

**МАРТИНЮК ВОЛОДИМИР**Вінницький національний технічний університет  
<https://orcid.org/0000-0001-5401-3980>  
e-mail: [gyrav16@gmail.com](mailto:gyrav16@gmail.com)**МАЛЮК ОЛЕКСАНДР**Вінницький національний технічний університет  
<https://orcid.org/0009-0002-5779-6241>  
e-mail: [sashamalyuk8@gmail.com](mailto:sashamalyuk8@gmail.com)

## СЕНСОРИ ТЕМПЕРАТУРИ НА БАЗІ CMOS

Запропоновано огляд сучасних досягнень у сфері CMOS-сенсорів температури: сенсор температури, що використовує архітектуру фазового замикання петлі (PLL) та має змогу передавати значення сенсора у цифровий вихід в частотному домені без використання вихідного джерела відліку; енергоефективний сенсор температури; CMOS сенсор температури, що базується на термічних залежностях протікання струмів і призначений для використання на вузлі 65 нм. Їх технічні характеристики, методи роботи та перспективи подальшого розвитку та сфери їх застосування. Подано їх архітектуру, електричні принципові схеми та графічні результати досліджень. Показано, що технологія CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) являється однією з найбільш обіцяючих для реалізації таких сенсорів, завдяки своїй мініатюрності, високій інтеграції та низькій вартості виробництва.

Ключові слова: CMOS, температура, сенсор, перетворювач, потужність.

MARTYNIUK VOLODYMYR, MALIUK OLEKSANDR  
Vinnytsia National Technical University

## REVIEW OF CMOS-BASED TEMPERATURE SENSORS

The article provides an extensive exploration of the current landscape of CMOS temperature sensor technology, providing insights into various groundbreaking advancements. One notable innovation discussed is the integration of a phase-locked loop (PLL) architecture into temperature sensors, enabling the seamless transmission of temperature data to digital outputs within the frequency domain without the reliance on an external reference source. Furthermore, the article delves into the emergence of energy-efficient temperature sensors and CMOS-based temperature sensors that exploit the thermal dependencies of current flow, specifically optimized for application on a 65 nm scale.

In addition to highlighting these technological advancements, the article conducts in-depth discussions on the technical characteristics, operational methodologies, and potential future developments of CMOS temperature sensors. The diverse range of applications across various industries, including but not limited to medical, automotive, and industrial automation sectors, is thoroughly explored, emphasizing the versatility and wide-ranging impact of these sensors. Furthermore, the article provides detailed analyses of the architectural designs, electrical schematic diagrams, and graphical research results associated with CMOS temperature sensors, offering valuable insights into their underlying mechanisms and performance metrics.

A significant emphasis is placed on the significance of CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) technology as a key enabler of these sensor innovations. Recognized for its inherent advantages such as miniaturization, high integration capability, and cost-effectiveness, CMOS technology stands out as a frontrunner in driving the realization of advanced sensor technologies across various domains.

By offering a comprehensive exploration of these cutting-edge advancements, the article aims to contribute to the ongoing discourse surrounding CMOS temperature sensors and their transformative potential. It seeks to inform and inspire researchers, engineers, and industry professionals alike to further explore and harness the capabilities of CMOS technology for the advancement of temperature sensing solutions, thereby fostering innovation and progress in the field.

Keywords: CMOS, temperature, sensor, converter, power.

### Вступ

В останні десятиліття спостерігається стрімке зростання зацікавленості у вбудованих системах та інтернеті речей (IoT), що відкриває безліч можливостей для розвитку та застосування сенсорів температури. Сучасні умови вимагають енергоефективних, точних та надійних сенсорів, які здатні функціонувати в широкому діапазоні температурних умов. Технологія CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) стала однією з найбільш обіцяючих для реалізації таких сенсорів завдяки своїм унікальним характеристикам, таким як мініатюрність, низька вартість та можливість інтеграції в одному чіпі з іншими електронними компонентами.

У зв'язку з цим, актуальним є аналіз сучасного стану розвитку CMOS-сенсорів температури, їх технічні особливості, методи роботи та перспективи подальшого вдосконалення, можливість використання таких сенсорів у різних сферах, включаючи медицину, автомобільну промисловість, промислову автоматизацію та багато інших. Розуміння та вивчення цих аспектів стане важливим кроком для вдосконалення та розвитку нових поколінь CMOS-сенсорів температури.

Метою роботи є огляд та аналіз сучасних CMOS сенсорів температури.

### Результати дослідження

У роботі [1] запропоновано сенсор температури, що використовує архітектуру фазового замикання петлі (PLL) та має змогу передавати значення сенсора у цифровий вихід в частотному домені без використання вихідного джерела відліку. Розглянемо архітектуру сенсора на основі PLL та дизайн сенсора температури.

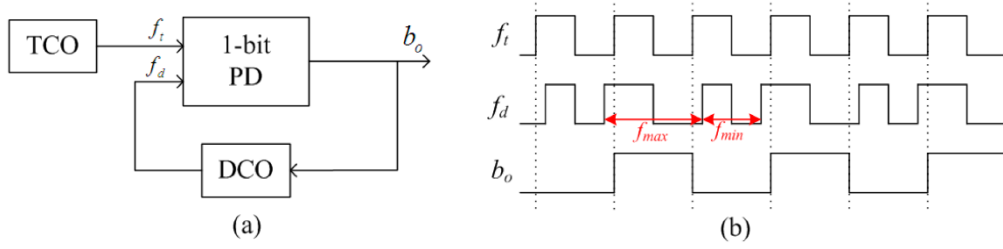


Рисунок 1. Сенсор температури на основі PLL; (а) архітектура; (б) відповідні форми хвиль у заблокованому стані.

Цей запропонований сенсор температури має просту архітектуру та може використовувати повністю цифрові блоки, що призводить до низького споживання енергії та малої площі мікросхеми. Крім того, ця архітектура може перетворювати інформацію про температуру в цифрові сигнали без додаткового вхідного джерела відліку, що призводить до покращення точності. Конвертація ґрунтується на блокуванні двох генераторів коливань, що означає, що важлива відносна частота, а не абсолютна частота. Отже, будь-які впливи, такі як зміни напруги живлення та температури, будуть взаємознищені, якщо два генератори повністю відповідають один одному. Взаємне відповідання між TCO та DCO відіграє важливу роль у цьому дизайні [1].

Невідповідність між TCO та DCO може бути виражена як відхилення між коефіцієнтами поліномів характеристик генераторів коливань, що призводить до погіршення Ефективного Кількості Бітів (ENOB). Враховуючи питання лінійності системи та варіації процесу,  $C_m$  зазвичай проектується як програмований конденсатор.

Основний дизайн запропонованого сенсора температури на рис. 2 полягає у створенні джерела струму PTAT [2]. Яке розроблено компенсованим процесом і напругою (PV) джерело струму PTAT, як показано на Рис. 2. Транзистори M1 та M2 використовуються для створення PTAT напруги  $V_{PTAT}$ , яка потім застосовується на PV-компенсований резистор для генерації PV-компенсованого струму  $I_t$ . Транзистори M3–M5 використовуються для створення цього PV-компенсованого активного резистора [3].

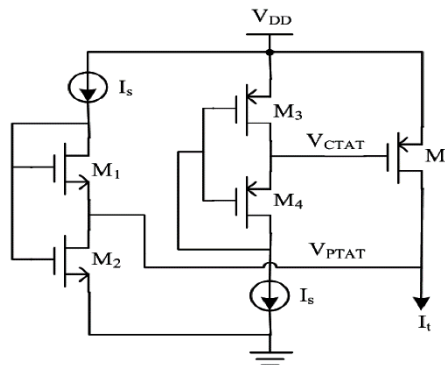


Рисунок 2. Запропоноване джерело струму PTAT

Дане джерело струму вказує на те, що вироблена напруга є напругою СТАТ, яка також відстежує зміни напруги живлення [4]. Отже, вихідний струм  $I_t$  є компенсованим процесом і напругою джерелом струму PTAT. Результати симуляції запропонованого джерела струму PTAT на різних кутах процесу показані на рис. 3. Вона досягає хорошої лінійності з температурою, і симуляція у найгіршій варіації у кутах складає  $\pm 4.5\%$ .

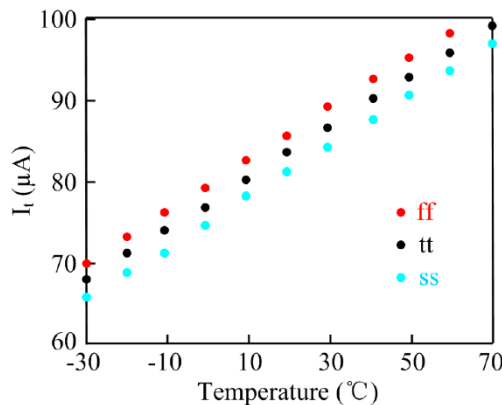


Рисунок 3. Результати симуляції струму проти температури на різних кутах процесу

Результати симуляції, показані на рис. 4, вказують на те, що вихідний вузол коливається між напругою живлення 1,0 В та землею, тоді як внутрішні вузли змінюються від 0,3 В до 0,7 В. Зменшення амплітуди коливань

напруги до майже 50% від її номінального значення знижує споживання динамічної потужності внутрішніх вузлів на 75% та загальне споживання енергії більш ніж на 25% [5].

У роботі [6] розглянуто енергоефективний точний сенсор температури. Коло переднього вузла базується на біполярних транзисторах та використовує біполярне ядро. Для зменшення помилок вимірювання, що виникають від невідповідності відношення струмів, запропоновано новий динамічний режим взаємного збігу елементів, який динамічно відповідає всім джерелам струму у колі. Першопорядкова та третьопорядкова підгонка використовуються для калібрування вихідних результатів. За результатами симуляцій, сенсор досягає  $3\sigma$ -неточності  $+0.18/-0.13$  °C від  $-55$  °C до  $+125$  °C. Результати вимірювань показують, що сенсор має  $3\sigma$ -неточності  $\pm 0.2$  °C від  $0$  °C до  $+100$  °C. Схема реалізована в  $0,18$  мкм CMOS і споживає  $6.1$  мкА при напрузі живлення  $1.8$  В [7].

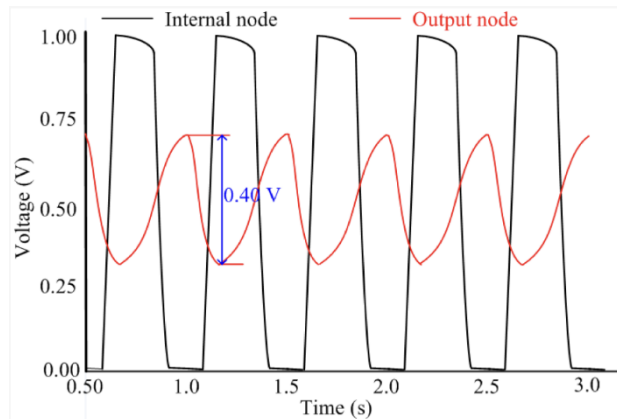


Рисунок 4. Вихідні форми коливань запропонованого контурного осцилятора на різних вузлах

Як показано на рисунку 5, передня частина схеми складається з передбіасової схеми та біполярного ядра, побудованого навколо кількох джерел струму, чотирьох транзисторів PNP підлоги та операційного підсилювача. Два гілки струму з відношенням  $1 : P_b$ ,  $P_b$  стабілізують пару PNP-транзисторів ( $Q_{LB}$  та  $Q_{RB}$ ).

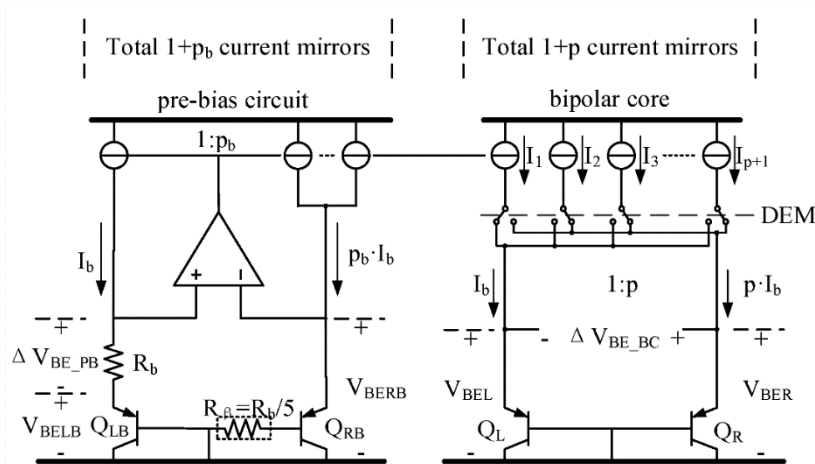


Рисунок 5. Передня частина схеми сенсору температури на основі біполярного транзистора (BJT)

Напруги база-емітер  $V_{BE}$  PNP-транзисторів ( $V_{BELB}$  та  $V_{BERB}$ ) є доповненням до абсолютної температури (STAT), тоді як різниця між цими значеннями  $V_{BE}$ , позначена як  $\Delta V_{BE\_PB}$ , пропорційна абсолютній температурі (PTAT) [7].

Оскільки коефіцієнт підсилення струму  $\beta$  для PNP-транзисторів є скінченим, а біас-струм направлений на PNP через його емітер, співвідношення  $I_C$  ( $Q_{LB}$  та  $Q_{RB}$ ) не є таким самим, як для гілки струму. Використання компенсуючого опору  $\beta R_\beta = R_b / 5$  в передбіасовій схемі позбавляє ефекту  $\beta$  на  $V_{BE}$ .

Загалом, як показано на рисунку 6а, температуру можна виміряти як  $\alpha \cdot \Delta V_{BE}$  відносно опорної напруги  $V_{REF} = V_{BEL} + \alpha \cdot \Delta V_{BE\_BC}$ , де  $\alpha$  - це константа. Це надає параметр

$\mu PTAT = \alpha \cdot \Delta V_{BE\_BC} / V_{REF}$ , який лінійно змінюється від приблизно 0,3 до приблизно 0,7 у розглянутому діапазоні температур. Альтернативно, як показано на Рисунку 6б, для цієї цілі використовується зумовий АЦП з метою зменшення споживаної потужності, площі мікросхеми та необхідного часу конвертації [8].

Для зменшення похибок вимірювання температури, більшість традиційних схем динамічно відповідають за відповідність лише джерел струму в біполярному ядрі, і розбіжність у передбіасовій схемі розглядається як відносно невелика проблема.

Традиційна схема у певній мірі зменшує похибки вимірювання температури, середнє значення  $\Delta p$ , але не може повністю використовувати схему, оскільки джерела струму в передбіасовій схемі не беруть участь у процесі усереднення. Тому ми використали запропонований підхід ALL-DEM в передній частині схеми сенсора температури, який динамічно відповідає за відповідність всіх джерел струму як у передбіасовій схемі, так і в біполярному ядрі. Припускаючи, що  $P_b = p = 5$ , запропонована схема показана на рисунку 7 [9].

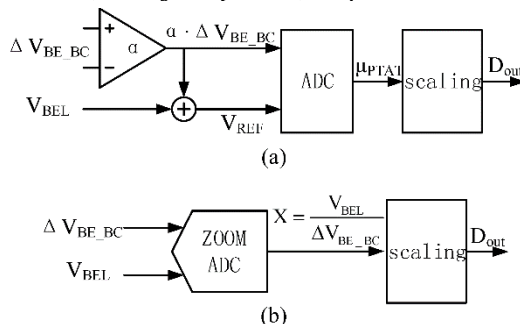


Рисунок 6. Принципи роботи аналого-цифрових перетворювачів (АЦП): (а) АЦП типу сигма-дельта; (б) Зум-АЦП

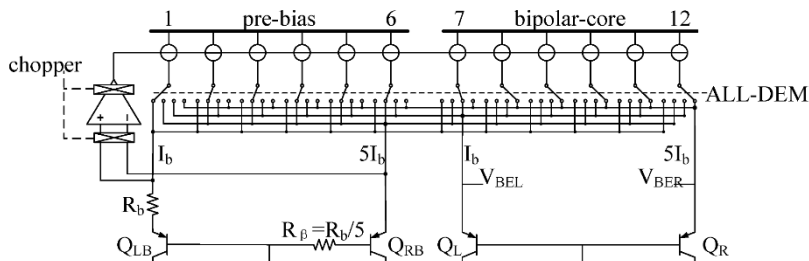


Рисунок 7. Передній елемент схеми, що використовує підхід всіх динамічних елементів вирівнювання (ALL-DEM)

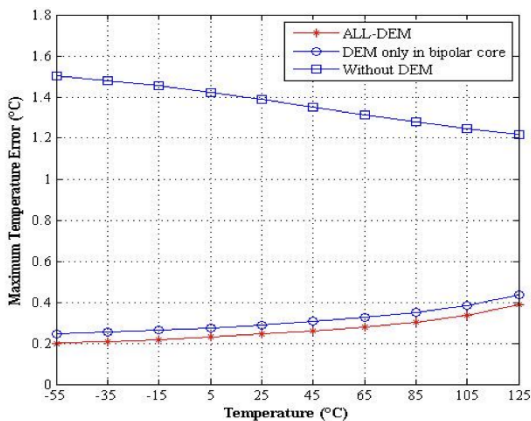


Рисунок 8. Симуляція максимальних похибок температури з різними схемами динамічного вирівнювання елементів (DEM)

Як показано на рисунку 9, зум-АЦП є двоступеневою структурою АЦП, яка складається з послідовного апроксимаційного (SAR) АЦП та сигма-дельта АЦП. Процес конвертації зум-АЦП можна розділити на два робочі режими. Тут, спочатку SAR-АЦП перетворює вхідний сигнал  $x(t)$ , щоб отримати вихід найбільш значущого біту (MSB), який позначається як груба конвертація. Потім зум-АЦП переходить у другий робочий режим, де сигма-дельта АЦП перетворює вхідний сигнал  $x(t)$  згідно з MSB і генерує вихід найменш значущого біту (LSB), який позначається як точна конвертація. Нарешті, отримуємо вихід  $D[n]$  шляхом поєднання MSB і LSB. Таким чином, зум-АЦП поєднує швидку конвертацію SAR-АЦП з високою точністю сигма-дельта АЦП [9].

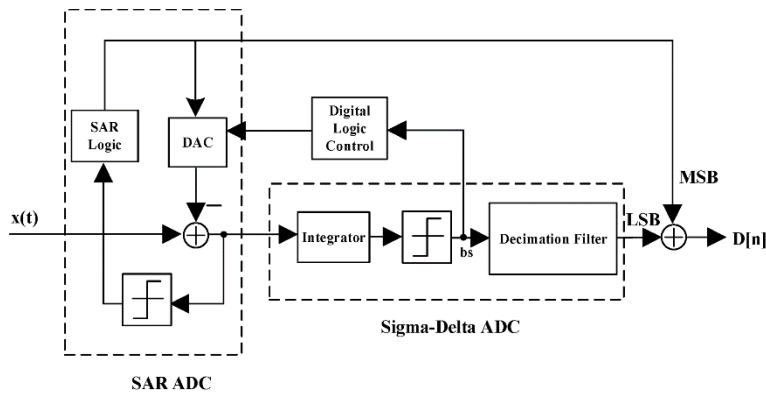


Рисунок 9. Структура зум-АЦП. (Примітка: SAR - послідовна апроксимація; LSB - найменш значущий біт; MSB - найбільш значущий біт; DAC - цифро-аналоговий перетворювач)

Схему реалізовано в технології CMOS з розміром елементів 0,18 мкм, наданій Semiconductor Manufacturing International Corp. (SMIC, Шанхай, Китай), і всі джерела струму використовували струм 180 нА. Чип споживав 6,1 мкА при напрузі живлення 1,8 В, де споживання струму передньої частини схеми складало 4,6 мкА, а споживання струму зум-АЦП - 1,5 мкА. Площа ядра чипа становила 860 мкм × 580 мкм [9].

На рисунку 10 наведено результати симуляції передньої частини схеми, отримані шляхом проведення 20 симуляцій методом Монте-Карло. Тут, на рисунку 10а показані результати симуляції першого порядку підгонки, які показують 3σ-похибки +0,12/-0,06 °C від -55 °C до +125 °C. Крім того, на Рисунку 2.6b показані результати симуляції третього порядку підгонки, які показують 3σ-похибки ±0,08 °C від -55 °C до +125 °C.

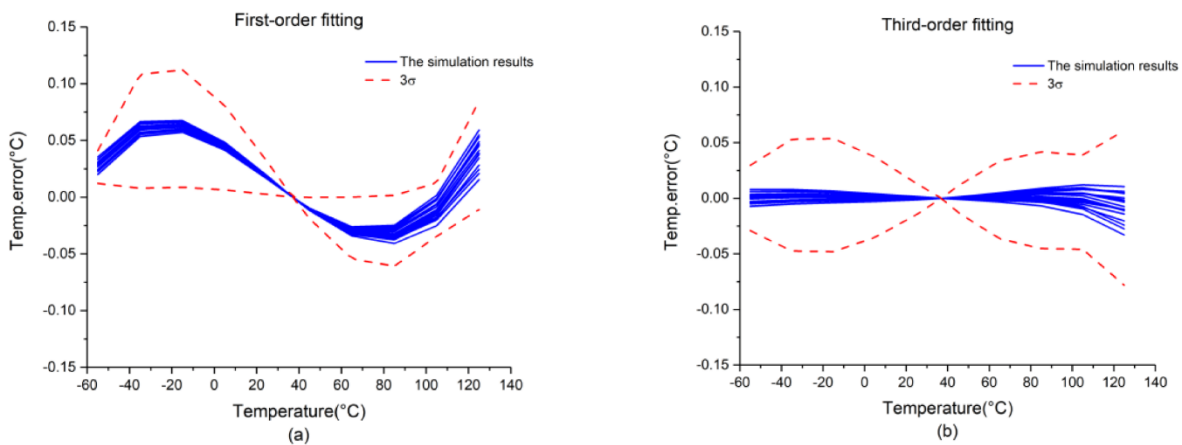


Рисунок 10. Результати симуляції передньої частини схеми: (а) підгонка першого порядку; (б) підгонка третього порядку

Результати симуляції чіпу представлені на рисунку 11. Тут, на Рисунку 11а показані результати першої порядку підгонки, які показують 3σ-похибки +0,25/-0,13 °C в діапазоні температур. Крім того, на Рисунку 11б представлені результати третього порядку підгонки, які показують 3σ-похибки +0,18/-0,13 °C в уважному діапазоні температур [10].

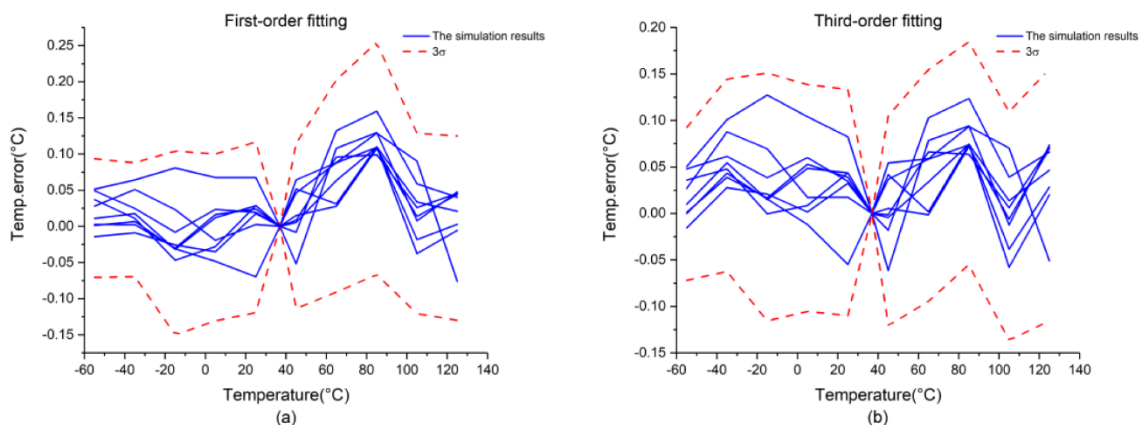


Рисунок 11. Результати вимірювання чіпу: (а) підгонка першого порядку; (б) підгонка третього порядку

Як показали результати симуляції та вимірювання, підгонка третього порядку може досягти кращих показників вимірювання, ніж підгонка першого порядку. Використання АЦП другого порядку, вдалося

покращити параметри фігури засобів (FOM), що дозволило забезпечити кращу роздільну здатність та скорочений час конвертації. Однак діапазон вимірювання температури у цій роботі обмежується від  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  через обмеження вимірювального обладнання. В результаті значення Rel.InAcc запропонованої схеми становить  $0,4\%$  [10].

Тобто, використовуючи новий підхід ALL-DEM, всі джерела струму в передбіасовій схемі запропонованого сенсора взаємодинамічно узгоджені для зменшення системних помилок, що виникають від невідповідності відношення струмів. Для покращення точності датчика було використано калібрування за однією точкою. Згідно з експериментальними результатами, запропонована схема забезпечує максимальну похибку вимірювання температури в межах  $\pm 0,2\text{ }^{\circ}\text{C}$  при температурному діапазоні від  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$  [11].

У роботі [12] розглянуто CMOS сенсор температури, що базується на термічних залежностях протікання струмів і призначений для використання на вузлі  $65\text{ нм}$ . Для компенсації впливу коливань процесу, запропонований сенсор реалізує відношення двох вимірів часу, необхідного для розряду конденсатора через транзистор в підпороговому режимі. Крім того, запропонований новаторський механізм зарядки для конденсатора додатково підвищує стійкість до варіабельності виготовлення. Сенсор, включаючи цифрування та інтерфейс, займає площу  $0,0016\text{ мм}^2$  і має споживання енергії від  $47,7$  до  $633\text{ пДж}$  на вибірку. Роздільна здатність сенсора становить  $0,28\text{ }^{\circ}\text{C}$ , а відхилення  $3\sigma$  в діапазоні  $40\text{--}110\text{ }^{\circ}\text{C}$  складає  $1,17\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Ця розробка презентує нову архітектуру температурного сенсора, засновану на техніці, яка ґрунтується на відношенні двох мір, залежних від протікання.

Технічні характеристики роблять сенсор особливо придатним для відстеження температури в сучасному середовищі підвищеної варіативності процесів. Досягнення функції передачі сенсора, яка точно відображає ідеальний аналітичний опис, вимагає ретельних стратегій проектування та впровадження. На рис. 12, подано складові блоки термічного сенсора.

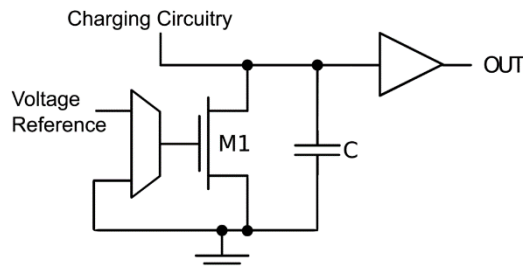


Рисунок 12. Складові блоки термічного сенсора  $65\text{ нм}$

Мультиплексор на вході транзистора  $M_1$  реалізований за допомогою трьохстанційної логіки за допомогою транзисторів  $M_2$ ,  $M_4$  і  $M_5$ .

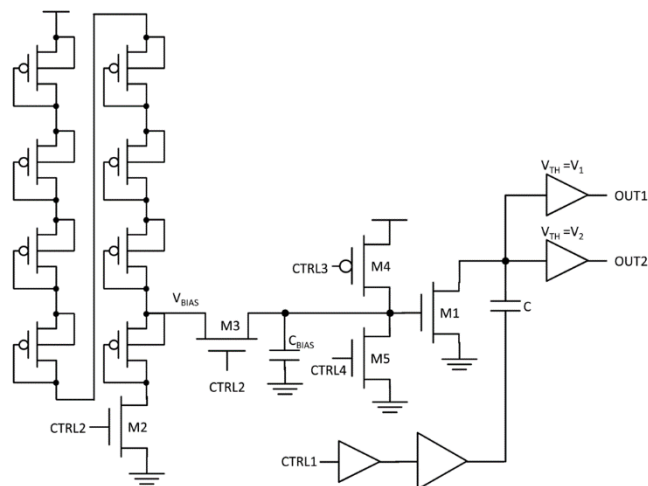


Рисунок 13. Схема повної частини сенсора

Транзистор  $M_1$  є джерелом витоку, яке контролює поведінку датчика. Схема зарядки є одним з елементів, який має найбільший потенціал викликати помилки в відповіді датчика відносно ідеальної поведінки. Причина полягає в тому, що цей елемент повинен якось записати значення на вимірювальному вузлі і потім відключити його, щоб конденсатор розрядився через  $M_1$ . Однак це відключення може означати залишення деяких "вимкнених" транзисторів, підключених до плаваючого вузла, і, таким чином, введення певної кількості витокового струму, який може серйозно перешкоджати струму  $M_1$ . Внутрішньо-пластові варіації поточних технологій вводять високий рівень неконтрольованості незалежно від розмірів транзисторів [13].

Для подолання цієї ситуації був розроблений елемент заряду для зарядження вимірювального вузла через ємність  $C$ . Згідно з принципом збереження заряду, будь-яка миттєва зміна напруги на клемі



конденсатора супроводжується зміною на іншій клемі (рис. 14). Ця структура не піддається впливу змін температури і дуже не чутлива до варіацій процесу та розбіжностей. Однак запропонований дільник демонструє лінійну залежність від VDD, що накладає дуже строгі обмеження на мережу живлення VDD. Крім того, існує компроміс між вихідним опором опорної напруги та статичним споживанням енергії. Для надання опорної напруги механізму відключення в режимі неактивності до неї потрібно додати певну керуючу схему, як показано на рисунку 13.

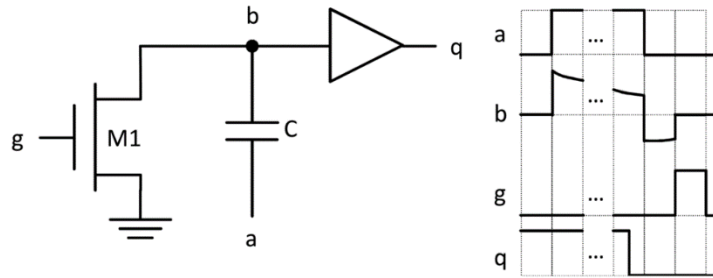


Рисунок 14. Пояснення зарядної схеми: Зліва - приклад схеми зарядного насосу. Справа - транзиторні сигнали для зарядного насосу.

На рисунку 15 показані відповідні елементи, які беруть участь в механізмі. В центрі зображений транзистор  $M_1$ . Конденсатор  $C$  знаходиться між стоком та землею, коли  $a = GND$ . Є паразитний конденсатор між стоком та воротами,  $C_{GD}$ . Крім того, є ще один паразитний конденсатор між воротами та землею,  $C_{BIAS}$ . Нарешті, струм, споживаний стоком, моделюється як джерело струму від стоку до землі. Припускаючи, що джерело струму унікально видобуває заряд з  $C$  і що це призводить до коливання напруги на стоці від початкового  $V_{Di}$  до кінцевого  $V_{Df}$  [14].

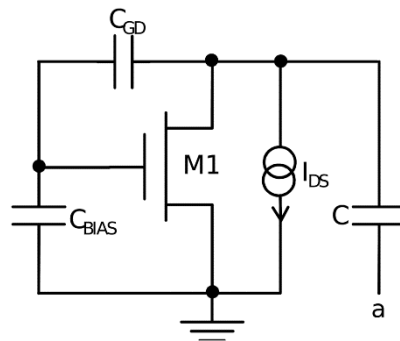


Рисунок 15. Відповідні елементи схеми для аналізу проблем стабільності  $V_{BIAS}$

Щодо цифрування сенсора, застосовується фундаментальний принцип, де пропонується виконувати логарифмічне перетворення часу на цифри за допомогою логарифмічного лічильника.

На рисунку 16 показано сенсор разом з блоками інтерфейсування. Коли отримується сигнал запуску, починається рахунок, пов'язаний з першим виміром за умови  $V_G = V_{BIAS}$ . Коли він завершується, результат зберігається в першому регістрі, і починається другий рахунок, за умови  $V_G = GND$ . Коли другий рахунок завершується, результат зберігається в другому регістрі, і акт-сигнал активується, що означає, що віднімач видає дійсний вихід. Маленький контролер відповідає за зовнішній протокол та генерує необхідні керуючі сигнали для кожного блоку [14].

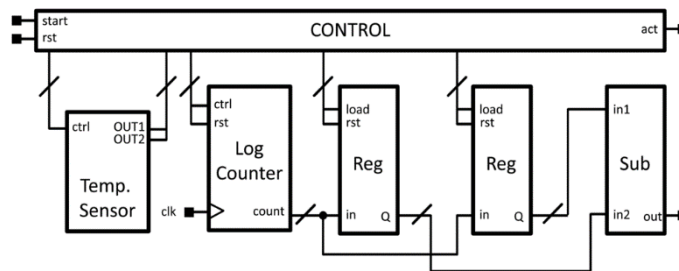


Рисунок 16. Складові блоки термічного датчика 65 нм

При розгляді всієї системи факт віднімання двох вимірів означає, що похибки, що супроводжують кожний вимір — через неточності моделі або квантові шуми — потенційно накопичуються при відніманні. Для того щоб порівняти фактичну точність сенсора з його роздільною здатністю, або кількістю бітів, яку він видає, таблиця залежностей логарифмічного лічильника повинна бути змірена відповідно до накопиченої

похибки [15].

На рисунку 17а–d показані результати характеристики датчика, проведених після симуляції після розміщення та маршрутизації, в яких взято один зразок для кожного цілого числа у діапазоні. Зміна ширини імпульсів при зміні температури відображена на рисунку 3.6а, як показано; перший вимір, який був здійснений за умови заземлення на воротах транзистора  $M_1$ , змінюється від 477 мкс при 40 °C до 6,33 мкс при 110 °C; другий, який був проведений за умови  $V_G = V_{BIAS}$  для  $M_1$ , змінюється від 28,7 мкс при 40 °C до 1,17 мкс при 110 °C. На рисунку 17b показано цифровий сигнал, що надходить від логарифмічного лічильника для кожного виміру ( $V_G = GND$ , тверді лінії,  $V_G = V_{BIAS}$ , пунктирні лінії), разом з результатом віднімання (точкові лінії). На рисунку 17c відображена характеристична крива датчика в номінальних умовах. Відхилення від лінійної регресії всіх точок надає помилку, скоєну у кожному вимірі [15]. На рисунку 17d показана помилка для кожної температури; значення  $3\sigma$  помилки за цих умов становить 0,96 °C. Припускаючи, що виходи датчика при 40 °C та 110 °C дорівнюють X та Y відповідно, ефективна роздільна здатність може бути розрахована як  $(110 - 40)/(Y - X)$ . При номінальних умовах датчик показує ефективну роздільну здатність  $\pm 0,20$  °C. Зверніть увагу, що ці показники не враховують вплив теплового шуму, присутнього на плаваючому конденсаторі; у найгіршому випадку, при максимальній температурі 110 °C, середньоквадратичне значення (RMS) цього шуму становить приблизно 210 мкВ, яким можна знехтувати порівняно з нелінійностями відповіді сенсора.

Для встановлення порівняння представленого сенсора зі сучасними розробками ми скористалися відмінним онлайн-дослідженням температурних датчиків, яке забезпечує К.А.А. Макінва, що безкорисливо оновлює excel-файл із даними, опублікованими протягом останніх 25 років. Серед численних робіт, які увійшли в дослідження, ми вибрали ті датчики, які найбільше підходять для цілей DTM, через їхню зменшену площу та споживану енергію, а також прийнятну точність [16].

У даному розділі було презентовано температурний сенсор на технологічному вузлі 65 нм. Виходячи з зарядженого плаваючого вузла, сенсор вимірює час розряду, спочатку через транзистор з  $V_G = GND$ , а потім через транзистор з  $0 < V_G < V_T$ . Виявлено, що співвідношення між цими двома вимірами у логарифмічному домені має зручну залежність від температури, при цьому виявляючи важливу стійкість до варіацій процесу. Було вирішено кілька питань імплементації, включаючи використання насоса заряду для зарядження плаваючого вузла.

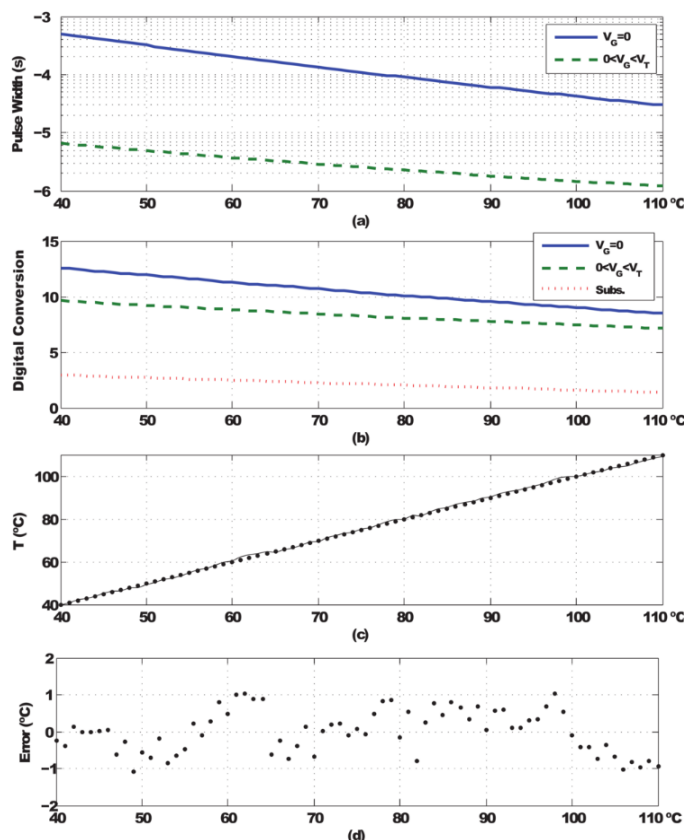


Рисунок 17. Характеристика сенсора за номінальних умов

Сенсор займає площу 0,0016 мм<sup>2</sup>. Енергія на конверсію складає 48–640 пДж, а  $3\sigma$  невідповідність становить 1,17 °C. Ці характеристики вписуються у прийнятний діапазон для DTM і є дуже привабливими порівняно з попередніми роботами. Крім того, частина сенсора, що відповідає за вимірювання, настільки мала та легка для реалізації, що, можливо, її можна було б включити в будь-яку бібліотеку стандартних комірок, залишивши інтерфейс на вибір проектувальника.



**Висновки**

У цій статті ми розглянули приклади розвитку CMOS-сенсорів температури, проаналізувавши їх технічні характеристики, методи роботи та перспективи подальшого розвитку. Застосування технології CMOS в різних галузях виявляється надзвичайно перспективним, оскільки вона дозволяє створювати компактні, енергоефективні та високоточні сенсори температури за доступними вартісними межами. Поява цих пристроїв створює нові можливості для застосування у вбудованих системах, де точність та надійність вимірювань температури є ключовими вимогами. Зростаюче зацікавлення в цих технологіях буде сприяти подальшому розвитку CMOS-сенсорів температури, що відкриватиме нові перспективи в їх застосуванні в різних галузях, включаючи медицину, автомобільну промисловість, електроніку споживчих товарів та багато інших.

**References**

1. Deng, F., He, Y., Li, B., Zhang, L., Wu, X., Fu, Z., & Zuo, L. (2015). Design of an Embedded CMOS Temperature Sensor for Passive RFID Tag Chips. In *Sensors* (Vol. 15, Issue 5, pp. 11442–11453). MDPI AG. <https://doi.org/10.3390/s150511442>
2. Mirshahi, S.; Uysal, S.; Akbari, A. Integration of RFID and WSN for supply chain intelligence system. In *Proceedings of the 2013 International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, Pitesti, Romania, 27–29 June 2013; pp. 1–6.
3. Al-Turjman, F.M.; Al-Fagih, A.E.; Hassanein, H.S. A novel cost-effective architecture and deployment strategy for integrated RFID and WSN systems. In *Proceedings of the 2012 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, Maui, HI, USA, 1–2 February 2012; pp. 835–839.
4. Aita, A.L.; Pertijs, M.A.; Makinwa, K.A.; Huijsing, J.H. A CMOS smart temperature sensor with a batch-calibrated inaccuracy of  $\pm 0.25$  °C ( $3\sigma$ ) from  $-70$  °C to  $130$  °C. In *Proceedings of the 2009 IEEE Solid-State Circuits Conference-Digest (ISSCC)*, San Francisco, CA, USA, 8–12 February 2009; pp. 342–343.
5. Zhou, S.; Wu, N. A novel ultra-low power temperature sensor for UHF RFID tag chip. In *Proceedings of the 2007 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (ASSCC)*, Jeju, Korea, 12–14 November 2007; pp. 464–467.
6. Wei, R., & Bao, X. (2018). A Low Power Energy-Efficient Precision CMOS Temperature Sensor †. In *Micromachines* (Vol. 9, Issue 6, p. 257). MDPI AG. <https://doi.org/10.3390/mi9060257>.
7. Zaliasl, S.; Salvia, J.C.; Hill, G.C.; Chen, L.; Joo, K.; Palwai, R.; Arumugam, N.; Phadke, M.; Mukherjee, S.; Lee, H.C.; et al. A 3 ppm  $1.5 \times 0.8$  mm<sup>2</sup> 1.0  $\mu$ A 32.768 kHz MEMS-based oscillator. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2015, 50, 291–302. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
8. Maderbacher, G.; Marsili, S.; Motz, M.; Jackum, T.; Thielmann, J.; Hassander, H.; Gruber, H.; Hus, F.; Sandner, C. A digitally assisted single-point-calibration CMOS bandgap voltage reference with a  $3\sigma$  inaccuracy of  $\pm 0.08\%$  for fuel-gauge applications. In *Proceedings of the 2015 International IEEE ISSCC*, San Francisco, CA, USA, 22–26 February 2015; pp. 1–3. [[Google Scholar](#)]
9. Wu, C.K.; Chan, W.S.; Lin, T.H. A 80 ks/s 36  $\mu$ W resistor-based temperature sensor using BGR-free SAR ADC with an unevenly-weighted resistor string in 0.18  $\mu$ m CMOS. In *Proceedings of the 2011 Symposium on VLSI Circuits (VLSIC)*, Honolulu, HI, USA, 15–17 June 2011; pp. 222–223. [[Google Scholar](#)]
10. Chen, P.; Chen, C.-C.; Tsai, C.-C.; Lu, W.-F. A time-to-digital-converter-based CMOS smart temperature sensor. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2005, 40, 1642–1648. [[Google Scholar](#)] [[CrossRef](#)]
11. Testi, N.; Yang, X. A 0.2 nJ/sample 0.01 mm<sup>2</sup> ring oscillator based temperature sensor for on-chip thermal management. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Quality Electronic Design*, Santa Clara, CA, USA, 4–6 March 2013; pp. 696–702. [[Google Scholar](#)]
12. Ituero, P., López-Vallejo, M., & López-Barrio, C. (2013). A 0.0016 mm<sup>2</sup> 0.64 nJ Leakage-Based CMOS Temperature Sensor. In *Sensors* (Vol. 13, Issue 9, pp. 12648–12662). MDPI AG. <https://doi.org/10.3390/s130912648>
13. Kim, K.; Lee, H.; Jung, S.; Kim, C. A 366 ks/s 400 uW 0.0013 mm<sup>2</sup> Frequency-to-Digital Converter Based CMOS Temperature Sensor Utilizing Multiphase Clock. *Proceedings of The IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC 09)*, San Jose, CA, USA, 13–16 September 2009; pp. 203–206.
14. Law, M.; Bermak, A. A 405-nW CMOS temperature sensor based on linear MOS operation. *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Express Briefs* 2009, 56, 891–895. [[Google Scholar](#)]
15. Luria, K.; Shor, J. Miniaturized CMOS Thermal Sensor Array for Temperature Gradient Measurement in Microprocessors. *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Paris, France, 3 May–2 June 2010; pp. 1855–1858
16. Datta, B.; Burleson, W. Low Power On-Chip Thermal Sensors Based on Wires. *Proceedings of IFIP International Conference on Very Large Scale Integration, 2007 (VLSI-SoC 2007)*, Atlanta, GA, USA, 15–17 October 2007; pp. 258–263.