

УДК 615.471.03:616.073

**О. В. Осадчук, д-р техн. наук, проф.;** Вальдемар Вуйцік, д-р техн. наук, проф.;  
**Р. Л. Голяка, д-р техн. наук, проф.;** О. Д. Азаров, д-р техн. наук, проф.;  
**Д. Х. Штофель, канд. техн. наук, доц.**

## **АНАЛІЗ СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ПОБУДОВИ МІКРОЕЛЕКТРОННИХ ТЕРМОДАТЧИКІВ ДЛЯ БІОМЕДИЧНОЇ ДІАГНОСТИКИ**

*Однією з найважливіших вимог до нового покоління мікроелектронних сенсорних пристроїв є зниження енергоспоживання та перехід до однополюсних джерел живлення низької напруги. Можливість розробки сенсорних пристроїв, які б відповідали цій вимозі, з'явилася зовсім недавно. Причиною такого повільного переходу на джерела живлення низької напруги була відсутність високоточних аналогових інтегральних схем, які забезпечували б можливість роботи в повному діапазоні напруг.*

*У цій роботі розглянуто підходи до побудови перетворювачів сигналів мікроелектронних термодатчиків потоку, які відповідають вимогам низьковольтної енергоефективної електроніки. Проблема полягає в тому, що при переході на низьковольтні джерела живлення зменшуються опори первинних перетворювачів термодатчиків. Якщо використовуються схеми, побудовані на функціонально інтегрованих елементах, які здійснюють контрольований нагрів потоку і за допомогою яких визначається градієнт температури в потоці, то виникає проблема впливу блукаючих опорів впливу сигнальних ліній. Проаналізовано принципові схемотехнічні рішення, які частково допомогли вирішити цю проблему. Однак досі не вирішені такі проблеми, як вплив сигнальних ліній, розташованих між функціонально інтегрованими елементами термодатчиків потоку, та енергетичні витрати (включаючи блукаючий розігрів) вихідних кіл підсилювачів керування. Ці проблеми, а також проблеми практичної реалізації режиму струмопостачання функціонально інтегрованих елементів, що забезпечує високу ефективність перетворення сигналу, є предметом схемотехнічних досліджень.*

*Загалом, перетворювачі сигналів, представлені в цій роботі, є результатом комплексного підходу до вирішення проблеми, пов'язаної з удосконаленням технічних характеристик термодатчиків потоку, і ці перетворювачі придатні як для реалізації датчиків мікропотоків (одиниці мілілітрів рідини за хвилину), так і датчиків потоку з великим масообміном (до сотень літрів за хвилину), і відповідають вимогам сучасної енергозберігаючої низьковольтної електроніки в біомедичних дослідженнях.*

**Ключові слова:** датчики термopотоку, перетворювачі сигналів, інтегрована електроніка для біомедичної електроніки, біомедична діагностика.

### **Вступ**

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

При терапевтичному впливі відбуваються процеси перетворення електромагнітної енергії лазерного променю в теплову енергію. Це перетворення енергії випромінювання в тепло може бути здійснено в тому випадку, якщо лазерне випромінювання поглинається специфічними тканинами хромофору [1, 2, 3, 14].

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

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

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

Перетворена в тепло енергія світла приводить до локального підвищення температури в об'ємі, що опромінюється. Якщо не виникає фазових переходів, то температура  $T$  підвищується пропорційно щільності енергії  $q$ . Частина тепла відводиться залежно від температурного градієнту шляхом теплопровідності в більш холодну сусідню ділянку. За рахунок передачі тепла обмежується підвищення температури в певній ділянці, що опромінюється при повній інтенсивності опромінювання, тобто при заданій інтенсивності випромінювання пов'язана певна максимальна температура. Для кожної тканини існує специфічний поріг інтенсивності, який необхідно перейти для досягнення необхідної локальної температури [4, 5, 6].

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

### Постановка проблеми

У цій роботі відзначено, що перспективним напрямком у побудові високолінійних аналогових пристроїв для систем вимірювання, реєстрації та обробки сигналів є застосування двотактних структур. Водночас, незважаючи на різноманітність наявних моделей високолінійних пристроїв, що випускаються провідними всесвітньо відомими компаніями, зокрема Analog Devices, National Semiconductor, Texas Instruments, Linear Technology, ON Semiconductor, Philips, Inetrstil [7, 8] існують можливості подальшого вдосконалення їх характеристик.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Проблема математичного моделювання датчиків теплового потоку безпосередньо пов'язана з розрахунком розподілу температури в структурі датчика. Методи теплового розрахунку на сьогодні загальновідомі, а для їх реалізації використовується широкий спектр програмних продуктів, зокрема Simulink (бібліотека Sim Power System) середовища Matlab компанії Math Web Inc., Comsol або Semisel [1, 4, 7].

Слід зазначити, що проблема поєднання теплового та електричного моделювання вже частково вирішена, зокрема, в останніх версіях програмного забезпечення для схемного моделювання PCPICE та MicroCap [8, 9, 10]. Проте, як ми вже показали, застосування вищезазначених програмних продуктів для задач динамічного електротеплового моделювання термодатчиків потоку потребує вирішення задачі синтезу електротеплових моделей терморезистивних, діодних і транзисторних структур первинних перетворювачів, вольт-амперна характеристика яких модулюється робочим струмом.

### Метод

Основою багатоцифрових аналого-цифрових систем є високолінійні системні АЦП і ЦАП, які, в свою чергу, містять аналогові пристрої. Останні значною мірою впливають на статичні та аналогові характеристики аналого-цифрових систем в цілому.

Розглядаючи структуру систем вимірювання, реєстрації та обробки сигналів, можна виділити канали АЦ і ЦА [10, 14], узагальнену структуру яких показано на рис. 1.

При цьому будь-який канал АД може бути представлений таким чином, що на вхідний сигнал  $A_{\text{inp}}$  накладаються різні похибки під впливом внутрішніх факторів і факторів навколишнього середовища [11, 12, 13]:

- for AS:  $\Delta_{0AS}$  – zero,  $\Delta_{\text{LIN AS}}$  – integral linearity;
- for B:  $\Delta_{0B}$  – zero,  $\Delta_{\text{LIN B}}$  – integral linearity;
- для ІА:  $\Delta_{0IA}$  – нуль,  $\Delta_{\text{LIN IA}}$  – інтегральна лінійність,  $\Delta_{S IA}$  – масштаб;

- для ADC:  $\Delta_0$  – нуль,  $\Delta_{INT}$  – інтегральна лінійність,
- $\Delta_{DIF}$  – диференціальна лінійність,  $\Delta_S$  – масштаб.

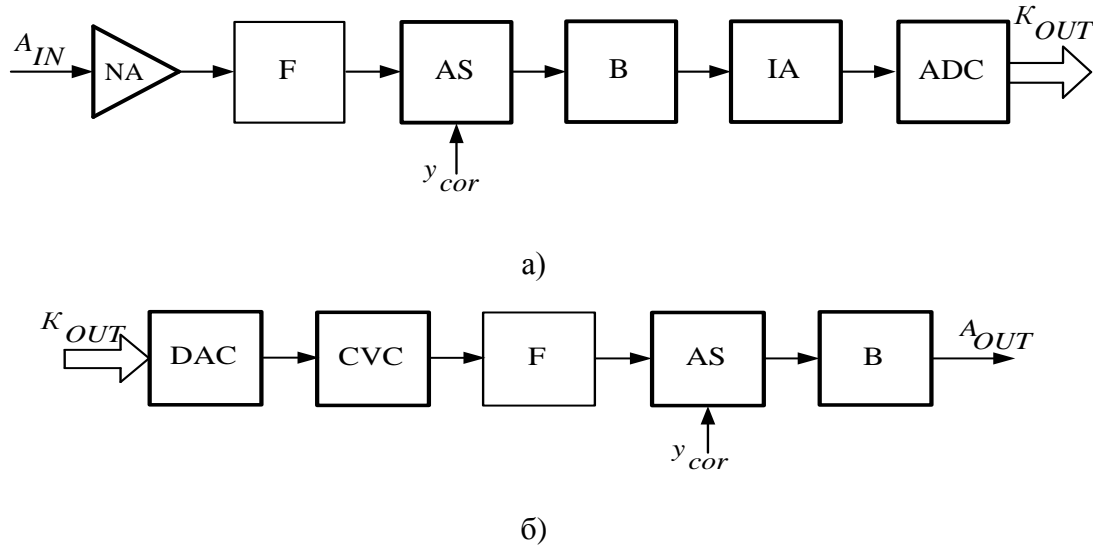


Рис. 1. Узагальнена структура каналів багатобитових систем вимірювання, реєстрації та обробки самокаліброваних сигналів: а) АЦП; б) ЦА-перетворення

Для врахування цих статистичних похибок можна побудувати модель складових похибки прохідного каналу АЦ-перетворення, модель зображена на рис. 2а.

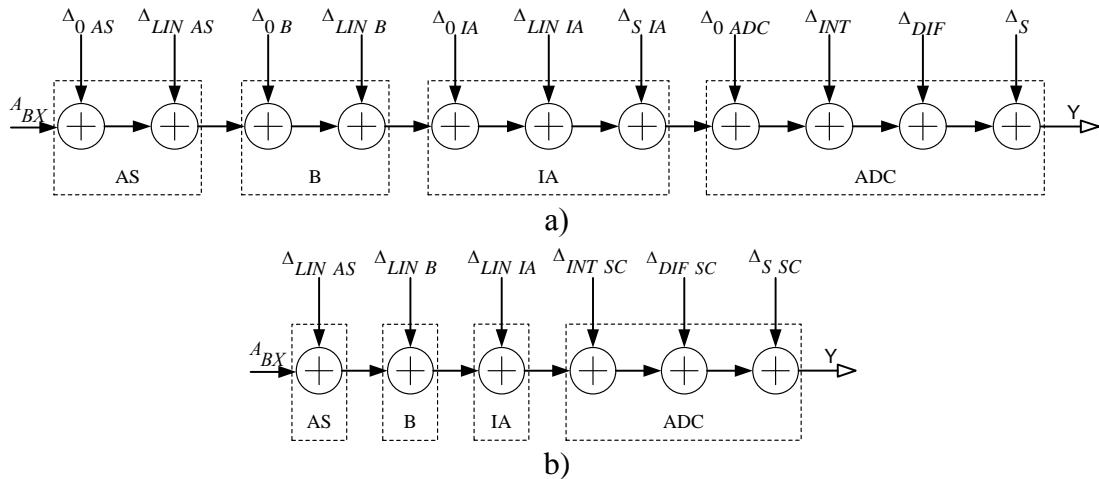


Рис. 2. Модель складових похибки прохідного каналу АЦП: а) до калібрування; б) після калібрування

На виході каналу АЦ-перетворення до калібрування сигнал містить похибки аналогових вузлів, кожен окремий аналоговий вузол вносить такі складові [14, 15]:

$$\Delta_{\Sigma AS} = \sqrt{\Delta_{0 AS}^2 + \Delta_{LIN AS}^2} \quad \text{– для аналогового ключа;}$$

$$\Delta_{\Sigma B} = \sqrt{\Delta_{0 B}^2 + \Delta_{LIN B}^2} \quad \text{– для буфера;}$$

$$\Delta_{\Sigma IA} = \sqrt{\Delta_{0 IA}^2 + \Delta_{LIN IA}^2 + \Delta_S^2} \quad \text{– для підсилювача, який програмується;}$$

$$\Delta_{\Sigma ADC} = \sqrt{\Delta_{0 ADC}^2 + \Delta_{INT}^2 + \Delta_{DIF}^2 + \Delta_S^2} \quad \text{– для АЦП.}$$

Загальна похибка складається із суми похибок, доданих кожним окремим вузлом каналу, і визначається як [16, 17]:

$$\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_{\Sigma AS}^2 + \Delta_{\Sigma B}^2 + \Delta_{\Sigma IA}^2 + \Delta_{\Sigma ADC}^2}$$

Це може призвести до значного спотворення вхідного сигналу  $A_{inp}$ . Для виправлення похибки перетворення AD можна використовувати самокалібрування. Однак при використанні цієї процедури усуваються лише так звані помилки корекції.

При цьому можуть з'явитися додаткові методичні помилки [рис. 2б].

У DA-каналі внаслідок наявності первинних похибок елементів аналогових вузлів, а також у процесі роботи під впливом факторів внутрішнього середовища виникають такі складові похибки:

для коду – перетворювач струму (ССС):

- $\Delta_{dig}$  – суперпозиції ваг цифр,
- $\Delta_{qun DAC}$  – квантування,  $\Delta_{inj}$  – інтегральна лінійність,
- $\Delta_{DIF}$  – диференціальна лінійність,  $\Delta_{0 DAC}$  – нуль,
- for CVC:  $\Delta_{0 CVC}$  – нуль,  $\Delta_{LIN CVC}$  – інтегральна лінійність,
- for AS:  $\Delta_{0 AS}$  – нуль,  $\Delta_{LIN AS}$  – інтегральна лінійність,
- for B:  $\Delta_{0 B}$  – нуль,  $\Delta_{LIN B}$  – інтегральна лінійність.

Модель складових похибки прохідного каналу DA-перетворення наведена на рис. 2.а.

На виході каналу DA-перетворення перед калібрувальним сигналом  $A_{out}$  містяться помилки аналогових вузлів каналу DA-перетворення і кожен окремий аналоговий вузол вносить таку похибку [18]:

$$\Delta_{\Sigma DAC} = \sqrt{\Delta_{dig}^2 + \Delta_{qun DAC}^2 + \Delta_{INT}^2 + \Delta_{DIF}^2 + \Delta_{0 DAC}^2} \text{ – для перетворювача код-струм;}$$

$$\Delta_{\Sigma CVC} = \sqrt{\Delta_{0 CVC}^2 + \Delta_{LIN CVC}^2} \text{ – для перетворювача струм-напруга;}$$

$$\Delta_{\Sigma AS} = \sqrt{\Delta_{0 AS}^2 + \Delta_{LIN AS}^2} \text{ – для аналогового комутатора;}$$

$$\Delta_{\Sigma B} = \sqrt{\Delta_{0 B}^2 + \Delta_{LIN B}^2} \text{ – для буфера.}$$

При цьому всі статичні помилки, що виникають в каналах АЦП і ЦАП, можна розділити на категорії, наведені в таблиці 1 [19, 20, 21]:

1. Виправні – тобто ті, які можна значно зменшити;
2. Частково виправні – це помилки, які можна виправити до певного прийняттого рівня;
3. Невиправні – ті, які не можна зменшити або компенсувати за допомогою самокалібрування. Одночасно їх можна зменшити, застосовуючи схемотехнічні рішення або конструктивно.

Для усунення виправних похибок може бути застосована процедура самокалібрування. Цю операцію можна ефективно виконувати в СІФ на базі систем числення з ваговою надлишковістю [14, 22]. Варто зазначити, що при застосуванні самокалібрування ці помилки стають очевидними в основному у формі частково виправних помилок. Але вони мають другорядне значення порівняно з похибками, що виникають в результаті зміни параметрів елементів аналогового блоку.

При цьому слід підкреслити перевагу самокалібрування порівняно з іншими методами корекції, а саме відсутність необхідності проводити самокалібрування окремо для кожного аналогового вузла. Оскільки всі вищезазначені вузли охоплені загальним FBC, процедура виконується для всієї системи.

Таблиця 1

## Статичні похибки каналів перетворення

Помилки, які можна виправити.	Помилки, які не можна виправити.	Помилки, які можна виправити частково
1. Нульовий зсув: $\Delta_{0AS}$ , $\Delta_{0B}$ , $\Delta_{0IA}$ $\Delta_{0ADC}$ , $\Delta_{0DAC}$ , $\Delta_{0CVC}$ . 2. Масштаб: $\Delta_S IA$ , $\Delta_S$ , $\Delta_S SC$ . 3. Диференціальна лінійність: $\Delta_{DIF}$ .	1. Інтегральна лінійність: $\Delta_{LIN AS}$ , $\Delta_{LIN B}$ , $\Delta_{LIN IA}$ , $\Delta_{LIN CVC}$ . 2. Квантування DAC: $\Delta_{qun DAC}$ . 3. Суперпозиція ваг цифр. $\Delta_{dig}$ . 4. Інтегральна нелінійність самокалібрування. $\Delta_{INT SC}$ .	1. Інтегральна лінійність DAC: $\Delta_{INT}$ . 2. Диференційна нелінійність самокалібрування: $\Delta_{DIF SC}$ .

Варто зазначити, що помилку інтегральної лінійності гіпотетично можна виправити, але процес потребує значних програмно-апаратних витрат, що у свою чергу призводить до ускладнення шляху самокалібрування та збільшення ціни кінцевого продукту [23]. Саме тому такого роду помилки в більшості випадків називаються невивправними.

Динамічні характеристики аналого-цифрових систем значною мірою визначаються параметрами аналогових пристроїв, які входять до складу цих систем. Тому доцільно проаналізувати їх характеристики.

Як відомо, більша частина аналогових вузлів побудована на базі однокаскадного ДСА, з'єднаних за схемами, самі мають свої специфічні статичні похибки, показані на рис. 3.

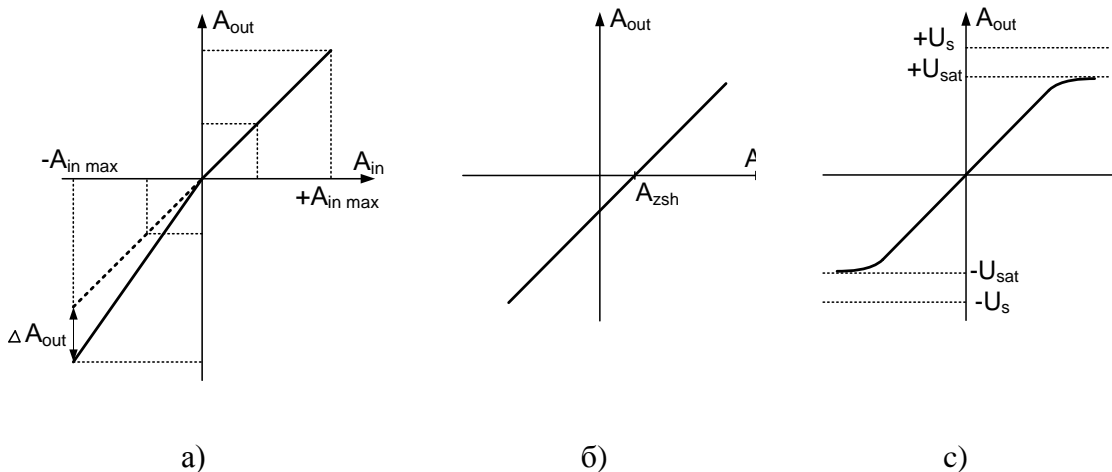


Рис. 3. Види спотворень передатної характеристики ДСА:

а) асиметрія  $K_1$ , якщо змінюється полярність  $A_{in}$ ; б) нульовий зсув; в) Обмеження діапазону

У цьому випадку мають місце рівняння:

$$\Delta A_{out} = A_{out}(+A_{in \max}) - A_{out}(-A_{in \max});$$

$$\Delta A_{zsh} = A_{out} - A_{in};$$

$$\Delta U_{out} = A_{out}(+U_{sat}) - A_{out}(-U_{sat}).$$

Як правило, досягнення високого рівня точності забезпечується збільшенням глибини FB, що потребує корекції AFC та PFC і, відповідно, призводить до зниження швидкості роботи та пропускної здатності. Кращі показники має PDCA з прохідними каналами підсилення, які характеризуються симетричністю фронтів вихідного сигналу і простотою налаштування режимів підсилювальних каскадів. Однак недоліком таких схем є велика залежність коефіцієнта підсилення від опору навантаження [12, 13]. Найкращі показники для побудови високолінійних аналогових пристроїв має PDCA з розподіленими каналами підсилення, де рівень невірних похибок знижується, але використання наявного PDCA вимагає точного налаштування струму робочої точки підсилювальних каскадів, але це проблематично.

#### Двотактні підсилювачі струму з параметричним налаштуванням робочих точок

Враховуючи те, що перспективним напрямком побудови високолінійних аналогових пристроїв є використання двотактних структур, доцільно провести аналіз можливостей побудови таких пристроїв на основі PDCA. Проаналізуємо електричні параметри найпростішої функціональної схеми PDCA, зображеної на рис. 4.

Він містить ІППС, побудовану у вигляді самоповнюючої схеми із загальною базою на транзисторах VT1 і VT2. На базі цих транзисторів подаються напруги зсуву  $-U_{bv}$  і  $+U_{bv}$  для встановлення режиму робочої точки. Входом схеми служить точка з'єднання емітерів транзисторів VT1 і VT2. Джерела струмів I3 і I4 задають струм зміщення в колекторах і емітерах вхідних транзисторів VT1 і VT2 відповідно. DCA також містить розподілену ІАС, побудовану на транзисторах VT3 і VT4. Точка підключення колекторів цих транзисторів служить виходом підсилювача. Схема підключається до двох джерел напруги живлення  $+U_s$  та  $-U_s$  відповідно [13].

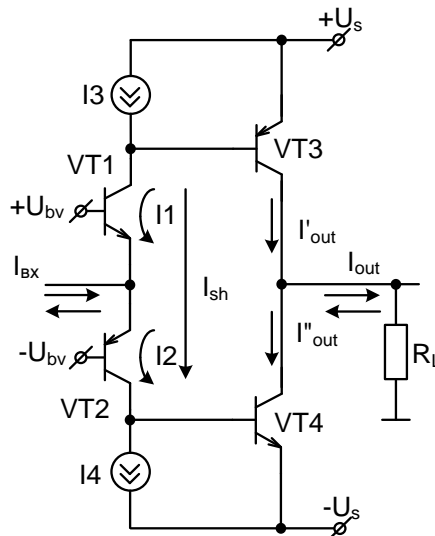


Рис. 4. Спрощена функціональна схема PDCA з розподіленими проміжними етапами

Відомо, що передатні характеристики першого ступеня матимуть вигляд [12].

$$I_1 = -\frac{1}{2}I_{in} + \sqrt{\frac{I_{in}^2}{4} + I_0^2} \quad (1)$$

Аналогічно:

$$I_2 = \frac{1}{2}I_{in} + \sqrt{\frac{I_{in}^2}{4} + I_0^2} \quad (2)$$

На рис. 5 представлено графік залежності  $I_1$  та  $I_2$  від  $I_{Bx}$ . На ній показано, як струм на вході підсилювача розбивається на складові, які розгалужуються на колектори VT1 і VT2. Значення  $I_1$  і  $I_2$  визначаються вольт-амперною характеристикою транзисторів і залежать від їх потужності [12].

Для приростів струмів  $\Delta I_2 \approx I_2 - I_0$  та  $\Delta I_1 \approx I_1 - I_0$  має місце залежність, зображена на рис. 6.

Слід зазначити, що функції і мають дві зони:  $\Delta I_1 = f(I_{in})$  та  $\Delta I_2 = f(I_{in})$

- 1)  $I_{in} \leq 2I_0$  – малий сигнал; ; 2)  $I_{in} > 2I_0$  – зона великого сигналу.

У першій зоні:  $\Delta I_2 \approx \frac{1}{2} I_{in}$ . У другій  $\Delta I_2 \approx I_{in} - I_0$ .

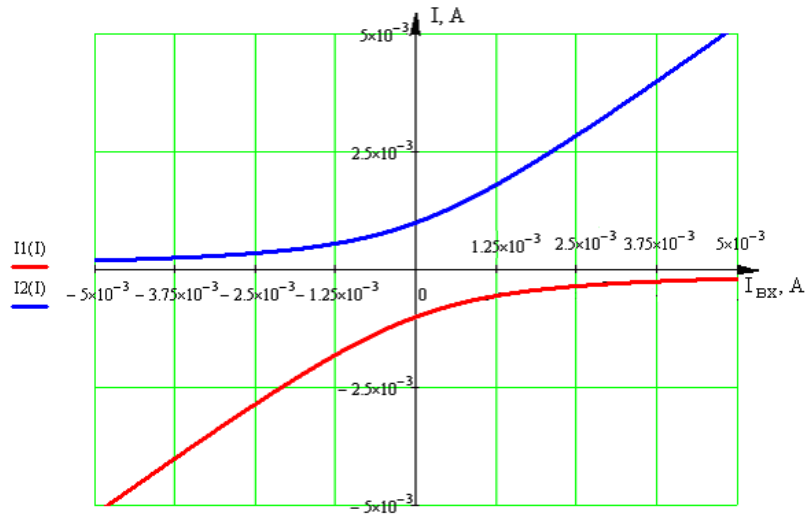


Рис. 5. Залежність  $I_1$  та  $I_2$  від  $I_{inp}$

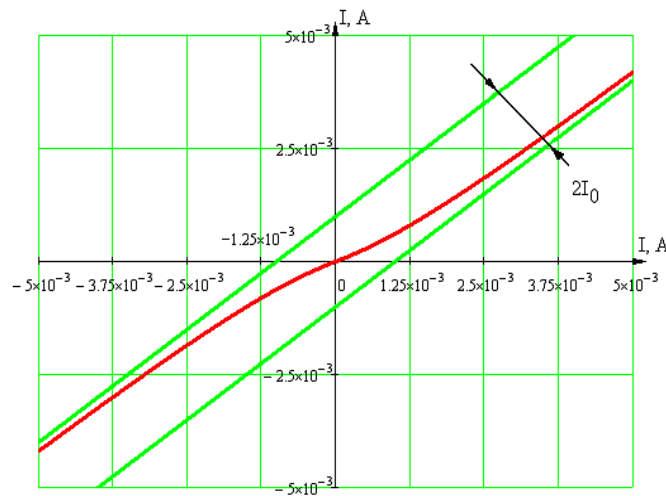


Рис. 6. Залежність приростів струмів  $\Delta I_1$  та  $\Delta I_2$

Розглянемо розгалуження  $I_{inp}$  на складові та його подальший рух по каналах підсилення. Отримуємо:

$$I_{B3} \approx \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \cdot I_1 - I_3; \quad I_{B4} \approx \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \cdot I_2 - I_4;$$

$$I'_{out} \approx \beta_3 \cdot I_{B3}; \quad I''_{out} \approx \beta_4 \cdot I_{B4},$$

де  $\beta_1 - \beta_4$  – коефіцієнт посилення за струмом.

Струм навантаження формується як різниця двох складових:

$$I_L = I''_{out} - I'_{out}.$$

З урахуванням (1) і (2) отримуємо:

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} + \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_{in} + \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot \sqrt{\frac{I_{in}^2}{4} + I_0^2} \quad (3)$$

Вираз (3) показує, що нелінійність першого каскаду передається на вихід через несиметрію «плечей» підсилювача. У разі нульового струму маємо:

$$I_L = \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_0 \quad \Big|_{I_{in} = 0}$$

Тому приріст вихідного струму дорівнює:

$$\Delta I_L = I_L(I_{in}) - I_L'(I_{in}),$$

де  $I_L'(I_{in})$  – значення  $I_L$  at  $I_{in} = 0$ , визначається [12]:

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} + \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_{in} + \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot \left( \sqrt{\frac{I_{in}^2}{4} + I_0^2} - I_0 \right)$$

Функція  $\Delta I_L = f(I_{in})$  представлена на рис. 7.

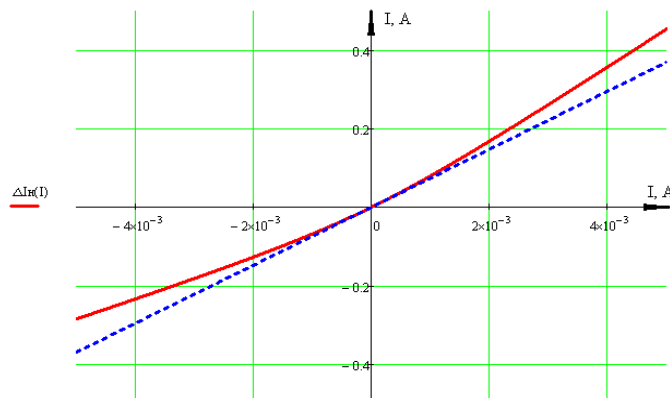


Рис. 7. Залежність приросту вихідного струму  $\Delta I_L = f(I_{in})$

Штриховою лінією показано лінійну складову, а приріст  $\Delta I_L$ , від  $I_{in}$  – суцільною лінією:

$$\Delta I_L = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} + \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_{in}$$

Слід зазначити, що додаткові струми зміщення  $I_3$  і  $I_4$  в ланцюгах баз третього і четвертого транзисторів можуть компенсувати лише статичну частину постійної складової струму навантаження:

$$\beta_3 I_{B3} - \beta_4 I_{B4} = \left( \frac{\beta_4 \cdot \beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{\beta_3 \cdot \beta_1}{\beta_1 + 1} \right) \cdot I_0$$

Тобто компенсація за рахунок зміщення другого каскаду можлива тільки окремо або для зони малого сигналу або тільки для зони великого сигналу [14]. При цьому неважко



помітити, що значення похибки лінійності передатної характеристики PDCA залежить лише від неідентичності значень  $\beta$  для p-n-p і n-p-n транзисторів та їх зміни в діапазоні вхідного і вихідного сигналів.

### Висновок

Однією з найважливіших вимог до нового покоління мікроелектронних сенсорних пристроїв є зниження енергоспоживання та перехід до однополюсних джерел живлення низької напруги. Можливість розробки сенсорних пристроїв, які б відповідали цій вимозі, з'явилася зовсім недавно. Причиною такого повільного переходу на джерела живлення низької напруги була відсутність високоточних аналогових інтегральних схем, які забезпечували б можливість роботи в повному діапазоні напруг.

У цій роботі розглянуто підходи до побудови перетворювачів сигналів мікроелектронних термодатчиків потоку, які відповідають вимогам низьковольтної енергоефективної електроніки. Однак застосування сучасних інтегральних схем Rail-to-Rail для досягнення поставленої мети недостатньо. Як уже зазначалося, проблема полягає в тому, що при переході на низьковольтні джерела живлення зменшуються опори первинних перетворювачів термодатчиків. Якщо використовуються схеми, побудовані на функціонально інтегрованих елементах, які здійснюють контрольований нагрів потоку і за допомогою яких визначається градієнт температури в потоці, то виникає проблема впливу блукаючих опорів впливу сигнальних ліній. У першому розділі були проаналізовані основні схемотехнічні рішення, які частково допомогли вирішити цю проблему. Однак досі не вирішені такі проблеми, як вплив сигнальних ліній, розташованих між функціонально інтегрованими елементами термодатчиків потоку, та енергетичні витрати (включаючи блукаючий розігрів) вихідних кіл підсилювачів керування. Ці проблеми, а також проблеми практичної реалізації режиму струмопостачання функціонально інтегрованих елементів, що забезпечує високу ефективність перетворення сигналу, є предметом схемотехнічних досліджень.

Загалом, перетворювачі сигналів, представлені в цій роботі, є результатом комплексного підходу до вирішення проблеми, пов'язаної з удосконаленням технічних характеристик термодатчиків потоку, і ці перетворювачі придатні як для реалізації датчиків мікропотоків (одиниці мілілітрів рідини за хвилину), так і датчиків потоку з великим масообміном (до сотень літрів за хвилину), і відповідають вимогам сучасної енергозберігаючої низьковольтної електроніки в біомедичних дослідженнях.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Fang Y., Liou W. W. Computations of the Flow and Heat Transfer in Microdevices Using DSMC With Implicit Boundary Conditions. *J. Heat Transfer*. 2002. Vol. 124. P. 338–345.
2. Liou W. W., Fang Y. Implicit Boundary Conditions for Direct Simulation Monte Carlo Method in MEMS Flow Predictions. *CMES*. 2000. Vol. 1, № 4. P. 119–128.
3. Thermal distribution microfluidic sensor based on silicon / Y. Weiping et al. *Sensors and Actuators B.* 2005. Vol. 108. P. 943–946.
4. Van Oudheusden B. W. Silicon thermal flow sensors, *Sensors and Actuators. Phys.* 1992. № 30. P. 5–26.
5. Thermal flow sensor for liquids and gases based on combinations of two principles / M. Ashauer et al. *Sensors and Actuators A*. 1999. Vol. 73. P. 7–13.
6. Theoretical and experimental studies of micromachined hot-wire anemometers / F. Jiang et al. *International Electron Devices Meeting (IEDM)*. San Francisco, 1994, December 11–14. P. 139–142.
7. Micromachined structures for the thermal measurements of fluid and flow parameters / Van J. J. Baar et al. *J. Micromech. Microeng.* 2001. № 11. P. 311–318.
8. Micro-liquid flow sensor / T. S. T. Lammerink et al. *Sensors and Actuators A*. 1993. P. 45–50.
9. The analysis of transmitting feature of push-pull symmetric direct current amplifier / O. D. Azarov et al. *Scientific works of VNTU*. 2007. № 1. P. 1–8. URL: <https://works.vntu.edu.ua/index.php/works/article/view/7>.
10. Margelov A. Honeywell gas flow sensors. *Chip News*. 2005. № 9 (102). P. 56–58
11. Gotra Z. Yu., Holyaka R. L. Differential thermometer with high resolution. *Technology and construction in electronic equipment*. 2009. № 6 (84). P. 19–23.
12. Pavlov S. V., Wójcik W., Smolarz A. *Information Technology in Medical Diagnostics*. CRC Press, July 11,

2017. 210 p.

13. Wójcik W., Pavlov S., Kalimoldayev M. Information Technology in Medical Diagnostics II. London: Taylor & Francis Group, CRC Press, Balkema book, 2019. 336 p.

14. Wojcik W., Pavlov S. Highly linear Microelectronic Sensors Signal Converters Based on Push-Pull Amplifier Circuits, edited by Monograph. NR 181, Lublin, Comitet Inzynierii Srodowiska PAN, 2022. 283 p. ISBN 978-83-63714-80-2.

15. Information Conversion in Measuring Channels with Optoelectronic Sensors / V. Kukharchuk et al. *Sensors* 22. 2022. № 1: 271. <https://doi.org/10.3390/s22010271>.

16. Ellis Menga, Po-Ying Li, Yu-Chong Tai. A biocompatible Parylene thermal flow sensing array. *Sensors and Actuators*. 2008. №. 144. P. 18–28.

17. Research Active Posterior Rhinomanometry Tomography Method for Nasal Breathing Determining Violations / Avrunin O. G. et al. *Sensors*. 2021. №21. P. 8508. URL: <https://www.mdpi.com/1424-8220/21/24/8508>. DOI:10.3390/s21248508.

18. Possibilities of Automated Diagnostics of Odontogenic Sinusitis According to the Computer Tomography Data / Avrunin O. G. et al. *Sensors*. 2021. №21. P. 1198. <https://doi.org/10.3390/s21041198>.

19. Transient analysis in 1st order electrical circuits in violation of commutation laws / V. Kukharchuk et al. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2021. R. 97, NR 9/2021. P. 26–29. ISSN 0033-2097. DOI:10.15199/48.2021.09.05.

20. Osadchuk O. V. Microelectronic frequency converters on the base of the transistor structures with negative resistance. Vinnitsia: UNIVERSUM, Vinnitsia, 2000. 303 p.

21. Desing J., Lindgren P. Sensor communication technology towards ambient intelligence. *Measurement Science and Technology*. 2005. Vol. 16. P. 37–46.

22. Desing J. Sensor communication technology for the ambient intelligence creation. *Sensors and system*. 2005. № 12. P. 63–74.

23. Wojcik W. Schematic implementation of signal converters of thermal sensors for biomedical purposes. *Optoelectronic information -energy technologies*. 2024. Vol. 47, Issue 1. P. 187–197.

Стаття надійшла до редакції 10.02.2025.

Стаття пройшла рецензування 17.02.2025.

**Осадчук Олександр Володимирович** – д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри інформаційних радіоелектронних технологій і систем, ORCID: 0000-0001-6662-9141, e-mail: osadchukav69@gmail.com.

Вінницький національний технічний університет.

**Вуйцік Вальдемар** – д-р техн. наук, професор Інституту електроніки та інформаційних технологій Люблінського технологічного університету, доктор Honoris Causa України та Казахстану, ORCID: 0000-0002-0843-8053, e-mail: waldemar.wojcik@pollub.pl.

Люблінський технологічний університет.

**Голяка Роман Любомирович** – д-р техн. наук, професор кафедри електронних пристроїв інформаційно-комп'ютерних технологій, ORCID: 0000-0002-7720-0372, e-mail: roman.l.holiaka@lpnu.ua.

НУ «Львівська політехніка».

**Азаров Олексій Дмитрович** – д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри комп'ютерних технологій, ORCID: 0000-0002-8501-1379, e-mail: azarovolexiy@gmail.com.

Вінницький національний технічний університет.

**Штофель Дмитро Хуанович** – канд. техн. наук, доцент кафедри біомедичної інженерії та оптико-електронних систем, ORCID: 0000-0002-9807-5179, e-mail: shtofel@vntu.edu.ua.

Вінницький національний технічний університет.