

вами доступу. Оскільки за підтримку та супровід цього комп'ютера відповідав працівник, який на ньому працював, то винними були визнані цей працівник та відповідальний за безпеку інформації підприємства, оскільки було встановлено, що робота останнього з користувачами із роз'яснення заходів безпеки підприємства була незадовільною.

Підводячи підсумки, можна зазначити, що реалізація захисту системи – це захід, який вимагає багатьох комплексних рішень, відповідають за які не лише ті, хто розробляв цю систему захисту, але і усі користувачі, які беруть участь в роботі системи.

УДК 621.317.7

В.М. Засименко, В.О. Яцук

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”

ЯКІСНА ОЦІНКА МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕМПЕРАТУРНИХ КАНАЛІВ ІНДИВІДУАЛЬНИХ ТЕПЛОЛІЧИЛЬНИКІВ

© Засименко В.М., Яцук В.О., 2002

Проаналізовано теплотехнічні аспекти побудови індивідуальних лічильників тепла в будівлях з багатоввідним тепlopостачанням, запропоновані спрощені співвідношення для побудови їх температурних каналів та встановлені вимоги до технічних характеристик. Розглянуто наявні методи побудови температурних каналів індивідуальних теплових лічильників, обґрунтоване використання в них напівпровідникових перетворювачів температури та запропонована їх математична модель.

The theoretical design aspects of personal heat meters for multi introduction heat supplied system are analysed in this paper. The simplified ratio for personal heat meters construction is offered too. Also it makes choice of temperature semiconducting converters for using in personal thermal meters and creates it mathematical model for measuring current modulation mode.

Вимірювання кількості фактично використаного споживачами тепла має велике економічне значення і є досить складною не тільки технічною, але і соціальною проблемою. Основні технічні труднощі полягають в тому, що принцип побудови систем водяного тепlopостачання в Україні і країнах СНД при всіх його модифікаціях такий, що тепло до кожної окремої квартири, офісу підводиться по декількох трубопроводах. Нормативними документами регламентується методика визначення спожитого тепла індивідуальним споживачем пропорційно до усередненого значення кількості тепла, що припадає на одиницю опалюваної площі в будівлях [1]. Фактично спожита індивідуальними споживачами кількість тепла визначається без нормованих метрологічних характеристик і, тому немає об'єктивного економічного стимулу для всебічної економії ним теплоспоживання, зокрема і встановлення регуляторів температури приміщень. Сьогодні поширений інший підхід до вирішення цієї проблеми, який полягає в тому, що вимірюється кількість тепла у всій споруді з наступним встановленням частки тепла, спожитого окремим споживачем.

Індивідуальні лічильники тепла можуть бути побудовані з використанням простіших принципів, суть яких полягає у збиранні й інтегруванні параметрів, що безпосередньо характеризують теплообмін між опалювальними пристроями і повітрям усередині приміщення [2]. Різниця температур поверхні опалювального пристрою і температури в приміщенні при визначеній площі теплообмінного апарата, відповідно до теорії теплообміну [3], визначає кількість тепла, що йде в приміщення

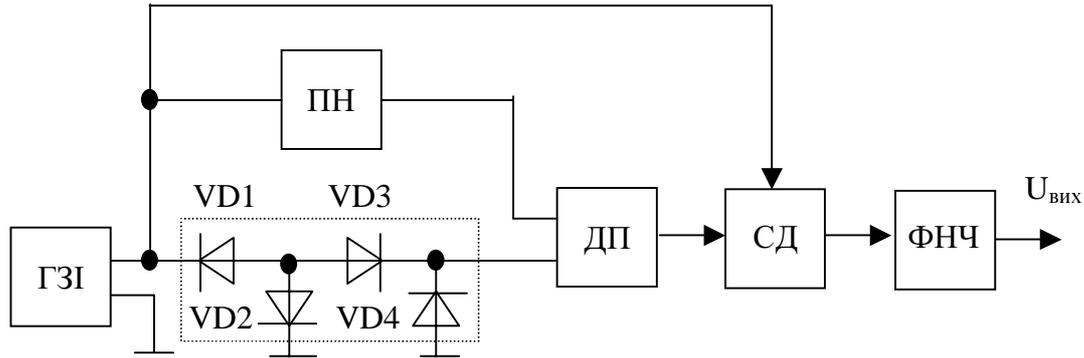
$$Q_i = \lambda_i S_{ice} t \cdot \frac{(\theta_{ice} - \theta_{ипр})^p}{\theta_{ice}^l}, \quad (1)$$

де λ_i , S_{ice} – відповідно коефіцієнт тепловіддачі та ефективна площа нагрівання i -го нагрівача, $\theta_{ice} = \frac{\theta_{ивх} + \theta_{ивих}}{2}$ – ефективна температура поверхні i -го нагрівача, $\theta_{ивх}$, $\theta_{ивих}$ – відповідно температура на вході і виході i -го нагрівача, $\theta_{ипр}$ – температура i -го опалюваного приміщення; t – час; k_i – нормуючий коефіцієнт для i -го нагрівача; p , l – сталі коефіцієнти.

Для цієї математичної моделі при середньоквадратичних відхиленнях вимірювання температури $\pm 0,5^\circ\text{C}$ методична похибка визначення кількості спожитого в приміщенні тепла не перевищуватиме $\pm 2\%$, що достатньо для побудови індивідуальних теплотічильників навіть найвищих класів точності [1]. Діапазон вимірювання температури в таких індивідуальних теплотічильниках (ІТЛ) становить практично від 0 до $+100^\circ\text{C}$. Перетворювачі температури ІТЛ повинні мати малі габарити, масу, вартість, їх конструктивне виконання повинно допускати можливість закріплення в будь-якій точці поверхні нагрівачів та приміщення. Комплексу цих вимог повною мірою відповідають напівпровідникові сенсори температури (НСТ) – діоди або транзисторні діоди, особливо виконані у вигляді інтегральних мікросхем [4]. Однак технологічний розкид напруг на НСТ у температурному еквіваленті може сягати десятків Кельвінів, що потребує використання тих чи інших методів уніфікації або корекції, що, в результаті, істотно збільшує вартість апаратної реалізації ІТЛ. Сучасна інтегральна технологія дає можливість зменшити технологічний розкид до $\pm(0,4\dots 1)^\circ\text{C}$ [4], однак понизиться клас точності ІТЛ. Окрім цього, необхідність використання в ІТЛ трьох каналів вимірювання температури при вартості одного серійного НСТ від 0,5 до 1 дол. США відчутно збільшує вартість всього теплотічильника. Використання методу уніфікації з попереднім встановленням індивідуальних статичних характеристик НСТ також призводить до збільшення вартості ІТЛ, причому при заміні сенсорів потрібні певні перестроювання їх функції передачі [5].

Придатними для уніфікації є методи з модуляцією вимірювального струму. Однією із найпростіших апаратних реалізацій є використання структури з груповим НСТ, який складається з чотирьох діодів, генератора знакозмінної імпульсної напруги (ГЗІ), подільника напруги (ПН), диференціального підсилювача (ДП) та синхронного детектора (СД) з фільтром низької частоти (ФНЧ) (див. рисунок) [6].

Для збільшення чутливості НСТ вибирається мале значення вимірювального струму, яке в поданій структурі задається зворотними струмами р-п-переходів [6]. У першому наближенні можна знехтувати спадами напруг на опорі бази НСТ. Для компенсації початкової напруги р-п-переходів (при кімнатних температурах) в цій структурі використовують комутацію діодів знакозмінною напругою ГЗІ з подальшим перетворенням та підсумовуванням спадів напруг на певних діодах групового НСТ. Очевидно, що параметри



Спрощена схема температурного каналу ІТЛ
з модуляцією зворотних струмів діодів

діодів групового НСТ повинні мати невеликий технологічний розкид, і, за умови рівності температур р-п-переходів усіх діодів, вихідну напругу $U_{1в}$ пристрою при від'ємній полярності вихідної напруги U_1 ГЗІ подамо як [7] (із врахуванням того, що діоди VD1 та VD4 відкриті, а VD2 та VD3 закриті)

$$U_{1в} = -k_{ДП} \left[2\phi_T \ln \frac{I_{R04}}{2I_{S04}} + 2\phi_T \ln \left(\sqrt{1 + \frac{4I_3 I_{S04}}{I_{R04}^2}} - 1 \right) - E_g \frac{T - T_0}{T_0} \right] + k_{ДП} e_{ДП}, \quad (2)$$

де $\phi_T = \frac{kT}{q}$ – температурний потенціал, k , q – відповідно стала Больцмана та заряд електрона, $k_{ДП}$, $e_{ДП}$ – відповідно коефіцієнт передачі та еквівалентна напруга зміщення ДП, I_{S04} , I_{R04} , R_{B4} – відповідно тепловий струм та струм рекомбінації відкритого діода VD4 при кімнатній температурі $T=T_0$ і опір його бази, E_g – ширина забороненої зони напівпровідника, $I_3 = I_{S3} + I_{R3} + \frac{U_1 - U_{д1} - U_{д4}}{R_{33}}$ – повний зворотний струм закритого діода VD3 [8], R_{33} – зворотний опір діода VD3, $U_{д1}$, $U_{д4}$ – прямі напруги відповідно діодів VD1 та VD4, $I_{S3} = I_{S03} e^{\frac{E_g}{\phi_T} \frac{T - T_0}{T_0}}$; $I_{R3} = I_{R03} e^{\frac{E_g}{2\phi_T} \frac{T - T_0}{T_0}}$, I_{S03} , I_{R03} – відповідно тепловий струм та струм рекомбінації діода VD3.

При додатній полярності напруги U_2 ГЗІ (діоди VD1 та VD4 закриті, а VD2 та VD3 відкриті) отримаємо вихідну напругу $U_{2в}$

$$U_{2в} = k_{ДП} \left[2\phi_T \ln \frac{I_{R02}}{2I_{S02}} + 2\phi_T \ln \left(\sqrt{1 + \frac{4I_1 I_{S02}}{I_{R02}^2}} - 1 \right) - E_g \frac{T - T_0}{T_0} \right] + k_{ДП} e_{ДП}, \quad (3)$$

де I_{S02} , I_{R02} , R_{B2} – відповідно тепловий струм та струм рекомбінації відкритого діода VD2 при кімнатній температурі $T=T_0$ і опір його бази, $I_1 = I_{S1} + I_{R1} + \frac{U_2 - U_{д2}}{R_1}$ – повний зворотний струм закритого діода VD1 [8], R_{31} – зворотний опір діода VD1, $U_{д2}$ – пряма напруга діода VD2, $I_{S1} = I_{S01} e^{\frac{E_g}{\phi_T} \frac{T - T_0}{T_0}}$; $I_{R1} = I_{R01} e^{\frac{E_g}{2\phi_T} \frac{T - T_0}{T_0}}$, I_{S01} , I_{R01} – відповідно тепловий струм та струм рекомбінації діода VD1.

У найпоширеніших сьогодні кремнієвих р-п-переходах при кімнатній температурі тепловий струм становить $I_{S0i} \approx 1 \cdot 10^{-14}$ А, струм рекомбінації – $I_{R0i} \approx 1 \cdot 10^{-11}$ А, типові значення зворотних опорів $R_{3i} \approx (1 \cdot 10^9 \dots 1 \cdot 10^{12})$ Ом [8] і тоді третя складова зворотного струму р-п-переходу є співмірною (і навіть превалюючою) із двома першими, причому її значення має великі технологічні розкиди через сильну залежність від технології виготовлення та забрудненості поверхні напівпровідника [8]. Демодульована вихідна напруга U_B дорівнюватиме різниці напруг U_{2B} та U_{1B} (адитивна складова похибки за рахунок напруги зміщення $e_{ДП}$ буде скомпенсована), нехтуючи у першому наближенні спадами напруг на опорах бази

$$U_B = k_{ДП} \left\{ 2\varphi_T \left(\ln \frac{I_{R02}}{2I_{S02}} + \ln \frac{I_{R04}}{2I_{S04}} \right) + 2\varphi_T \left[\ln \left(\sqrt{1 + \frac{4I_1 I_{S02}}{I_{R02}^2}} - 1 \right) + \ln \left(\sqrt{1 + \frac{4I_3 I_{S04}}{I_{R04}^2}} - 1 \right) \right] \right\}. \quad (4)$$

Виразивши струми через номінальні значення та зумовлені технологічним розкидом похибки і нехтуючи величинами, вищими від другого порядку малості, рівняння (3) переписемо у вигляді

$$U_B \approx 2k_{ДП} \left\{ 2\varphi_T \ln \frac{I_{R0}}{2I_{S0}} + 2\varphi_T \ln \left(\sqrt{1 + \frac{4I_3 I_{S0}}{I_{R0}^2}} - 1 \right) + 2\varphi_T (\delta_{S2} + \delta_{S4} - \delta_{R2} - \delta_{R4}) \right\}, \quad (5)$$

де $I_3 = I_{1H} = I_{2H}$ – номінальне значення зворотного струму діодів, $\delta_{R2}, \delta_{S2}, \delta_{R4}, \delta_{S4}$ – розкиди струмів рекомбінації та теплового відповідно діодів VD2 та VD4,

$$\delta_1 = \frac{I_{S0}}{I_3} \delta_{S1} + \frac{I_{R0}}{I_3} \delta_{R1} + \frac{U_1 - U_{Д1}}{I_3 R_3} \delta_{31}, \delta_3 = \frac{I_{S0}}{I_3} \delta_{S3} + \frac{I_{R0}}{I_3} \delta_{R3} + \frac{U_1 - U_{Д1} - U_{Д2}}{I_3 R_3} \delta_{33} \quad - \text{відносні}$$

похибки зворотного струму відповідно діодів VD1, VD3, зумовлені технологічними розкидами його параметрів, δ_{31}, δ_{33} – відносні технологічні розкиди значень зворотних струмів діодів VD1, VD3.

Як показує аналіз рівняння (4), значення вихідної напруги залежатиме від значень технологічних розкидів всіх діодів як усередині групового НСТ, так і від зразка до зразка. Отже, такий метод побудови температурного каналу не матиме жодних переваг порівняно із простішими в реалізації традиційними методами побудови без модуляції вимірювального струму НСТ.

Оскільки опір бази R_B р-п-переходу залежить як від його температури, так і від рівня інжекції (значення вимірювального струму I) [7]

$$R_B = \frac{R_{B0} \ln(1 + \delta)}{\delta} = \frac{R_{B0} \ln(1 + \delta_0 + \delta_T T)}{\delta_0 + \delta_T T}, \quad (6)$$

де R_{B0} – опір бази при кімнатній температурі $T = T_0$, $\delta = \delta_0 + \delta_T T$, δ_0, δ_T – відповідно коефіцієнт інжекції при температурах T і T_0 , а також його температурний коефіцієнт, а його значення може сягати сотень Ом [8], то, очевидно, слід враховувати цей опір при вимірюванні температури. Враховування його в індивідуальних температурних характеристиках р-п-переходу [5] не забезпечує взаємозамінності сенсорів. Для корекції опору бази запропонований алгоритмічний спосіб вимірювання при трьох значеннях вимірювального струму із знаходженням результату U_{pn} за співвідношенням [9]

$$U_{pn} = U_1 - \frac{p(U_2 + U_3 - 2U_1)}{p^2 - 2p + 1}, \quad (7)$$

де U_1, U_2, U_3 – спади напруг на діоді відповідно при трьох значеннях вимірювального струму I_1, I_2, I_3 ; p – коефіцієнт зміни струму через р-п-перехід $\left(p = \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{I_1}{I_3} \right)$.

Для запобігання перегріву р-п-переходу пропонується виконувати вимірювання при трьох струмах, значення яких слід вибирати меншим від граничного струму зворотного насичення [9]. На жаль, термін “граничний струм зворотного насичення” не є загальноприйнятим, а авторами не уточнений. Якщо це максимальне значення зворотного струму, то при кімнатних температурах оцінимо його значення (див. вище) $I \approx 1,2 \cdot 10^{-8}$ А. Враховуючи, що другий логарифм у формулах (1) і (2) буде додатним, то уточнена математична модель р-п переходу подана в [9, 10], буде некоректною. Однак встановлено, що при виборі вимірювального струму р-п-переходу не більшим від 150 мкА [11] методична похибка від його перегріву не перевищуватиме 0,01 К, що є нехтовно малим для побудови температурних каналів індивідуальних теплолічильників. Для вибраних вище значень струму рекомбінації та теплового струму температурну залежність напруги U на р-п-переході [7] з похибкою приблизно 0,3 мВ або 0,15 К подамо у вигляді

$$U = R_B I + \varphi_T \ln \frac{I}{I_{S0}} - E_g \frac{T - T_0}{T_0}, \quad (8)$$

де I_{S0} – значення теплового струму р-п-переходу при $T=T_0$, I – значення вимірювального струму через р-п-перехід.

Для трьох значень вимірювального струму отримаємо систему таку рівнянь

$$\begin{aligned} U_1 &= R_B I_1 + \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_{S0}} - E_g \frac{T - T_0}{T_0}, \\ U_2 &= R_B I_2 + \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_{S0}} - E_g \frac{T - T_0}{T_0}, \\ U_3 &= R_B I_3 + \varphi_T \ln \frac{I_3}{I_{S0}} - E_g \frac{T - T_0}{T_0}, \end{aligned} \quad (9)$$

з якої за умови, що $\frac{I_1}{I_2} = a$; $I_3 - I_1 = I_1 - I_2$; $\frac{I_3}{I_2} = 2a - 1$; знаходимо різницю напруг

$$\Delta U = (U_1 - U_2) - (U_3 - U_1) = \varphi_T \ln \frac{I_1^2}{I_2 I_3} = \varphi_T \ln \frac{a^2}{2a - 1}. \quad (10)$$

Як показує аналіз, залежність (10) не має екстремумів, є монотонно зростаючою і для прийнятого на практиці співвідношення $a = 50$ коефіцієнт перетворення становитиме $\ln \frac{a^2}{2a - 1} \approx 3,23$. Із системи рівнянь (10) визначимо вимірювану температуру

$$T = \frac{q \cdot \Delta U}{k \cdot \ln \frac{a^2}{2a - 1}}. \quad (11)$$

Із аналізу рівняння (11) робимо висновок, що похибка вимірювання температури у разі модуляції вимірювального струму практично залежатиме тільки від похибок задання значень струмів та дискретності перетворення спадів напруг на р-п-переході у числовий

еквівалент, оскільки значення похибок значень фундаментальних сталих є на декілька порядків меншими від згаданих. На практиці межу допустимих значень похибок задання струмів через р-п-перехід та від дискретності АЦП не важко задати не більшими від 0,1%. Тоді значення результуючої похибки вимірювання температури в індивідуальних теплолічильниках не перевищуватиме $\pm 0,5$ К, що є, як було показано вище, цілком задовільним. Модуляція вимірювального струму реалізується апаратно просто при використанні генератора струму із комутованими струмозадавальними резисторами. Якщо як контролер використовуються однокристалні мікро-ЕОМ, апаратна реалізація індивідуальних теплолічильників є доволі простою, оскільки необхідно лише використати генератор струму модуляції, триканальний комутатор температурних каналів та індикаторне табло.

1. *Тимчасові правила обліку відпуску і споживання теплової енергії.*- Держ. комітет України з житлово-комунального господарства. – К., 1996. 2. Патент 32611 (UA) / Спосіб визначення спожитої теплової енергії на опалення // Бюл. №1, 15.02.2001. 3. Кутателадзе С.С. *Основы теории теплообмена.* – М., 1979. 4. *Microsensors. Principles and Applications.* J.W. Gardner.- John Wiley & Sons, Chichester, England.- 331 p. 5. Василюк В.М., Ленюченко А.М., Малахівський П.С. *Проектування цифрових термометрів з термодіодними сенсорами // Вимірювальна техніка та метрологія.* – №56. – Львів. – 2000. – С. 55 – 59. 6. Патент 10540 (UA) / Спосіб вимірювання температури та пристрій для його здійснення // Бюл. № 4, 25.12.1996. 7. Василюк В.М. *Принципи побудови високоточних температурних сенсорів на основі р-п переходу // Вимірювальна техніка та метрологія.* – №53. – Львів. – 1998. – С. 70-76. 8. Степаненко И.П. *Основы теории транзисторов и транзисторных схем.* – М., 1977. 9. Патент 15274 (UA) / Спосіб визначення спадку напруги на р-п переході напівпровідникового датчика // Бюл. №3, 30.06.1997. 10. Патент (UA) / Багатоточкова система вимірювання температури // Бюл. №4, 31.08.1998. 11. Yu. M. Shwarts, V.L. Borblik, N.R. Kulish etc. *Limiting characteristics of diode temperature sensors.*- *Sensors and Actuators*, 86 (2000). –P. 197-205.

УДК 621.335 (088.8)

Б.О. Католик, З.Р. Мичуда, Л.З. Мичуда
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра “Автоматика і телемеханіка”

ІНТЕРПОЛЮЮЧИЙ ЛОГАРИФМІЧНИЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

© Католик Б.О., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., 2002

Запропоновано новий принцип побудови логарифмічних АЦП, що базується на перерозподілі та накопиченні заряду у комутованих конденсаторах, і розглянуто особливості його реалізації.

In a paper the new principle of construction of logarithmic ADC, based on redistribution and accumulation of a charge in commuted condensers is offered, and the singularities of its realization are considered.

1. Вступ. Швидкий розвиток комп'ютеризованих систем управління та цифрових засобів обробки інформації сприяв появі значної кількості різноманітних аналого-цифрових