

УДК 53.08; 536.53; 621.31

## ПОКРАЩЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ТЕРМОМЕТРІВ

© Олександр Тимчук, Юрій Яцук, 2010

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра метрології, стандартизації та сертифікації,  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Проаналізовано схемотехнічну реалізацію вхідного уніфікованого кола для цифрових термометрів з напівпровідниковими сенсорами. Проаналізовано можливості зменшення складових похибки генератора модуляційного струму, описано його реалізацію на основі інтегрального помножувального ЦАП. Результати виконаних експериментальних досліджень цифрового термометра, побудованого за спрощеною схемою, показали добру збіжність з теоретичними припущеннями та практичну незалежність показів від впливу опорів ліній зв'язку.*

*Проанализирована схемотехническая реализация входной унифицированной структуры цифровых термометров с полупроводниковыми сенсорами. Проведен анализ возможных путей уменьшения составляющих погрешности генератора модуляционного тока, описана его реализация на базе интегрального умножающего ЦАП. Результаты экспериментальных исследований цифрового термометра, построенного по упрощенной схеме, показали хорошее совпадение с теоретическими предпосылками и практическую независимость показаний термометра от сопротивления линий связи.*

*The input circuit for digital thermometer with outside semiconductor sensor is analyzed in this paper. The analyze showed that is needed to reduce data errors of the generator modulation current. So are rational generator modulation current changes to integration resistors multiplying DAC. This paper is consisted experimental investigation of the digital thermometer that is designed by easily circuit. Was investigation that in designed digital thermometer was provided independence measure temperature from resistance line communication.*

**Вступ.** Основним недоліком практичного використання напівпровідникових сенсорів температури (НСТ) є великий (до десятків процентів) розкид їх характеристик перетворення від зразка до зразка, що вимагає детального аналізу особливостей побудови цифрових термометрів із урахуванням основних конструктивних і технологічних параметрів р-п-переходів [1–5]. Для опису характеристик р-п-переходів використовується ряд математичних моделей, які тією чи іншою мірою деталізують опис фізичних процесів, що відбуваються в них [6–8]. Однак аналіз показав, що серед низки відомих математичних моделей [1–9] певні переваги має теоретико-емпірична модель, яка оснований на фундаментальних співвідношеннях теорії напівпровідників – формулах Шоклі та Молла–Еберса [8]. Детальніший аналіз показав, що параметри таких моделей індивідуальні для кожного НСТ, а на практиці це призводить до необхідності підстроювання функції передачі термометра [9]. Запропоновано, обґрунтовано та теоретично показано, що під час використання методу модуляції вимірювальних струмів для трьох його значень можна забезпечувати уніфікацію характеристик

перетворення діодних термометрів з похибкою десяти частки Кельвіна у діапазоні вимірювання (-60...+200)°C [10, 11]. Виконані дослідження показали, що на практиці спостерігається дещо більше значення похибки до ±0,7 К під час використання НСТ на основі серійних діодів у діапазоні вимірювання (0...+100)°C [12].

**Постановка задачі досліджень.** Як показав аналіз, необхідно розглянути можливості покращення параметрів цифрових термометрів для роботи з напівпровідниковими сенсорами температури з урахуванням уточненої їх математичної моделі і явищ, пов'язаних з особливостями протікання струму через прямозміщений р-п-перехід, можливостей сучасної елементної бази та інформаційних технологій. Тому оптимізація побудови структури цифрового напівпровідникового термометра, придатної для інтегрального виконання, є актуальною проблемою.

**Аналіз метрологічних властивостей цифрових діодних термометрів.** Доволі великі значення спадів напруги на прямозміщеному р-п-переході (десяти

частки вольт) та його температурних змін ( $-2$  мВ/К) ускладнюють практичну реалізацію методу уніфікації за допомогою модуляції вимірювальних струмів, оскільки інформативним сигналом при цьому є порівняно невелика різниця (десятки мілівольт) спадів напруги на р-п-переході за різних значень струмів. Аналіз співвідношень показує, що метрологічні властивості термометрів з модуляцією вимірювальних струмів сенсорів з р-п-переходом передусім залежать від точності задання значень цих струмів (рис. 1). Вираз для вихідних струмів подамо співвідношенням:

$$I_i = \frac{1}{R_c} \left[ P_i \cdot U_{ГC} + e_{ПН} \left( 1 + \frac{1}{M_{сф}} \right) \left( 1 + \frac{1}{\kappa_{ПН}} \right) + \frac{e_{ГC}}{1 + 1/\kappa_{ГC}} - \frac{U_i}{1 + \kappa_{ГC}} \right] \cdot \frac{1}{1 + R_{в.УC}/R_c (1 + \kappa_{ГC})(1 + \kappa_{ГC}\beta_{ГC})} + \frac{I_{ГC}^-}{1 + U_i/U_{ПНi}}, \quad (1)$$

де  $R_c$  – опір струмозадавального резистора;  $R_1, \dots, R_4$  – опори подільника напруги ПНЗ;  $e_{ПН}, e_{ГC}$  – напруги зміщення операційних підсилювачів (ОП) DA1 та DA2;  $I_{ГC}^-$  – вхідний струм інвертуючого входу підсилювача DA2;  $\kappa_{ПН}, \kappa_{ГC}$  – коефіцієнти передачі розімкнених підсилювачів DA1 та DA2 відповідно;  $M_{сф}$  – коефіцієнт послаблення синфазної складової DA1;  $U_{ГC}$  – вхідна напруга ГС;  $p_i$  – коефіцієнти поділу напруги  $U_{ГC}$  для встановлених відповідно значень струмів  $I_i$ ;  $p_1 = (R_3 + R_4)/\sum R$ , де  $\sum R = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$  – для струму  $I_1$ ;  $p_2 = R_4/\sum R$  – для струму  $I_2$ ;  $p_3 = (\sum R - R_1)/\sum R$  – для струму  $I_3$ ;  $R_{вГC}$  – вихідний опір підсилювача DA2;  $\beta_{ГC} = R_c/(R_c + U_i/I_i) \cong \cong P_i/(P_i + U_i/U_{ГC})$  – коефіцієнт зворотного зв'язку підсилювача DA2;  $U_{ПНi} \cong P_i U_{ГC}$ .

На практиці зазвичай виконуються співвідношення  $R_{вГC} \ll R_c$ ,  $\beta_{ГC} = 0,01 \dots 0,5$ ,  $\kappa_{ГC} \gg 1$ , тому впливом множника при квадратній дужці можна у першому наближенні знехтувати. Сучасна елементна мікроелектронна база дає можливість використати ОП з такими коефіцієнтами передачі та послаблення синфазної складової, що їх відносна похибка не перевищуватиме значення  $\pm 0,001$  % [13-15]. Такі значення похибки на практиці є нехтовно малими порівняно з похибками резисторів подільника напруги ПНЗ (близько декількох сотих відсотка). Для

зменшення впливу адитивного виразу (1) слід використати ОП з польовими транзисторами на вході, максимальне значення вхідних струмів яких становить лише частки наноампера. З урахуванням зроблених припущень вираз вихідного струму ГС  $I_i$  можна переписати як:

$$I_i = \left( 1/R_c \right) \left[ p_i U_{ГC} + \Delta_{КПН} - U_i / (1 + \kappa_{ГC}) \right] + I_{ГC}^- / (1 + U_i / p_i U_{ГC}), \quad (2)$$

де  $\Delta_{КПН} = e_{КПН} + e_{ГC} / (1 + 1/\kappa_{ГC})$ .

Однак, як показує детальніший аналіз, навіть під час використання прецизійних ОП не забезпечуються висока температурна стабільність та малі часові зміни вихідних струмів ГС, а також є необхідність у встановленні розрахункових значень вимірювальних струмів. Останнє зумовлено потребою забезпечення інваріантності до значення опорів з'єднувальних ліній – адитивної складової похибки термометра та чутливості перетворення мультиплікативної складової похибки.

Справді, вираз похибки ЦТ  $\Delta T_{ГC}$ , зумовленої похибками генератора модуляційних струмів, подамо так

$$\Delta T_{ГC} = (2I_{1H}\delta_{p1} - I_{2H}\delta_{p2} - I_{3H}\delta_{p3}) + (2I_{1H} - I_{2H} - I_{3H})(\delta_{ГC} - \delta_{RC}) \left[ \frac{R_L}{\varepsilon_T} - \frac{(1 - \delta_{RC})R_L}{\varepsilon_T R_C (1 + \kappa_{ГC})} \right] \varphi_T \ln \frac{I_{1H}^2}{I_{2H} I_{3H}} + \frac{I_{ГC}(\delta_{p2} + \delta_{ГC})R_L}{\varepsilon_T} \left[ \frac{2}{(1 + I_{1CC}/I_{1H})^2} - \frac{1}{1 + I_{1CC}/I_{2H}} - \frac{1}{1 + I_{3CC}/I_{3H}} \right] + \frac{\varphi_T \ln \frac{(1 + \delta_{I1})^2}{(1 + \delta_{I2})(1 + \delta_{I3})}}{\varepsilon_T}, \quad (3)$$

де

$I_{1H} = p_{1H} U_{ГC} / R_{CH}$ ,  $I_{2H} = p_{2H} U_{ГC} / R_{CH}$ ,  $I_{3H} = p_{3H} U_{ГC} / R_{CH}$  – номінальні значення модуляційних струмів;

$$\delta_{R_{34}} = \frac{\delta_{R_{34}} - \sum_{i=1}^4 \Delta R_i / \sum_{i=1}^4 R_{iH}}{1 + \sum_{i=1}^4 \Delta R_i / \sum_{i=1}^4 R_{iH}};$$

$$\delta_{R_4} = \frac{\delta_{R_4} - \sum_{i=1}^4 \Delta R_i / \sum_{i=1}^4 R_{iH}}{1 + \sum_{i=1}^4 \Delta R_i / \sum_{i=1}^4 R_{iH}};$$

$$\delta_{R_{234}} = \frac{\delta_{R_{234}} - \sum_{i=1}^4 \Delta R_i / \sum_{i=1}^4 R_{iH}}{1 + \sum_{i=1}^4 \Delta R_i / \sum_{i=1}^4 R_{iH}} - \text{відносні похибки коефі-}$$

цієнтів поділу  $p_1, p_2, p_3$ , подільника ПНЗ, що задають значення струмів, відповідно,  $I_1, I_2, I_3$ ;  $R_c = R_{CH} (1 + \delta_{RC})$ ,  $R_L$  – відповідно, опори струмозадавального резистора та з'єднувальних ліній;

$R_{CH}, \delta_{RC}$  – номінальне значення та відносна похибка струмозадавального резистора;  $\delta_{GC}$  – відносна похибка джерела вхідної напруги  $U_{GC}$  для генератора струму  $GC$ ;  $\varepsilon_T = \frac{k}{q} \ln \frac{a^2}{2a-1}$  – чутливість сенсора з  $p$ - $n$  переходом при модуляції вимірювальних струмів;  $(I_{2H} = I_{1H}/a, I_{3H}/I_{2H} = 2a-1)$ ;  $p_1 = (R_3 + R_4) / \sum_{i=1}^4 R_i$ ,  $p_2 = R_4 / \sum_{i=1}^4 R_i$ ,  $p_3 = (R_2 + R_3 + R_4) / \sum_{i=1}^4 R_i$  – коефіцієнти поділу подільника ПНЗ (див. рис. 1);  $R_1$ ,  $R_2 = R_{2H}(1 + \delta_{R2})$ ,  $R_3 = R_{3H}(1 + \delta_{R3})$ ,  $R_4 = R_{4H}(1 + \delta_{R4})$  – опори резисторів подільника ПНЗ;  $R_{2H}, R_{3H}, R_{4H}, \delta_{R2}, \delta_{R3}, \delta_{R4}$  – відповідно, номінальне значення та відносні похибки резисторів  $R_2, R_3, R_4$  подільника ПНЗ;

$$\delta_{R34} = \frac{\Delta R_3 + \Delta R_4}{R_{3H} + R_{4H}}; \delta_{R234} = \frac{\Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4}{R_{2H} + R_{3H} + R_{4H}};$$

$\Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4$  – абсолютні похибки резисторів  $R_2, R_3, R_4$  ПНЗ;  $\Delta R_i$  – абсолютні похибки резисторів  $R_i$  з номінальними значеннями  $R_{iH}$  ( $i=1,2,3,4$ );  $I_{1CC} = U_1/R_c$ ,  $I_{2CC} = U_2/R_c, I_{3CC} = U_3/R_c$ ;  $U_1, U_2, U_3$  – спад напруги на сенсорі, відповідно, при струмах  $I_1, I_2, I_3$ .

Як зазначалось вище, для забезпечення інваріантності до опорів ліній зв'язку в ЦТ повинна виконуватись умова

$$\begin{aligned} 2I_{1n} - I_{2n} - I_{3n} &= 0, \text{ або} \\ U_{GC}(2p_1 - p_2 - p_3) &= 0, \text{ або} \\ 2(R_3 + R_4) / \sum_{i=1}^4 R_i - R_4 / \sum_{i=1}^4 R_i - (R_1 + R_3 + R_4) / \sum_{i=1}^4 R_i &= \\ = (R_3 - R_2) / \sum_{i=1}^4 R_i & \end{aligned} \quad (4)$$

Останнє співвідношення системи (4) еквівалентне виконанню умови  $R_2=R_3$ . На практиці виконання цієї умови вимагає здійснення операції підлаштування. Необоротні зміни параметрів елементів в часі та зміни умов довкілля призводять до порушення вказаної рівності і, як наслідок, частих повторних трудомістких операцій підлаштування.

Як показує аналіз, якщо за час вимірювання температури значення вхідної напруги  $U_{GC}$  та струмозадавального опору  $R_c$  не змінюватиметься, то результат вимірювання ЦТ буде інваріантним до відповідних похибок  $\delta_{GC}$  та  $\delta_{Rc}$ . Значення похибок ЦТ за виразом (3) оцінено за допомогою програмного пакета MathCAD. Справді, на підставі аналізу поданої на рис. 2 температурної залежності похибки  $\Delta T_{GC}$ , спричиненої зміною значення вимірювального струму  $I_1 = 10^{-6}; 10^{-4}; 10^{-3}; 10^{-2}$  А, за умов, що значення інших впливних факторів призводитимуть до значно менших похибок ( $\kappa_{GC} = 10^7$ ;  $I_{GC} = 2 \cdot 10^{-11}$  А;  $R_1 = 200$  Ом),  $\Delta_{КПН} = 1$  мВ, робимо висновок, що значення похибки ЦТ, зумовленої впливом напруги зміщення, зменшується зі зростанням вимірювального струму. Аналіз температурної залежності похибки цифрового термометра, спричиненої зміною еквівалентної напруги зміщення генератора струму (рис. 2), показує, що для фіксованого значення вимірювального струму (криві 1–3) та зміни вимірювального струму для фіксованого значення напруги зміщення (криві 3–5) збільшення значень напруги зміщення призводить до значного зростання значення похибки ЦТ. Це може потребувати автоматичного коригування еквівалентної напруги зміщення ГС ЦТ.

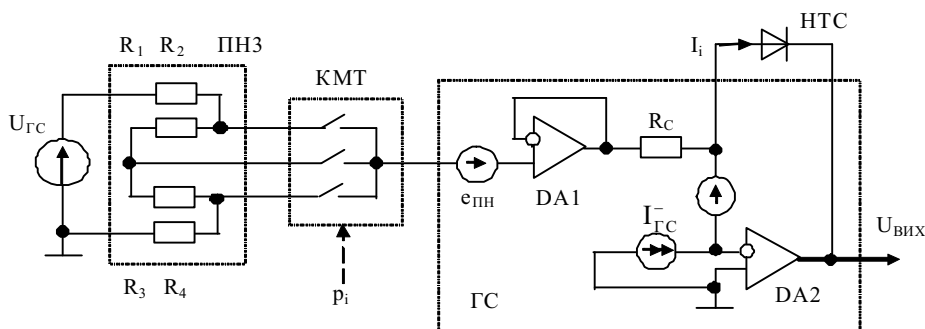


Рис. 1. Заступна схема генератора струмів модуляції

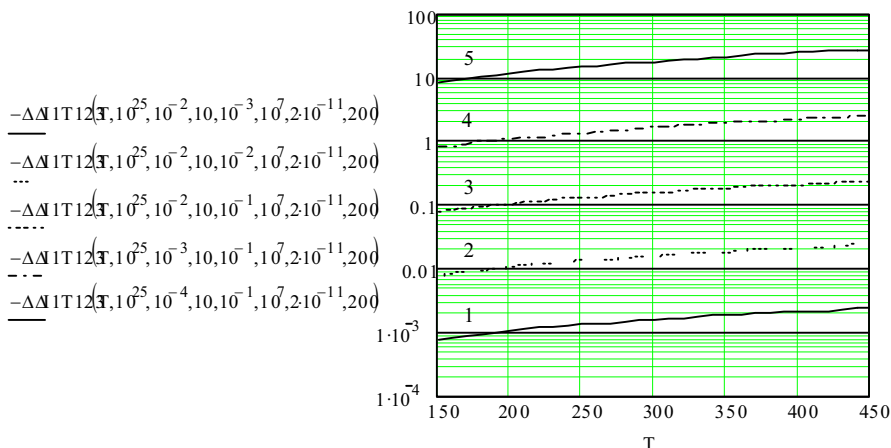


Рис. 2. Температурна залежність похибки цифрового термометра, спричиненої еквівалентною напругою зміщення генератора струму, для різних значень вимірювального струму

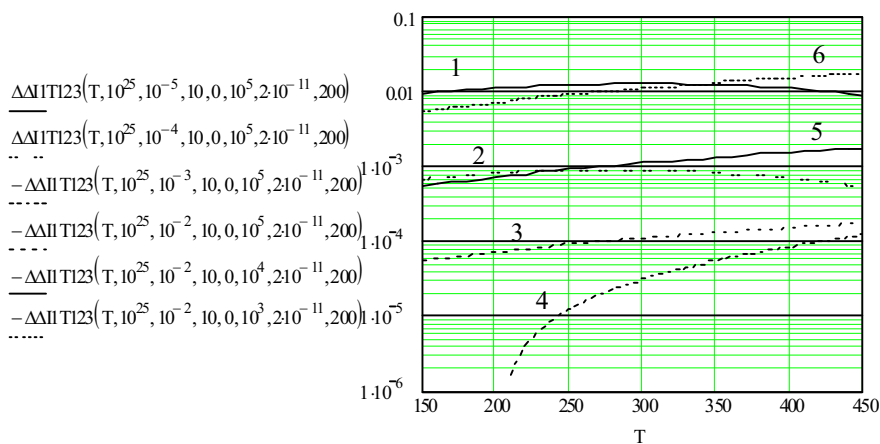


Рис. 3. Температурна залежність похибки цифрового термометра, спричиненої зміною еквівалентної напруги зміщення генератора струму для фіксованого значення вимірювального струму (криві 1–3) та зміною вимірювального струму для фіксованого значення напруги зміщення (криві 3–5)

На рис. 3 подана температурна залежність похибки ЦТ  $\Delta T_{ГС}$  (3), зумовленої зміною коефіцієнта передачі  $\kappa_{ГС}$ , залежно від значень вимірювального струму  $I_1 = 10^{-6}; 10^{-4}; 10^{-3}; 10^{-2}$  А (криві 1-4) та при  $I_1 = 10^{-2}$  А,  $R_1 = 200$  Ом та зміною значень коефіцієнта передачі  $\kappa_{ГС} = 10^5; 10^4; 10^3$  (криві 4-6). Аналіз рис. 3 показує, що при значеннях вимірювального струму  $I_1 = 10^{-2}$  А та коефіцієнта  $\kappa_{ГС} \geq 10^5$  (що є прийнятними для сучасної елементної бази) значення похибки ЦТ приблизно дорівнюватиме десятитисячній частці Кельвіна, що є нехтовно малим порівняно з межею допустимих значень навіть ЦТ найвищої точності. Аналіз температурної залежності похибки ЦТ  $\Delta T_{ГС}$  (3), зумовленої зміною значень вхідного струму  $I_{ГС}$  ГС, залежно від значень вимірювального струму

$I_1 = 10^{-6}; 10^{-4}; 10^{-3}; 10^{-2}$  А, показує, що за допомогою вибору ОП з МДН-транзисторами на вході (наприклад, типу ОР42 фірми Analog Device [13-15], типове значення вхідних струмів для яких становить 18 пА) можна істотно (до значень, менших від  $10^{-5}$  К) зменшити похибку ЦТ, спричинену вхідними струмами ОП ГС. Аналіз температурної залежності похибки цифрового термометра, спричиненої зміною опору з'єднувальних ліній у межах від 0 до 1 кОм для фіксованого значення  $2 \cdot 10^{-11}$  А вхідного струму підсилювача генератора струму показує, що навіть у найгіршому випадку та за мінімальних значень вимірюваної температури 150 К похибка ЦТ не перевищуватиме 0,01 К. Це підтверджує теоретичне припущення про інваріантність результату вимірювання до опорів дводрової з'єднувальної лінії.

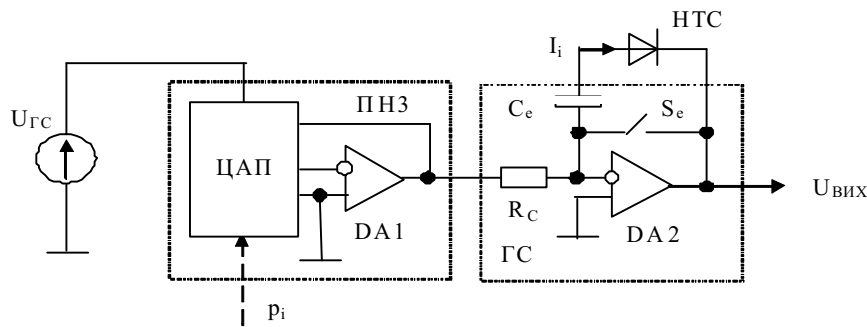


Рис. 4. Спрощена схема генератора струмів модуляції з автоматичним коригуванням похибок

Із виконаного аналізу можна зробити висновки про необхідність зменшення складових похибки генератора модуляційного струму, спричинених похибками резистивного подільника ПНЗ та еквівалентною напругою зміщення ОП ГС. Для зменшення цих складових похибки пропонується використати як подільник входної для ГС напруги інтегральний резистивний помножувальний ЦАП та увести в структуру ГС запам'ятовувальні елементи – конденсатор  $C_e$  та додатковий ключ  $S_e$  (див. рис. 4). Використання ЦАП дає нову можливість під час налагодження ЦТ зміною у певних невеликих межах значення кодів керування  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$ , що відповідатимуть струмам  $I_1, I_2, I_3$ , встановлювати співвідношення  $2\mu_1 - \mu_2 - \mu_3 = 0$  (що, очевидно, еквівалентне умові  $2I_1 - I_2 - I_3 = 0$  забезпечення інваріантності результату вимірювання до опорів дводротової з'єднувальної лінії). Оскільки температурний дрейф та часові зміни коефіцієнтів передачі помножувальних ЦАП є незначними [16], то після налагодження ЦТ умова інваріантності результату вимірювання до опорів двопровідної з'єднувальної лінії забезпечуватиметься в широкому діапазоні змін температури довкілля та впродовж великих проміжків часу.

Для коригування еквівалентної адитивної складової похибки ГС, яка призводить до появи і АСП, і МСП ЦТ, необхідно використати принцип періодичного коригування дрейфу (див. рис. 4) [16] безпосередньо на виході генератора струму. У такому разі новий цикл формування модуляційних струмів складатиметься з чотирьох тактів. У першому такті до ЦАП подається нульове значення коду та замикається ключ  $S_e$  і запам'ятовувальний конденсатор  $C_e$  зарядиться до напруги зміщення

$$\begin{aligned} \Delta_{кпн} &= e_{кпн} + e_{Гс} / (1 + 1/k_{Гс}), \\ U_{ce} &= e_{кпн} + e_{Гс} / (1 + 1/k_{Гс}) - I_{Гс} R_c / (1 + k_{Гс}), \end{aligned} \quad (5)$$

де  $R_c$  – опір замкненого ключа  $S_e$ .

За умови  $k_{Гс} \gg 1$  справджується рівність  $U_{ce} \approx \Delta_{кпн}$ . У інших трьох тактах формуються струми  $I_i$ , значення яких знайдемо за вищенаведеним виразом

$$\begin{aligned} I_i &= (1/R_c) [\mu_i U_{Гс} + \Delta_{кпн} - U_{ce} - U_i / (1 + k_{Гс})] + \\ &+ I_{Гс} / (1 + U_i / \mu_i U_{Гс}) = \\ &= \mu_i U_{Гс} / R_c - U_i / [R_c (1 + k_{Гс})] + \\ &+ I_{Гс} \mu_i U_{Гс} / (\mu_i U_{Гс} + U_i) \end{aligned} \quad (6)$$

Отже, як показує аналіз виразу (6) та результати математичного моделювання за виконання умов  $k_{Гс} \gg 1$  та  $I_i \gg I_{Гс}$ , значення модуляційних струмів  $I_i$  практично визначатиметься тільки параметрами ЦАП та описуватиметься таким виразом

$$I_i = \mu_i U_{Гс} / R_c. \quad (7)$$

**Покращення функціональної схеми цифрових термометрів.** Спрощення функціональної схеми відбулося завдяки використанню мікроконтролера фірми Cypress Microsystems. Це програмована матриця, на одному чіпі в якій використовується внутрішній диференційний підсилювач ДП, а як перемикач полярності ПП – внутрішній аналоговий комутатор. Сигнал, підсилений ДП, під'єднується до внутрішнього 14-бітного дельта-сигма АЦП. Для комутації внутрішніх зв'язків, а також встановлення початкових параметрів використовується алгоритм ініціалізації, блок-схема якого зображена на рис 5. Блок-схема алгоритму основної програми показана на рис 6. Алгоритм складається з трьох основних етапів:

- встановлення струму  $I_1$  та зберігання напруги  $U_1$ ;
- встановлення струму  $I_2$  та зберігання напруги  $U_2$ ;
- встановлення струму  $I_3$  та зберігання напруги  $U_3$ .

Для коригування еквівалентної адитивної похибки тракту перетворення використовується комутаційне інвертування вхідних сигналів за допомогою ПП. У разі прямого увімкнення ПП після виконання третього циклу перетворення значення напруг підсумовуються за формулою  $\Delta U_{123} = 2U_1 - U_2 - U_3$ , перетворюються на код  $N_{123пр}$  та зберігаються в пам'яті мікроконтролера. За інверсного увімкнення ПП у повторному циклі вимірювання одержуємо код результату  $N_{123ін}$ . Код результату вимірювання отримується як алгебрична сума  $N_{123рез} = N_{123пр} - N_{123ін}$

Значення коефіцієнта пропорційності для підрахунку результату вимірювання температури отримуємо за співвідношенням  $k_{рез} = (2kT/q) \ln(I_1^2 / I_2 \cdot I_3)$ . Коефіцієнт  $k_{рез}$  в основній програмі використовується для підрахунку температури.

Залежність результуючої напруги ДСТ  $U_{рез} = (2kT/q) \ln(I_1^2 / I_2 \cdot I_3) \epsilon$  принципово лінійною, її точність визначається тільки похибками коефіцієнтів поділу прецизійної напруги і коефіцієнта підсилення.

**Результати експериментальних досліджень.** В експериментальних дослідженнях як сенсори температури використовували довільно вибрані кремнієві

транзистори КТ3107Ж р-п-р типу, увімкнені за схемою транзисторного діода із закороченими переходами бази та колектора. Вихідні сигнали сенсорів вимірювались без і з послідовно увімкненим резистором 200 Ом.

Експериментальні дослідження велися в пасивному термостаті при кімнатній температурі. Виконавши вимірювання для 10 сенсорів одного типу, обчислили максимальний розкид показів цифрового термометра для транзистора типу КТ3107Ж без послідовно увімкненого опору та з послідовно увімкненим опором за формулами  $\Delta_{max} = N_{i_{max}} - N_c$ ,  $\Delta_{min} = N_{i_{min}} - N_c$ , де  $N_{i_{max}}$ ,  $N_{i_{min}}$ ,  $N_c$  – відповідно, максимальний, мінімальний і середній покази термометра. Здійснювалось дослідження транзисторів типу КТ3107Ж, у результаті чого отримали значення, подані в таблиці.

**Значення максимального розкиду показів цифрового термометра без послідовно увімкненого опору та з послідовно увімкненим опором**

Максимальний розкид показів цифрового термометра	при температурі довкілля (20 °С)
без послідовно увімкненого опору	$\Delta_{min} = -0,16^\circ\text{C}$ ; $\Delta_{max} = +0,23^\circ\text{C}$
з послідовно увімкненим опором	$\Delta = \pm 0,018^\circ\text{C}$

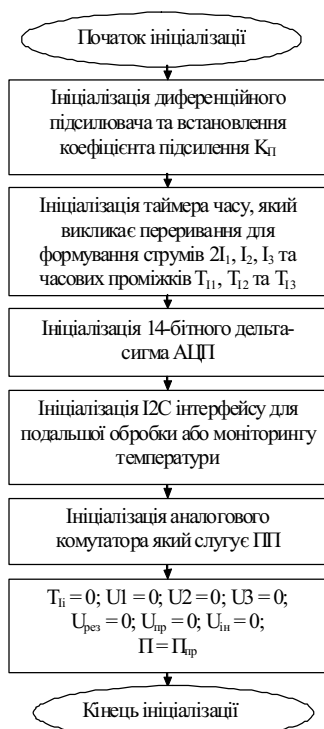


Рис. 5. Алгоритм ініціалізації внутрішньої програмованої матриці PSoC

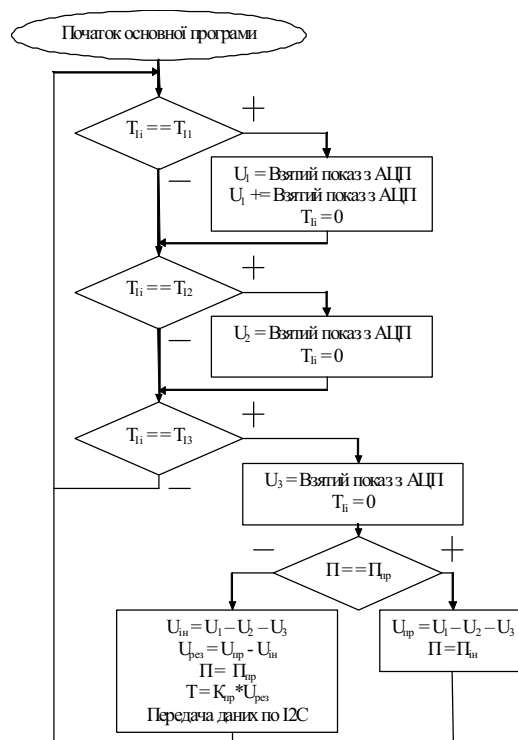


Рис. 6. Блок-схема алгоритму основної програми обробки даних

**Висновки.** Здійснений аналіз метрологічних характеристик цифрових термометрів для роботи з діодними сенсорами виявив істотний вплив похибок модуляційного генератора вимірювальних струмів. Показано способи зменшення складових цієї похибки. Виконані експериментальні дослідження показали добру збіжність з теоретичними припущеннями. Досліджено, що в розробленому макеті цифрового термометра забезпечується практична незалежність показів від впливу опорів ліній зв'язку (розкид показів не перевищує  $\pm 0,018$  °C). Розкид показів цифрового термометра, напевно, насамперед пов'язаний з технологічним розкидом геометричної конфігурації виготовлення p-n-переходів. Це є значним недоліком серійних транзисторів і для найкращих серед досліджених транзисторів типу КТ3107Ж він становить  $\pm 0,23$  °C.

**Перспективи подальших досліджень.** Вирішення проблеми технічного розкиду параметрів p-n-переходу може здійснюватися у двох напрямках:

– створення спеціальної технології виготовлення сенсорів для вимірювання температури або дослідження сенсорів різних фірм.

– використання паралельного увімкнення напівпровідникових сенсорів, що дасть змогу зменшити технологічний розкид в декілька разів.

1. *Sensor Technology Handbook* Editor-in-Chief Jon S. Wilson 2005, Elsevier Inc. – 691 p. 2. *Microsensors. Principles and Application.* Gardner J.W., J.Willey and Jons.- Chichester, England. – 1993. – p. 530. 3. Honeywell web site, temperature sensor information: <http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/temperature/#technical> 4. Bakker, A. “CMOS Smart Temperature Sensors: An Overview.” *Proceedings of IEEE Sensors 2002.* Piscataway,

NJ: IEEE, 2002. 5. Shwarts Yu.M., Borblik V.L., Kulich N.R., Venger E.F., Sokolov V.N. Limiting characteristics of diode temperature sensors. // *Sensors and actuators*, 86(2000). 6. Kanoun O., Tränkler H.-R. Kalibrationsfreie Temperaturmessung durch Parameterextraktion aus der Strom-Spannungskennlinie von pn-Übergängen // *Technisches Messen.* – 2003. – Vol. 68, №9. – P.442–448. 7. Kanoun O., Trankler H.-R. Model Performance improvement for a Calibration-free Temperature Measurement Based on p-n-Junctions / *Sensors and Actuators A.* – 2002. – V. 101. – No.3. – P. 275–282. 8. Василюк В.М. Принципи побудови високоточних температурних сенсорів на основі p-n-переходу // *Вимірювальна техніка та метрологія*, 1998, №53. – С. 70–75. 9. Василюк В.М., Леновенко А.М., Малачівський П.С. Проектування цифрових термометрів з термодіодними сенсорами // *Вимірювальна техніка та метрологія.* – 2000. – № 56. – С. 55–58. 10. *New Method of Dispersion Minimization of Si p-n-Junction Temperature Sensors*, V.O. Yatsuk, O.Ye. Basalkevych, Yu.V. Yatsuk, A.O. Sachenko. – *Proceedings of SAS 2007 – IEEE Sensors Applications Symposium, San Diego, California USA, 6-8 February 2007.* P. 1–4. 11. Яцук Ю. Особливості використання діодних сенсорів температури // *Вимірювальна техніка та метрологія.* – 2007. – № 67. – С. 19–23. 12. Обух І.Я., Яцук В.О., Скебський П.П. Результати експериментальних досліджень уніфікації напівпровідникових сенсорів температури // *Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка”, “Автоматика, вимірювання та керування”.* – Bun. 551. – 2006. – С. 70-73. 13. *Catalog ELFA-2007.* Available: [www.elfa.com](http://www.elfa.com). 14. *Catalog Analog Device.* Available: [www.analog.com](http://www.analog.com). 15. *System Extension Data Book* // *Dallas Semiconductor.* – 2006. – С. 2600. 16. Федорков Л.А., Телец О.И. *Микроэлектронные АЦП и ЦАП.* – М.: Энергия, 1985. – 252 с.