

ПОКРАЩЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЙМАЧІВ СОНЯЧНОГО ВИПРОМІНЕННЯ З ЕЛЕКТРИЧНИМ ЗАМІЩЕННЯМ

© Яцук В.О., Яцук Ю.В., Серкез Х.В., 2013

Розглядаються основні напрямки вдосконалення технічних характеристик приймачів сонячного випромінювання з використанням абсолютного радіометра (калориметра), каліброваного електричним заміщенням, побудованого на основі прецизійних вимірювачів температури та різниці температур з використанням напівпровідникових перетворювачів температури та платинових термометрів опорю.

The basic directions of perfection of the technical characteristics of receivers solar radiation are provided, by using absolute radiometer (calorimeter), which electrical substitution is calibrated. He is built on the basis of precision temperature meters and temperature difference, semiconductor temperature converters and platinum thermal resistance transformers are used for these receivers.

Постановка проблеми

На сьогоднішній день використання сонячної енергії займає провідне місце серед альтернативних джерел енергії (тепла Землі, енергії вітру, припливів та відпливів, біогазу). Це пов'язано з головними перевагами даного виду енергії: загальна доступність, екологічність, невичерпаність. Практично вся територія України придатна для використання сонячної енергії, саме тому доцільним є застосування сонячних колекторів (пристроїв, що призначені для поглинання сонячної енергії та подальшого перетворення її на придатну для використання людьми теплову енергію).

Аналіз останніх досягнень та публікацій

На основі аналізу літературних даних [1-14] показано, що однією з найбільш нагальних і актуальних проблем сучасної метрології є розробка приймачів сонячного випромінювання, здатних вимірювати енергетичні параметри оптичного випромінювання з високою точністю і чутливістю.

На даний час метрологічне забезпечення випробувань сонячних колекторів здійснюється на базі комплексу стандартів ДСТУ ISO 9806-1: 2005, ДСТУ ISO 9806-2: 2005, ДСТУ ISO 9806-3: 2005. Контрольно-вимірювальна апаратура для вимірювання сонячного та теплового випромінювання і температури за цими стандартами вимагає досить трудомісткої процедури калібрування. Аналіз показує, що найсуттєвішим їх недоліком є необхідність в періодичних дослідженнях сонячної чутливості приймачів випромінювання протягом календарного року за ДСТУ ISO 9846 та ДСТУ ISO 9847, зміни якої не повинні перевищувати $\pm 1\%$, інакше необхідні додаткові частіші калібрування або й заміна приладу, що, зрештою, потребує значних економічних і ресурсних затрат [1-5].

Тому однією з найбільш актуальних проблем є розробка приймачів випромінювання, які могли б бути відкалібровані за кріогенним радіометром, і надалі б використовувались замість нього протягом тривалого часу. Кріогенні радіометри (охолоджувані до температури рідкого гелію приблизно 4 К), що здатні вимірювати потоки випромінювання з похибкою на рівні 0,01%, проте їх використання є доволі вартісним технічним рішенням.

Виклад основного матеріалу

За результатами зробленого аналізу пропонується методика вимірювання з використанням відкаліброваного радіометра, в основу принципу дії якого покладено модель абсолютно чорного тіла. Це, завдяки переходу від низьких до кімнатних температур та розроблення нової конструкції

калібрувального за електричним сигналом заміщення, дозволить наблизити робочий діапазон до енергетичного діапазону використовуваних сучасних джерел-імітаторів сонячного випромінювання, а також суттєво розширити динамічний діапазон при збереженні точнісних характеристик приладу. Основою концепції електричного заміщення є те, що тепловий ефект від заміщеного джерела електричної енергії, потужність якої вимірюється, безпосередньо еквівалентний тепловому ефекту від впливу вимірюваної оптичної потужності, тобто теплові впливи від кожного джерела енергії безпосередньо еквівалентні [6].

Зміни чутливості приймачів сонячного випромінювання залежать від змін їх поглинальної здатності, викликаних можливим забрудненням поверхні через дифузію матеріалів і їх старіння, а також змін впливаючих факторів, таких як температура, вологість, тиск, швидкість вітру і т.п. Проведений аналіз показав, що інформативним параметром калориметричних радіометрів з електричним заміщенням в кінцевому підсумку можна вважати різницю температур приймача випромінювання і навколишнього середовища, оскільки у випадку незмінності умов довкілля за час вимірювань приймач випромінювання нагрівається до одного значення температури під час дії різних джерел енергії. Слід зазначити, що зменшення впливу зміни температури навколишнього середовища на покази радіометрів пов'язано з певними технічними труднощами, що обумовлені їх недостатньо високими чутливістю і швидкодією, а також труднощами вимірювання інтегрального значення температури поверхні приймача, які, зазвичай, мають доволі складну конфігурацію.

Аналіз показав, що забезпечити потрібні точність, чутливість та поріг чутливості вимірювань температури та різниці температур в околі кімнатних значень можна з використанням напівпровідникових перетворювачів температури (НПТ). Незаперечними перевагами НПТ є висока чутливість, довготривала стабільність, мала інерційність, відносно невелика нелінійність, досить широкий температурний діапазон використання, можливість точкових вимірювань температури, дешевизна і простота виготовлення [7]. Однак, основною проблемою побудови прецизійних і метрологічно надійних напівпровідникових сенсорів є забезпечення взаємозамінності їх характеристик. Для зменшення впливу розкиду пропонується використовувати сенсори у вигляді послідовно з'єднаних НПТ, що одночасно дозволяє й збільшити їхню чутливість. Експериментально встановлено, що в широкому температурному діапазоні від 213 К до 473 К нелінійність транзисторних діодів не перевищує 3 К, а довгострокова їх стабільність після трирічної експлуатації в потрібній точці води перевищувала 0,01 К за рік [7]. Це відкриває перспективи побудови прецизійних термометрів з дискретністю показів 0,01 К і границею допустимих значень похибки $\pm(0,02 \dots 0,05)$ К в діапазоні вимірювань $(-60 \dots +200)^\circ\text{C}$. У разі використання послідовно включених НПТ, чутливість вимірювання температури і різниці температур збільшується в n раз, де n - кількість послідовно з'єднаних НПТ, зменшується в $2\sqrt{n}$ разів технологічний розкид параметрів діодних сенсорів та в n разів збільшиться чутливість.

З урахуванням технологічних розкидів параметрів діодних сенсорів $U_{0H}(1+\delta_{0i})$, $\alpha_{Hi}(1+\delta_{ai})$, $I_{S0H}(1+\delta_{Si})$, $I_{dH}(1+\delta_d)$ запишемо вираз для похибки результату вимірювання різниці температур $\Delta\Delta\theta_X$ [7-10]

$$\Delta\Delta\theta_X = \frac{U_{0H}}{n\alpha_H} \sum_{i=1}^n (\delta_{0i} + \delta_{0j}) + \frac{U_{0H}}{n\alpha_H} \left(\frac{\Theta_1}{T_0} \sum_{i=1}^n \delta_{0i} + \frac{\Theta_2}{T_0} \sum_{j=1}^n \delta_{0j} \right) + \Delta\Theta_{xH} \frac{k}{q\alpha_H} \cdot \left(\ln \frac{I_{dH}}{I_{S0H}} + \frac{1}{n} \right) + \frac{k}{nq\alpha_H} \left(T_1 \sum_{i=1}^n \delta_{ISi} + T_2 \sum_{j=1}^n \delta_{ISj} \right) + \frac{m}{\alpha_H} \ln(1 + \Delta\Theta_x) + \frac{k}{q\alpha_H} \Delta\Theta_{xH} \delta_d. \quad (1)$$

де U_{0H} – номінальне значення спаду напруги на рп переході при його температурі T_0 ;

$\Theta_1 = T_1 - T_0$; $\Theta_2 = T_2 - T_0$;

T_1, T_2 – температура рп переходів;

k, q – стала Больцмана та заряд електрона;

I_{S0H} – номінальне значення еквівалентного зворотного струму рп переходу;

I_{dH} – номінальне значення вимірювального струму рп переходу;

m – конструктивний коефіцієнт;

α_H – номінальне значення температурної чутливості;

T_0 – кімнатна температура;

$\Delta U_0 = \sum_{i=1}^n [U_{0H}(\delta_{01} + \delta_{02})]$ – адитивна складова похибки, зумовлена розкидом значень початкових

напруг НПТ при температурі T_0 ;

δ_{01}, δ_{02} – відносні похибки розкиду значень початкових напруг НПТ при температурі T_0 ;

$\delta_{ISb}, \delta_{ISj}$ – відносні похибки розкиду зворотних струмів рп переходів;

δ_d – відносна похибка задання вимірювального струму.

У блоці опрацювання результатів перетворень вимірювача розраховуються значення різниці температур шляхом поділу інформативного параметра ΔU_d на номінальне значення чутливості перетворювача α_H . Для оцінювання значення похибки результату вимірювання різниці температур $\Delta \theta_X$ прийемо такі типові значення величин для кремнієвого рп переходу: $\alpha_H = -2$ мВ/К; $n = 20$; $U_{0H} = 0,7$ В; $I_{dH} = 0,1$ мА; $\delta_{01} \approx \delta_{02} \approx \delta_{ISb} \approx \delta_{ISj} \approx \pm 1$ %; $\Delta \theta_{XH} = 10$ °С і за співвідношенням (1) визначаємо $\Delta \theta_X = \pm 1,1$ °С при вимірюваній різниці температур $\Delta \theta_{XH} = 0$ °С та $\Delta \theta_X = \pm 1,4$ °С – при вимірюваній різниці температур $\Delta \theta_{XH} = 10$ °С.

В процесі виготовлення можна скоригувати значення як адитивної, так і мультиплікативної складових похибки при двох значеннях температури. Коригування адитивної складової похибки зручно здійснювати загалом при довільному значенні температури, наприклад, рівному температурі навколишнього середовища, а для коригування мультиплікативної складової похибки доцільно використовувати еталонний випромінювач, змінюючи відповідно коефіцієнт перетворення будь-якого з масштабувальних елементів тракту перетворення [10]. При цьому коригування вказаних складових похибки можна здійснювати як апаратно, так і в цифровій частині шляхом введення адитивної поправки та змінювання певного масштабувального елементу або домножування результату перетворення на певний розрахований коригувальний коефіцієнт. У випадку використання десяти НПТ суттєво зменшуються вимоги до порогу чутливості перетворювальних елементів вторинного приладу, оскільки одиниці молодшого розряду навіть 0,001 °С відповідатиме вхідна напруга 10 мкВ, що є набагато вищим від порогів чутливості сучасних масштабувальних елементів [11].

Однак, залишковий розкид параметрів НПТ стоїть на заваді подальшому підвищенню точності й стабільності вимірювача різниці температур та в практичному використанні потребуватиме доволі частих калібрувань. Тому для прецизійного вимірювання різниці температур та температури пропонуємо використовувати плівкові платинові термоперетворювачі опору, оскільки вони є малогабаритними, а платина характеризується високою стабільністю температурного коефіцієнта опору, стабільністю хімічних і фізичних властивостей при нагріванні, інертністю до впливу досліджуваного середовища [12].

Конструктивно у приймачі сонячного випромінювання на зовнішній поверхні рівномірно можуть бути розташовані n послідовно з'єднаних термоперетворювачів та нагрівачів, за допомогою яких проводиться електричне заміщення в приймачі. Така конструкція приймача разом із затемненою приймальною поверхнею забезпечує його неселективність у широкому спектральному діапазоні та коефіцієнт поглинання близький до одиниці.

Похибка вимірювання температури δ_θ з платиновими термоперетворювачами опору (ТО) визначатиметься як сума складових $\delta_\theta = \delta_{TO} + \delta_{ЛЗ} + \delta_P + \delta_{ADC}$, де δ_{TO} , $\delta_{ЛЗ}$, δ_P , δ_{ADC} – похибки ТО, ліній зв'язку, нагріву ТО вимірювальним струмом та АЦП [10, 11]. У разі послідовного сполучення високоомних ТО з номінальною статичною характеристикою перетворення (НСХ) 1000П [12] похибка від впливу опорів ліній зв'язку з максимальним значенням опорів навіть декілька ом може бути зведена до значень, менших від одиниці молодшого розряду навіть 0,001 °С і, тому, нею можна знехтувати. Похибками сучасних АЦП, значення яких знаходяться на рівні декількох тисячних відсотка, можна знехтувати порівняно з похибками ТО [13]. Похибка, зумовлена перегрівом ТО вимірювальним струмом, може бути зменшена до значень менших від похибки АЦП

шляхом вибору значення вимірювального струму не більшим декількох сот мікроампер, як це рекомендовано для прецизійних АЦП типу AD7719 фірми Analog Device [13]. Структурна схема такого вимірювача різниці температур представлена на рисунку 1.

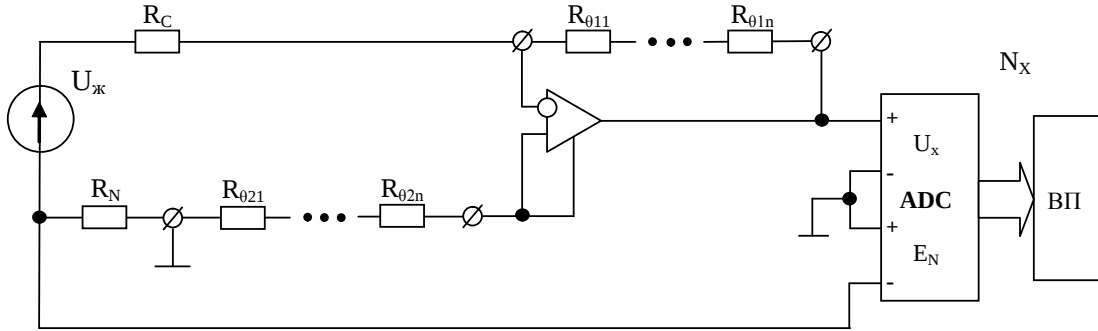


Рис. 1. Структурна схема вимірювача різниці температур

Код N_X результату вимірювання різниці температур можна визначити як:

$$N_X = k_{ADC} \frac{U_{nX}}{U_N} = k_{ADC} \frac{I_0 \left(\sum_{i=1}^n R_{01i} - \sum_{i=1}^n R_{02i} \right)}{I_0 R_N} = k_{ADC} \frac{\sum_{i=1}^n R_{01i} - \sum_{i=1}^n R_{02i}}{R_N}, \quad (2)$$

де k_{ADC} – коефіцієнт перетворення АЦП;

$R_{01i} = R_{01i} \cdot W_{01i}$; $R_{02i} = R_{02i} \cdot W_{02i}$ – опори i -того ПТО, що знаходяться при температурі, відповідно, Θ_1 та Θ_2 ;

R_{01i} , R_{02i} – початкові значення опорів ПТО;

$$W_{01i} = 1 + A_{1i} \Theta_1 + B_{1i} \Theta_1^2;$$

$$W_{02i} = 1 + A_{2i} \Theta_2 + B_{2i} \Theta_2^2;$$

R_N – опір зразкового резистора.

Якщо дійсні значення замінити відомими співвідношеннями через номінальні та відносні похибки, то вихідну напругу U_{nX} подамо як:

$$U_{nX} = I_0 \left\{ \sum_{i=1}^n [R_{0H} (1 + \delta_{01i}) W_{01H} (1 + \delta_{W1}) - R_{0H} (1 + \delta_{02i}) W_{02H} (1 + \delta_{W2})] \right\} \cong \\ \cong I_0 R_{0H} n \left\{ (W_{01H} - W_{02H}) + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [(\delta_{01i} W_{01H} - \delta_{02i} W_{02H}) + (\Delta W_{01} - \Delta W_{02})] \right\}, \quad (3)$$

де R_{0H} , $W_{01H} = 1 + A_H \Theta_1 + B_H \Theta_1^2$, $W_{02H} = 1 + A_H \Theta_2 + B_H \Theta_2^2$, A_H , B_H – номінальні значення початкового опору, відношення опорів обох груп ПТО, коефіцієнти залежності Календара, відповідно;

δ_{01i} , δ_{02i} – похибки підгонки початкових значень опорів ПТО;

δ_{W1} , δ_{W2} , ΔW_{01} , ΔW_{02} – відповідно, відносні та абсолютні похибки відношення опорів.

З урахуванням співвідношення (3) код N_X визначимо так:

$$N_X = k_{ADC} \frac{n R_{0H}}{R_N} \left\{ (W_{01H} - W_{02H}) + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [(\delta_{01i} W_{01H} - \delta_{02i} W_{02H}) + (\Delta W_{01} - \Delta W_{02})] \right\}. \quad (4)$$

Максимальне значення коду ΔN_X абсолютної похибки вимірювання різниці температур подамо як:

$$\Delta N_X = k_{ADC} \frac{R_{0H}}{R_N} \left\{ \sum_{i=1}^n [(\delta_{01i} W_{01H} + \delta_{02i} W_{02H}) + (\Delta W_{01} + \Delta W_{02})] \right\}. \quad (5)$$

Аналіз виразу (5) показує, що у вимірювана різниця температур не залежить від значення

вимірювального струму. З метою коригування показів вимірювача різниці температур можна здійснити калібрування або підстроювання - адитивне, наприклад, за умови $\Theta_1 = \Theta_2$ та мультиплікативне при $\Delta\Theta_{max} = \Theta_1 - \Theta_2$. Результати цих калібрувань можуть бути розраховані в інтелектуальному вторинному пристрої ВП як адитивна поправка та мультиплікативний поправковий коефіцієнт до коду результату вимірювання N_X .

Вибираючи ПТО з великими значеннями R_0 , наприклад, 1000П, можна забезпечити практичну незалежність показів від впливу опорів з'єднувальних проводів. Наприклад, проаналізуємо технічні можливості вимірювача різниці температур з використанням десяти послідовно сполучених ПТО $n=10$, $R_{0H}=1000$ Ом, класу В, з температурним коефіцієнтом опору $\varepsilon \approx 4 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$, $\Delta\Theta_{max}=10^\circ\text{C}$, $I_0=0,2$ мА. Якщо значення опорів ліній зв'язку становитиме навіть 10 Ом, то при та максимальному значенні різниці між опорами обох пар з'єднувальних проводів $\pm 10\%$, отримаємо значення відносної похибки $\pm 0,1 \cdot 10 / (10 \cdot 1000) = 10^{-4} = \pm 0,01\%$, або $\pm 10^{-4} \cdot 10 = \pm 0,001^\circ\text{C}$, що є співмірним із одиницею молодшого розряду. Подальшого зменшення цієї складової досягається під час коригування адитивної складової похибки. Еквівалентна чутливість вимірювача температур становитиме $\varepsilon_\Sigma \approx 10 \cdot 4 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C} = 4 \cdot 10^{-2} 1/^\circ\text{C}$, значення напруги, що відповідає одиниці молодшого розряду $U_{OMP} = \varepsilon_\Sigma R_{0H} I_0 / 1000 = 4 \cdot 10^{-2} \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-3} = 8$ мкВ/ $0,001^\circ\text{C}$, що є набагато більшим від порогів чутливості операційних підсилювачів та АЦП [12, 13]. З метою зменшення впливу напруг зміщення та вхідних струмів пропонуємо вибрати прецизійний операційний підсилювач типу AD8630 фірми Analog Device з напругою зміщення не більшою за $e_{zm} \leq 1$ мкВ та її дрейфом $de_{zm} \leq 2$ нВ/ $^\circ\text{C}$, вхідними струмами не більшими від $I_{ex} \leq 100$ пА та їх різницею не більшою від $\Delta I_{ex} \leq 50$ пА [14]. Тоді еквівалентна напруга зміщення становитиме $e_{екв} = e_{zm} + n \Delta I_{ex} R_{0H} \leq 1 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \cdot 10^3 = 1,5$ мкВ, а еквівалентне значення різниці температур визначиться як $\Delta\Theta_{zm} = e_{екв} / \varepsilon_\Sigma = 1,5 \cdot 10^{-6} / 4 \cdot 10^{-2} \approx 0,00004^\circ\text{C}$ і буде нехтовно малим порівняно з одиницею молодшого розряду вимірювача різниці температур.

Завдяки малим масо габаритним показникам у випадку використання плівкових платинових ТО як нагрівачів можна досягнути рівномірного теплового поля електричного заміщення. Завдяки малим масі і габаритним розмірам ПТО мають малий тепловий опір і можуть суттєво розігріватися вже відносно невеликими струмами.

Висновки

Аналіз показує, що для реалізації вимірювача різниці температур доцільно використовувати НПТ, виготовлені в єдиному технологічному циклі. При цьому адитивна складова похибки, зумовлена розкидом значень початкової напруги, зменшується в $\sqrt{2n}$ разів, а мультиплікативна складова похибки вимірювання - в $\sqrt{n}$ разів, інші складові мультиплікативної похибки не зазнають жодних змін [5]. Показано, що на основі використання напівпровідникових сенсорів температури можна реалізувати пристрої вимірювання різниці температур з похибкою порядку декілька сотих кельвіна.

З метою підвищення точності і стабільності, а також можливості реалізації усереднювального площинного приймача сонячного випромінювання запропоновано використовувати прецизійні платинові ТО з НСХ 1000П. Це дає можливість забезпечити практичну інваріантність до впливу опорів ліній зв'язку, а також похибку від впливу значення вимірювального струму і методичну похибку, зумовлену перегрівом сенсора.

Показано, що для реалізації приймача сонячного випромінювання з електричним заміщенням доцільно використовувати плівкові безкорпусні платинові термоперетворювачі опору як чутливі елементи, так і нагрівачі.

Список літератури

1. ДСТУ ISO 9806-1:2005 Методи випробувань сонячних колекторів. Частина 1. Теплові характеристики та перепад тиску закслених сонячних колекторів для нагрівання рідини.
2. ДСТУ ISO 9806-2:2005 Колектори сонячні. Методи випробування. Частина 2. Кваліфікаційні випробування.
3. ДСТУ ISO 9806-3:2005 Колектори сонячні. Методи випробування. Частина 3. Теплові характеристики (лише відчутне теплопередавання) та перепад тиску незакслених сонячних

колекторів для нагрівання рідини.

4. ISO 9846:1993 Сонячна енергія. Калібрування піранометра із застосуванням піргеліометра.

5. ISO 9847:1992 Сонячна енергія. Калібрування польових піранометрів порівнянням з еталонним піранометром.

6. Назаренко Л. А., Тимофеев Е. П. Развитие прецизионной фотометрии и радиометрии // Светотехника. -2011. -№ 4. - С. 4–13.

7. Василюк В.М. Принципи побудови високоточних температурних сенсорів на основі рп-переходу // Міжвідомчий науково-технічний збірник "Вимірювальна техніка та метрологія", № 53. - Львів: НУ "Львівська політехніка", -1998. -С. 70-76.

8. 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.

9. Яцук В.А., Серкез Х.В. Метрологическое обеспечение измерений энергетических параметров солнечного излучения при испытаниях солнечных коллекторов // Устойчивое развитие. – Евро-Эксперт ЕООД: Варна, Болгария. - 2013. - №7.

10. Метрологія та вимірювальна техніка: підручник / Є.С. Поліщук, М.М. Дорожовець, В.О. Яцук та ін.; за ред. проф. Є.С. Поліщука. – 2-е вид., доп. та перероб. – Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2012. – 544 с.

11. Яцук В.О., Малачівський П.С. Методи підвищення точності вимірювань: Підручник. – Львів: Вид-во «Бескид-біт», 2008. – 368 с.

12. Каталог ELFA. Електронний ресурс. Режим доступу: <http://www.elfaelektronika.com>.

13. Low Voltage, Low Power, Factory-Calibrated 16-/24-Bit Dual Δ - Σ ADC AD7719. Електронний ресурс. Режим доступу: www.analog.com.

14. Precision operational amplifier AD8630. Електронний ресурс. Режим доступу: www.analog.com.