C., & Veciana, J. (2017). Investigation of sensing capabilities of organic bi-layer



- thermistor in wearable e-textile and wireless sensing devices. *Organic Electronics*, 42, 146-152.
186. Muralidharan, M. N., Sunny, E. K., Dayas, K. R., Seema, A., & Resmi, K. R. (2011). Optimization of process parameters for the production of Ni–Mn–Co–Fe based NTC chip thermistors through tape casting route. *Journal of Alloys and Compounds*, 509(38), 9363-9371.
187. Hotra O., & Boyko O. (2012). Temperature measuring device based on thin film thermoresistors. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 260, 207- 218.
188. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34039 Україна. Пристрій для виміру температури. Київ: Державне патентне відомство України.
189. Столярчук, П.Г., Походило, Є.В., Барило, Г.І., & Бойко, О.В. (2008). Підвищення температурної стабільності термостатованих нормальних елементів. *Автоматика, вимірювання та керування*. 608. С. 53-56.
190. Барило, Г.І., Бойко, О.В., Готра, О.З., & Кус, Н.І. (2010). Підвищення точності компенсації температурної зміни електрорушійної сили насичених нормальних елементів. *Методи та прилади контролю якості*. № 25. С. 81-84.
191. Boyko, O., & Hotra, O. (2015). Analogue linearization of transfer function of resistive temperature transducers. *Proceedings of SPIE*, 9662, 966247-1 – 966247-8.
192. Бойко, О.В., Чабан, О.П., Матвіїв, Р.О., & Куць, В.Р. (2013). Терморезистивний перетворювач з аналоговою лінеаризацією. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (1), 57-62.
193. Бойко О.В. (2004.) *Кодокеровані міри опору для метрологічного забезпечення засобів вимірювання в промислових умовах* [автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.11.05 “Прилади та методи вимірювання електричних та магнітних величин”], Львів.
194. Бойко О. (2016). Аналогова лінеаризація характеристик терморезистивного перетворювача формуванням компенсаційного струму. *Технічні вісті*, 1(43)/2(44), 43-45.

195. Бойко, О. В., Матвіїв, Р. О., & Чабан, О. П. (2015). Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах. *Методи та прилади контролю якості*, 1(34), 83-89.
196. Mateman, P. (2013). U.S. Patent No. 8,581,636. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
197. Бойко, О. (2017). Вдосконалення двопровідних терморезистивних перетворювачів з комутаційним інвертуванням зразкових струмів. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 78, 42-47.
198. Dziuban, E. (2002). Human Body Temperature Measurement—Class Program. In *Joint IMEKO TC-1 & XXXIV MKM Conference*.
199. Penno, A., Arumugam, M., Antweiler, G., Laubert, T., Habermann, J., & Bruch, H. P. (2012). Increase in skin surface temperature in spinal anesthesia. Predictive value for probability of surgical tolerance. *Der Anaesthetist*, 61(9), 770-776.
200. Boyko, O., & Hotra, O. (2018). Correction of dynamic characteristics of temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 10808, 1080858-1 – 1080858-7.
201. Бойко, О.В., & Чабан О.П. (2016). Підвищення швидкодії вимірювання температури біологічних об'єктів. *Всеукраїнська науково-практична конференція "Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів"*. (с.3). Львів.
202. Hotra, O., Boyko, O., & Zyska, T. (2014). Improvement of the operation rate of medical temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 92914, 92910A-1 – 92910A-6.
203. Бойко, О. В. (2017). Підвищення швидкодії терморезистивних перетворювачів. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 2 (58), 47-52.
204. Boyko O., & Hotra O. (2019) Improvement of dynamic characteristics of thermoresistive transducers with controlled heating *Przegląd elektrotechniczny*, (5). 110-113.

205. Frankiewicz, M., Gołda, A., & Kos, A. (2014). Analysis and verification of integrated circuit thermal parameters. *Informatyka, Automatyka, Pomiarы w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 4. P.11-15.
206. Hotra, O., & Boyko, O. (2009). Microprocessor temperature meter for dentistry investigation. *6th International Conference New electrical and electronic technologies and their industrial implementation : NEET 2009*. (p. 42). Zakopane, Poland.
207. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34184. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.
208. Hotra O., & Boyko O. (2011). Tranzystorowo-rezystancyjny układ kompensacji wpływu temperatury wolnych końców termopary. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 249, 21-27.
209. Hotra, O., & Boyko, O. (2011). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Advanced Numerical Modelling: IPhDW*. (p. 141-142). Warsaw-Lublin-Zielona Gora, Poland.
210. Бойко, О., Готра, З., Готра, О., & Костів, Н. (2010). Пристрій компенсації температури вільних кінців первинних термоелектричних перетворювачів. *Вимірювальна техніка та метрологія*, (71), 120-124.
211. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54329. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.
212. Hotra, O., & Boyko, O. (2012). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Przegląd Electrotechniczny*, 88(4A), 169-171.
213. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54676. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.
214. Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Готра., З. Ю., & Чабан О. П. (2017). Функціонально-інтегровані сенсори теплових величин. *4-та міжнародна*

- наукова конференція "Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах". (с. 116-117). Вінниця.
215. Boyko, O., Holyaka, R., & Hotra, Z. (2018, February). Functionally integrated sensors on magnetic and thermal methods combination basis. *14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering. (TCSET'2018)* (pp. 697-701). IEEE.
216. Hotra Z., Boyko O., & Holyaka R. (2014). Model Research of the Calorimetric Sensor Scheme Based on a Transistor Transducer. *Proceedings of the XII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science"*. (pp.323-324). Lviv-Slavske.
217. Boyko, O., Holyaka, R. Hotra, Z., Fechan, A., Ivanyuk, H., Chaban, O., Zyska; T., & Shedreyeva I. (2018). Functionally integrated sensors of thermal quantities based on optocoupler. *Proceeding of SPIE*, 10808, 1080812-1 – 1080812-6.
218. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ильканич, В. Ю., Марусенкова, Т. А., & Бойко, О.В. (2013). Повышение электромагнитной помехоустойчивости сигнальных преобразователей на сенсорах Холла. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, (4), 13-18.
219. Leepattarapongpan, C., Phetchakul, T., Pengpad, P., Srihapat, A., Jeamsaksiri, W., Chaowicharat, E., ... & Poyai, A. (2014, December). The increase sensitivity of PNP-magnetotransistor in CMOS technology. In *2014 International Symposium on Integrated Circuits (ISIC)* (pp. 420-423). IEEE.
220. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ильканич В.Ю., Годинюк І.М., & Бойко О.В. (2012). Стабілізація режимів роботи гальваномагнітних перетворювачів магнітного поля. *II Міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки"*. (с. 197). Чернівці.
221. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ильканич В.Ю., Марусенкова Т.А., & Бойко О.В. (2013). Структурно-алгоритмічні рішення завадостійких холлівських сенсорних пристроїв з Wake-up режимом роботи. *14-та Міжнародна*

- науково-практична конференція "Сучасні інформаційні та електронні технології", СИЭТ-2013. (с. 244-247). Одеса.
222. Boyko, O., Barylo, G., Holyaka, R., Hotra, Z., & Ilkanych, K. (2018). Development of signal converter of thermal sensors based on combination of thermal and capacity research methods. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 4/9 (94), 36-42.
223. Борисов, О. В. (2006). *Основи твердотільної електроніки. Напівпровідникові діоди*. К. : НТУУ "КПІ
224. Бурбаева, Н., & Днепровская, Т. (2012). *Основы полупроводниковой электроники*. М.: Физматлит.
225. Harrison, L. T. (2005). *Current Sources and Voltage References: A Design Reference for Electronics Engineers*. Elsevier.
226. Meijer, G. C., Wang, G., & Heidary, A. (2018). Smart temperature sensors and temperature sensor systems. In *Smart Sensors and MEMs* (pp. 57-85). Woodhead Publishing.
227. Дружинін, А. О. (2009). *Твердотільна електроніка. Фізичні основи і властивості напівпровідникових приладів*. Львів: Видавництво Львівської політехніки.
228. Бойко, О., & Голяка, Р. (2015). Електротеплова SPICE–модель калориметричного перетворювача. *Вісник Національного університету «Львівська політехніка» Комп'ютерні науки та інформаційні технології*, (826), 345-353.
229. Амелина, М. А., & Амелин, С. А. (2012). Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. Смоленск: Смоленский филиал НИУ МЭИ.
230. Осадчук, В. С., & Осадчук, О. В. (2003). *Транзистори*. Вінниця: ВДТУ,
231. Бойко, О., Голяка, Р., & Готра З. (2018). Сенсор різницевої температури на основі інтегруючого сигнального перетворювача *Вимірювальна техніка та метрологія*, 79(3), 25-36

232. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Моделювання характеристики перетворення диференційного сенсора температури на біполярних транзисторах. *Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Електроніка*, 798, 23-33.
233. Готра, З., Голяка, Р., Бойко, О., & Вістак, М. (2014). Сенсор різницевої температури біомедичного диференційного сканувального калориметра. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 75. 73-78.
234. Голяка, Р. Л., Бойко, О. В., Дорош, Н. В., & Ільканич, В. Ю. (2013). Транзисторний вимірювальний перетворювач біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Медична інформатика та інженерія*, 3, 57-58.
235. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Схема та SPICE модель сенсора температури біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика, електроніка*, (3, Вип. 1), 30-36.
236. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., & Бойко О.В. (2013). Модельні дослідження характеристик диференційних сенсорів температури на транзисторних структурах. *III-я міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки"*. (с. 179). Чернівці.
237. Han, S. Y., Jeon, K. S., Seo, S. M., Seo, M. S., & Jung, S. W. (2012). Design of a Multifunctional Double-Active-Layer Thin-Film Transistor for Photosensing Applications. *IEEE Electron Device Letters*, 34(1), 66-68.
238. Tai, Y. H., Chou, L. S., & Chiu, H. L. (2011). Gap-type a-Si TFTs for front light sensing application. *Journal of Display Technology*, 7(12), 679-683.
239. Chen, L. G., Wu, D. Y., & Lu, M. S. (2012). An integrated micro-manipulation and biosensing platform built in glass-based LTPS TFT technology. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 22(9), 095010.
240. Mykytyuk, Z., Fechan, A., Petryshak, V., Barylo, G., & Boyko, O. (2016, February). Optoelectronic multi-sensor of SO<sub>2</sub> and NO<sub>2</sub> gases. *XIII International*

*Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science" (TCSET'2016) (pp. 402-405). IEEE.*

241. Баштик, Ю. В., Бойко, О. В., Фечан, А. В., & Чабан, О. В. (2015). Моделювання впливу поверхневих умов та зовнішніх полів на параметр порядку рідких кристалів. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 29(1), 103-108.
242. Баштик Ю.В., Бойко О.В., Вісьтак М.В., Готра З.Ю., & Фечан А.В. (2016). Моделювання процесу розповсюдження світла в структурах пориста матриця – РК для оптичних сенсорів шкідливих речовин *Матеріали V Міжнародної науково-практичної конференції "Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах"*, (с.254). Чернівці.
243. Микитюк, З. М., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Іванюк, Х. Б., & Турик, П. М. (2012). Температурний сенсор на основі селективного відбивання в рідких кристалах. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 24(2), 147-151.
244. Готра, З. О., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Вісьтак, М. В., Чабан, О. В., & Пристай, Т. В. (2013). Полімер-диспергований рідкокристалічний матеріал як активне середовище первинного перетворювача оптичного сенсора температури. *Міжнародний науково-технічний журнал, Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, (2)26, 131-135.
245. Чабан О. В., Бойко О. В., Сушинський О. Є., Микитюк З. М., Пристай Т. В., Фечан А. В., Петришак В. С. Патент України 91663. Спосіб виготовлення первинного перетворювача оптичного сенсора температури. Київ: Державне патентне відомство України.
246. Bashtyk, Y., Wojko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed

- cholesteric liquid crystal. *The jubilee 10-th international conference "Electronic processes in organic and inorganic materials"*. (p. 330). Ternopil.
247. Raikovska, H., Solovyov, A., & Melnyk, O. (2018). Реалізація парадигми наскрізного моделювання засобами САПР. *Науковий вісник Ужгородського університету. Серія: «Педагогіка. Соціальна робота»*, (1 (42)), 199-207.
248. Fechan, A., Kremer, I., Bashtyk, Y., & Boyko, O. (2017, July). Computer simulation of optical and dynamic properties of the polymer—Liquid crystal system for optoelectronics devices. *2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT)* (pp. 278-281). IEEE.
249. Bashtyk, Y., Boyko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed cholesteric liquid crystal. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 642(1), 41-46.
250. Fechan, A., Ivaniuk, K., Dupliak, I., Boyko, O., Kotsarenko, M., Kotsun, V., & Fechan, N. (2018). OLED-LC structures for primary transducers of optical temperature sensors. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 670(1), 74-79.
251. Fechan A., Ivaniuk K., Boyko O., Kotsun V., & Fechan N. (2018). Oled-LC structures for primary transducers of optical temperature sensors *11th International conference "Electronic processes in organic and inorganic materials"*. (p. 206). Ivano-Frankivsk.
252. Баришніков, Г. В., Волинюк, Д. І., Гельжинський, І. І., Готра, З. Ю., Мінаєв, Б. П., Стахіра, П. Й., Черпак, В. В. (2014). *Органічна електроніка*. Львів: Видавництво Львівської політехніки.
253. Юрре, Т. А., Рудая, Л. И., Климова, Н. В., & Шаманин, В. В. (2003). Органические материалы для фотовольтаических и светоизлучающих устройств. *Физика и техника полупроводников*, 37(7), 835-843.
254. MicroConverter®, Dual 16-Bit/24-Bit - ADCs with Embedded 62 kB Flash MCU. Retrieved from <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADUC834.pdf>.



255. Lenz, J., & Edelstein, S. (2006). Magnetic sensors and their applications. *IEEE Sensors journal*, 6(3), 631-649.
256. Tikhonov, R. D., Kozlov, A. V., Krasukov, A. Y., Polomoshnov, S. A., & Balashov, A. G. (2009, July). Bipolar magnetotransistor sensitivity dependence on temperature. In *2009 International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices* (pp. 151-153). IEEE.
257. Leepattarapongpan, C., Phetchakul, T., Pengpad, P., Srihapat, A., Jeamsaksiri, W., Chaowicharat, E., ... & Poyai, A. (2015, June). The magnetotransistor for 2-axis magnetic field measurement in CMOS technology. In *2015 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)* (pp. 1-4). IEEE.
258. Holyaka, R., Hotra, Z., Węglarski, M., & Marusenкова, T. (2012). Field characteristic of magnetic sensors on the split hall structures. *Elektronika: konstrukcje, technologie, zastosowania*, 53(5), 50-55.
259. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ільканич, В. Ю., Годинюк, І. М., & Бойко, О. В. (2012). Високостабільний гальваномагнітний сенсор з часовим перетворенням на комутованих конденсаторах. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*, 6(12), 7-11.
260. Barylo, G. I., Boyko, O. V., Holyaka, R. L., Marusenкова, T. A., Prudyus, I. N., & Fabirovskyy, S. E. (2019). Сигнальний перетворювач функціонально інтегрованих термомагнітних сенсорів. *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, (76), 63-71.
261. Бойко О., & Голяка Р. (2019). Функціонально інтегрований термомагнітний вимірювальний перетворювач. *IV міжнародна науково-практична конференція "Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи"*. (с. 82-83). Львів.
262. PSoC® 5LP: CY8C58LP Family Datasheet: Programmable System-on-Chip
263. CY8CKIT-001 PSoC® Development Kit Guide Cypress Semiconductor  
<https://www.cypress.com/file/44451/download>

## Додаток А

### СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

#### Монографія

1. Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., & Готра, З. Ю. (2018). *Сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин*. Львів: Простір-М. 292с.

#### Статті у наукових фахових виданнях України

2. Бойко, О., Голяка, Р., & Готра З. (2018). Сенсор різницевої температури на основі інтегруючого сигнального перетворювача *Вимірвальна техніка та метрологія*, 79(3), 25-36..

3. Бойко, О. (2017). Вдосконалення двопровідних терморезистивних перетворювачів з комутаційним інвертуванням зразкових струмів. *Вимірвальна техніка та метрологія*, 78, 42-47.

4. Бойко, О. В. (2017). Підвищення швидкодії терморезистивних перетворювачів. *Вимірвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 2 (58), 47-52.

5. Баштик, Ю. В., Бойко, О. В., Фечан, А. В., & Чабан, О. В. (2015). Моделювання впливу поверхневих умов та зовнішніх полів на параметр порядку рідких кристалів. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 29(1), 103-108.

6. Бойко, О. В., Матвійв, Р. О., & Чабан, О. П. (2015). Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах. *Методи та прилади контролю якості*, 1(34), 83-89.

7. Бойко, О., & Голяка, Р. (2015). Електротеплова SPICE–модель калориметричного перетворювача. *Вісник Національного університету «Львівська політехніка» Комп'ютерні науки та інформаційні технології*, (826), 345-353.

8. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Схема та SPICE модель сенсора температури біомедичного диференційного скануючого

калориметра. *Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика, електроніка*, (3, Вип. 1), 30-36.

9. Готра, З., Голяка, Р., Бойко, О., & Вістак, М. (2014). Сенсор різницевої температури біомедичного диференційного сканувального калориметра. *Вимірювальна техніка та метрологія*, 75. 73-78.

10. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Моделювання характеристики перетворення диференційного сенсора температури на біполярних транзисторах. *Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Електроніка*, 798, 23-33.

11. Готра, З. О., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Вістьак, М. В., Чабан, О. В., & Пристай, Т. В. (2013). Полімердиспергований рідкокристалічний матеріал як активне середовище первинного перетворювача оптичного сенсора температури. *Міжнародний науково-технічний журнал, Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, (2)26, 131-135.

12. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ильканич, В. Ю., Марусенкова, Т. А., & Бойко, О.В. (2013). Повышение электромагнитной помехоустойчивости сигнальных преобразователей на сенсорах Холла. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, (4), 13-18.

13. Бойко, О.В., Чабан, О.П., Матвійів, Р.О., & Куць, В.Р. (2013). Терморезистивний перетворювач з аналоговою лінеаризацією. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (1), 57-62.

14. Микитюк, З. М., Фечан, А. В., Сушинський, О. Є., Барило, Г. І., Бойко, О. В., Іванюк, Х. Б., & Турик, П. М. (2012). Температурний сенсор на основі селективного відбивання в рідких кристалах. *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології*, 24(2), 147-151.

15. Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., Ильканич, В. Ю., Годинюк, І. М., & Бойко, О. В. (2012). Високостабільний гальваномagnetний сенсор з часовим перетворенням на комутованих конденсаторах. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*, 6(12), 7-11.

16. Бойко, О., Готра, З., Готра, О., & Костів, Н. (2010). Пристрій компенсації температури вільних кінців первинних термоелектричних

перетворювачів. *Вимірювальна техніка та метрологія*, (71), 120-124.

**Статті у наукових періодичних виданнях інших держав із напрямку, з якого підготовлена дисертація, та у виданнях, включених до міжнародних наукометричних баз Scopus, Web of Science**

17. Барило, Г. І., Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Марусенкова, Т. А., Прудіус, І. Н., & Фабіровський, С. Є. (2019). Сигнальний перетворювач функціонально інтегрованих термомагнітних сенсорів. *Вісник НТУУ" КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, (76), 63-71.

18. Boyko O., & Hotra O. (2019) Improvement of dynamic characteristics of thermoresistive transducers with controlled heating *Przegląd elektrotechniczny*, (5), 110-113.

19. Boyko, O., Barylo, G., Holyaka, R., Hotra, Z., & Ilkanych, K. (2018). Development of signal converter of thermal sensors based on combination of thermal and capacity research methods. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 4/9 (94), 36-42.

20. Bashtyk, Y., Wojko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed cholesteric liquid crystal. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 642(1), 41-46.

21. Hotra, O., & Boyko, O. (2012). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Przegląd Elektrotechniczny*, 88(4A), 169-171.

22. Hotra O., & Boyko O. (2012). Temperature measuring device based on thin film thermoresistors. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 260, 207- 218.

23. Hotra O., & Boyko O. (2011). Tranzystorowo-rezystancyjny układ kompensacji wpływu temperatury wolnych końców termopary. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, 249, 21-27.

**Статті в матеріалах конференцій, які індексовані у наукометричних базах Scopus та Web of Science**

24. Fechan, A., Ivaniuk, K., Dupliak, I., Boyko, O., Kotsarenko, M., Kotsun, V., & Fechan, N. (2018). OLED-LC structures for primary transducers of optical

temperature sensors. *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, 670(1), 74-79.

25. Hotra, O., Boyko, O., & Zyska, T. (2014). Improvement of the operation rate of medical temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 92914, 92910A-1 – 92910A-6.

26. Boyko, O., & Hotra, O. (2015). Analogue linearization of transfer function of resistive temperature transducers. *Proceedings of SPIE*, 9662, 966247-1 – 966247-8.

27. Boyko, O., Holyaka, R., Hotra, Z., Fechan, A., Ivanyuk, H., Chaban, O., Zyska, T., & Shedreyeva I. (2018). Functionally integrated sensors of thermal quantities based on optocoupler. *Proceeding of SPIE*, 10808, 1080812-1 – 1080812-6.

28. Boyko, O., & Hotra, O. (2018). Correction of dynamic characteristics of temperature measuring devices. *Proceedings of SPIE*, 10808, 1080858-1 – 1080858-7.

29. Mykytyuk, Z., Fechan, A., Petryshak, V., Barylo, G., & Boyko, O. (2016, February). Optoelectronic multi-sensor of SO<sub>2</sub> and NO<sub>2</sub> gases. *XIII International Conference “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science” (TCSET’2016)* (pp. 402-405). IEEE.

30. Fechan, A., Kremer, I., Bashtyk, Y., & Boyko, O. (2017, July). Computer simulation of optical and dynamic properties of the polymer—Liquid crystal system for optoelectronics devices. *2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT)* (pp. 278-281). IEEE.

31. Boyko, O., Holyaka, R., & Hotra, Z. (2018, February). Functionally integrated sensors on magnetic and thermal methods combination basis. *14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering. (TCSET’2018)* (pp. 697-701). IEEE.

**Праці, що опубліковані в збірниках тез доповідей міжнародних та  
всеукраїнських конференцій**

32. Hotra, O., & Boyko, O. (2009). Microprocessor temperature meter for dentistry investigation. *6th International Conference New electrical and electronic technologies and their industrial implementation : NEET 2009*. (p. 42). Zakopane, Poland.

33. Notra, O., & Boyko, O. (2011). Compensation bridge circuit with temperature-dependent voltage divider. *Advanced Numerical Modelling: IPhDW*. (p. 141-142). Warsaw-Lublin-Zielona Gora, Poland.

34. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Годинюк І.М., & Бойко О.В. (2012). Стабілізація режимів роботи гальваноманітних перетворювачів магнітного поля. *II Міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки"*. (с. 197). Чернівці.

35. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Ільканич В.Ю., Марусенкова Т.А., & Бойко О.В. (2013). Структурно-алгоритмічні рішення завадостійких холлівських сенсорних пристроїв з Wake-up режимом роботи. *14-та Міжнародна науково-практична конференція "Сучасні інформаційні та електронні технології", СИЭТ-2013*. (с. 244-247). Одеса.

36. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., & Бойко О.В. (2013). Модельні дослідження характеристик диференційних сенсорів температури на транзисторних структурах. *III-я міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки"*. (с. 179). Чернівці.

37. Notra Z., Boyko O., & Holyaka R. (2014). Model Research of the Calorimetric Sensor Scheme Based on a Transistor Transducer. *Proceedings of the XII International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science"*. (pp.323-324). Lviv-Slavske.

38. Баштик Ю.В., Бойко О.В., Вісьтак М.В., Готра З.Ю., & Фечан А.В. (2016). Моделювання процесу розповсюдження світла в структурах пориста матриця – РК для оптичних сенсорів шкідливих речовин *Матеріали V Міжнародної науково-практичної конференції "Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах"*, (с. 254). Чернівці.

39. Bashtyk, Y., Wojko, O., Fechan, A., Grzyb, P., & Turyk, P. (2017). Primary converters for optical sensors of physical values based on polymer dispersed

cholesteric liquid crystal. *The jubilee 10-th international conference "Electronic processes in organic and inorganic materials"*. (p. 330). Ternopil.

40. Бойко, О.В., & Чабан О.П. (2016). Підвищення швидкодії вимірювання температури біологічних об'єктів. *Всеукраїнська науково-практична конференція "Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів"*. (с.3). Львів.

41. Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., Готра., З. Ю., & Чабан О. П. (2017). Функціонально-інтегровані сенсори теплових величин. *4-та міжнародна наукова конференція "Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах"*. (с. 116-117). Вінниця.

42. Fechan A., Ivaniuk K., Boyko O., Kotsun V., & Fechan N. (2018). Oled-LC structures for primary transducers of optical temperature sensors *11th International conference "Electronic processes in organic and inorganic materials"*. (p. 206). Ivano-Frankivsk.

43. Бойко О., & Голяка Р. (2019). Функціонально інтегрований термомагнітний вимірювальний перетворювач. *IV міжнародна науково-практична конференція "Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи"*. (с. 82-83). Львів.

#### **Публікації, які додатково відображають зміст дисертаційних досліджень**

44. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34039 Україна. Пристрій для виміру температури. Київ: Державне патентне відомство України.

45. Бойко О.В., Готра О.З., Готра З.Ю., Лопатинський І.Є. (2001). Деклараційний патент на винахід України 34184. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.

46. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54329. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.

47. Бойко О.В., Готра З.Ю., Готра О.З., Костів Н.В. (2010). Патент України 54676. Вимірювач температури. Київ: Державне патентне відомство України.

48. Чабан О. В., Бойко О. В., Сушинський О. Є., Микитюк З. М., Пристай Т. В., Фечан А. В., Петришак В. С. Патент України 91663. Спосіб виготовлення первинного перетворювача оптичного сенсора температури. Київ: Державне патентне відомство України.

49. Голяка, Р. Л., Бойко, О. В., Дорош, Н. В., & Ільканич, В. Ю. (2013). Транзисторний вимірювальний перетворювач біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Медична інформатика та інженерія*, 3, 57-58.

50. Бойко О. (2016). Аналогова лінеаризація характеристик терморезистивного перетворювача формуванням компенсаційного струму. *Технічні вісті*, 1(43)/ 2(44), 43-45.

### **Відомості про апробацію результатів дисертації**

1. 6th International Conference «New electrical and electronic technologies and their industrial implementation: NEET 2009» (Zakopane, Poland, June 23-26, 2009), *очна участь*.

2. Advanced Numerical Modelling: IPhDW, (Poland, Zielona Gora, August 28– 31, 2011), *очна участь*.

3. II Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки» (Чернівці, 25–27 жовтня 2012), *очна участь*.

4. 14 Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні інформаційні та електронні технології» (Одеса, 27-31 травня 2013), *заочна участь*.

5. Науково-практична конференція з міжнародною участю «Сучасні здобутки медичної інформатики» (Київ, 13-14 червня 2013), *очна участь*.

6. III міжнародна науково-практична конференція «Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки» (Чернівці, 24-26 жовтня 2013), *очна участь*.

7. XII International Conference «Modern problems of radio Engineering, telecommunications, and computer science», (Lviv-Slavske, February 25 - March 1, 2014), *очна участь*.



8. 13th International Scientific Conference on Optical Sensors and Electronic Sensors (Lodz, Poland, June 22-25, 2014), *очна участь*.

9. XXXVI Symposium on Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments (Wilga, Poland, May 24- 31, 2015), *очна участь*.

10. 10-th International conference «Electronic processes in organic and inorganic materials» (Ternopil, May 23-27, 2016), *заочна участь*.

11. V Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-технологічні проблеми передавання, обробки та зберегання інформації в інфокомунікаційних системах» (Чернівці, 3-5 листопада 2016), *очна участь*.

12. Всеукраїнська науково-практична конференція «Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів» (Львів, 24-25 листопада 2016), *очна участь*.

13. XIII International Conference «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science TCSET'2016» (Lviv-Slavske, February 23-26, 2016), *очна участь*.

14. 4-та міжнародна наукова конференція «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (Вінниця, 31 жовтня – 2 листопада 2017), *заочна участь*.

15. 2nd International Conference on Advanced Information and Communication Technologies AICT'2017 (Lviv, July 4-7, 2017), *очна участь*.

16. 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering TCSET'2018 (Lviv-Slavske, February 20-24, 2018), *очна участь*.

17. XLII-nd IEEE-SPIE Joint Symposium on Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments (Wilga, Poland, June 3-10, 2018), *очна участь*.

18. 11th International conference «Electronic processes in organic and inorganic materials» (Ivano-Frankivsk, May 21–25 2018), *очна участь*.

19. IV міжнародна науково-практична конференція «Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи» (Львів, 16-17 травня 2019). *очна участь*.

**Додаток Б**  
**АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ**

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ПрАТ «СКБ мікроелектроніки  
в приладобудуванні»

*Ф. Матвіїв*  
Ф. Матвіїв

« 11 » 17



**АКТ**

**впровадження результатів докторської дисертації**  
**О. Бойко в проектних роботах ПрАТ «СКБ МП»**

Ми, нижчепідписані склали цей акт в тому, що відповідно до науково-дослідної співпраці між ПрАТ «СКБ мікроелектроніки в приладобудуванні» і національним університетом «Львівська політехніка» при проведенні науково-дослідних і конструкторських робіт використано технічні рішення запропоновані дисертантом Бойко О.В., зокрема методи лінеаризації функції перетворення термоперетворювачів опору, компенсації впливу температури вільних кінців термоелектричних перетворювачів, методи покращення динамічних характеристик термоперетворювачів опору та компенсації впливу опорів ліній зв'язку. Запропоновані методи були використані при модернізації терморезистивних та термоелектричних вимірювальних перетворювачів типу ЕП4700АС, ЕП4701АС, ЕП4702АС, ЕП4703АС .

Заступник директора  
з наукової роботи, к.т.н.

Е. Крилошанський

Головний конструктор

З. Кудлик

ЗАТВЕРДЖУЮ

Генеральний директор ПрАТ  
«Самбірський приладобудівний  
завод «Омега»П.М. Мошуманський  
«22» 10 2018р.**Акт**

**впровадження результатів докторської дисертації  
О. Бойко в конструкторських роботах ПрАТ  
«Самбірський приладобудівний завод «Омега»**

Ми, нижчепідписані склали цей акт в тому, що відповідно до науково-дослідної співпраці між ПрАТ «Самбірський приладобудівний завод «Омега» і Національним університетом «Львівська політехніка» під час проведення дослідно-конструкторських робіт при проектуванні приладів ПВЦ-01АС, ПВЦ-01/5 БРАА, РПЦ-02/6АС використано технічні рішення, запропоновані дисертанткою Бойко О.В., зокрема метод компенсації впливу температури вільних кінців термоелектричних перетворювачів, методи покращення динамічних характеристик та компенсації впливу опору ліній зв'язку в терморезистивних перетворювачах.

Головний інженер

В.І. Сеньків

Головний конструктор

Б.Т. Фірман

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Перший проректор  
КПІ ім. Ігоря Сікорського



Якименко Ю. І.

«30» 05 2019р.

### АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

матеріалів дисертаційної роботи до навчального процесу

1. Назва пропозиції для впровадження: *Методика дослідження біомедичних сенсорів термічного аналізу з використанням SPICE моделювання*
2. Заклад, де проведена розробка, ПІБ авторів: Львівський національний медичний університет ім. Данила Галицького, НУ «Львівська політехніка»  
Здобувач наукового ступеня: Бойко Оксана Василівна
3. Джерела інформації:  
Бойко, О., & Голяка, Р. (2015). Електротеплова SPICE–модель калориметричного перетворювача. *Вісник Національного університету «Львівська політехніка» Комп'ютерні науки та інформаційні технології*, 826, 345-353.  
Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Схема та SPICE модель сенсора температури біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика, електроніка*, 3 (1), 30-36.
4. Впроваджено: кафедра біобезпеки та здоров'я людини КПІ ім. Ігоря Сікорського.
5. Включено: у навчальний процес при проведенні практичних та лекційних занять з предмету «Комп'ютерна техніка та інформаційні технології для фізичної реабілітації».
6. Результати впровадження: поглиблення знань студентів з основ використання SPICE моделювання при проведенні параметричного аналізу вимірювальних кіл біомедичних сенсорних систем з врахуванням ефекту акумуляції теплової енергії.
7. Термін впровадження: 2018-2019 н.р.
8. Базова установа, яка здійснює впровадження: Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Завідувач кафедри біобезпеки і здоров'я людини  
д.м.н., проф.

Худецький І. Ю.

Відповідальний за впровадження:  
к.т.н., доцент кафедри ББЗЛ

Антонова-Рафі Ю. В.



ПРИВАТНЕ АКЦІОНЕРНЕ ТОВАРИСТВО  
**“МІКРОПРИЛАД”**

Україна, 79014, м. Львів,  
 вул. Ніщинського, 35  
 тел. (0322) 78-04-12  
 78-04-43  
 факс. (0322) 75-69-37

“15” 05 2019 р.  
 № 08/05

### АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи

**Бойко Оксани Василівни**

**«Функціонально-інтегровані сенсори термічного аналізу на структурах  
 твердотільної електроніки»**

представленої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук  
 за спеціальністю 05.27.01 – Твердотільна електроніка

Даний акт складено про те, що запропоновані здобувачем наукового ступеня  
 схемотехнічні рішення вимірювання різницевої температури на транзисторних  
 структурах використано в схемах компенсації температурної зміни  
 електрорушійної сили нормальних термостатованих елементів типу Х488/1-4.

Голова правління  
 ПрАТ “Мікроприлад”



Жук В.М.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник директора з науки

ДУ «Інститут травматології

та ортопедії» НАМН України

проф. Страфун С. С.

\_\_\_\_\_ Страфун С. С.

\_\_\_\_\_ 2019р.



## АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

### 1. Назва пропозиції для впровадження:

**Підвищення ефективності діагностики захворювань опорно-рухової системи**

**2. Заклад, де проведена розробка, ПІБ авторів:** Львівський національний медичний університет ім. Данила Галицького, кафедра медичної інформатики ФПДО, Національний університет «Львівська політехніка»

Здобувач наукового ступеня: Бойко Оксана Василівна

### 3. Джерела інформації:

- Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Схема та SPICE модель сенсора температури біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика, електроніка*, (3, Вип. 1), 30-36.
- Бойко О.В., Голяка Р.Л., Готра З.Ю. Сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин. Львів: Простір-М, 2018. 292 с.

**4. Базова установа, яка здійснює впровадження:** ДУ «Інститут травматології та ортопедії»

**5. Форма впровадження:** розроблені структури сенсорів термічного аналізу використовуються для додаткового діагностичного дослідження з метою ідентифікації захворювань опорно-рухової системи

**6. Термін впровадження:** 2018-2019 р.

**7. Результати впровадження:** відзначено ефективність проведення термоаналітичного дослідження при діагностиці захворювань опорно-рухової системи

Відповідальний за впровадження:

Завідувач лабораторії біомеханіки,  
ДУ «Інститут травматології та ортопедії»  
НАМН України, кандидат медичних наук

І. А. Лазарев

«ЗАТВЕРДЖУЮ»



«25» 05 2019р.

### АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

1. Назва пропозиції для впровадження:  
Підвищення ефективності діагностичних процедур шляхом застосування методів термічного аналізу
2. Заклад, де проведена розробка, ПІБ авторів: Львівський національний медичний університет ім. Данила Галицького, кафедра медичної інформатики ФПДО, Національний університет «Львівська політехніка»  
Здобувач наукового ступеня: Бойко Оксана Василівна
3. Джерела інформації:
  - Бойко, О. В., Голяка, Р. Л., & Готра, З. Ю. (2018). *Сигнальні перетворювачі функціонально інтегрованих сенсорів теплових величин*. Львів: Простір-М. 292с.
  - Готра, З. Ю., Голяка, Р. Л., & Бойко, О. В. (2014). Схема та SPICE модель сенсора температури біомедичного диференційного скануючого калориметра. *Науковий вісник Чернівецького університету. Фізика, електроніка*, (3, Вип. 1), 30-36.
4. Впроваджено: в лікувально-діагностичний процес у пацієнтів хірургічного профілю у хірургічному відділенні Львівської клінічної лікарні на залізничному транспорті
5. Термін впровадження: з лютого 2018 по травень 2019 р.
6. Загальна кількість спостережень - 56
7. Ефективність впровадження: у відповідності з критеріями, викладеними у джерелі інформації відмічається покращення лікувально-діагностичного процесу, відмічається зменшення перебування у стаціонарі на 0,9 ліжка/днів.
8. Зауваження, пропозиції: впровадити застосування термоаналітичного дослідження в практику лікування стаціонарних хворих.

Відповідальні за впровадження:

к.мед.н., доц. Вашук В.В.

к.мед.н., доц. Кирик Т.П.

к.мед.н. Кушнірчук М.І.

25.05.2019 р.

