

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**

# **ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА ТА МЕТРОЛОГІЯ**

**МІЖВІДОМЧИЙ НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ ЗБІРНИК**

*Відповідальний редактор – проф., д-р техн. наук Б.І. Стадник*

**Видається з 1965 року**

**Випуск 62**

**Львів**

**Видавництво Національного університету "Львівська політехніка"**

**2003**

УДК 621.317

*Рекомендовано Вченою радою Національного університету "Львівська політехніка"  
(протокол № 5 засідання від 25.02.2003)*

### **Редакційна колегія:**

<b>Богдан Стадник,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, директор Інституту комп'ютерних технологій, автоматики та метрології, Національний університет "Львівська політехніка" (відповідальний редактор);
<b>Валерій Дудикевич,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, Національний університет "Львівська політехніка" (заступник відповідального редактора);
<b>Михайло Дорожовець,</b>	проф., д-р техн. наук, Національний університет "Львівська політехніка" (відповідальний секретар);
<b>Феодосій Гриневич,</b>	проф., д-р техн. наук, академік НАН України, Інститут електродинаміки (Київ);
<b>Ярослав Луцик,</b>	проф., д-р техн. наук, Національний університет "Львівська політехніка";
<b>Адам Ковальчик,</b>	проф., д-р техн. наук, Ряшівська політехніка (Польща);
<b>Ігор Курітник,</b>	проф., д-р техн. наук, Університет в Бельсько-Бяла (Польща);
<b>Василь Паракуда,</b>	доц., канд. техн. наук, директор Державного науково-дослідного інституту "Система";
<b>Станіслав Масвський,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут";
<b>Леонід Назаренко,</b>	д-р техн. наук, зав. відділу, ДНВО "Метрологія" (Харків);
<b>Євген Пістун,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, Національний університет "Львівська політехніка";
<b>Володимир Поджаренко,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, Державний технічний університет (Вінниця);
<b>Орест Івахів,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, Національний університет "Львівська політехніка";
<b>Петро Столярчук,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, Національний університет "Львівська політехніка";
<b>Владислав Ціделко,</b>	проф., д-р техн. наук, зав. кафедри, Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут";
<b>Василь Друзюк,</b>	директор ДЦСМС (Львів).

#### ***Адреса редколегії:***

*Національний університет «Львівська політехніка»,  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів–13*

© Національний університет  
"Львівська політехніка", 2003

# ОПРАЦЮВАННЯ ТА ПЕРЕТВОРЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

УДК 621.317

## БАГАТОПРОГРАМНИЙ БАГАТОКАНАЛЬНИЙ ЗАСІБ ВИМІРЮВАННЯ

© Тарас Домінюк<sup>1</sup>, Орест Івахів, Роман Козут, Богдан Марець, 2003

Національний університет "Львівська політехніка", <sup>1</sup>кафедра "Інформаційно-вимірювальні технології",  
"Прилади точної механіки", вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Для зменшення семантичної надмірності часто зручно використовувати програмовані системи, серцевиною яких є модуль аналізування. У статті досліджуються його основні характеристики.*

*Часто для уменьшения семантической избыточности применяют программированные системы, сердцевиной которых является модуль анализа. В статье исследуются его основные характеристики.*

*The programmable systems often are very convenient for the measurement object semantic reducing. The object state analyzing unit is the core of the system. It's main characteristics are investigated in this paper.*

**Вступ.** Останнім часом щоразу частіше нагадує про себе міждисциплінарна наука – мехатроніка, яка об'єднує дві функційні частини, а саме: механічну (здебільшого це прецизійний виконавчий електро-механічний вузол) та інформаційно-вимірювальну структуру, призначену для спілкування з об'єктом вимірювання через сукупність сенсорів та формування за вимірювальною інформацією відповідних стимулюючих (керуючих) дій на виконавчий механізм. Сам об'єкт вимірювання може перебувати на певній відстані від пункту керування вимірювальним експериментом, на забрудненій території чи в інших шкідливих для персоналу умовах [1]. Вважається, що набори потрібних програм опитування та послідовність їх зміни у такому разі відомі заздалегідь, але точно не відомо, в який момент здійснювати цю зміну. Названі чинники зумовлюють потребу підвищувати автономність системи інформаційного забезпечення, ставлять принципово нові вимоги до організації раціонального та цілеспрямованого збирання, опрацювання та обміну значними масивами інформації, оперативного оцінювання стану об'єкта дослідження та керування вимірювальним експериментом. Щоб забезпечити вищезазначені можливості бажано одержати від об'єкта вимірювання якомога більшу кількість інформації, а проєктований засіб вимірювання повинен відчувати зміни поточної ситуації на об'єкті дослідження, відповідно до

них переходити до чергових програм опитування та потрібних наборів опитуваних джерел.

**Структура багатоканального засобу.** Вона може містити [2, 3] модуль аналізування поведінки сукупності джерел об'єкта вимірювання МА, модуль зберігання набору програм опитування ПЗП, модуль комутування аналогових сигналів, аналого-цифрового перетворення, завадостійкого кодування та модем К, під'єднаний до лінії зв'язку (рис.1). Виходи (м. 8, м. 9) джерел аналогових сигналів ( $i = \overline{1, n}$ ) одночасно під'єднані до відповідних виходів комутатора К та модуля аналізування МА, який інформує модуль зберігання програм ПЗП (м. 1) про потребу змінити програму опитування. Модуль ПЗП задає комутаторові К послідовність опитування джерел засобу (м. 4, м. 5) та керує накопиченням абсолютних похибок дискретизування (в першому випадку) чи відхилень активностей (у другому) блока МА (м. 2, м. 3).

**Встановлення основних характеристик модуля аналізування.** Для цього визначального модуля відповідність програми опитування поточній ситуації може оцінюватися через відстеження поведінки суми:

1) похибок дискретизування від усіх джерел сукупності упродовж циклу опитування;

2) відхилень активностей джерел (абсолютних чи відносних) від значень, що відповідають поточній програмі опитування.

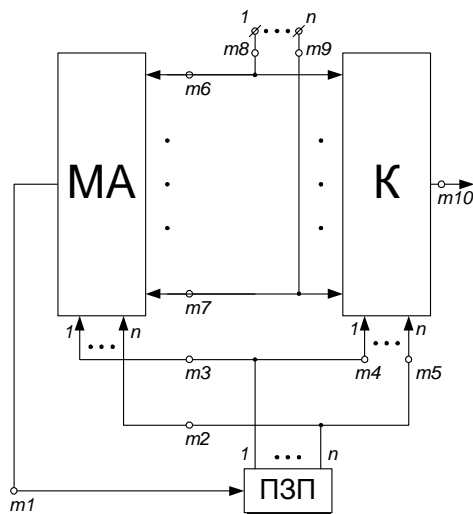


Рис. 1. Структура багатоканального засобу

Оскільки в обидвох випадках додаються випадкові значення, то для їх сум можна знайти відповідні точкові та інтервальні статистичні оцінки (порогові значення). Неперевищення порогу із заданою довірчою ймовірністю означає відповідність реальній поточній ситуації на об'єкті вимірювання, а його перевищення – свідчить про зміну поточної ситуації й потребу переходу до відповіднішої програми опитування. Сума похибок (перший випадок) порівнюється з пороговим значенням на кожному кроці опитування, а суми відхилень (другий випадок) – після закінчення аналізування тривалістю  $T_a$ .

У першому випадку (модуль аналізування першого типу, рис. 2) виходи аналогових джерел (м. 8, м. 9) під'єднано до відповідних входів (м. 6, м. 7) модуля МА, а саме: вибіркові значення записуються на першому кроці у відповідні запам'ятовувальні пристрої ЗП<sub>i</sub>, на другому та наступних кроках надходять у пристрій віднімання ВП<sub>i</sub> й через нормально відкритий ключ Кл<sub>i</sub> до суматора Σ. У пристрої ВП<sub>i</sub> кожного чергового вибіркового значення віднімається перше записане у ЗП<sub>i</sub>. Під час опитування *i*-го джерела за програмою сигналом з модуля ПЗП (м. 2, м. 3) припиняється надходження до суматора Σ одержаної в *i*-му ВП<sub>i</sub> різниці. Водночас оновлюється поточним вибіркового значенням вміст ВП<sub>i</sub>. На наступному кроці від'ємником буде вже це, а не перше вибіркоче значення *i*-го джерела, оскільки під час опитування похибка його дискретизування обнулюється.

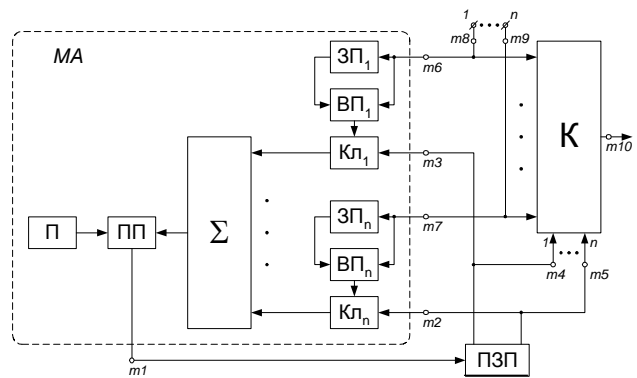


Рис. 2. Модуль аналізування першого типу

Під час регулярного опитування в кожному із вимірювальних каналів абсолютний  $\overline{z_{oi}}$  (або відносний  $\delta_{oi}$ ) середній квадрат похибки дискретизування визначається [4] як

$$\overline{z_{oi}^2} = \frac{1}{3} (\omega_{li} \sigma_i T_{oi})^2 \text{ або } \delta_{oi}^2 = \frac{\overline{z_{oi}^2}}{\sigma_i^2} = \frac{1}{3} (\omega_{li} T_{oi})^2, \quad (1)$$

де  $\omega_{li}$  та  $\sigma_i$  – середньоквадратична частота та середньоквадратичне відхилення *i*-го сигналу, відповідно;  $T_{oi}$  – його період опитування.

Оскільки похибка дискретизування знаковмінна, то її середнє значення дорівнює нулеві, а дисперсія збігається з другим початковим моментом. Тому якщо похибки сукупності усіх каналів багатоканального засобу незалежні, дисперсія сумарної похибки оцінюється як

$$\sigma_{\delta_{\Sigma 1}}^2 = \sum_i \overline{z_{oi}^2} = \frac{1}{3} \sum_i (\omega_{li} \sigma_i T_{oi})^2 \text{ або } \sigma_{\delta_{\Sigma 1}}^2 = \delta_{\Sigma}^2 = \frac{1}{3} \sum_i (\omega_{li} T_{oi})^2. \quad (2)$$

Зазначимо, що оскільки потужність *i*-го вимірювального сигналу  $\sigma_i^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty G_i(\omega) d\omega$  та узагальнена спектральна густина потужності  $G_{\Sigma}(\omega) = \sum_i G_i(\omega)$ , то якщо окремі сигнали незалежні, справджується рівність  $\sigma_{\Sigma}^2 = \sum_i \sigma_i^2$ .

Якщо прийняти період опитування  $T_{oi}$  однаковим для всіх *n* джерел ( $T_{oi} = T_o$  для  $i = \overline{1, n}$ ), то, враховуючи визначення середньоквадратичної частоти [5], маємо

$$\begin{aligned} \sigma_{\partial\Sigma 1}^2 &= \frac{1}{3} T_o^2 \sum_i (\omega_i \sigma_i)^2 = \frac{1}{3} T_o^2 \sum_i \int_0^\infty \omega^2 G_i(\omega) d\omega = \\ &= \frac{1}{3} T_o^2 \int_0^\infty \omega^2 \left[ \sum_i G_i(\omega) \right] d\omega = \\ &= \frac{1}{3} T_o^2 \int_0^\infty \omega^2 G_\Sigma(\omega) d\omega = \frac{1}{3} T_o^2 (\omega_{1екв} \sigma_\Sigma)^2, \end{aligned} \quad (3)$$

де  $G_i(\omega)$  та  $G_\Sigma(\omega)$  – спектральна густина потужності  $i$ -го сигналу, зокрема, та сукупності сигналів загалом, відповідно; тобто еквівалентна для засобу загалом середньоквадратична частота

$$\begin{aligned} \omega_{1екв}^2 &= \frac{\int_0^\infty \omega^2 G_\Sigma(\omega) d\omega}{\int_0^\infty G_\Sigma(\omega) d\omega} = \\ &= \frac{\int_0^\infty \omega^2 G_\Sigma(\omega) d\omega}{\sigma_\Sigma^2}, \end{aligned} \quad (4)$$

де  $\sigma_\Sigma^2$  – сумарна потужність сукупності каналних сигналів.

Відповідно до закону великих чисел вважатимемо, що сумарна похибка як випадкова величина добре опишеться законом розподілу Стюдента або Гаусса. Тому із певною довірчою ймовірністю  $P_{\text{дов}}$  можемо встановити гарантійний інтервал для сумарної похибки дискретизування

$$x_{\text{дов}} = \pm t_\alpha \sigma_{\partial\Sigma 1}, \quad (5)$$

де  $t_\alpha$  – гарантійний коефіцієнт заданої довірчої ймовірності.

Одержана сума похибок порівнюється пристроєм ПП з обчисленим пороговим значенням (5), яке зберігається у пристрої П. Відповідний сигнал перевищення подається в модуль ПЗП (м. 1).

У другому випадку (модуль аналізування другого типу, рис. 3) аналізатором оцінюється кількість проявів активності. Тут виходи аналогових джерел під'єднано до входів (т. 6, т. 7) відповідних прогнозерів ПНП<sub>*i*</sub>. Блок формування ФП упродовж періоду аналізування  $T_a$  визначає поточні абсолютні  $\{N_i\}$  чи відносні  $\{\alpha_i\}$  активності сукупності джерел засобу та їх відхилення від встановлених значень  $\{\overline{N}_i\}$  чи  $\{\overline{\alpha}_i\}$ , які надходять від ПЗП (м. 2, м. 3). Ці відхилення додаються у пристрої  $\Sigma$ , а одержана сума порівнюється в пристрої ПП із встановленим пороговим значенням, яке зберігається пристроєм П.

Метрологічні вимоги та динамічні властивості об'єкта вимірювання інтегровано описує інформаційна характеристика об'єкта вимірювання. Зокрема, з метрологічного погляду активним визнається джерело, зміна вимірювального сигналу якого досягає допустимого граничного або середньоквадратичного значення [6]. Зокрема, відліки на виході прогнозера нульового порядку з'являються лише тоді, коли зміна вимірювального сигналу досягає значення  $\Delta U$ , яке задається його абсолютною похибкою квантування. Оскільки воно достатньо мале, то на інтервалі між відліками сигнал є досить гладкою функцією, яку можна наближено подати у вигляді полінома  $m$ -го порядку. Очевидно, що якість наближення залежить від порядку апроксимаційного полінома, проте із його зростанням вирази ускладнюються, а підвищення точності наближення незначне. Так, модельне порівняння [7] законів розподілу, одержаних для лінійного та квадратичного наближень, вказує, що за малих допустимих похибок квантування сигналів наближення точніше проявляється лише на "хвостах" розподілів, тобто під час оцінювання щільностей ймовірностей великих інтервалів. Тому достатньо скористатися лінійним наближенням, а саме:

$$\xi(t) = \xi_0 + a_1 t, \text{ якщо } 0 \leq t \leq T_o, \quad (6)$$

де  $t = 0$  відповідає моментові появи попереднього відліку;  $a_1$  – коефіцієнт розкладу, що дорівнює першій похідній вимірювального сигналу в момент  $t = 0$ ;  $\xi_0$  – значення попереднього відліку.

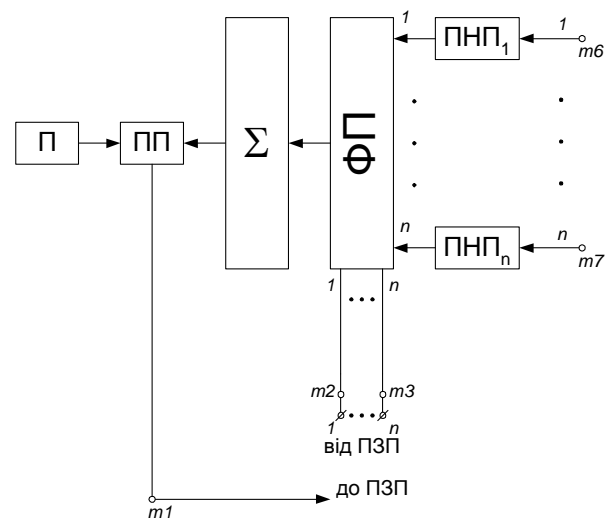


Рис. 3. Модуль аналізування другого типу

Кількість перетинів вимірювальним сигналом допустимих меж  $\Delta U$ , як і інтервали  $\tau$  між цими перетинами, є випадковою величиною. Перша похідна вимірювального сигналу  $\xi(t)$  з нормальним законом розподілу та дисперсією  $\sigma_i^2$  теж має нормальний закон розподілу [7] з дисперсією

$$\sigma_{a1}^2 = \sigma_i^2 \omega_{li}^2, \quad (7)$$

де  $\omega_{li}$  – середньоквадратична частота  $i$ -го вимірювального сигналу, а саме:

$$p\left(\frac{\dot{\xi}}{\xi}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{a1}} \exp\left\{-\frac{\left(\frac{\dot{\xi}}{\xi}\right)^2}{2\sigma_{a1}^2}\right\}.$$

Відомо також [7], що при лінійному апроксимуванні (6) вимірювального сигналу закон розподілу інтервалів  $\tau$  між черговим досягненням допустимих меж матиме вигляд

$$p(\tau) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\Delta U}{\sigma_{a1}\tau^2} \cdot \exp\left\{-\frac{(\Delta U)^2}{2\sigma_{a1}^2\tau^2}\right\}, \quad (8)$$

де  $\Delta U$  – крок (абсолютна похибка) квантування.

Оскільки активність джерела вимірювального сигналу тотожна частоті появи його відліків, її миттєве значення  $\eta = 1/\tau$ , то закон розподілу цієї частоти встановлюємо за розподілом (8) як закон розподілу функції випадкового аргументу  $\tau$ , а саме:

$$p(\eta) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\Delta U}{\sigma_{a1}} \cdot \exp\left\{-\eta^2 \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta U}{\sigma_{a1}}\right)^2\right\}. \quad (9)$$

Інтенсивність відліків [7], тобто середня частота їх появи (математичне сподівання) на виході прогнозера нульового порядку з урахуванням виразів (7) та (9)

$$\lambda_i = \bar{\eta} = \int_0^{\infty} \eta p(\eta) d\eta = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left(\frac{\sigma_{a1}}{\Delta U}\right) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{\omega_{li}}{\varepsilon_i}, \quad (10)$$

де  $\varepsilon_i = (\Delta U)/\sigma_i$  – прономований за середньоквадратичним відхиленням  $i$ -го сигналу крок квантування.

Початковий  $\nu_{2i}$  та центрований  $\mu_{2i} \equiv \sigma_{\eta i}^2$  моменти частоти  $\eta$  знайдемо за формулами

$$\nu_{2i} = \int_0^{\infty} \eta^2 p(\eta) d\eta = \left(\frac{\sigma_{a1}}{\Delta U}\right)^2 = \left(\frac{\omega_{li}}{\varepsilon_i}\right)^2 \quad \text{та}$$

$$\sigma_{\eta i}^2 = \nu_{2i} - (\bar{\eta})^2 = \left(\frac{\pi-2}{\pi}\right) \left(\frac{\omega_{li}}{\varepsilon_i}\right)^2. \quad (11)$$

Очікувана кількість відліків  $i$ -го джерела упродовж періоду аналізування  $T_a$  становитиме  $\bar{N}_i = \bar{\eta}_i T_a = \lambda_i T_a$ , а їх дисперсія  $D[N_i] = \sigma_{\eta i}^2 T_a^2$ . Відхилення реальної кількості  $N_i$  проявів активності  $i$ -го джерела від кількості  $\bar{N}_i$ , прогнозованої поточною програмою опитування  $\Delta N_i = (N_i - \bar{N}_i)$ , є випадковою величиною із законом розподілу  $p(\eta)$  та відкоригованими параметрами (математичним сподіванням та середньоквадратичним відхиленням) (9). Тобто математичне сподівання  $M[\Delta N_i] = M[N_i - \bar{N}_i] = 0$  й  $M\left[\sum_i \Delta N_i\right] = 0$ , а з урахуванням виразів (4) та (11)

дисперсія суми відхилень від усіх джерел багатоканального засобу

$$D[(\Delta N)_{\Sigma}] = \sum_i D[N_i] = \sum_i \sigma_{\eta i}^2 T_a^2 = T_a^2 \sum_i \sigma_{\eta i}^2 =$$

$$= T_a^2 \left(\frac{\pi-2}{\pi}\right) \sum_i \left(\frac{\omega_{li}}{\varepsilon_i}\right)^2 = \sum_i \frac{\int_0^{\infty} \omega^2 G_i(\omega) d\omega}{(\Delta U)^2} =$$

$$= \left(\frac{\omega_{1екв}}{\varepsilon_{екв}}\right)^2 \equiv \sigma_{\delta\Sigma}^2. \quad (12)$$

В останньому виразі враховано, що абсолютний крок квантування  $\Delta U$  для усіх вимірювальних сигналів прийнято однаковим, а  $\varepsilon_{екв} = (\Delta U/\sigma_{\Sigma})$  – прономований за коренем квадратним із сумарної потужності крок квантування.

Аналогічно до попереднього випадку (5) за законом великих чисел вважатимемо, що сума відхилень реальної кількості проявів активностей від прогнозованих поточною програмою опитування як випадкова величина добре описується законами розподілу Стюдента або Гаусса. Тому із певною довірчою ймовірністю  $P_{дов}$ , враховуючи співвідношення (12), можемо встановити гарантійний інтервал для суми відхилень

$$x_{дов} = \pm t_{\alpha} \sigma_{\delta\Sigma}. \quad (13)$$

Про необхідність переходу до наступної програми опитування модуль ПЗП інформується відповідним сигналом від ПП (м. 1), якщо перевищено порогове значення (13).

Сама ж тривалість аналізування залежить від потрібної надійності забезпечення збіжності відносного показника активності  $i$ -го джерела  $\alpha_i$  до ймовірності  $\alpha_{iH}$  появи його істотних з метрологічного погляду відліків серед загального потоку відліків, одержаних з виходів усієї сукупності прогнозів нульового порядку.

Упродовж аналізування  $T_a$  серед відліків усіх джерел засобу відліки  $i$ -го джерела з'являються з відносною частотою  $\alpha_i = \eta_i / \sum_i \eta_i = N_i / \sum_i N_i = N_i / N$ . Середнє значення відносної частоти

$$\bar{\alpha}_i = \bar{\eta}_i / \sum_i \bar{\eta}_i = (\lambda_i T_a) / \left( \sum_i \lambda_i T_a \right) = (\lambda_i T_a) / \left( T_a \sum_i \lambda_i \right) = \lambda_i / \sum_i \lambda_i = 1/n_{эф}, \text{ тут } \lim_{N \rightarrow \infty} \bar{\alpha}_i = \lim_{T \rightarrow \infty} \bar{\alpha}_i = \alpha_{iH}, \text{ } n_{эф} -$$

еквівалентна кількість джерел засобу. Поява відліків  $i$ -го джерела  $N_i$  серед загальної кількості істотних відліків  $N$  описується біноміальним законом розподілу [8, 7]. Якщо кількість відліків  $N$ , одержана упродовж періоду аналізування  $T_a$ , значна, можна апроксимувати біноміальний закон розподілу нормальним з математичним очікуванням  $\bar{N}_i = N_{iH} = \alpha_{iH} N$  й дисперсією  $\sigma_{ei}^2 = N \alpha_{iH} (1 - \alpha_{iH}) = N_{iH} (1 - \alpha_{iH})$ , а тому й для відносної активності  $\alpha_i = N_i / N$ , враховуючи зв'язок між відносною  $\alpha_i$  та абсолютною  $N_i$  активностями через загальну кількість випробувань  $N$ , знайдемо, відповідно, параметри апроксимованого нормальним біноміального закону  $m_\alpha = \bar{N}_i / N \equiv \alpha_{iH}$  та  $\sigma_{ai}^2 = \sigma_{ei}^2 / N^2 = \alpha_{iH} (1 - \alpha_{iH}) / N$ . З довірчою ймовірністю  $\beta$  гарантійне відхилення  $\varepsilon_\beta$  відносної кількості відліків  $i$ -го джерела від очікуваної оцінюється за співвідношенням [8, 9]

$$\varepsilon_\beta = t_\beta \sigma_{ai} = \frac{t_\beta}{\sqrt{N}} \sqrt{\alpha_{iH} (1 - \alpha_{iH})}.$$

Звідси  $N = \left( \frac{t_\beta}{\varepsilon_\beta} \right)^2 \alpha_{iH} (1 - \alpha_{iH})$ , а враховуючи вира-

зи (10) та  $N = \sum_i N_{iH} = T_a \sum_i \lambda_i = \sqrt{\frac{2}{\pi}} T_a \sum_i \frac{\omega_{1i}}{\varepsilon_i}$ , якщо

$\varepsilon_i = \varepsilon$  для всіх  $i = \overline{1, n}$ , зокрема, отримуємо

$$N = \frac{T_a}{\varepsilon} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \omega_\Sigma, \text{ тому тривалість аналізування}$$

$$T_a = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left( \frac{t_\beta}{\varepsilon_\beta} \right)^2 \varepsilon \frac{\alpha_{iH} (1 - \alpha_{iH})}{\omega_\Sigma}.$$

Тут враховано зв'язок між частотними властивостями сукупності джерел системи  $\omega_\Sigma$  ( $\omega_\Sigma = \sum_i \omega_{1i}$ )

та параметрами компресора через інтенсивність ненадмірних відліків [7]. Пронормована ширина зони квантування зумовлює значення похибки прогнозування, а саме:  $\delta_{np} = \varepsilon / \sqrt{12}$ , а гарантований інтервал  $\varepsilon_\beta$  пов'язаний з відносною похибкою оцінювання активності ( $\varepsilon_\beta = \delta_{ai} \alpha_{iH}$ ), тому

$$T_a = \sqrt{6\pi} \frac{t_\beta^2 \delta_{np}}{\varepsilon_\beta \delta_{ai}} \frac{(1 - \alpha_{iH})}{\omega_\Sigma} = \sqrt{6\pi} \frac{t_\beta^2 \delta_{np}}{\omega_\Sigma \delta_{ai}^2} \frac{(1 - \alpha_{iH})}{\alpha_{iH}}. \quad (14)$$

Оскільки похибка прогнозування  $\delta_{np}$  повинна бути меншою від похибки оцінювання активності джерела  $\delta_{ai}$ , наприклад, у п'ять разів (це приблизно еквівалентно  $\sqrt{6\pi}$ ), то пронормована за середньоквадратичною частотою сукупності джерел тривалість аналізування (14) становитиме

$$\omega_\Sigma T_a \geq t_\beta^2 \frac{(1 - \alpha_{iH})}{\delta_{ai} \alpha_{iH}} \text{ або } \omega_\Sigma \delta_{ai} T_a \geq t_\beta^2 \frac{(1 - \alpha_{iH})}{\alpha_{iH}}$$

Вимоги до швидкості опрацювання вимірювальної інформації, її передавання лінією зв'язку визначаються аналогічно до системи із звичайним регулярним опитуванням джерел вимірювальної інформації та часовим розділенням каналів [2].

**Висновки.** Результати імітаційного моделювання модуля аналізування поведінки сукупності джерел багатоканального засобу вимірювання свідчать про можливість гнучкого опрацювання модулів багатопрограмного засобу, підтверджують доцільність його проектування, відкривають перспективи створення відповідних програмованих пакетів окремих модулів багатоканальних засобів.

1. Ильясов Б.Г., Старцев Ю.В., Головацкий К.Э., Альмухамедов Р.Р., Белалов Б.М. Автономные наземные транспортные средства как объекты автоматического управления // Мехатроника. – № 6. – 2001. – С. 3–5.  
2. Івахів О. Система із зміною програм опитування //

Вимірювальна техніка та метрологія. – № 5. – 1998. – С. 153–159. 3. Устройство программируемого многоканального опроса абонентов // АС № 650240 СССР, МКИ Н04J 3/02 / О.В.Ивахив, И.Д.Калашиников, Р.Б.Мазена, Б.В.Роцин. Опубликовано 28.02.79 в Бюллетене № 8. 4. Тепляков И.М., Калашиников И.Д., Роцин Б.В. Радиолинии космических систем передачи информации. – М., 1975. 5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. –

М., 1969. 6. Ивахив О. Информативность многоканальных засобів вимірювання // Вимірювальна техніка та метрологія. – № 59. – 2002. – С. 102–111. 7. Калашиников И.Д., Степанов В.С., Чуркин А.В. Адаптивные системы сбора и передачи информации. – М., 1975. 8. Венцель Е.С. Теория вероятностей. – М., 1969. 9. Дунин-Барковский И.В., Смирнов Н.В. Теория вероятностей и математическая статистика в технике. – М., 1955.

УДК 621.317

## ОСОБЛИВОСТІ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ ПРИ ПЕРІОДИЧНОМУ ПОРІВНЯННІ З ЧАСТОТОЮ, ВИЩОЮ ВІД ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ

© Ігор Бучма, Богдан Березюк, Лілія Михайлович, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Автоматика та телемеханіка”  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Розглянуто специфіку перетворення гармонічних сигналів у одноканальному тракті порівняння. Встановлено нові залежності між вихідним сигналом і різницею амплітуд вхідних сигналів. Показано, що у такому разі в структурі одноканального тракту необхідні два синхронні детектори.*

*Rассмотрено специфику преобразования гармонических сигналов в одноканальном тракте сравнения. Определены новые зависимости между выходным сигналом и разницей амплитуд входных сигналов. Показано, что в этом случае в структуре одноканального тракта необходимо использовать два синхронных детектора.*

*Peculiarity of transformation harmonic signals in one-channel section of comparison are examined. A new mathematical dependences between output signals and difference amplitudes of input signals are established. Two synchronously detectors must be in a structure of one-channel section in this case are showed.*

**Постановка задачі.** У засобах вимірювання різниці амплітуд [1] або фаз [2] з періодичним порівнянням на низьких частотах все частіше використовують співвідношення, за яким частота порівняння  $\omega$  є набагато вищою від частоти порівнюваних сигналів  $\Omega$ , тобто справджується нерівність  $\omega/\Omega \gg 1$ . Це співвідношення є оберненим до того, що традиційно застосовувалося у засобах вимірювання з періодичним порівнянням гармонічних сигналів [3, 4], і має сенс особливо на нижніх частотах низькочастотного діапазону, бо дає змогу зменшити вплив низькочастотних флікер-шумів [6]. Тому важливим є аналіз особливостей трансформації сигналу в одноканальному тракті періодичного порівняння.

**Аналіз стану досліджень та публікацій на задану тему.** Використання методу періодичного порів-

няння при такому оберненому співвідношенні частот ще малодосліджене, особливо стосовно порівняння амплітуд гармонічних сигналів. Відомі роботи [1, 2, 6], в яких розглядаються окремі питання, висвітлюють ці задачі лише частково.

**Формулювання цілей статті.** Теоретичне дослідження особливостей перетворення сигналів, якщо співвідношення  $\omega/\Omega \gg 1$ , допоможе виявити джерела похибок, а також виявити нові залежності, і, проаналізувавши їх, запропонувати нові напрямки розвитку засобів вимірювання.

**Виклад основного матеріалу.** На рис. 1 подано структурну схему, що стала вже класичною для пристроїв періодичного порівняння амплітуд двох гармонічних сигналів. У структурну схему пристрою, робота якого ґрунтується на використанні методу періодичного



порівняння, входять: комутатор К з двома входами і одним виходом, підсилювач несучої частоти ПН, амплітудний детектор АД, підсилювач обвідної частоти ПО, синхронний детектор СД, на виході якого напруга постійного струму пропорційна до різниці амплітуд вхідних сигналів, і генератор керуючої напруги ГКН. У такій класичній структурі необхідно, щоб частота порівнюваних сигналів була вищою, ніж частота порівняння.

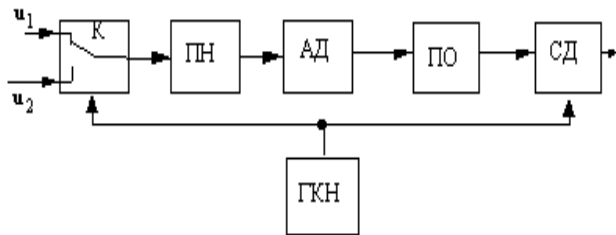


Рис. 1. Структурна схема порівняння амплітуд гармонічних сигналів за методом періодичного порівняння

Проаналізуємо перетворення сигналів у такій структурі для протилежної ситуації, коли частота порівняння  $\omega$  є набагато вищою від частоти  $\Omega$  порівнюваних сигналів  $u_1$  та  $u_2$ .

Припустимо, що на вхід комутатора К надходять гармонічні сигнали, які описуються такими виразами

$$u_1 = U_1 \sin \Omega t;$$

$$u_2 = U_2 \sin(\Omega t + \varphi),$$

де  $U_1, U_2$  – амплітуди порівнюваних сигналів;  $\Omega$  – кругова частота порівнюваних сигналів;  $\varphi$  – початкова фаза сигналу  $u_2$ . Початкова фаза сигналу  $u_1$  прийнята нульовою.

Вимірювальний сигнал, що формується на виході комутатора К під час його перемикання з круговою частотою  $\omega \gg \Omega$ , можна подати у вигляді:

$$u_K(t) = \frac{1}{2} \sqrt{U_1 + U_2 + 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 + U_2 \cos \varphi} \right] \times \left\{ 1 + \frac{\sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right]}{\sqrt{U_1 + U_2 + 2U_1U_2 \cos \varphi} \sin \left[ \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 + U_2 \cos \varphi} \right]} \right\} \times \text{sign} \sin(\omega t + \psi) = \frac{1}{2} \sqrt{U_1 + U_2 + 2U_1U_2 \cos \varphi} \times$$

$$\times \sin \left[ \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 + U_2 \cos \varphi} \right] + \frac{1}{2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right] \text{sign} \sin(\omega t + \psi). \quad (1)$$

Якщо частота комутації набагато вища, ніж частота порівнюваних сигналів, для зменшення впливу шумів і завад доцільно використати лінійну фільтрацію. Тоді на підставі (1), налаштовуючи фільтр на частоту  $\omega$  та враховуючи те, що

$$\text{sign} \sin(\omega t + \psi) = \frac{4}{\pi} \left[ \sin(\omega t + \psi) + \frac{1}{3} \sin 3(\omega t + \psi) + \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + \psi) + \dots \right],$$

на його виході матимемо:

$$u_{\phi}(t) = K_{\phi} \frac{2}{\pi} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left( \Omega t + \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right) \sin(\omega t + \psi) \quad (2)$$

Як зрозуміло з рис. 1, у класичній структурі після підсилювача несучої частоти розміщено амплітудний детектор. Але можна зробити висновок, що вираз (2) описує балансно-модульований сигнал, детектування якого необхідно здійснювати синхронним детектором. Тому далі сигнал (2) подається на синхронний детектор. Ключовий синхронний детектор виконує операцію перемноження на  $\text{sign} \sin(\omega t + \psi)$ . Сигнал на виході синхронного детектора, без урахування впливу його вихідного фільтра і з урахуванням тільки першої складової функції  $\text{sign} \sin(\omega t + \psi)$ , матиме вигляд:

$$u_{cd1}(t) = K_{cd1} K_{\phi} \frac{8}{\pi^2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right] \sin^2(\omega t + \psi) = K_{cd1} K_{\phi} \frac{8}{\pi^2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right] \frac{1}{2} [1 - \cos 2(\omega t + \psi)]. \quad (3)$$

На підставі (3) на виході смугового фільтра отримуємо:

$$u_o(t) = K_{cd1} K_{\phi} K_o \frac{4}{\pi^2} \sqrt{U_1 + U_2 - 2U_1U_2 \cos \varphi} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{U_2 \sin \varphi}{U_1 - U_2 \cos \varphi} \right], \quad (4)$$

Позначимо  $\frac{U_2 - U_1}{U_1} = \delta_u$ . Тоді  $U_2 = U_1(1 + \delta_u)$ .

Враховуючи ці позначення, після нескладних перетворень на підставі (4) одержуємо

$$u_o(t) = K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{(1 + \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 + \delta_u) \cos \varphi} \right]. \quad (5)$$

Порівнюючи синфазні сигнали з (5), тобто якщо  $\varphi=0$ , отримуємо, що вихідний сигнал

$$u_o(t) = K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} (U_2 - U_1) \sin \Omega t. \quad (6)$$

є синфазним з порівнюваними, його амплітуда пропорційна різниці амплітуд вхідних сигналів, тобто якщо  $\delta_u = 0$ , його амплітуда також дорівнює нулю.

Очевидно, що при несинфазних вхідних сигналах є сенс дослідити поведінку синфазної та квадратурної складових сигналу (5). Розкладаємо сигнал на синфазну та квадратурну складові щодо вхідного сигналу  $u_1$ , початкову фазу якого прийmemo за нульову.

Для цього в структурі перетворювача повинен бути ще один синхронний детектор. Це також повинно позитивно вплинути на параметри вимірювального каналу, оскільки синхронний детектор має високі вибіркові властивості і збільшує стійкість до впливу завад і шумів.

На підставі (5) синфазну складову сигналу на виході фільтра другого синхронного детектора можна подати так:

$$u_{cd2-сиф} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} \times U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \sin \left[ \Omega t - \arctg \frac{(1 + \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 + \delta_u) \cos \varphi} \right] \sin \Omega t = \quad (7)$$

$$= K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \frac{1}{2} \cos \arctg \frac{(1 + \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 + \delta_u) \cos \varphi}.$$

Якщо кути  $\varphi$  малі, що відзначається в прикладних задачах електророзвідки та неруйнівного контролю та з урахуванням, що  $\sin \varphi \approx \varphi$ , а  $\cos \varphi \approx 1$ , вираз (7) набуде вигляд

$$u_{cd2-сиф} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \times \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 + \delta_u) \left( \frac{\varphi}{2} \right)^2 + \delta_u^2} \times \cos \arctg \frac{\varphi}{\delta_u}. \quad (8)$$

Якщо  $\delta_u = 0$ , вираз (8) набуває значення 0. Це означає, що при малих фазових зсувах між порівнюваними сигналами адитивна похибка внаслідок зсуву фаз відсутня. Тому її знайдемо на підставі (6). Приймаючи, що  $\delta_u = 0$ , отримуємо вираз для абсолютної похибки порівняння

$$\Delta_\varphi = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{8}{\pi^2} U_1 \sin \left( \frac{\varphi}{2} \right) \cos \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}.$$

Тоді вираз для відносної похибки буде таким

$$\delta_\varphi = \frac{8}{\pi^2} \sin \left( \frac{\varphi}{2} \right) \cos \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}. \quad (9)$$

З (9) бачимо, що похибка може набувати максимальне значення, якщо  $\varphi$  прямує до  $\pi$ .

Графік залежності похибки від зсуву фаз подано на рис. 2.

З графіка зрозуміло, що якщо похибка не більша від 0,02%, робочою зоною фазового зсуву можна вважати  $\varphi=0 \div 0,15$  рад.

На підставі (7) запишемо вираз для квадратурної складової

$$u_{cd2-квадр} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \times \frac{4}{\pi^2} U_1 \sqrt{4(1 - \delta_u) \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \delta_u^2} \times \sin \arctg \frac{(1 - \delta_u) \sin \varphi}{1 - (1 - \delta_u) \cos \varphi}. \quad (10)$$

Якщо  $\varphi=0$  та  $\varphi=\pi$ , вираз (10) перетворюється в нуль. Це означає, що квадратурної складової немає. Якщо  $\delta_u=0$ , квадратурна складова буде дорівнювати

$$u_{cd2-квадр} = K_{cd2} K_{cd1} K_\phi K_o \frac{8}{\pi^2} U_1 \times \sin \frac{\varphi}{2} \cdot \sin \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}.$$

Приведене значення квадратурної складової буде таким

$$\gamma_{квадр} = \frac{8}{\pi^2} \sin \frac{\varphi}{2} \sin \arctg \frac{\sin \varphi}{1 - \cos \varphi}. \quad (11)$$

Графік виразу (11), що відображає залежність значення квадратурної складової від зсуву фаз, подано на рис. 3.

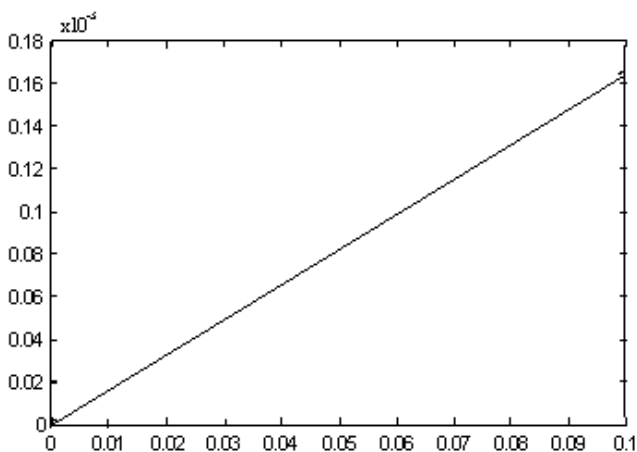


Рис. 2. Залежність похибки від зсуву фаз

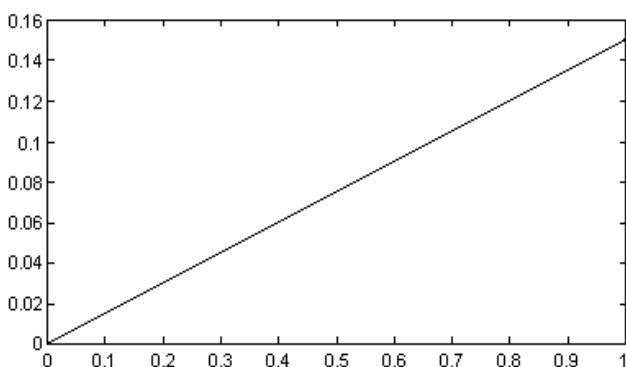


Рис. 3. Залежність значення квадратурної складової від зсуву фаз

З наведеного на рис. 3 графіка зрозуміло, що якщо амплітуди порівнюваних сигналів дорівнюють одна одній, залежність квадратурної складової від зсуву фаз лінійна у межах зміни  $\varphi$  від 0 до 1 рад., а далі змінюється за синусоїдним законом.

**Висновки.** Якщо порівнюються гармонічні сигнали з частотою, вищою від частоти сигналів, на виході

комутатора формується амплітудно-модульований сигнал з придушеною несучою. Тому для його детектування слід застосовувати синхронний детектор. Якщо вхідні сигнали несинфазні, обвідну балансно-модульованого сигналу доцільно розкласти на синфазну і квадратурну складові. Для цього в структурі каналу повинен бути другий синхронний детектор. За малих кутів фазового зсуву між порівнюваними сигналами синфазна складова пропорційна до різниці амплітуд вхідних сигналів, а квадратурна складова – до їх фазового зсуву.

1. Кондратов В.Т. Методы измерения мгновенных значений фазовых сдвигов для автоматизированных систем научных исследований // В кн.: Тез.докл. VIII Всесоюз. конф. по теории кодирования и передачи информации. Куйбышев, 30 июня–2 июля 1981. М.; Куйбышев: Б.и., 1981. – Ч. 6. – С. 120–125.
2. Кондратов В.Т., Скрипник Ю.А. Алгоритмические методы измерения мгновенных значений фазового сдвига электрических сигналов низких и инфранизких частот // В кн.: Тез.докл. IV Респ. научн.-техн. конф. "Структурные методы повышения точности, быстродействия и чувствительности измерительных устройств и систем". Ужгород, 6–19 ноября 1981 г. – К.: Б.и. – 1981. – С. 39–40.
3. Мизюк Л.Я., Поджарый В.М., Проць Р.В. Измерение инвариантов магнитного поля при электроразведке. – К., 1976.
4. Проектування засобів вимірювання з періодичним порівнянням. Кн.1 і 2; Навч. посібник / Ю.О.Скрипник, М.О.Присенко, В.О.Дубровний. – К., 1977.
5. Дехтяренко П.И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. – К., 1965. – 314 с.
6. Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Шляхи зниження флуктуаційного порогу чутливості вимірювачів слабких сигналів // Автоматика, вимірювання та керування. – 2001. – № 420. – С. 20–27.

УДК 621.317.083.8

## ЧАСТОТНО-ЧАСОВА ДУАЛЬНІСТЬ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є ТА ЇЇ ЗАСТОСУВАННЯ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ

© Петро Євтух, 2003

Тернопільський державний технічний університет ім. Івана Пулюя,  
кафедра "Системи електроспоживання та комп'ютерні технології у електроенергетиці",  
вул. Руська, 56, 46001, Тернопіль, Україна

*Розглянуто випадок, коли на процедуру дискретного перетворення Фур'є у інформаційно-вимірювальній системі діють обмеження з боку вимірювальної процедури (за тривалістю перетворень, за частотним діапазоном тощо), що призводить до додаткової похибки у остаточному результаті вимірювання.*

*Розроблено критерій, який дає змогу мінімізувати значення такої похибки.*

*Рассмотрено случай, когда на процедуру дискретного преобразования Фурье в информационно-измерительной системе действуют ограничения со стороны измерительной процедуры (по длительности преобразований, по частотным диапазонам и т.д.), при этом возникает дополнительная погрешность в конечном измерении. Разработан критерий, который дает возможность минимизировать значение таких погрешностей.*

*The case when the discrete Fourier transform procedure in the information measuring system is effected by the restrictions caused by measuring procedure (transform lasting, frequency range etc) which cause additional errors in the last measuring result is considered. The criterion which allows minimizing such errors meanings is worked up.*

**Вступ.** Проблему підвищення точності інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) часто успішно вирішують, застосовуючи цифрову обробку сигналів, основною операцією якої є дискретне перетворення Фур'є (ДПФ). Однак ДПФ у ІВС часто виконується за певних обмежень (наприклад, за тривалістю перетворень, за частотним діапазоном тощо), які накладаються з боку вимірювальної процедури, пріоритети якої у ІВС – домінують. Внаслідок обмежень у результатах вимірювань з'являється додаткова похибка від спотворювального впливу алгоритму ДПФ, високі потенційні можливості якого за точністю перетворень не можуть бути реалізовані повною мірою. Необхідна мінімізація цієї додаткової похибки. Однак сьогодні у літературі відсутні критерії, які дають змогу здійснювати таку мінімізацію, внаслідок чого алгоритм ДПФ адаптують до обмежень конкретної ІВС, фактично, інтуїтивно. Такий підхід часто призводить до істотних і неконтрольованих спотворень остаточного результату вимірювання.

У статті проаналізовано пошук умов мінімізації спотворювального впливу алгоритму ДПФ, реалізованого в умовах обмежень з боку вимірювальної процедури ІВС.

**Математична модель критерію прямого-зворотного ДПФ.** Критерієм мінімуму похибки від спотворювального впливу алгоритму ДПФ в умовах обмежень пропонуємо вважати різницю між вхідним вимірюваним сигналом та відтвореним сигналом, отриманим внаслідок використання зворотного перетворення Фур'є. Якщо ця різниця не перевищує заданого значення допустимої похибки, то можна твердити про коректність застосування алгоритму ДПФ в умовах обмежень. Якщо така різниця отримана, слід передбачити умови, за яких обмеження вимірювальної процедури ІВС не впливають на точність відтвореного сигналу. В принципі, така можливість існує, оскільки обчислювальний вузол ІВС зазвичай настроюють за допомогою універсальних ЕОМ в умовах, коли обмеження, характерні для прямого ДПФ, не проявляються. Щоб реалізувати цю можливість, необхідно раціонально вибрати параметри процедури зворотного ДПФ. Цю задачу можна розв'язати, використовуючи частотно-часову дуальність ДПФ, суть якої викладена нижче.

Як відомо, пряме перетворення Фур'є за завжди наявних обмежень на тривалість  $T$  його реалізації вира-

жається формулою (1), а дискретний варіант цього перетворення – виразом (2) [1]:

$$F(v) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \exp(-j2\pi vt) dt, \quad (1)$$

$$F(k) = \frac{1}{MN_0} \sum_{n=0}^{MN_0-1} \bar{f}(n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_0} kn\right), \quad (2)$$

де  $F(v)$  і  $F(k)$  – результати прямого перетворення Фур'є як функції частоти  $v$  відповідно у аналоговому та дискретному варіантах. У дискретному варіанті частота подана як відносна частота перетворення  $k$  (кратність гармонічної складової),  $k = 0, \dots, N_0 - 1$ ;  $N_0$  – дискретний відносний період основної гармонічної складової;  $M$  – кількість періодів основної гармонічної складової;  $n$  – дискретний відносний час;  $f(t)$  – вхідний сигнал, а  $\bar{f}(n)$  – його аналог після дискретизації.

**Аналіз моделі.** Ядро перетворень  $\ker(n)$  у (2) подано у вигляді функції дискретного аргументу  $n$ .

$$\ker(n) = \exp \bar{f}(n) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_0} n\right) = \exp\left(-j2\pi \frac{k}{N_0 T_S} T_S n\right),$$

причому 
$$v_k = \frac{k}{T_S N_0} = \frac{k}{T}, \quad (3)$$

де  $T_S$  – період дискретизації вхідного сигналу;  $T_S n$  – дискретний абсолютний час перетворення;  $N_0 T_S = T$  – абсолютне значення періоду основної гармонічної складової, виражене в періодах дискретизації.

Дискретизація ядра ДПФ, а також обмеження за тривалістю перетворення надає ДПФ нові властивості. Спектр ДПФ спотворюється – стає періодичним з періодом  $N_0 T_S$ , частотна смуга вихідного сигналу розширюється і з'являються гармонічні складові, яких не було у вхідному сигналі, на частотах  $1/T_S$  і  $1/T$  та інших, кратних до них.

Зворотне перетворення Фур'є, якщо в реальних умовах спектр обмежено частотою  $\Omega$ , описується виразом (4), а його дискретний варіант, згідно із [2], формулою (5):

$$f(t) = \frac{1}{\Omega} \int_0^{\Omega} f(v) \exp(j2\pi vt) dv, \quad (4)$$

$$\bar{f}(n) = \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k=0}^{MN_0-1} F(k) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_0} nk\right), \quad (5)$$

де  $n = 0, \dots, N_0 - 1$ .

У цьому перетворенні  $M_v$  – відносна смуга часової фільтрації, а  $N_{0v}$  – основний період фільтрації ядра перетворення. Збільшення  $\Delta v$  за сталого  $\Omega$  спричиняє зменшення періоду частотної дискретизації  $\Delta v$ , що приводить до детальнішого представлення сигналу за часовою координатою.

Внаслідок обмеженості частотного діапазону значеннями  $(0, \Omega)$  часова фільтрація здійснюється не тільки у обмеженій смузі частот, а і у обмеженому часовому інтервалі  $1/\Omega$ . Вираз  $1/\Omega$  надалі називатимемо основною смугою часової фільтрації. Зменшення часового інтервалу перетворення приводить до взаємного впливу значень відтвореного сигналу в часі, а кількісна оцінка такого впливу визначає похибку впливу  $\delta_b$ , аналогічно до похибки  $\delta_v$ , яку можна ввести для прямого ДПФ для оцінювання взаємного впливу гармонічних складових за частотою, як це було показано у [3]. Чим ближче розташовані моменти відліків значень відтворюваного сигналу, тим з більшою похибкою  $\delta_b$  цей сигнал відтворюється. В остаточному підсумку, внаслідок обмежень частотного діапазону частотою  $\Omega$ , у відтвореному сигналі з'являються значення функції  $\bar{f}_n$  для малих проміжків часу за межами смуги часової фільтрації, а внаслідок частотної дискретизації  $\Delta v$  з'являються значення цієї функції для великих проміжків часу, теж за межами смуги часової фільтрації, що призводить до спотворень відтворюваного сигналу.

Щоб підкреслити відмінність процесів, які відбуваються при прямому і зворотному ДПФ під час зміни параметрів їх перетворень, надалі ці параметри для прямого ДПФ подаватимемо із індексом  $T$  (тобто  $n_T, k_T, N_{0T}, M_T$ ), а для зворотного – із індексом  $v$  (тобто  $n_v, k_v, N_{0v}, M_v$ ). Індеси  $T$  і  $v$  – це номери циклів перетворень відповідно для прямого і зворотного ДПФ. Враховуючи ці зауваження, формули (2) і (5) подамо у такому вигляді:

$$F(k_T) = \frac{1}{M_T N_{0T}} \sum_{n_T=0}^{M_T N_{0T}-1} \bar{f}(n_T) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_{0T}} k_T n_T\right), \quad (6)$$

$$\bar{f}(n_v) = \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k_v=0}^{M_v N_{0v}-1} F(k_v) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_{0v}} n_v k_v\right). \quad (7)$$

Для розв'язання поставленої задачі необхідно проаналізувати властивості ядра сумісного прямого і

зворотного ДПФ, а це ядро можна визначити із (6) і (7), визначивши відтворювану функцію  $\bar{f}(n)$ . Необхідно врахувати, що номери циклів перетворень  $T$  і  $v$  у функції  $F(k)$  під час аналізу та відтворення сигналу збігаються, а тому замість  $F(k_v)$  у виразі (7) можна прийняти  $F(k_T)$  і підставити замість нього вираз (6), тобто:

$$\bar{f}(n_v) = \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k_v=0}^{M_v N_{0v}-1} \sum_{n_T=0}^{M_T N_{0T}-1} \bar{f}(n_T) \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_{0T}} n_T k_T\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N_{0v}} n_v k_v\right). \quad (8)$$

Вираз (8) надалі зручніше подати у вигляді:

$$\bar{f}(n_v) = \frac{1}{M_T N_{0T}} \sum_{n_T=0}^{M_T N_{0T}-1} \bar{f}(n_T) \times \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k_v=0}^{M_v N_{0v}-1} \exp\left[-j 2\pi \left(\frac{k_T n_T}{N_{0T}} - \frac{k_v n_v}{N_{0v}}\right)\right], \quad (9)$$

або

$$\bar{f}(n_v) = \frac{1}{M_T N_{0T}} \sum_{n_T=0}^{M_T N_{0T}-1} \bar{f}(n_T) H(n_T, n_v), \quad (10)$$

де

$$H(n_T, n_v) = \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k_v=0}^{M_v N_{0v}-1} \exp\left[j \frac{2\pi n_v k_v}{N_{0v}} \left(1 - \frac{k_T n_T N_{0v}}{k_v n_v N_{0T}}\right)\right]. \quad (11)$$

Вираз (11) – це ядро сумісного прямого і зворотного ДПФ.

Якщо параметри ДПФ вибирають так, що ядро  $H(n_T, n_v)$  стає функцією Кронекера, це є умовою узгодження процедури прямого і зворотного ДПФ. Дотримання цієї умови означає, що відтворена функція збігається із вхідним сигналом. Щоб визначити зручний критерій для практичного дотримання цієї умови, доцільно ввести такі величини:  $\gamma_1 = N_{0v}/N_{0T}$ ,  $\gamma_2 = M_v/M_T$ ,  $\gamma_3 = k_v/k_T$ . Підстановка цих відносних величин у формулу (9) дає співвідношення

$$\bar{f}(n_v) = \frac{1}{M_T N_{0T}} \sum_{n_T=0}^{\frac{1}{\gamma_1 \gamma_2} M_T N_{0T}-1} \bar{f}(n_T) \times \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k_v=0}^{M_v N_{0v}-1} \exp\left[j 2\pi \frac{k_v}{N_{0v}} \left(n_v - \frac{\gamma_1}{\gamma_3} n_T\right)\right],$$

або

$$\bar{f}(n_v) = \frac{1}{M_T N_{0T}} \sum_{n_T=0}^{M_T N_{0T}-1} \bar{f}(n_T) H(n_T, n_v),$$

де

$$H(n_T, n_v) = \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k_v=0}^{\gamma_1 \gamma_2 M_v N_{0v}-1} \exp\left[j 2\pi \frac{k_v}{N_{0v}} \left(n_v - \frac{\gamma_1}{\gamma_3} n_T\right)\right].$$

Якщо позначити  $\gamma_1 \gamma_2 = \alpha_1$ ,  $\gamma_1/\gamma_3 = \alpha_2$ , то вираз для  $H(n_T, n_v)$  набуде такого остаточного вигляду:

$$H(n_T, n_v) = \frac{1}{M_v N_{0v}} \sum_{k_v=0}^{\alpha_1 M_v N_{0v}-1} \exp\left[j 2\pi \frac{k_v}{N_{0v}} (n_v - \alpha_2 n_T)\right]. \quad (12)$$

Аналіз виразу (12) показує, що функція  $H(n_T, n_v)$  набуває властивостей функції Кронекера, якщо  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ .

Отже, відтворена внаслідок застосування зворотного ДПФ функція збігається із вхідним сигналом, якщо  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ , де  $\alpha_1$  – коефіцієнт відношення відносних інтервалів подання вхідного і відтвореного сигналів, а  $\alpha_2$  – коефіцієнт відношення відносних смуг аналізу при прямому ДПФ і відтворення при зворотному ДПФ.

Умова  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$  – це критерій узгодженості прямого і зворотного ДПФ.

Відхилення коефіцієнтів  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  від одиниці пов'язане із значенням похибки відтвореної функції, а відтак – із рівнем спотворень, який вносить застосування ДПФ у результат вимірювання. Значення відповідної похибки оцінюють, використовуючи (12).

За допомогою наведеного критерію зручно оцінювати ефективність експериментальної адаптації алгоритму ДПФ і за наявності функціональних обмежень конкретної ІВС, що підтверджується такими прикладами.

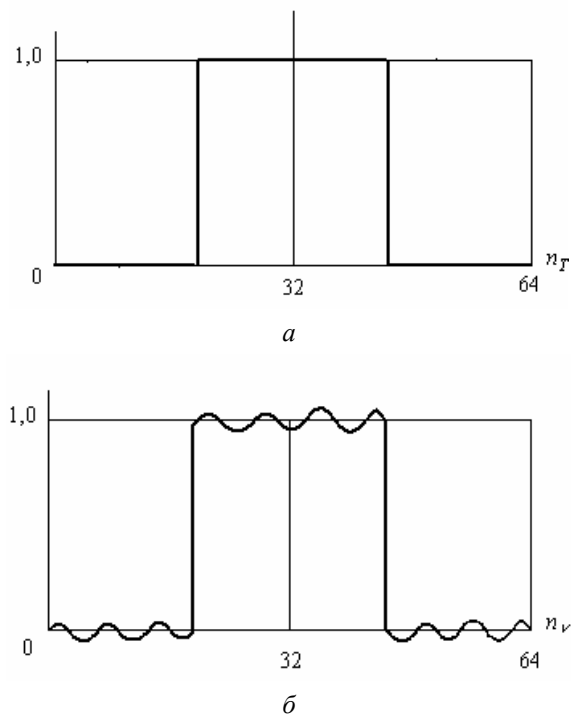
Під час настроювання ІВС виникає практичне завдання перевірки на сумісність за точністю перетворень у процедурі ДПФ програмного забезпечення вузла цифрової обробки сигналів ІВС та програмного забезпечення засобів його настроювання. Нехай у вузлі цифрової обробки сигналів використано алгоритм швидкого перетворення Фур'є з прорідженням, перевага якого – порівняно просте програмне забезпечення. У засобах настроювання застосовано алгоритм Винограда, більш швидкодійний, але зі складнішим програмним забезпеченням. Як тестовий сигнал використовується прямокутний імпульс одиничної амплітуди, а перевірка на сумісність полягає у застосуванні для тестового сигналу прямого ДПФ у вузлі цифрової обробки сигналів та зворотного ДПФ у засобах настро-

ювання. Сумісність програмного забезпечення визначається відсутністю різниці між вхідним та відтвореним сигналами. Наявність такої різниці необхідно спрогнозувати на основі поданого у статті критерію.

Нехай для конкретного тестового сигналу ядро  $H(n_T, n_V)$  має параметри  $M_T = 1$ ,  $N_{0T} = 64$ ,  $M_V = 1$ . Вибір параметра  $N_{0V}$  визначається властивостями алгоритму Винограда – добутком взаємно простих дільників числа  $N_{0V}$ , вибраних з ряду  $\{2, 3, 4, 5, 7, \dots\}$ . Якщо застосовуються дільники 3, 4, 5, можливе економніше у часі перетворення з використанням лише 60 відліків. Ще одна умова на користь вибору 60 відліків – для відтворення сигналу необхідно зберегти умову ермітової симетрії спектра, для чого досить знехтувати 31-ю і 32-ю гармонічними складовими. Урахування цих умов зумовлює відтворення сигналу за допомогою алгоритму Винограда, якщо  $N_{0V} = 60$  (що свідчить про більшу швидкість цього алгоритму, оскільки тривалість перетворення у зворотному ДПФ визначається добутком  $M_V \cdot N_{0V}$ ). Відомості про числові значення параметрів узгодження ядра  $H(n_T, n_V)$  без будь-яких додаткових умов дають змогу зробити висновок про узгодженість за точністю застосованих алгоритмів у процедурі ДПФ. У такому разі параметри узгодження ядра, відповідно до вищевказаного, дорівнюють  $\alpha_1 = 0,9375$ ,  $\alpha_2 = 0,9375$ . Враховуючи, що  $\alpha_1 = \alpha_2 \neq 1$ , слід зробити висновок, що алгоритми у програмних забезпеченнях вузла цифрової обробки сигналів та засобів настроювання несумісні за точністю перетворень. Зусилля, які необхідно спрямувати на досягнення сумісності за точністю перетворень та сама принципова можливість її досягнення визначаються критерієм  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ .

Для перевірки отриманого висновку на рисунку подано криві, побудовані за співвідношеннями (6) і (7). Із цих перетворень зрозуміло, що внаслідок несумісності алгоритмів за точністю перетворень амплітуда відтвореного сигналу має спотворення близько 7%. Отже, виграш у часі перетворень, отриманий за допомогою застосування алгоритму Винограда, призвів до появи похибки відтворення.

Слід зауважити, що побудова кривих, поданих на рисунку, хоча і забезпечує наочність процесів у процедурах прямого та зворотного ДПФ, не допомагає



Реконструкція вхідного сигналу із застосуванням алгоритму Винограда

знайти способи досягнення сумісності за точністю перетворень відповідних алгоритмів. Ці способи зручно визначати, застосовуючи критерій  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ .

**Висновки.** Застосовуючи цифрову обробку сигналів для підвищення точності ІВС за наявності функціональних обмежень з боку вимірювальної процедури (наприклад, за тривалістю перетворень, за шириною частотного діапазону тощо), не завжди можливо реалізувати високі потенційні можливості алгоритмів цифрової обробки сигналів, що призводить до виникнення додаткових похибок у остаточному результаті вимірювань. Однак існує можливість звести вплив цих обмежень до контрольованого мінімуму, застосувавши поданий у статті критерій узгодженості прямого і зворотного ДПФ.

1. Макс М. Методы и техника обработки сигналов при технических измерениях. – М., 1983. –Т. 1.
2. Зеленков А.В. Оценка тренда аргумента спектральной функции при вычислении комплексного кепстра //Радиотехника и электроника. 1981. –Т. 24. – № 4. – С. 752–761.
3. Драган Я., Євтух П., Шадріна Г. Спосіб врахування взаємного впливу амплітуд гармонічних складових сигналу при його аналізі на ЕОМ // Комп'ютерні технології друкарства // Збірник наукових праць. – 2000. –№ 5. – С. 238–343.

## ОЦІНКА ЯКОСТІ ЦИФРОВОЇ ТРАНСМІСІЇ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

© Станіслав Райба, Тереза Райба, 2003

Технічно-гуманітарна академія, Бельсько-Бяла, Польща

*Розкрито особливості оцінки якості цифрової трансмісії вимірювальних сигналів. Розраховано ймовірність помилок під час передачі. Підкреслена роль статичних часових спотворень сигналу.*

*Представлены особенности оценки качества цифровой трансмиссии измерительных сигналов. Рассчитано вероятность погрешностей при передаче. Подчеркнуто значение статических временных искажений сигнала.*

*The estimations of measuring signal transmission quality is presented here. The probability of mistakes in process of transmission is considered. The importance of the static time mistakes is carried out.*

**Постановка проблеми.** Загальноприйнятим критерієм якості для забезпечення високої точності трансмісії даних є ймовірність похибок. Переважно ймовірність похибок оцінюють за допомогою BER (скорочення від англ. *Bit Error Ratio*) – відношення кількості спотворених одиниць інформації до всіх аналізованих у бітах. BER є кращим або гіршим наближенням до ймовірності помилок. Це залежить, насамперед, від кількості помилково відібраних бітів [1].

**Аналіз останніх досягнень.** Щоб оцінити ймовірність похибок на заданому рівні достовірності, вимірювання необхідно продовжувати до реєстрації певної кількості помилкових бітів. Для каналів доброї якості (для телефонних ліній  $BER \leq 10^{-6}$ ; для оптичних ліній  $BER \leq 10^{-9}$ ) час вимірювання є досить великим. Реально вимірювання тривають 24 години, якщо швидкість трансмісії 2 Мбіт/с. Проте їх результати не дають інформації щодо фактичної ймовірності похибок каналу. Можна стверджувати, що BER є меншим за  $5,79 \cdot 10^{-12}$ . Вимірювання BER ускладнене ще й іншими незручностями. Це необхідність відключення каналу з трансмісії даних (перерва в експлуатації), потреба у спеціальному тест-сигналі, складність апаратури. Істотним недоліком цього методу є те, що оцінка каналу трансмісії не відбувається під час його експлуатації. Для відповідальних вимірювальних та керуючих систем постійно шукають методи неперервної (non-stop) оцінки якості передачі даних, аналізуючи параметри самого вимірювального сигналу [2–4]. Припускається, що якби була відома математична залежність між

ймовірністю помилок і часовими спотвореннями, то ці спотворення можна було б трактувати як статичний параметр [5] для певних технічних систем.

**Метою роботи** є аналітичне розв'язання описаної вище проблеми. Воно, до певної міри, обмежене такими умовами:

- розглядається клас статичних часових спотворень сигналу;
- у лінійному каналі трансмісії на сигнал впливає лише адитивний шум з нормальним розкладом;
- приймач сигналу обладнаний на вході ідеальним фільтром, який пристосований до сигналу без статичних часових спотворень;
- сигнал квантується у приймачі після вхідного фільтра ідеально у моменти  $nT$  відповідно до правила оптимального відбору [6];
- джерело інформації генерує сигнал, у якому ймовірність наявності логічних нуля та одиниць є однаковою й дорівнює 0,5;
- джерело інформації й канал трансмісії не мають пам'яті.

**Розрахунок ймовірності помилок.** Нехай вхідним сигналом буде  $s(t) + n(t)$ , причому  $s(t)$  – імпульс корисного сигналу, а  $n(t)$  – шуми каналу;  $s_0(t) + n_0(t)$  – сигнал на виході фільтра, причому  $s_0(t); n_0(t)$  – відповідні складові на виході. Відповідно до прийнятих припущень існує зв'язок між вказаними величинами:

$$s_0(t) = s(t) \cdot h(t), \quad (1)$$



$$n_0(t) = n(t) \cdot h(t), \quad (2)$$

де  $h(t)$  – функція передачі фільтра для сигналу, не обтяженого статичними часовими спотвореннями.

Оскільки цей сигнал  $s(t)$  має вигляд послідовності прямокутних імпульсів з амплітудою  $A$  й тривалістю  $T$ , то відповідно до [6] фільтр, призначений для його перетворення, характеризується прямокутною функцією перетворення:

$$h(t) = \begin{cases} A \dots \text{якщо } 0 \leq t \leq T \\ t \dots \text{для решти} \dots \end{cases} \quad (3)$$

Якість сигналу  $s(t)$  визначається на основі спостережень за вихідним сигналом у момент часу  $t = T$ . Якщо  $r(t)$  стосується вихідного сигналу фільтра в момент  $t$ , то  $r(t) = s_0(t) + n_0(t)$ . Прийmemo, що шуми каналу  $n(t)$  є білими шумами з густиною потужності  $N/2$ . Тоді амплітуда шумів  $n_0(T)$  має вигляд гауссівського розподілу з функцією густини ймовірності, яку можна подати виразом:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right), \quad (4)$$

де величина  $\sigma_x^2$  описує середньоквадратичне значення шуму.

Відповідно до [6] значення шуму  $\overline{n_0^2(T)}$  знаходимо:

$$\overline{n_0^2(T)} = \frac{N}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega,$$

де  $H(\omega)$  – перетворення фур'є-функції  $h(t)$ . Для цієї функції, заданої виразом (3):

$$H(\omega) = AT \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} e^{-j\omega T/2}$$

Тоді  $\overline{n_0^2(T)} = NA^2 T/2$ , звідки:

$$\sigma_x = \sqrt{\overline{n_0^2(T)}} = A\sqrt{NT/2}. \quad (5)$$

Розглянемо процес на виході фільтра. Нехай  $a$  – порогове значення сигналу, тобто вважаємо, що сигнал наявний, коли  $r(T) > a$  або сигнал відсутній, якщо  $r(T) < a$ . Оскільки цей фільтр спеціально підібраний до вхідного сигналу  $s(t)$ , що описується прямокутною

функцією, не обтяженою статичними часовими спотвореннями, то звідси згідно з оптимальним правилом розв'язання для такого пристосованого фільтра  $a = s_0(T)/2$ . Інакше:

$$a = \frac{A^2 T}{2}. \quad (6)$$

Нехай  $r$  – амплітуда вихідного сигналу у момент прийняття рішення, тобто  $r = s_0(T) + n_0(T)$ . Тоді розклад  $r$  з умовою, що  $s_0(T) = u$  є згідно з [7], гауссівським розкладом з функцією густини ймовірності, заданою виразом:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(r-u)^2}{2\sigma_x^2}\right). \quad (7)$$

Прийmemo, що сигнал  $s(t)$  є спотвореним у часі. Будемо розглядати виключно клас статичних часових спотворень, в якому розрізняють три випадки. Для кожного з них обчислимо ймовірність помилки. Так, нехай  $0 \leq \tau \leq T, 0 \leq \tau_1 \leq T - \tau$

$$s_0(t) = \begin{cases} A \dots \text{якщо } \tau_1 \leq t \leq \tau_1 + \tau \\ t \dots \text{для решти} \dots \end{cases}$$

На підставі (1) методом викреслення [9] отримаємо:

$$s_0(t) = \begin{cases} 0 \dots \dots \dots \text{для } \dots t < \tau_1, \\ A^2(t - \tau) \dots \text{якщо } \dots \tau_1 \leq t \leq \tau_1 + \tau, \\ A^2 \tau \dots \dots \dots \text{якщо } \dots \tau_1 + \tau \leq t < \tau_1 + T, \\ A^2(T + \tau_1 + \tau - t) \dots \text{якщо } \dots \tau_1 + T \leq t < \tau_1 + T + \tau, \\ 0 \dots \dots \dots \text{якщо } \dots \tau_1 + E + \tau \leq t, \end{cases} \quad (8)$$

За умови сталого сигналу на значення  $s_0(t)$  не впливають елементи сигналу сусідніх (перехідних) періодів, тому  $s_0(T) = A^2 \tau$ , коли сигнал існує, та  $s_0(T) = 0$  за відсутності сигналу. Врахуємо, що ймовірність отримання логічної одиниці відповідає ймовірності одержання логічного нуля у згаданих умовах й становить  $1/2$ :

$$P[s_0(T) = 0] = P[s_0(T) = A^2 \tau] = 1/2. \quad (9)$$

Нагадаємо, що сигнал існує, коли  $r > a$ , й відсутній, якщо  $r < a$ . Тому ймовірність похибки виражається виразом

$$P_1 = P[s_0(T) = 0] \int_a^\infty p_0(r) dr + P[s_0(T) = A^2 \tau] \int_{-\infty}^a p_{A^2 \tau}(r) dr$$

Зазначимо, що  $\operatorname{erfc}(x)$  для  $x \in R$  становить:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy. \quad (10)$$

Тоді

$$\int_a^{\infty} p_0(r) dr = \operatorname{erfc}\left(\frac{a-u}{\sigma_x}\right). \quad (11)$$

Із рівнянь (5), (7), (9), (11) одержуємо:

$$P_1 = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erfc}\left(\frac{a - A^2\tau}{\sigma_x}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sigma_x}\right) \right].$$

Позначивши

$$\delta = \tau/T, \quad (12)$$

то, порівнюючи вирази (6), (12), отримуємо:

$$P_1 = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erfc}\left(A\sqrt{T/2N}(1-2\delta)\right) + \operatorname{erfc}\left(A\sqrt{T/N}\right) \right]. \quad (13)$$

Якщо

$$\gamma = \frac{A^2T}{2N} \quad (14)$$

матимемо вираз достовірності похибки у вигляді:

$$P_1 = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma}(1-2\delta)\right) + \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma}\right) \right]. \quad (15)$$

Залежність достовірності похибки подано так, що аргументом служить відношення сигнал–шум на виході приймача, не обтяженого статичними часовими спотвореннями. Шуканим параметром вважаємо величину часових спотворень. Очевидно, внаслідок дії причин, що зумовлюють статичні часові спотворення, практично параметр  $\delta$  є нічим іншим, як характеристикою зміни згаданого відношення сигнал–шум. Тоді погіршення якості трансмісії є наслідком саме невідповідності приймача зміненому сигналові.

**Висновок.** Наведений аналіз зі здійсненими допущеннями та обмеженнями лише одним видом часових спотворень набуває характер часткової задачі стосовно цілісного вирішення проблеми оцінки достовірності похибок на підставі легковимірюваних величин, зокрема часових спотворень. Цей аналіз дає

можливість оцінити погіршення якості трансмісії даних у разі статичних часових спотворень, виникнення яких фіксується постійно внаслідок недосконалості трансмісійного обладнання, як і внаслідок непогодження несучих частот у каналах.

Зрозуміло, що погіршення якості трансмісії, зумовлене статичними часовими спотвореннями, є нічим іншим, як погіршенням відповідності приймача зміненому сигналу, а часові спотворення, визначені дещо інакше у кожному конкретному випадку, є мірою відхилень відповідності приймача сигналові. Отже, невеликий приріст часових спотворень за малої достовірності похибок, а, отже, для практичних вимог каналів трансмісії, зумовлює істотні втрати достовірності передачі за наявності шуму з нормальним частотним розподілом (погіршення якості на декілька порядків).

Практична сторона викладеної проблеми досліджена в [5], де експериментально визначено для аналогового трансмісійного сигналу зі зміною частоти залежність ймовірності похибок від статичних часових спотворень в присутності гауссівського шуму.

1. Lubacz I. Analiza możliwości określenia przydatności łącza do transmisji cyfrowej na podstawie krótkotrwałego pomiaru. – Rozprawy Elektrotechniczne. – Politechnika Wroclawska. – 1976. – Z.1. 2. Weinstein S.B. Estimation of small probabilities by linearization of the tail of the probability distribution function. – IEEE Transactions on Communication Technology. – 1971. – COM-19. – № 6.3. Zatorski A., Sroka R. Podstawy pomiarów telekomunikacyjnych. – WAGH. – Kraków. – 1998. 4. Plewko K. Metody i przyrządy pomiarowe w teletransmisji cyfrowej. – WKŁ. – Warszawa. – 1979. 5. Rajba S. Wpływ statycznych zniekształceń czasowych na stopę błędów w transmisji danych w obecności szumu gaussowskiego. Przegląd Telekomunikacyjny. – 1981. – № 1. 6. Lathi B.P. Systemy telekomunikacyjn. – WNT. – Warszawa. – 1972. 7. Gooding I. Performance monitor techniques for digital receivers based on extrapolation of error rate. – IEEE Transactions on Communication Technology. – 1968. – v. COM-16. – № 3. – P.380–387.

# ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

УДК 621.317

## ЕЛЕКТРИЧНА СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ ЧОТИРИКУТНОГО СКІНЧЕНОГО ЕЛЕМЕНТА

© Михайло Дорожовець, 2003

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Інформаційно-вимірювальні технології",  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна,  
Ряшівська політехніка, кафедра "Метрологія та вимірювальні системи",  
вул. В.Поля, 2, 35-959, Ряшів, Польща

*Досліджено методику побудови електричної схеми заміщення чотирикутного скінченного елемента, наведено отримані залежності значень параметрів дискретних елементів схеми заміщення від форми елемента та значення електричної провідності на ньому.*

*Исследовано методику построения электрической схемы замещения четырехугольного конечного элемента, приведены полученные зависимости значений параметров дискретных элементов схемы замещения от формы элемента и значений проводимости на нем.*

*In the article the method of the construction of equivalent electrical circuit of an quadrangular finite element is analysed, the dependences of parameters value of the discrete elements of equivalent circuit from configuration finite element and its conductivity are shown.*

**Вступ.** Електричну томографію використовують для визначення просторового розподілу електричної провідності, діелектричної проникності та інших пов'язаних з ними величин всередині досліджуваного об'єкта, застосовуючи результати вимірювань електричних величин на поверхні об'єкта за його зовнішнього збудження [1–3].

Для провідного середовища польова задача електричної томографії може бути описана законом Ома у диференціальній формі [4]

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(x, y) &= \gamma(x, y) \cdot \mathbf{E}(x, y) = \\ &= -\gamma(x, y) \mathbf{grad} \varphi(x, y) \end{aligned} \quad (1)$$

де шуканою величиною є розподіл провідності  $\gamma(x, y)$  (тут  $\mathbf{J}(x, y)$  – вектор густини струму на межі досліджуваного середовища;  $\mathbf{E}(x, y)$  – вектор напруженості електричного поля). Вигляд цього рівняння не зміниться, якщо замість об'єкта з шуканим розподілом провідності  $\gamma(x, y)$  буде досліджуватися об'єкт з розподілом діелектричної проникності  $\epsilon(x, y)$  чи навіть з комплексною провідністю  $\gamma(x, y) + j\omega\epsilon(x, y)$  (де  $\omega$  – частота збуджувального струму).

Тому результати (отримувані для провідного об'єкта) повною мірою можуть бути використані для об'єктів з шуканими розподілами діелектричної проникності та комплексної провідності.

Загалом для неоднорідного розподілу шуканого параметра ця задача не має прямого розв'язання, тому, щоб її розв'язати, здійснюють апроксимацію електричного поля (як провідності  $\gamma(x, y)$ , так і потенціалу  $\varphi(x, y)$ ) всередині об'єкта методом скінченних елементів [5–9].

Існує багато програмних пакетів для розв'язування польових задач різної фізичної природи з використанням методу скінченних елементів, наприклад, наведених у [8]. Однак такі програми ефективні для розрахунку просторового розподілу потенціалу та його градієнта всередині об'єкта. Але з погляду томографії, метою якої є визначення не розподілу електричного поля, а розподілу провідності (діелектричної проникності тощо), такі програми не є повною мірою ефективними. Зокрема, це зумовлено тим, що доступними для вимірювання є електричні величини лише на зовнішній поверхні об'єкта, а не всередині нього.

Тому виникає проблема створення алгоритмів та програм для розв'язування томографічних задач, у яких, з одного боку, був врахований основний принцип електричної томографії – використання результатів вимірювань величин лише ззовні об'єкта, і, з іншого боку, повною мірою були враховані електричні властивості об'єкта.

Цю проблему можна успішно вирішити, перенісши задачі електричної томографії з площини чистої обчислювальної математики на площину задач теоретичної електротехніки. Використовуючи ефективні методи аналізу електричних кіл із зосереджених елементів, можна врахувати важливі теореми та методи, які відповідають структурі досліджуваного об'єкта [4]. У статті наведено результати створення заступної електричної схеми з дискретних елементів, яка є повністю адекватною схемі апроксимації чотирикутними скінченними елементами. Подібна задача, яка стосується апроксимації трикутними скінченними елементами при різних апроксимаційних функціях, розв'язана у [6, 9]. Однак апроксимація чотирикутними елементами має певні особливості, зокрема, вона є найпридатніша для об'єктів прямокутної форми, крім того, за однакової кількості вузлів апроксимації чотирикутні елементи є точнішими, ніж два прилеглі трикутні елементи, які утворюють такий самий чотирикутник.

Отже, виникає необхідність виконання досліджень, основною метою яких є:

- встановлення залежностей значень параметрів дискретних електричних елементів від параметрів чотирикутних скінченних апроксимаційних елементів та їх часткових різновидів;
- створення засад будови структур схем заміщення апроксимацій чотрикутними елементами.

**Математична модель параметрів дискретних елементів при апроксимації чотирикутними елементами.** Результатом апроксимації польової задачі методом скінченних елементів є так звана характеристична матриця, коефіцієнти якої пов'язують вузлові потенціали  $\varphi_i$  з параметрами розподілу провідності  $\gamma(x,y)$  всередині конкретного елемента [5, 6, 9]. Щоб визначити ці коефіцієнти із використанням чотирикутних скінченних елементів, застосуємо відомий метод [7]. У провідному середовищі виділимо чотирикутний елемент  $KLMN$  довільної форми із товщиною провідного шару  $d$  (рис. 1, а). Чотирикутний елемент

характеризується чотирма незалежними параметрами. Тому якщо потенціали у вказаних вершинах чотирикутника дорівнюють відповідно  $\varphi_k, \varphi_l, \varphi_m, \varphi_n$ , а значення провідності елемента приймемо приблизно сталим  $\gamma_e$ , то на чотирикутному елементі можна задати білінійну апроксимацію розподілу потенціалу  $\varphi_{klmn}(x,y)$  з чотирма коефіцієнтами, яку у формі Лагранжа [7] можна подати залежністю

$$\varphi_{klmn}(\xi, \eta) = \varphi_k U_k(\xi, \eta) + \varphi_l U_l(\xi, \eta) + \varphi_m U_m(\xi, \eta) + \varphi_n U_n(\xi, \eta), \quad (2)$$

де

$$U_i(\xi, \eta) = a_{0i} + a_{1i}\xi + a_{2i}\eta + a_{3i}\xi\eta -$$

апроксимаційні функції у новій системі координат  $\eta, \xi$ , вибраній згідно із залежністю

$$\begin{aligned} x &= x_k + (x_m - x_k)\xi + (x_l - x_k)\eta; \\ y &= y_k + (y_m - y_k)\xi + (y_l - y_k)\eta, \end{aligned} \quad (3)$$

Внаслідок переходу до нової системи координат трикутник KLM з вершинами в точках  $(x_k, y_k); (x_l, y_l); (x_m, y_m)$  перетворюється у трикутник з вершинами  $(0, 0); (0, 1)$  і  $(1, 0)$  а вершина  $N(x_n, y_n)$  переходить у точку  $N(\xi_n, \eta_n)$  (рис. 1, б), причому  $\xi_n = S_{kln}/S_{klm}$ ;  $\eta_n = S_{kmn}/S_{klm}$  (де  $S_{kln}, S_{klm}, S_{kmn}$  – площі відповідних трикутників). Нормована система координат  $(\eta, \xi)$  застосована, щоб спростити обчислення коефіцієнтів характеристичної матриці.

Характеристичну матрицю скінченного елемента знаходять з умови мінімуму його внутрішньої енергії, а для стаціонарних умов – з мінімуму повної потужності [7]

$$\begin{aligned} \frac{dP}{d\varphi_j} &= 2d \sum_i \varphi_i \iint_{\Omega} \gamma(x, y) [U'_{jx} U'_{ix} + U'_{jy} U'_{iy}] d\Omega = \\ &= \sum_i \varphi_i \chi_{ij} = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

де

$$\chi_{ij} = 2d \iint_{\Omega} \gamma(x, y) [U'_{jx} U'_{ix} + U'_{jy} U'_{iy}] d\Omega \quad (5)$$

шукані коефіцієнти характеристичної матриці.

З урахуванням (2) та (3) вираз (5) для розрахунку значень коефіцієнтів  $\chi_{ij}$  набуває вигляду

$$\chi_{ij} = 2d \int_a^b \int_0^{\xi} \gamma(\xi, \eta) \left[ \begin{aligned} &(ctg\alpha_k + ctg\alpha_l) \frac{dU_i}{d\xi} \frac{dU_j}{d\xi} - \\ &- ctg\alpha_k \left( \frac{dU_i}{d\xi} \frac{dU_j}{d\eta} + \frac{dU_l}{d\eta} \frac{dU_j}{d\xi} \right) + \\ &+ (ctg\alpha_k + ctg\alpha_m) \frac{dU_i}{d\eta} \frac{dU_j}{d\eta} \end{aligned} \right] d\eta d\xi, \quad (6)$$

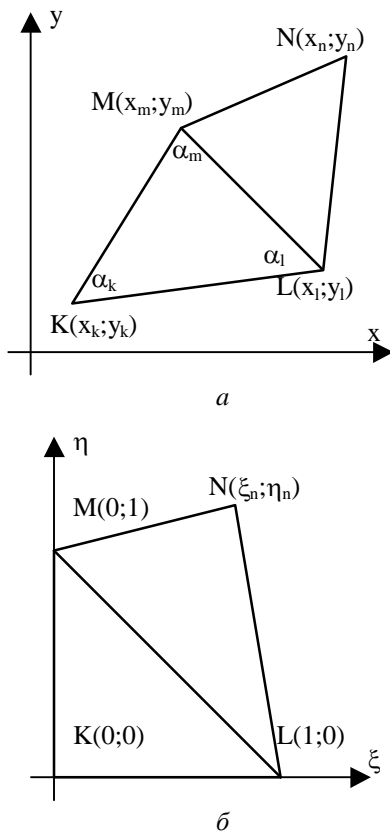


Рис. 1. Чотирикутний скінченний елемент

де  $\alpha_k, \alpha_l, \alpha_m$  – відповідні кути трикутника  $KLM$ , а межі інтегрування становлять:

$$a = 0, b = \xi_n, 0 \leq \xi \leq \xi_n; a = \xi_n, b = 1, \xi_n \leq \xi \leq 1;$$

$$f(\xi) = 1 + \xi(\eta_n - 1)/\xi_n, 0 \leq \xi \leq \xi_n;$$

$$(\xi) = \eta_n(\xi - 1)/(\xi_n - 1), \xi_n \leq \xi \leq 1.$$

У табл. 1 наведено білінійні апроксимаційні функції потенціалу та їх похідні. Прийнято, що провідність елемента апроксимована сталим значенням  $\chi(\xi, \eta) = \gamma_e$ .

Таблиця 1

Апроксимаційні функції та їх похідні чотирикутного елемента

	$U_i(\xi, \eta)$	$U'_{i\xi}$	$U'_{i\eta}$
$K$	$1 - \xi - \eta - (1 - \xi_n - \eta_n)\xi\eta/\xi_n\eta_n$	$-1 - (1 - \xi_n - \eta_n)\eta/\xi_n\eta_n$	$-1 - (1 - \xi_n - \eta_n)\xi/\xi_n\eta_n$
$L$	$U_l(\xi, \eta) = (1 - \eta/\eta_n)\xi$	$1 - \eta/\eta_n$	$-\xi/\eta_n$
$M$	$U_m(\xi, \eta) = (1 - \xi/\xi_n)\eta$	$-\eta/\xi_n$	$1 - \xi/\xi_n$
$N$	$U_n(\xi, \eta) = \xi\eta/\xi_n\eta_n$	$\eta/\xi_n\eta_n$	$\xi/\xi_n\eta_n$

Підставивши у (6) відповідні похідні апроксимаційних функцій з табл. 1 і виконавши інтегрування для всіх індексів  $i$  та  $j$ , отримаємо симетричну характеристичну матрицю чотирикутного скінченного елемента, яка для загального та часткових випадків подана у табл. 2–5. Для економії місця матриця для загального чотирикутного елемента записана у скороченій формі (табл. 2), тобто без розміщення її коефіцієнтів згідно з вершинами чотирикутника, як це зроблено для паралелограма (табл. 3), прямокутника (табл. 4) та квадрата (табл. 5). Як бачимо з наведених результатів, значення коефіцієнтів цих матриць залежать лише від значення провідності елемента та від значень кутів і відносного положення четвертої вершини і не залежать від абсолютних розмірів чотирикутного елемента.

Таблиця 2

Коефіцієнти характеристичної матриці узагальненого чотирикутного скінченного елемента

$\chi_{ij}$	$\times [d\gamma_e / 12\eta_n^2\xi_n^2]$
$\chi_{KL}$	$ctg(k)\xi_n(\xi_n + \eta_n)((\eta_n^2 - \xi_n^2)(\xi_n + \eta_n - 2) - 2\xi_n + 1) + ctg(l)\xi_n(\eta_n^4 - \eta_n^3 + \xi_n - \xi_n^2 - 2\eta_n\xi_n(\eta_n^2 + 1) - 3\eta_n\xi_n^2(\eta_n - 1)) + ctg(m)\xi_n(\eta_n - \eta_n^2 + \xi_n^3 - \xi_n^4 + \eta_n^2\xi_n(\xi_n + 1))$
$\chi_{KM}$	$ctg(k)\eta_n(\xi_n + \eta_n)((\xi_n^2 - \eta_n^2)(\xi_n + \eta_n - 2) - 2\eta_n + 1) + ctg(l)\eta_n(\xi_n - \xi_n^2 + \eta_n^3 - \eta_n^4 + \xi_n^2\eta_n(\eta_n + 1)) + ctg(m)\eta_n(\xi_n^4 - \xi_n^3 + \eta_n - \eta_n^2 - 2\xi_n\eta_n(\xi_n^2 + 1) - 3\xi_n\eta_n^2(\xi_n - 1))$
$\chi_{KN}$	$ctg(k)((\eta_n^2 - \xi_n^2)^2 - (\eta_n + \xi_n)(1 - 2\eta_n\xi_n) - 2(\eta_n^3 - \eta_n^2 + \xi_n^3 - \xi_n^2)) + ctg(l)(\eta_n^4 - \eta_n^3 + \xi_n^2 - \xi_n - \eta_n\xi_n^2(\eta_n + 1)) + ctg(m)(\xi_n^4 - \xi_n^3 + \eta_n^2 - \eta_n - \xi_n\eta_n^2(\xi_n + 1))$
$\chi_{LM}$	$ctg(k)\xi_n\eta_n((\xi_n + \eta_n)(1 - 4\eta_n\xi_n - \eta_n^2 - \xi_n^2) + (\eta_n - \xi_n)^2) - ctg(l)\xi_n\eta_n(\eta_n^3 + \xi_n(\eta_n^2 + \eta_n - 1)) - ctg(m)\xi_n\eta_n(\xi_n^3 + \eta_n(\xi_n^2 + \xi_n - 1))$
$\chi_{LN}$	$ctg(k)\xi_n(\xi_n + \eta_n)(\eta_n^2 - \eta_n - \xi_n^2 + \xi_n - 1) + ctg(l)\xi_n(\eta_n^3 + \xi_n(\eta_n^2 + \eta_n - 1)) - ctg(m)\xi_n(\xi_n^3 + \eta_n(\xi_n^2 + \xi_n + 1))$
$\chi_{MN}$	$ctg(k)\eta_n(\xi_n + \eta_n)(\xi_n^2 - \xi_n - \eta_n^2 + \eta_n - 1) - ctg(l)\eta_n(\eta_n^3 + \xi_n(\eta_n^2 + \eta_n + 1)) + ctg(m)\eta_n(\xi_n^3 + \eta_n(\xi_n^2 + \xi_n - 1))$

Таблиця 3

**Характеристична матриця паралелограма ( $\xi_n = \eta_n = 1$ )**

		<b>K</b>	<b>L</b>	<b>M</b>	<b>N</b>
<b>K</b>	$\gamma_e d/6$	$ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) - 2ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$	$ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$
<b>L</b>		$-ctg(\alpha_k) - 2ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$	$7ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$	$-5ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$
<b>M</b>		$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$	$-5ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$	$7ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$
<b>N</b>		$ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$	$ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$

Таблиця 4

**Характеристична матриця прямокутника ( $\xi_n = \eta_n = 1$ ,  $\alpha_k = \pi/2$ ,  $a, b$  – довжини сторін  $ctg(\alpha_l) = a/b$ ,  $ctg(\alpha_m) = b/a$ )**

		<b>K</b>	<b>L</b>	<b>M</b>	<b>N</b>
<b>K</b>	$\gamma_e d/6$	$2(a/b + b/a)$	$-(2a/b - b/a)$	$-(a/b + b/a)$	$-(2b/a - a/b)$
<b>L</b>		$-(2a/b - b/a)$	$2(a/b + b/a)$	$-(2b/a - a/b)$	$-(a/b + b/a)$
<b>M</b>		$-(a/b + b/a)$	$-(2b/a - a/b)$	$2(a/b + b/a)$	$-(2a/b - b/a)$
<b>N</b>		$-(2b/a - a/b)$	$-(a/b + b/a)$	$-(2a/b - b/a)$	$2(a/b + b/a)$

Таблиця 5

**Характеристична матриця квадрата ( $\xi_n = \eta_n = 1$ ,  $\alpha_k = \pi/2$ ,  $a = b$ )**

		<b>K</b>	<b>L</b>	<b>M</b>	<b>N</b>
<b>K</b>	$\gamma_e d/6$	4	-1	-2	-1
<b>L</b>		-1	4	-1	-2
<b>M</b>		-2	-1	4	-1
<b>N</b>		-1	-2	-1	4

**Схеми заміщення чотирикутного скінченного елемента**

Аналізуючи значення та розміщення коефіцієнтів характеристичних матриць скінчених елементів (табл. 1–5), можна зауважити, що структура цих матриць повністю ідентична до структури матриці системи рівнянь методу вузлових потенціалів електричної схеми, яка має чотири вузли [4]. З цього випливає, що

скінченному чотирикутному елементу відповідає повна електрична схема зі з'єднаних у чотирикутник шести дискретних провідностей (рис. 2). Для прикладу у табл. 6 наведена матриця методу вузлових потенціалів для повного чотирикутника, яка відповідає електричному колу на рис.2.

Таблиця 6

**Матриця методу вузлових потенціалів узагальненого чотирикутного елемента**

	<b>K</b>	<b>L</b>	<b>M</b>	<b>N</b>
<b>K</b>	$G_{kl} + G_{kn} + G_{km}$	$-G_{kl}$	$-G_{km}$	$-G_{kn}$
<b>L</b>	$-G_{kl}$	$G_{kl} + G_{lm} + G_{ln}$	$-G_{lm}$	$-G_{ln}$
<b>M</b>	$-G_{km}$	$-G_{lm}$	$G_{km} + G_{ml} + G_{mn}$	$-G_{mn}$
<b>N</b>	$-G_{kn}$	$-G_{ln}$	$-G_{mn}$	$G_{kn} + G_{ln} + G_{mn}$

Порівнюючи матриці у табл. 2–5 з матрицею у табл. 6, бачимо, що коефіцієнти, які лежать збоку від головної діагоналі матриці скінченного елемента з протилежним знаком, можна трактувати як міжвузлові провідності  $G_{ij}$  ( $G_{ij} = -\gamma_e d \chi_{ij} \cdot C_e$ , де  $C_e$  – сталий коефіцієнт, значення якого залежить лише від форми елемента).

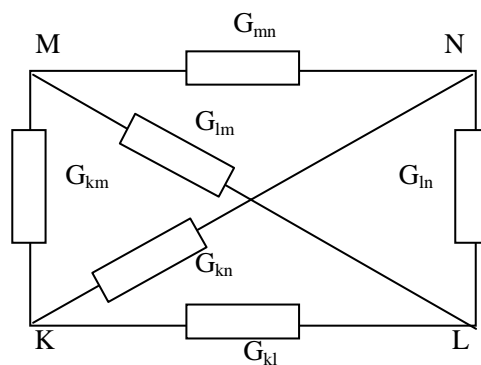


Рис. 2. Електрична схема заміщення узагальненого чотирикутного елемента

З аналізу табл. 6 випливає, що можливість реалізації заступної схеми неперервного чотирикутного скінченного елемента лише з пасивних дискретних елементів можна забезпечити, якщо всі значення позадіагональних коефіцієнтів характеристичних матриць будуть від'ємними. Як бачимо з даних табл. 2–5, виконання цієї умови повністю визначається лише геометрією елемента (кутами та відносним розташуванням четвертої вершини). На практиці широко викорис-

товують прямокутні елементи з довжинами сторін  $a$  та  $b$ , характеристична матриця яких подана у табл. 4. Щоб всі заступні провідності такого елемента були додатними (пасивні елементи), необхідне виконання умов

$$-2\frac{a}{b} + \frac{b}{a} < 0, \quad \text{і} \quad -2\frac{b}{a} + \frac{a}{b} < 0, \quad (7)$$

з яких отримуємо нерівність для співвідношення сторін прямокутного елемента

$$\frac{1}{\sqrt{2}} < \frac{a}{b} < \sqrt{2}. \quad (8)$$

Це означає, що форма чотирикутного скінченного елемента повинна бути близькою до квадратної. Зокрема, для квадратного скінченного елемента ( $\alpha_k = \pi/2$ ,  $a=b$ ) значення параметрів елементів заступної схеми наведено у табл. 6, а значення заступних провідностей вздовж сторін квадрата дорівнюють одне одному і становлять  $G_c = \gamma_e d/6$ , а вздовж діагоналей вони удвічі більші  $G_o = 2\gamma_e d/6 = 2G_c$ .

Зауважимо, що для прямокутного скінченного елемента заступна провідність  $G_o$  навпроти прямого кута – вздовж діагоналі не дорівнює нулеві, а пропорційна до відношення довжин сторін елемента  $G_o = (\gamma_e d/6)(a/b + b/a)$ . З такого погляду апроксимація прямокутними скінченими елементами є кращою за апроксимацію двома прилеглими прямокутними трикутними елементами, для яких значення провідності навпроти прямого кута дорівнює нулеві [6,9].

Замінюючи кожен скінченний елемент повністю відповідною йому електричною схемою з дискретних елементів, отримуємо багатовузлову та багатоконтурну електричну схему, структура якої залежить лише від кількості скінчених елементів. На рис.3 для прикладу наведено еквівалентну електричну схему апроксимації провідного середовища 89-ма зосередженими елементами, яка відповідає апроксимації 20-ма прямокутними скінченими елементами. На стику сусідніх апроксимаційних елементів значення еквівалентних провідностей (комплексних провідностей) такої електричної сітки дорівнює сумі провідностей вздовж відповідних сторін цих елементів.

Отже, задачі електричної томографії у формі апроксимації електричного поля всередині досліджуваного об'єкта просторово неперервними скінченими елементами на основі еквівалентних схем трансформуються у задачі електричних кіл із зосереджених елементів.

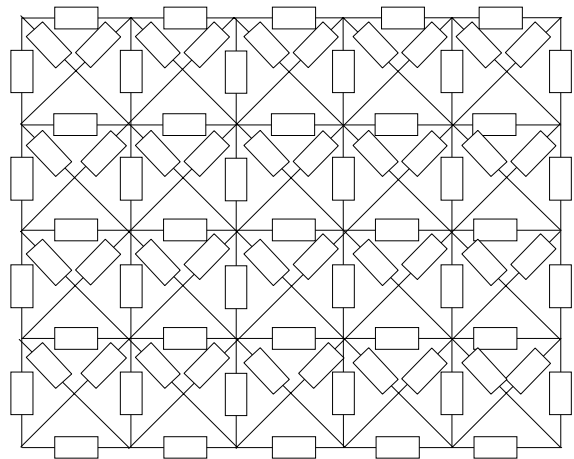


Рис. 3. Еквівалентна електрична схема апроксимації провідного середовища 89-ма зосередженими елементами, яка відповідає апроксимації 20-ма прямокутними скінченими елементами

### Висновки

- Характеристичні матриці та схеми заміщення скінчених елементів необхідні для формування матриць систем рівнянь, які описують пряму задачу електричної томографії.
- Коефіцієнти цих матриць залежать лише від форми елементів та шуканої провідності і не залежать від абсолютних розмірів елементів.
- Чотирикутному скінченному елементу відповідає однозначна електрична схема з чотирма вузлами, які з'єднані попарно за допомогою шести зосереджених елементів.
- Скінченному елементу зі сталою апроксимацією провідності завжди можна надати таку форму, щоб відповідну схему заміщення можна було збудувати лише з пасивних елементів.

1. Seagar A.D., Barber D.C., Brown B.H. *Electrical Impedance Imaging // IEE Proceedings. Vol.134, Pt. A, No 2, February 1987. P.201–209.* 2. Dickin F.J., Zhao X.J., Abdulach M.Z. and others. *Tomographic Imaging of Industrial Process Equipment Using Electrical Impedance Sensors. Sensors VI: Technology, Systems and Applications. Proceedings of the 5-th Conference on Sensors and their Applications. Bristol, Philadelphia and New York. 1991. P. 215–220.* 3. Дорожжовець М.М. *Фізичні принципи побудови вимірювальних томографічних систем для промислового застосування // Вимірювальна техніка та метрологія. – 1996. – Вип. 52. – С. 113–121.* 4. Бессонов А.П. *Теоретические*

основы электротехники. – М., 1978. 5. Khan S.H., Abdullah F. Validation of Finite Element Modeling of Multielectrode Capacitive System for Process Tomography Flow Imaging. Tomographic techniques. – 1993. – P. 63–73. 6. Дорожовець М.М., Федорчук А.А., Петровська І.Р. Математичні засади прямої задачі томографії провідності // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". – № 324. – С. 43–51. 1998. 7. Сергиенко І., Скопецкий В.,

Дейнека В. Исследования в неоднородных средах. – К., 1992. 8. Field Analysis Translator (FAT). Reference Manual and User Guide. V.3.41, 1994. 9. Дорожовець М.М., Ковальчик А. Характеристична матриця трикутного елемента при параболічній апроксимації потенціалу та лінійній апроксимації провідності // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". 2001. – № 420. – С. 3–12.

УДК 621.317.73

## ВИМІРЮВАЧ ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСУ БАГАТОЕЛЕМЕНТНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ

© Євген Походило, 2003

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Метрологія, стандартизація та сертифікація",  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Розглядається узагальнений підхід до побудови універсальних вимірювальних засобів вимірювання параметрів імітансних первинних перетворювачів. Наведено схеми аналогових перетворювачів імітансу.*

*Рассматривается обобщенный подход к построению универсальных измерительных средств измерения параметров иммитансных первичных преобразователей.*

*Приведены схемы аналоговых преобразователей иммитанса.*

*Computer using primary immitance transducer all-purpose measuring instruments universal way designing is described. The immitance analog transducer structures are proposed.*

**Вступ.** Засоби вимірювання імітансу, які випускалися та випускаються сьогодні в Україні, орієнтовані, переважно, на вимірювання параметрів одно- та двоелементних двополіусників. Тобто вони можуть застосовуватися для вимірювання параметрів двополіусників, що подаються одно- або двоелементною схемою заміщення. Зумовлено це тим, що за винятком декількох моделей вимірювачів, переважно мостів змінного струму (P5016, P5085), вони працюють на одній фіксованій частоті (Ф4320, Е7–13, ЦК 4800, ЦК4801, АК–121, P5079 тощо). Останнім часом сфера застосування вимірювальних засобів імітансу засобів значно розширилася. Це можливо завдяки новій елементній базі, яка дає змогу по-новому проектувати проблемно-орієнтовані засоби вимірювання [1], та впровадженню електричних методів вимірювання параметрів різноманітних об'єктів контролю [2, 3, 4]. Особливо потребують вдосконалення вимірювальні засоби параметрів багатоелементних двополіусників, якими можуть подаватися об'єкти контролю як електричної, так і неелектричної природи [5, 6].

Оскільки діапазон зміни вимірюваних параметрів об'єктів та їх характер (ємнісний чи індуктивний) залишаються визначальними у розробленні таких засобів, то доцільним є вдосконалення схемотехнічних рішень, що це забезпечить.

### Аналіз відомих способів та технічних рішень.

Розробляючи універсальний вимірювальний засіб імітансу, а саме такий, що поєднує вимірювачі параметрів ємнісних та індуктивних об'єктів, використовують одну структуру векторного перетворювача. Режим роботи змінюють перемикачами, які є елементами вимірювального кола ВП [7]. Широкий діапазон вимірювання низькоомні об'єкти переважно забезпечують у режимі вимірювання опору, а високоомні – у режимі вимірювання провідності [8]. Це, знов-таки, вимагає введення у вимірювальне коло перетворювача комутувальних елементів. Як у першому, так і в другому випадках це призводить до збільшення похибок вимірювання. Зменшення таких похибок досягається за допомогою використання високоякісних комутувальних пристроїв [9] або застосування спеціальних схемо-



технічних рішень щодо будови перетворювача [10, 11]. Однак в обох випадках джерела похибки (комутувальні елементи) залишаються елементами вимірвального кола. Разом з тим, оскільки місце вмикання об'єкта вимірювання відповідно до зазначених режимів роботи змінюється, то неінформативні параметри по-різному впливають на результат вимірювання. Особливо це стосується дистанційних вимірювань з використанням імітансних первинних перетворювачів. Не можна застосовувати одні і ті самі способи коригування похибок для вимірювання імітансу ємнісного та індуктивного характеру універсальним засобом. У статті пропонується уніфікувати вимірвальне коло векторного перетворювача щодо режимів вимірювання, а комутувальні пристрої винести за його межі. Для цього доцільно використати в одній структурі векторного перетворювача перетворення із застосуванням звичайної та оберненої функції перетворення [12,13].

**Узагальнена структура вимірвача імітансу.**

Узагальнена структурна схема універсального вимірвального засобу імітансу багатоелементного двополюсника з прямим перетворенням наведена на рис. 1.

Структура містить джерело тестового сигналу ДТС, перетворювач пасивної векторної величини в активну (векторний перетворювач) ВП, перетворювачі вектор-скаляр ПВС1, ПВС2, ПВС3, аналого-цифрові перетворювачі АЦП1, АЦП2 та блок опрацювання результатів вимірювання БОР. ППА містить вимірвальний підсилювач П, диференційний підсилювач ДП та комутувальні пристрої К1, К2, К3. ДП забезпечує сталі значення вихідної напруги П, комутувальними пристроями реалізується звичайна (положення 1) та обернена (положення 2) функції перетворення ВП. Інформативною напругою перетворювача є напруга  $U_{xi}$ , а опорною – напруга  $U_{0i}$ , де  $i$  – кількість частот вимірювання. Перетворювачами ПВС1 та ПВС2

виділяють відповідно активну  $U_{1i}$  та реактивну  $U_{2i}$  складові напруги  $U_{xi}$  на вибраній частоті вимірювання. Кількість частот вимірювання визначається кількістю елементів багатоелементного двополюсника. Під час вимірювання активного та реактивного імітансу вона повинна дорівнювати половині кількості елементів двополюсника. Перетворювачем ПВС3 формується напруга  $U_{3i}$ , яка є опорною для АЦП. АЦП1 та АЦП2 відповідно перетворюють вихідні напруги перетворювачів у відповідні коди  $N_{1i}$  та  $N_{2i}$ , що відповідають активній та реактивній складовим імітансу на частоті вимірювання. Після опрацювання результатів БОР визначають параметри багатоелементного двополюсника.

Основним вузлом, що визначає метрологічні характеристики в структурі вимірвача, є ВП. Розглянемо варіанти побудови векторного перетворювача такого вимірвача.

**Перетворювачі векторної пасивної величини у векторну активну величину.**

Вибір структури векторного перетворювача зумовлений, переважно, зв'язком об'єкта контролю із загальною шиною. Розрізняють ізольовані від загальної шини та заземлені об'єкти контролю [14]. Доцільно, виходячи з такого поділу, будувати ВП. Пропонується за цією ознакою поділяти ВП на перетворювачі для ізольованих та заземлених об'єктів [15]. У вимірвачах імітансу з прямим перетворенням використовують пасивні та активні векторні перетворювачі. Останні забезпечують кращі метрологічні характеристики [15]. Як джерело тестового сигналу можна застосувати джерело струму (вимірювання імпедансу) або джерело напруги (вимірювання адмітансу). Розглянемо варіанти побудови активних ВП з використанням генератора напруги як джерела тестового сигналу. На рисунках зображено схеми перетворювачів імітансу ізольованих (рис. 2) та заземлених (рис. 3) об'єктів контролю.

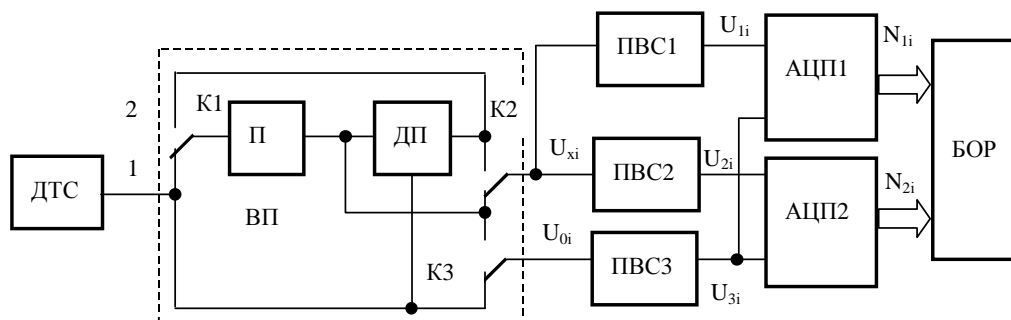


Рис. 1. Узагальнена структурна схема універсального вимірвача

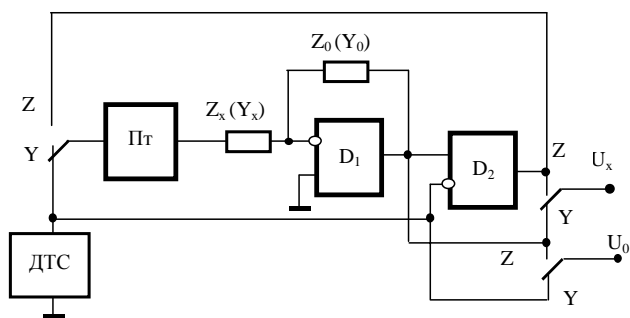


Рис. 2. Перетворювач імпедансу ізольованих об'єктів

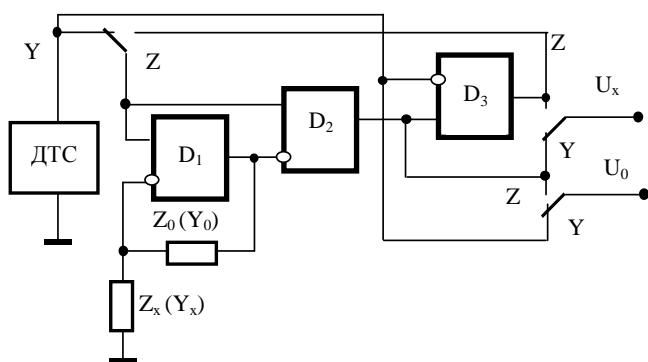


Рис. 3. Перетворювач імпедансу заземлених об'єктів

Такі перетворювачі забезпечують перетворення як адмітансу  $Y_x$ , так і імпедансу  $Z_x$ , що визначається положенням зображених на схемах перемикачів. Як зразкові міри провідності  $Y_0$  чи опору  $Z_0$  доцільно використовувати міри ємності та опору. Вимірювальний об'єкт та міра в таких перетворювачах є елементами від'ємного зворотного зв'язку операційного підсилювача (ОП)  $D_1$ . Диференційні підсилювачі виконані на ОП  $D_2$  (рис.2) та ОП  $D_3$  (рис. 3). Вимірювальний підсилювач у схемі (рис. 3) додатково містить диференційний підсилювач  $D_2$ , а в схемі (рис. 2) – повторювач Пт. Вихідні інформативні напруги таких перетворювачів для режимів вимірювання адмітансу та імпедансу, а також їм відповідні опорні напруги та, відповідно, для першого (рис.2) та другого (рис. 3) перетворювачів на фіксованій частоті описуються залежностями (без урахування параметрів вимірювального підсилювача, а саме комплексних коефіцієнтів підсилення):

$$U_x^Y = -U_T \frac{Y_x}{Y_0}; \quad U_x^Z = -U_T \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left(1 + \frac{Z_x}{Z_0}\right)} \frac{Z_x}{Z_0}; \quad (1)$$

$$U_0^Y = U_T; \quad U_0^Z = -U_T \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left(1 + \frac{Z_x}{Z_0}\right)}, \quad (2)$$

де  $k$  – коефіцієнт ДП;  $U_T$  – рівень напруги ДТС.

**Перетворення векторної активної величини в скалярні величини.** За допомогою перетворювачів вектор-скаляр ПВС1, ПВС2 виділяють відповідно реактивну та активну складові  $U_1, U_2$  комплексної напруги  $U_x$ . Перетворювачем вектор-скаляр ПВС3 формується опорна напруга  $U_3$ . Отже, для загального випадку вимірювання параметрів комплексної провідності отримуємо (для фіксованого значення частоти)

$$U_1^Y = U_m \operatorname{Im}(U_x^Y) R_0 b_1; \quad (3)$$

$$U_2^Y = U_m \operatorname{Re}(U_x^Y) R_0 b_2; \quad (4)$$

$$U_3^Y = U_m b_3, \quad (5)$$

а для вимірювання параметрів комплексного опору маємо

$$U_1^Z = U_m \operatorname{Im}(U_x^Z) \frac{1}{R_0} a b_1; \quad (6)$$

$$U_2^Z = U_m \operatorname{Re}(U_x^Z) \frac{1}{R_0} a b_2; \quad (7)$$

$$U_3^Z = U_m a b_3, \quad (8)$$

де  $R_0$  – зразкова міра опору;  $a$  – коефіцієнт формування опорної напруги, який в режимі вимірювання параметрів імпедансу дорівнює  $\frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left(1 + \frac{Z_x}{R_0}\right)}$ ;  $b_1, b_2, b_3$  –

відповідно коефіцієнти перетворювачів ПВС1, ПВС2, ПВС3;  $U_m$  – амплітудне значення тестового сигналу.

Враховуючи, що напруги (3), (4), (5), (7) пропорційні до відповідних складових імпедансу, внаслідок аналого-цифрового перетворення інтегральними АЦП одержуємо

$$\operatorname{Im}(Y_x) = \frac{b_3}{b_1 R_0} \frac{T_1}{T_0};$$

$$\operatorname{Re}(Y_x) = \frac{b_3}{b_2 R_0} \frac{T_2}{T_0};$$

$$\operatorname{Im}(Z_x) = \frac{b_1 R_0}{b_1} \frac{T_3}{T_0};$$

$$\operatorname{Re}(Z_x) = \frac{b_2 R_0}{b_3} \frac{T_4}{T_0}, \quad (9)$$

де  $T_0, T_1 - T_4$  – інтервали інтегрування АЦП.

На кожній із частот вимірювача отримують результати вимірювання, аналогічні до (9). За одержаними результатами можна розрахувати будь-які інформативні параметри імітансу багатоеlementного двополюсника як ємнісного, так індуктивного характеру.

**Висновки.** Реалізація звичайної та оберненої функцій перетворення активним перетворювачем імітансу в одній структурі вимірювального засобу дає можливість:

1) винести комутувальні пристрої режимів роботи універсального вимірювального засобу за межі вимірювального кола. Це істотно зменшує вимоги до комутувальних елементів та усуває похибки, що зумовлені ними;

2) підвищити запас стійкості активного векторного перетворювача під час дистанційних вимірювань імітансу різного характеру, оскільки об'єкт контролю не вмикається в коло від'ємного зворотного зв'язку операційного підсилювача;

3) застосовувати однакові алгоритми коригування похибок вимірювання, зумовлених неінформативними вхідними параметрами;

4) використовувати уніфіковані пристрої для побудови універсальних вимірювальних засобів імітансу багатоеlementних двополюсників з широким діапазоном вимірювання.

1. Хома В.В. *Розвиток теорії і принципів побудови проблемно-орієнтованих засобів вимірювання імітансу. Автореф. докт. дис. 2000.* 2. *Високочастотні засоби вимірювання фізичних величин із самоналаго-*

*джуванням і автокорекцією похибок / П.М. Таланчук, Ю.О. Скрипник, Дубровний В.О. – К., 1996.* 3. Головка Д.Б., Скрипник Ю.О. *Методи та засоби частотно - дисперсійного аналізу речовин та матеріалів: – Фізичні основи. – К., 2000.* 4. Походило Є.В. *Вимірювання параметрів імітансу в задачах кваліметрії // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2002. – № 59. – С. 22–27.* 5. Походило Є.В. *Об'єкти імітансних вимірювань в кваліметрії // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2002. – № 61. – С. 47–53.* 6. *Universal digital instruments for measuring systems / N. Gitshow, A. Konopkin, R. Kurdydyk, J. Pochodylo, V. Tkatchenko. Modern electrical and magnetic measurements (7-fh tc-4), Symposium, Prague, 1995, Czech Republic.* 7. Гаврилюк М.О., Походило Є.В., Соголовський Є.П., Хома В.В. *Вимірювачі імітансу з прямим перетворенням // Вимірювальна техніка та метрологія. – 1996. – Вип. 52.* 8. *Измерения в электронике. / Под ред. В.А. Кузнецова. – М., 1987.* 9. Швецький Б.И. *Электронные цифровые приборы. – К., 1981.* 10. А.С. №834603(СРСР). *Преобразователь сопротивления / М.О. Гаврилюк, Є.В. Походило, Є.П. Соголовський. – Оубл. в бюл. № 20, 1981.* 11. Походило Є.В. *Перетворювач CLR-параметрів комплексних опорів. Патент України №18748. Оубл. в Бюл. № 6, 1997.* 12. А.С. №1061068(СРСР). *Измеритель CLR-параметров / Гаврилюк М.О., Походило Є.В., Соголовський Є.П., Хома В.В. – Оубл. в бюл. № 46, 1983.* 13. Гаврилюк М.О., Походило Є.В., Соголовський Є.П., Хома В.В. *Вимірювач CLR-параметрів. Патент України №6357. Оубл. в бюл. №8–1, 1994.* 14. Нуберт Г.П. *Измерительные преобразователи неэлектрических величин. – Л., 1970.* 15. Походило Є.В. *Малогабаритные измерители CLR-параметров прямого преобразования. Автореф. канд. дис. 1990.*

## ВПЛИВ ЗАВАД У ЧОТИРИПРОВІДНИХ АКТИВНИХ ІМІТАТОРАХ ОПОРУ

© Оксана Бойко, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”,  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Проаналізовано вплив завад нормального і спільного виду в чотирипровідних активних імітаторах опору.  
Запропоновано методи послаблення впливу завад на точність імітації опору.*

*Проанализировано влияние помех нормального и общего вида в четырехпроводных активных имитаторах сопротивления. Предложено методы уменьшения влияния помех на точность имитации сопротивления.*

*The normal mode and common mode noise influence in four-terminal code-control resistance measures is analyzed.  
The methods of compensation influence of noise are proposed.*

**Вступ.** Щоб забезпечити нормовані метрологічні характеристики вимірювальних засобів автоматизованих систем контролю і керування технологічними процесами, необхідно їх налагодження і перевірку виконувати в умовах експлуатації. Налагоджуючи окремі засоби вимірювання і вимірювальні канали загалом можливо врахувати всі чинники, які впливають на метрологічні характеристики. Тому питання бездемонтажного контролю і перевірки засобів вимірювальної техніки є актуальним [1, 2].

Під час бездемонтажного контролю і перевірки не на всіх промислових об'єктах можна встановити міри зразкових величин безпосередньо на входах вимірювальних приладів або на входах вимірювальних каналів. Тому виникає питання про передавання одиниць зразкових величин, зокрема одиниць зразкового опору, на віддалі. Точність передавання зразкових одиниць опору на значні віддалі зв'язана з подоланням впливу опорів з'єднувальних ліній і впливу зовнішніх завад.

Аналіз останніх досліджень та науково-технічних публікацій показав, що подолання впливу опору ліній зв'язку на точність передавання зразкових одиниць опору досліджувалося у [3, 4], а питання подолання впливу зовнішніх завад не розглядалося.

У реальних умовах експлуатації активних імітаторів опору на його внутрішні та зовнішні електричні кола накладаються завади, дія яких впливає на значення напруги в точках імітації опору. Внаслідок цього дія завад призводить до збільшення похибки імітації опору. Похибка може перевищувати не тільки значення допустимої основної похибки, але, іноді, і значення імітованого опору.

На промислових об'єктах зростання потужності електромеханічного технологічного обладнання супроводжується збільшенням споживаної електричної енергії, що призводить до різкого підвищення інтенсивності індустриальних завад.

**Завади нормального виду** проникають у вимірювальні кола, в які увімкнені активні імітатори, переважно через паразитні гальванічні зв'язки між джерелом завад і вимірювальними колами, а також внаслідок електромагнітних, електростатичних наведень на лінії зв'язку і на окремі електричні кола активних імітаторів.

На рис.1 наведена еквівалентна структурна схема чотирипровідного активного імітатора опору з дією завад нормального виду на лінії зв'язку.

Еквівалентні значення завади в окремих лініях  $e_{31}$ ,  $e_{32}$ ,  $e_{33}$  і  $e_{34}$  виникають від дії різних джерел завад. Принцип суперпозиції дає можливість показати дію сукупності завад на окремі лінії зв'язку у вигляді суми дій окремих джерел завад

$$e_{3i} = \sum_{j=1}^n E_{3j} f_{3j},$$

де  $E_{3j}$  – напруга  $j$ -го джерела завад;  $f_{3j}$  – функція впливу  $j$ -го джерела завад на окремі лінії зв'язку.

Оскільки окремі з'єднувальні лінії мають різні паразитні зв'язки з джерелами завад, у кожній лінії можуть бути завади різних значень. Доцільно проаналізувати вплив завад на похибку імітації опору окремо для кожної лінії.

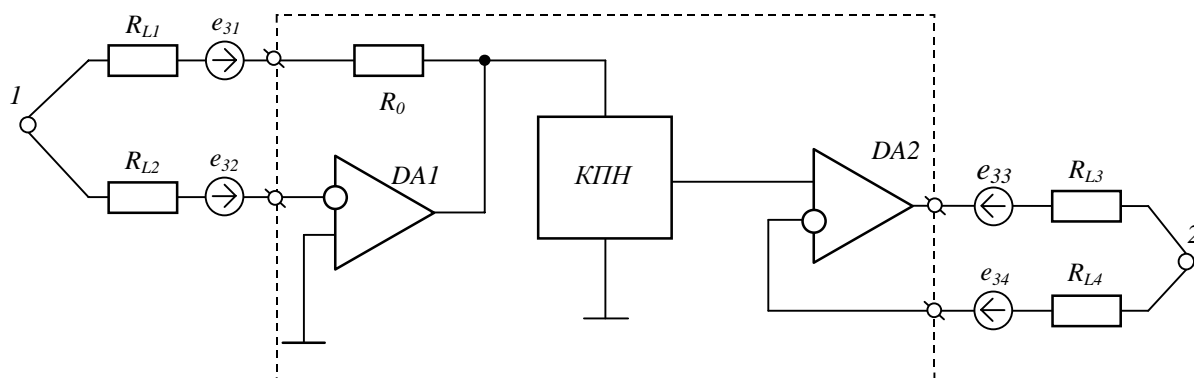


Рис. 1. Еквівалентна схема дії завад нормального виду на лінії зв'язку

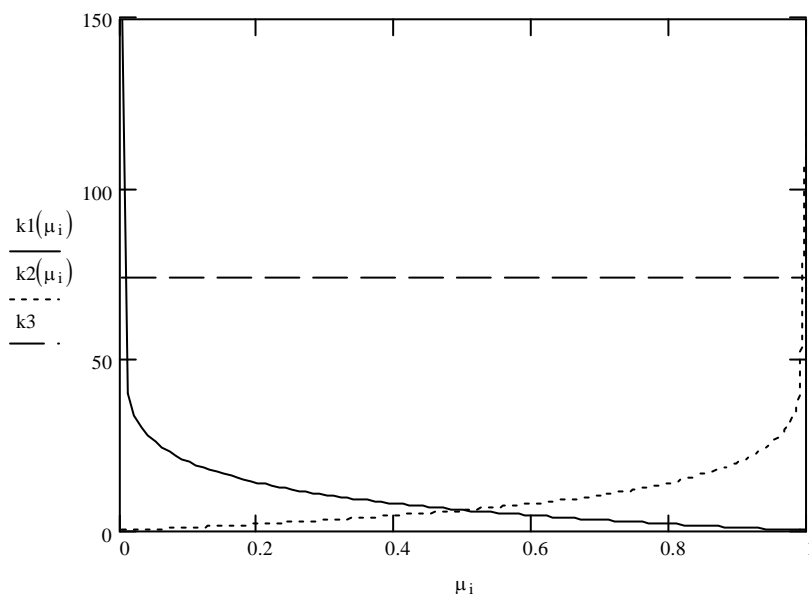


Рис.2. Графічні залежності коефіцієнта послаблення завад від коефіцієнта перетворення  $\mu$

Якщо діє завада  $e_{31}$  в першій лінії зв'язку, значення імітованого опору знаходять з виразу

$$R_{im} = \frac{U_{12}}{I_{вх}} = R_0 \mu - \frac{e_{31}}{I_{вх}} \mu \quad (1)$$

де  $R_0$  – значення опору зразкового резистора;  $\mu$  – коефіцієнт передачі кодокерованого подільника напруги;  $I_{вх}$  – значення вхідного струму

З (1) зрозуміло, що абсолютна похибка імітації опору дорівнює

$$\Delta R_{im1} = -\frac{e_{31}}{I_{вх}} \mu \quad (2)$$

Очевидно, що абсолютна похибка залежить від значення  $\mu$ . Максимального значення похибка набуває, якщо  $\mu=1$ , і дорівнює

$$\Delta R_{im1_{max}} = -\frac{e_{31}}{I_{вх}} \quad (3)$$

Коефіцієнт послаблення впливу завад в першій лінії, виражений у децибелах, дорівнює

$$K_{п1} = 20 \lg \frac{\Delta R_{im1_{max}}}{\Delta R_{im1}} = 20 \lg \frac{1}{\mu} \quad (4)$$

Відповідно абсолютні похибки від впливу завад в інших лініях зв'язку визначаються з таких виразів:

$$\Delta R_{im2} = -\frac{e_{32}}{I_{вх}} (1-\mu) \quad (5)$$

$$\Delta R_{im3} = -\frac{e_{33}}{I_{вх} k} \quad (6)$$

$$\Delta R_{im4} = \frac{e_{34}}{I_{вх}} \quad (7)$$

Коефіцієнти послаблення впливу завад до-рівнюють:

$$K_{п2} = 20lg \frac{\Delta R_{iM_{max}}}{\Delta R_{iM}} = 20lg \frac{1}{1-\mu} \tag{8}$$

$$K_{п3} = 20lg k \tag{9}$$

$$K_{п4} = 0 \tag{10}$$

Графічні залежності коефіцієнта послаблення завад в окремих лініях зв'язку від коефіцієнта перетворення  $\mu$  наведено на рис. 2.

Якщо одночасно діють завади в усіх лініях зв'язку, функція перетворення визначається з виразу

$$R_{iM} = R_0 \mu - \frac{e_{32}}{I_{BX}} (1-\mu) - \frac{e_{31}}{I_{BX}} \mu - \frac{e_{33}}{I_{BX} k} + \frac{e_{34}}{I_{BX}} \tag{11}$$

Абсолютна похибка імітації опору дорівнює

$$\Delta R_{iM} = \frac{1}{I_{BX}} \left[ (e_{32} - e_{31}) \mu + e_{34} - e_{32} + \frac{e_{33}}{k} \right] \tag{12}$$

З (12) зрозуміло, що для повної компенсації впливу завад на точність імітації опору необхідна така рівність завад

$$e_{31} = e_{32} \text{ і } e_{32} = e_{34}.$$

Тобто якщо завади у першій, другій і четвертій лініях однакові, відбувається повна компенсація впливу завад. Завади у третій лінії послаблюються за рахунок зворотного зв'язку вихідного підсилювача, в колі якого знаходиться ця лінія. Ефективність послаблення завад залежить тільки від коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача.

Якщо однакові гальванічні зв'язки між джерелом завад і окремими лініями зв'язку, отримуємо рівність завад як за амплітудою, так і за фазою.

Рівність параметрів гальванічних зв'язків переважно досягається конструктивним методом. Найефек-

тивнішим методом є скручування ліній зв'язку та їх екранування. Вирівнювання завад в першій і другій з'єднувальних лініях можливе схемним методом за допомогою конденсатора  $C_1$ , який під'єднується на вході імітатора, як показано на рис.3.

У результаті в контурі першої і другої ліній виникає змінна складова струму, значення якої знаходять з виразу

$$I_{\sim} = \frac{e_{31} - e_{32}}{\sqrt{(R_{L1} + R_{L2})^2 + X_{C1}^2}} \tag{13}$$

де  $X_{C1}$  – опір конденсатора  $C_1$  на частоті змінної завади.

Вирівнювання завад за напругою і фазою в колі першої і другої ліній зв'язку досягається, якщо змінна складова напруги на конденсаторі  $C_1$  дорівнює нулеві, тобто

$$U_{C1} = I \cdot X_{C1} = 0, \text{ або } U_{31} - U_{R_{L1}} = U_{32} + U_{R_{L2}} \tag{14}$$

Ця рівність можлива за умови, що опір конденсатора  $X_{C1}$  набагато менший від суми опорів ліній зв'язку

$$X_{C1} \ll R_{L1} + R_{L2} \tag{15}$$

Значення ємності конденсатора повинно відповідати нерівності

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi f (R_{L1} + R_{L2})} \tag{16}$$

Щоб вирівняти завади у другій і четвертій лініях, необхідно четверту лінію через конденсатор  $C_3$  з'єднати зі спільною шиною активного імітатора і точку 1 через конденсатор  $C_2$  з точкою 2. Четверту лінію зв'язку можна з'єднати через конденсатор  $C_3$  з виходом операційного підсилювача DA2, потенціал якого за змінною складовою дорівнює потенціалу спільної шини.

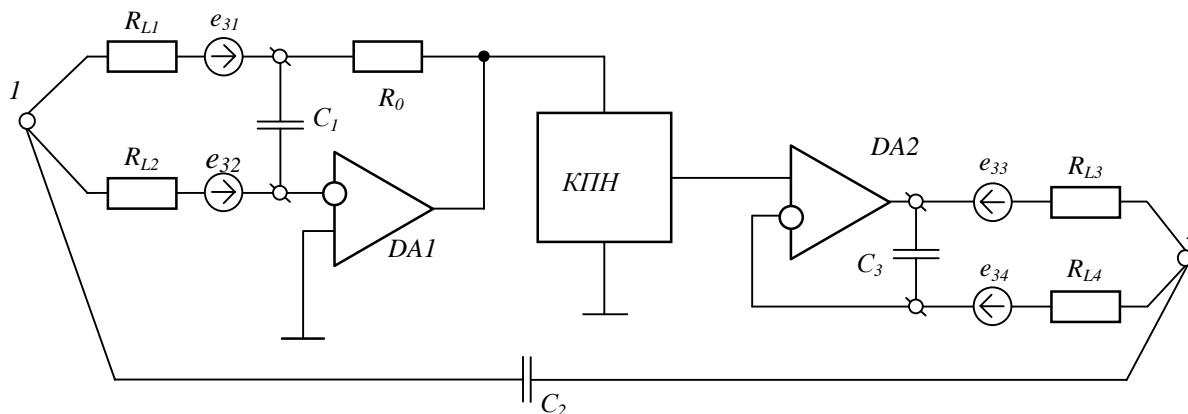


Рис. 3. Еквівалентна структурна схема з компенсацією впливу завад

**Завади спільного виду.** Якщо використовуються кодокеровані активні імітатори опору в інформаційних системах контролю і керування технологічними процесами, виникають проблеми забезпечення спільного заземлення вхідних і вихідних кіл з іншими приладами та пристроями. Між точками заземлення окремих приладів і точками заземлення напруги живлення виникає різниця потенціалів, що створює завади спільного виду. Крім того, часто точки, до яких під'єднуються виходи імітатора опору, відділені від потенціалу землі значними напругами завад. Через це по лініях зв'язку проходять струми, які спричиняють додаткові похибки імітації опору.

У чотирипровідному активному імітаторі (рис.1) через лінії зв'язку  $R_{L2}$  і  $R_{L4}$  струми завад не проходять, оскільки опори цих ліній ввімкнені послідовно з великими вхідними опорами операційних підсилювачів DA1 і DA2. Лінія зв'язку  $R_{L3}$  знаходиться у зворотному зв'язку операційного підсилювача DA2, тому впливом завади на цій лінії можна знехтувати. Переважно на похибку імітації опору впливає струм завади спільного виду, що проходить через лінію  $R_{L1}$  і зразковий резистор  $R_0$ .

Значення абсолютної похибки, яка виникає від дії завад спільного виду, розраховується з виразу

$$\Delta R_{im} = \frac{I_{ze}}{I_{bx}} (R_0 + R_L) \mu,$$

де  $I_{ze}$  – еквівалентне значення струму, який проходить через  $R_{L1}$  і  $R_0$ , від напруг завад спільного виду.

При спільних земляних шинах абсолютна похибка імітації опору дорівнює

$$\Delta R_{im1} = \frac{e_{ze} (R_0 + R_{L1}) \mu}{I_{bx} (R_{L1} + R_0 + R_{вих.е})},$$

де  $e_{ze}$  – еквівалентне значення напруги завад спільного виду;  $R_{вих.е}$  – еквівалентне значення вихідного опору джерел завад.

Щоб зменшити завади спільного виду, необхідно знижувати струми від напруг завад через лінії зв'язку. Основним методом зменшення впливу завад спільного виду є збільшення опору в контурах проходження струму завад. Для цього необхідно гальванічно відділити аналогову частину імітатора від цифрової, земляна шина якої з'єднана з земляними шинами інших приладів та пристроїв інформаційної системи.

При гальванічному розділенні аналогової і цифрової частин абсолютна похибка від дії завад спільного виду дорівнює

$$\Delta R_{im2} = \frac{e_{ze} (R_0 + R_{L1}) \mu}{I_{bx} (R_{L1} + R_0 + R_{вих.е} + X_c)},$$

де  $X_c$  – ємнісний опір між аналоговою і цифровою частинами.

Ефективність гальванічного розділення визначається коефіцієнтом послаблення завад, вираженим в децибелах

$$K_{п} = 20 \lg \frac{\Delta R_{im1}}{\Delta R_{im2}} = 20 \lg \left( 1 + \frac{X_c}{R_{L1} + R_0 + R_{вих.е}} \right)$$

Якщо  $X_c \gg R_{L1} + R_0 + R_{вих.е}$ , отримаємо

$$K_{п} = 20 \lg \frac{X_c}{R_{L1} + R_0 + R_{вих.е}}.$$

Для збільшення ефективності послаблення завад необхідно зменшувати ємність між аналоговою і цифровою частинами. Еквівалентна ємність визначається конструкцією і для її зниження необхідно екранувати аналогову частину імітатора опору разом з лініями зв'язку і екран з'єднати з низькопотенціальною точкою імітації опору.

**Висновки.** Дія завад може значно впливати на похибку імітації опору активними імітаторами. Щоб зменшити вплив завад нормального виду, необхідно досягти рівності параметрів гальванічних зв'язків між джерелом завад і окремими лініями зв'язку. Для цього доцільно вирівнювати завади в з'єднувальних лініях схемним методом за допомогою конденсаторів. Основним методом зменшення впливу завад спільного виду є гальванічне розділення аналогової та цифрової частин активного імітатора опору. Екранування аналогової частини разом з лініями зв'язку зменшує вплив завад як спільного, так і нормального виду.

1. Тайманов Р.Е., Сапожникова К.В. Бездемонтажний метрологічний контроль многоканальних средств измерений // ИТ. – 1987 – №4. – С. 16–17.
2. Огірко Р. Бездемонтажний контроль метрологічних характеристик промислових засобів вимірювання // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2002. – № 60. – С. 73–86.
3. Бойко О., Столярчук П., Яцук В. Імітатори опору, інваріантні до впливу опорів ліній зв'язку // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2000. – № 57. – С. 43–46.
4. Бойко О. Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в кодо-керованих мірах опору // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2001. – № 58. – С. 59–62.

УДК 621.311.13

## КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ ВХІДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

© Володимир Ванько, Василь Гудим<sup>1</sup>, Петро Столярчук, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”,  
<sup>1</sup>кафедра “Теоретичні основи електротехніки”, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*На основі відображеної сукупності швидких спотворень сигналів електричних мереж виконано огляд відомих вхідних перетворювачів напруги і струму вимірювачів динамічних показників якості електроенергії та запропоновано найперспективніший підхід для реалізації ефективних вхідних структур перетворення сигналів у реальних режимах функціонування енергетичних об'єктів.*

*На основании отобранной совокупности быстрых искажений сигналов электрических сетей выполнено обзор известных входных преобразователей напряжения и тока измерителей динамических показателей качества электроэнергии и предложен наиболее перспективный подход для реализации эффективных входных структур преобразования сигналов в реальных режимах функционирования энергетических объектов.*

*It is ground of the echoed(mapped) set(combination) of fast distortings of signals of electrical networks the review(view) of known input translators of voltage and current of meters of dynamic figure of merits of the electric power is conducted and the most perspective approach for implementation of effective input frames of signal conditioning in actual modes of operation of power objects is offered.*

**Постановка проблеми.** Ефективність роботи та функціонування широкого загалу електротехнічних пристроїв, зокрема засобів вимірювальної, обчислювальної та побутової техніки значною мірою залежить від якості електричної енергії у мережі, до якої вони приєднані. Вимоги до якості електричної енергії, як і інших видів продукції, регламентуються правовими та нормативно-технічними документами, а також галузевими інструкціями для нормальних, аварійних та післяаварійних ситуацій [1, 2]. Вимоги сучасних споживачів електричної енергії з істотно нелінійними характеристиками та динамічним і різкозмінним характером споживання електроенергії вимагають перегляду методології оцінки та системи показників якості електроенергії. Зокрема це стосується запровадження динамічних показників якості електроенергії (ДПЯЕ) для оцінки швидкозмінних динамічних процесів – таких, як раптові викиди амплітуд струмів і напруг чи короткочасні провали напруги, а також швидкозмінні коливні процеси зокрема ферорезонансного характеру [3]. Наявні інформаційно-вимірювальні системи не дають змоги повноцінно здійснювати контроль та отримувати необхідні кількісні характеристики дина-

мічних (перехідних і коливних електромагнітних) процесів у системах електропостачання, які часто є причиною пошкоджень електротехнічних пристроїв та силового електрообладнання.

**Вимоги до вхідних пристроїв вимірювачів ДПЯЕ.** Особливе значення в структурі вимірювача ДПЯЕ мають вхідні пристрої (ВХП), котрі забезпечують оптимальне підключення таких пристроїв до контрольованих кіл та відіграють важливу роль у формуванні метрологічних характеристик вимірювального каналу вимірювачів ДПЯЕ. ВХП уможливають виконання таких завдань:

- масштабування і нормування вхідних напруг і струмів, враховуючи їх характер зміни, до рівня, зручного для подальшого перетворення та забезпечення необхідної точності його кутових та амплітудних співвідношень в широкому частотному діапазоні;

- забезпечують раціональне приєднання вхідних кіл вимірювачів до контрольованих електричних кіл і мале споживання електроенергії та мінімізацію впливу неінформативних чинників (сторонніх електростатичних і електромагнітних завад та шумів);



– перетворення контрольованих струмів в широкому діапазоні зміни значень, а також – напруг понад 1 кВ.

Згідно з [2, 4, 5] імпульсні спотворення форми напруги мережі (ІСФ) являють собою імпульсний сигнал, наявний на фоні низькочастотного сигналу приблизно синусоїдної форми, з амплітудами до декількох кіловольт і тривалостями від десятків наносекунд до сотень мікросекунд. Причому форма таких імпульсів може бути надзвичайно різноманітною: прямокутною, трапеціє-, дзвоно- і шпилькоподібною тощо.

Перенапруги виникають під час комутацій та коротких замикань у трифазних електромережах. Характерною їх особливістю є збереження практично синусоїдної форми струмів із кількарізним перевищенням їх амплітудних значень. Під час аварійних режимів відбувається вимикання електромагнітних кіл, водночас виникають перехідні процеси і багаторазові перенапруги, що часто призводять до пошкодження силового електрообладнання та зниження надійності роботи системи загалом. На жаль, поки що у вітчизняних нормативно-технічних документах показники якості електроенергії під час перехідних процесів у мережах не регламентуються. Досвід експлуатації силового електрообладнання та аналіз аварійних ситуацій підтверджують, що таке врахування може позитивно вплинути на роботу не лише споживачів електроенергії, а й вимірювачів показників якості електроенергії.

**Аналіз відомих вхідних перетворювачів напруги та струму.** Вхідні перетворювачі напруги та струму типових вимірювачів параметрів електроенергії, до яких також можна зарахувати засоби вимірювання статичних показників якості електроенергії, забезпечують роботу з синусоїдними або полігармонічними вхідними сигналами, частотний спектр яких не перевищує 5 кГц [2, 3]. Такі ВХП розвиваються у двох напрямках: покращання структурно-алгоритмічних способів корекції похибок різноманітних масштабувальних перетворювачів, вдосконалення їхніх основних елементів за допомогою мінімізації неідеальностей матеріалів та запровадження нових технологій і конструкцій. Тому ці ВХП добре розвинені, причому порівняно недорогі серійні зразки забезпечують високі метрологічні характеристики перетворення напруг і струмів, а саме – амплітудну похибку в  $\pm(0.01\dots 0.02)\%$  і кутову – у кілька хвилин.

На відміну від вказаних, ВХП вимірювачів ДПЯЕ повинні працювати з напругами та струмами, які змінюються у значно ширших межах за амплітудою і частотним спектром. Тому у цих ВХП неможливо застосувати відомі і використані в типових перетворювачах напруги і струму сучасні матеріали та технології. Крім того, відомі структурно-алгоритмічні способи корекції похибок для ВХП вимірювачів ДПЯЕ здебільшого є непридатними. Наприклад, традиційне використання загального від'ємного зворотного зв'язку в динамічних ВХП призведе до погіршення точності перетворення високочастотних та імпульсних сигналів і сигналів складної форми, тому найперспективнішими вважаються динамічні ВХП з розімкненою структурою перетворення напруг і струмів.

Найширше коло таких ВХП становлять динамічні пасивні перетворювачі, які виконуються на базі резистивних, ємнісних та індуктивних елементів [6,7].

Резистивними в напругових колах є подільники напруги, а в струмових – чотиризітатискачеві шунти. Подільники напруги можуть забезпечувати точність – частки відсотків для високочастотних (до 1 МГц) та імпульсних (тривалістю більше ніж 1 мкс) сигналів. Проте тут відзначається значна кутова похибка, зумовлена паразитними ємностями резисторів.

Згідно з [7] основними джерелами похибок вимірювальних шунтів є наявність паразитної індуктивності та якість виконання вимірювального резистора. Наприклад, опоріві  $R_{ш} = 1$  мОм і вихідній напрузі  $U_{вих} = 0.1$  В відповідає номінальний вхідний струм  $I_{вх.ном} = 100$  А. Щоб вихідний сигнал шунта встановився з точністю 1% за час, що дорівнює  $t_{вих} = 1$  мкс, необхідно, щоб максимально допустиме значення паразитної індуктивності не перевищувало  $L_{нар} = 0.0045$  мкГн. Для виготовлення шунта з такою  $L_{нар}$  використовують спеціальні коаксіальні конструкції. Крім того, щоб покращати відведення тепла, гарантувати високу міцність шунта і стабільність опору  $R_{ш}$ , його конструкцію ускладнюють за допомогою безпосереднього водного чи олійного охолодження. Такими шунтами можна вимірювати імпульси з амплітудами в сотні ампер тривалістю в десятки наносекунд з точністю, не вищою від кількох відсотків. Зважаючи на надзвичайно високу ціну, їх найдоцільніше застосовувати як взірцеві пристрої.

Ємнісні подільники використовують для вимірювання високочастотних сигналів (звичайно до 100 кГц), але вони характеризуються низькою точністю, високим вихідним опором та низькою стабільністю параметрів. Інколи формують комбіновані RC-подільники напруги з певною сталою часу, які також не гарантують високої точності перетворення.

Індуктивні перетворювачі реалізують на індуктивних подільниках, перетворювачах Холла та трансформаторах напруги і струму.

Незважаючи на високі метрологічні характеристики, індуктивні подільники використовуються як взірцеві для синусоїдних сигналів на частотах, не вищих за 200 кГц. Причиною є складність технології їх виготовлення і тому – висока ціна.

Перетворювачі Холла не застосовуються широко через нестабільність їх характеристик.

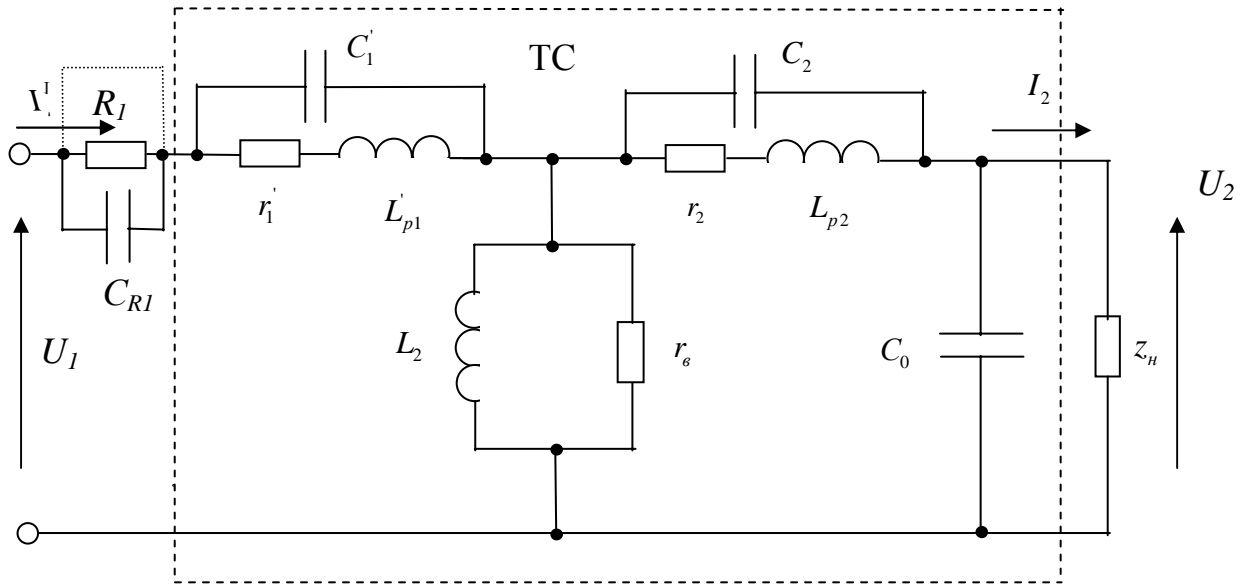
Найперспективнішими можна вважати ВХП у вигляді трансформаторів напруги і струму, які забезпечують гальванічне відділення вхідних кіл вимірювача ДПЯЕ від контрольованих електричних кіл. Метрологічні характеристики трансформаторних ВХП визначаються параметрами магнітних осердь та їхнім конструктивним виконанням. Слід відзначити, що цим ВХП властива порівняна стабільність в часі функції перетворення та прийнятний рівень надійності загалом. Точність перетворення ВХП становить на частотах від 50 Гц до 5 кГц в межах 0.02...0.10%, а на вищих частотах (до 1 МГц) – одиниці відсотків.

Основним недоліком трансформаторів напруги є зниження їх надійності, особливо під час роботи з великими вхідними напругами (одиниці кіловольт), навіть в умовах застосування спеціальних конструктивних заходів технологічного захисту. Тому привабливішими видаються ВХП на основі трансформаторів струму, які працюють в ідеалізованому режимі заданого номінального струму по виходу, причому вони адаптуються і є приблизно ідентичними для напругових і струмових кіл [8, 9]. Істотною перевагою цих ВХП є можливість роботи в обох випадках з низькими напругами, що забезпечує високу надійність всього вимірювача.

Отже на основі поставлених вимог та аналізу відомих реалізацій можна зробити висновок, що найперспективнішим, з погляду досягнення оптимальних метрологічних характеристик та схемної простоти, є вдосконалення ВХП на основі трансформатора струму.

**Дослідження вхідного перетворювача напруги та струму на основі трансформатора струму.** Згідно з [10] за наявності імпульсних спотворень і перенапруг в контрольованій електромережі еквівалентну схему трансформатора можна зобразити спрощено, розглядаючи його як ланку з розподіленими параметрами або у вигляді двох окремих схем для початкового та кінцевого моментів швидкого спотворення. Але такі підходи не дають змоги оцінити метрологічні характеристики та сформулювати вимоги до трансформатора стосовно перетворення параметрів сигналів, що допомагають оцінити ДПЯЕ. В [11] аналогічно для перетворення електричних сигналів пропонуються три різні еквівалентні схеми трансформатора для низьких, середніх та високих частот. Вони дають змогу лише приблизно охарактеризувати особливості роботи трансформатора під час перетворення спотворених сигналів, для яких оцінюються ДПЯЕ.

На рисунку зображена еквівалентна схема вхідного перетворювача струму  $I_1'$  (приведеного до вихідного струму  $I_2$ ) та напруги  $U_1$  на основі трансформатора струму ТС, причому для  $I_1'$  зовнішній резистор  $R_1$  закорочується, а для  $U_1$  – за допомогою останнього створюється струмовий режим роботи ТС, а  $r_1', r_2'$  відображають, відповідно, приведені активний опір первинної обмотки і активний опір вторинної обмотки ТС;  $L_{p1}', L_{p2}'$  – індуктивності розсіяння первинної (приведена) і вторинної обмоток;  $C_1', C_2'$  та  $C_0'$  – паразитні прохідні первинної (приведена) і вторинної обмоток та сумарна щодо земляної шини ємність ТС;  $L_2$  – індуктивність вторинної обмотки ТС, прийнятої за базову під час його аналізу;  $r_e$  – еквівалентний опір втрат в осерді ТС;  $C_{R1}$  – паразитна ємність резистора  $R_1$ ;  $z_n$  – комплексний опір навантаження.



Еквівалентна схема вхідного перетворювача струму та напруги на основі трансформатора струму

Комплексний вихідний струм  $I_2$  такого ВХП залежно від різновиду сигналу (струм чи напруга) визначається такими виразами

$$I_2 = K_i \cdot I_1 = \frac{I_1'}{1 + \delta_i};$$

$$I_2 = K_u \cdot \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_1}{R_1 \cdot (1 + \delta_{um}) \cdot (1 + \delta_{im})} \quad (1)$$

де

$$\delta_{im} = \left\{ \frac{\frac{R_n}{1 + (\omega C_0 R_n)^2} + \frac{r_2}{(1 - \omega^2 L_{p2} C_2)^2 + (\omega C_2 r_2)^2}}{\omega L_2 k_{oc}} + j\omega \left[ \frac{\frac{L_{p2} - C_2 r_2^2 - \omega^2 L_{p2}^2 C_2}{(1 - \omega^2 L_{p2} C_2)^2 + (\omega C_2 r_2)^2} - \frac{C_0 R_n^2}{1 + (\omega C_0 R_n)^2}}{\omega L_2 k_{oc}} \right] \right\} \exp(j(\alpha_{oc} - \frac{\pi}{2})) \quad (2)$$

– комплексна похибка, спричинена неідеальностями вторинної обмотки ТС під час перетворення вхідного струму  $I_1'$ ;  $K_i$  та  $K_u$  – комплексні коефіцієнти пере-

давання ВХП, відповідно під час роботи з  $I_1'$  та  $U_1$ ;

$\delta_{um} = \frac{(r_1' + j\omega L_1')(1 + j\omega C_{R1} R_1)}{R_1(1 - \omega^2 L_{p1} C_1' + j\omega C_1' r_1')}$  – комплексна похибка через вплив паразитних параметрів первинної обмотки ТС та  $R_1$ ;  $k_{oc} = \left(1 + \frac{\omega^2 L_2^2}{r_6^2}\right)^{-0.5}$ ;  $\alpha_{oc}$  – кут зсуву вектора потоку в осерді ТС від намагнічувального струму;  $\omega$  – колова частота вхідного сигналу.

Оскільки здебільшого навантаженням ТС є активний опір із значенням не більше за 1 кОм, то у виразі (2) він позначений як  $R_n$ . Надалі зменшення  $\delta_{im}$  та  $\delta_{um}$  досягають, мінімізуючи значення паразитних параметрів ТС, тобто  $L_{p1}, L_{p2}, C_1', C_2, C_0$ .

Найчастіше еквівалентна індуктивність розсіяння ТС  $L_s = L_{p1} + L_{p2}$  розраховується за методом В. Роговського, котрий ґрунтується на ідеалізованому зображенні магнітного поля обмоток ТС як сукупності силових магнітних ліній, паралельних до площини перерізу його обмоток [10,11,14]. Рівень викривлень проходження магнітних ліній та розсіяння енергії магнітного поля у міжобмотковому просторі врахо-

ується значенням  $L_s$  через коефіцієнт Роговського, що також визначається габаритними розмірами обмоток ТС.

Внаслідок конструктивного виконання магнітопроводу та технологічності намотки обмоток ТС, найпоширенішим є броньове (типу ШЛ, циліндричне, чашкоподібне тощо) та тороїдне осердя для вимірвальних ТС.

Згідно з [11] за методом середньгеометричних відстаней для двообмоткового ТС

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} w_2^2 l_{об} \ln \frac{g_{12}^2}{g_1 g_2}, \quad (3)$$

де  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$  Гн/см – магнітна стала;  $g_1 = 0.223(h + b_1)$ ;  $g_2 = 0.223(h + b_2)$  – власні середньгеометричні відстані площин перерізу кожної з обмоток;  $g_{12} = 0.223h + 0.78d_e$  – середньгеометрична відстань між площинами перерізу цих обмоток;  $l_{об}$  – середня довжина витка обмоток;  $d_e = b_{12} + \frac{b_1 + b_2}{2}$ ;  $b_1, b_2$  – товщини обмоток;  $b_{12}$  – відстань між ними,  $h$  – їх висота. Незважаючи на вибір малих габаритів конструкції ТС та різні варіанти секціонування його обмоток, неможливо досягти значення  $L_s$ , що менше від одиниць–десяти мілігенрі.

Дещо кращими з цього погляду є тороїдні ТС з рядковою намоткою по всьому периметру осердя. У такому разі

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} w_2^2 a_e \ln \left[ 1 + \frac{16D_T r_p \Delta_R^2}{(D_T^2 - r_p^2)^2} \right], \quad (4)$$

де  $a_e = 0.5(a_1 + a_2)$ ;  $r_p = 0.5(r_{1p} + r_{2p})$ ;  $\Delta_R = 0.5(r_{2p} - r_{1p})$ ;  $a_1, a_2$  і  $r_{1p}, r_{2p}$  – аксіальні та радіальні розміри середніх витків обмоток;  $D_T$  – середній діаметр тороїда [11]. При тих самих малогабаритних показниках і характеристиках обмоток ТС значення  $L_s$  знаходиться в межах десяткових часток–одиниць мілігенрі за умови, що кількість витків основної обмотки становить від кількох сотень до двох тисяч витків.

Іншими, не менш важливими параметрами, є паразитні ємності, що виникають через особливості виконання обмоток та конструктивних елементів ТС. До

сумарної ємності  $C_0$  можна зарахувати такі складові: ємність  $C_{\kappa 1}$  внутрішнього шару (нижнього) та зовнішнього шару (верхнього) обмоток щодо магнітопроводу, ємність  $C_m$  монтажу і під'єднувальних провідників. Прохідні ємності  $C_1', C_2$  складаються з розподіленої навпіл ємності між обмотками  $C_{12}$ . Крім цього, відзначається паразитна ємність між шарами обмоток  $C_{ми1}$ , яка залежно від конструктивного виконання обмоток одночасно формує внесок в  $C_1'$  для первинної  $w_1$  чи  $C_2$  – вторинної  $w_2$  обмоток та  $C_0$ . Щоб оцінити максимальний вплив сумарної міжшарової ємності кожної обмотки –  $C_{ми1}'$  та  $C_{ми2}$  – хорошим наближенням буде її розподіл навпіл, внаслідок чого можна вважати, що

$$C_0 = k_{f1}(C_{\kappa 1} + C_m) + \frac{k_{f2}' C_{ми1}' + k_{f2}'' C_{ми2}}{2}, \quad (5)$$

$$C_1' = \frac{k_{f3} C_{12} + k_{f2}' C_{ми1}'}{2}; C_2 = \frac{k_{f3} C_{12} + k_{f2}'' C_{ми2}}{2}, \quad (6)$$

причому коефіцієнти приведення

$$k_{f1} = \left( \frac{w_p}{w_n} \right)^2; k_{f2}' = \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2; k_{f2}'' = 1; k_{f3} = \left( 1 - \frac{w_1}{w_2} \right)^2,$$

$w_p$  – кількість витків у першому шарі;  $w_n$  – повна кількість витків основної обмотки.

Згідно з [11] значення цих паразитних ємностей істотно залежить від виду виконання обмоток ТС. Для рядкової намотки

$$C_{\kappa 1} = \frac{8\varepsilon_r \varepsilon_0 r_n l_{об} w_p}{4a_{nm} - \pi r_n}; C_{ми} = \frac{4\varepsilon_r \varepsilon_0 r_n l_{об} w_p}{(4a_{ми} - \pi r_n)(m_{ми} - 1)},$$

для стрічкової намотки

$$C_{\kappa 1}^c = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 b_{cm} l_{об}}{a_{nm}}; C_{ми}^c = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 b_{cm} l_{об}}{2a_{ми} (m_{ми} - 1)},$$

а для намотки виду “піраміда”

$$C_{\kappa 1}^n = \frac{8\varepsilon_r \varepsilon_0 r_n l_{об} m_{ми}'}{4a_{nm} - \pi r_n}; C_{ми}^n \cong 0,$$

де  $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-14}$  Ф/см – електрична стала;  $\varepsilon_r$  – відносна діелектрична проникність ізоляції;  $r_n$  – радіус проводу;  $a_{nm}$  і  $a_{ni}$  – відстані відповідно між віссю проводу нижнього шару обмотки і магнітопроводом та між осями витків сусідніх шарів обмотки;  $b_{cm}$  – ширина стрічкової намотки;  $m_{ni}$  – кількість шарів в обмотці.

Отже, виходячи з режиму функціонування ВХП на основі ТС, тобто особливостей вхідного сигналу, слід використовувати той чи інший вид намотки, що забезпечує необхідні рівні паразитних ємностей в межах від одиниць до десятків пікофарад.

Як видно з наведених виразів, найменші значення цих параметрів досягаються із застосуванням спеціальної намотки “піраміда”, для реалізації якої, однак, потрібне спеціальне обладнання.

Аналіз виразів (1) і (2) показує, що для підвищення точності вимірювання ДПЯ електроенергії необхідно застосовувати у ВХП на ТС сучасні магнітні матеріали для широкого діапазону частот, з порівняно високою відносною магнітною проникністю, тобто на рівні одної–декількох тисяч та низькими втратами на намагнічення в магнітопроводі. За даними [12,13,14] найефективнішими з огляду на це є пермалоеві сплави і аморфні матеріали, котрі все ж використовують на частотах, не вищих за 100 кГц, та ферити, за допомогою яких можна перетворювати сигнали з частотним спектром до десятків мегагерц.

**Висновки.** Виходячи з різновидів можливих режимів функціонування електричних мереж та на основі аналізу відомих схемних реалізацій ВХП вимірювачів ДПЯ електроенергії обґрунтовано доцільність їхньої побудови на ТС з огляду на порівняну простоту і невисоку собівартість, хороші метрологічні характеристики трансформаторних схем та високу надійність внаслідок гальванічного розділення всієї структури такого вимірювача від вхідних контрольованих кіл энергооб’єкта.

Запропонована еквівалентна схема вхідного перетворювача струму та напруги на основі трансформатора струму дає змогу порівняно простими засобами

за умови забезпечення середньої точності (не менше ніж 1.0 %) реалізувати підходи для комплексної оцінки впливу параметрів неідеальностей останнього на точність виявлення і вимірювання ДПЯ електроенергії для різних режимів і ситуацій в енергетичних системах.

Проаналізовано методи визначення та мінімізації паразитних параметрів трансформатора залежно від його конструктивного виконання і властивостей магнітопроводу.

Слід зауважити, що актуальною проблемою залишається підвищення точності вимірювання вхідним трансформаторним перетворювачем всього спектра ймовірних в мережах енергетичної системи швидких і описаних вище дещо повільніших спотворень форми і рівня змінної напруги, причому в досить широких діапазонах зміни як часових, так і миттєвих значень напруги.

1. ГОСТ 23875–88. Качество электрической энергии. Термины и определения. 2. ГОСТ 13109–97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. 3. Ванько В.М., Столярчук П.Г. Проблемы контролю якості електроенергії в електричних мережах // Вимірювальна техніка та метрологія. – Л. – 2001. – № 58. – С.47–56. 4. Грязнов М.И. Интегральный метод измерения импульсов. – М., 1975. 5. Маграчев З.В. Аналоговые измерительные преобразователи одиночных сигналов. – М., 1974. 6. Наконечный А.И., Чайковский О.И. Цифровые средства измерения мощности электрических сигналов звукового диапазона частот // Измерения, контроль, автоматизация : Науч.-техн. сб. обзоров / ЦНИИТЭИприборостроения. – М., 1985. – Вып. 2[54]. – С.3–19. 7. Ланне Р., Фишер Ф. Измерения в энергетической электронике. – М., 1986. 8. Кизилов В.У., Максимов В.М., Смилянский И.И. Измерительные преобразователи активной мощности энергообъектов. – Х., 1983. 9. А.с. № 978060 (СССР). Двухканальное входное устройство / Г.Н. Лавров, В.П. Тарасов, А.В. Ицкович // Открытия. Изобрет. 1982. – № 44. 10. Васютинский С.Б. Вопросы теории и

расчета трансформаторов. – Л., 1970. 11. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А.Н. Горский, Ю.С. Русин, Н.Р. Иванов, Л.А. Сергеева. – М., 1988. 12. Хек К. Магнитные материалы и их применение. – М., 1973.

13. Сидоров И.Н., Биннатов М.Ф., Шведова Л.Г. Индуктивные элементы радиоэлектронной аппаратуры. – М., 1992. 14. Трансформаторы тока / В.В. Афанасьев, Н.М. Адоньев, В.М. Кибель и др – Л., 1989.

## ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ТЕПЛОВИХ ВЕЛИЧИН

УДК 539.226

### ВПЛИВ ПЕРЕГРІВУ НАД ПЛАВЛЕННЯМ НА ПАРАМЕТРИ ФАЗОВОГО ПЕРЕХОДУ ДЛЯ ЕВТЕКТИЧНОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО РЕПЕРА

© Сергій Прохоренко<sup>1</sup>, Андрій Панас<sup>2</sup>, Богдан Стадник<sup>1,3</sup>, 2003

<sup>1</sup> Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Інформаційно-вимірювальні технології”, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна,

<sup>2</sup> WAT – Військова академія технічна, вул. Каліцького, 2, 01-489, Варшава, Польща,

<sup>3</sup> Ряшівська політехніка, вул. В. Поля, 235-959, Ряшів, Польща

*Наведено результати дослідження особливостей фазових переходів евтектичних сплавів, які планується використовувати у реперах температури. Показано доцільність контрольованого перегріву розплаву перед закриттям для здійснення наступного робочого циклу температурного репера.*

*Представлены результаты исследования особенностей фазовых переходов эвтектических сплавов, планируемых к использованию в температурных реперах. Показано целесообразность контроля перегрева расплава перед выполнением следующего рабочего цикла температурного репера.*

*In the article the findings of investigation of features of phase changes of eutectic alloys projected to usage in the temperature reference points is submitted. The expediency of the control of an overheating of a melt before realization of a following duty cycle of a temperature reference point is shown.*

У межах проекту [1] реалізації низькотемпературного репера з потрібною евтектикою (InGaSn) у якості робочої речовини — було вирішено виконати прецизійний аналіз впливу температури перегріву евтектики над плавленням на параметри її фазових переходів (ФП). Для цього було здійснено калориметричне дослідження простішої (бінарної) системи Ga-Sn (12 ваг%Sn, згідно з наведеною на рис. 1 діаграмою стану). Досліджувалась залежність калориметричних кривих, отриманих під час плавлення та кристалізації. Конкретною метою було прецизійне дослідження дрейфу температури початку ФП, а також змін у рівні поглинутої (виділеної) внаслідок реалізації ФП теплової енергії.

Для досліджень залежності було вибрано диференційний сканувальний калориметр (DSC) “PYRIS 1 DSC” (див. рис. 2), розташований у Інституті авіаційної технології WAT. Зразок (S), синтезований з матеріалів з чистотою, не меншою, ніж 99.999% (5N), порівнювався з сапфіровим блоком (R) — еталонним, котрий у досліджуваному температурному інтервалі не має ФП. Ємкості зі зразком та еталонном (виготовлені з платино-

їридієвого сплаву) — плавно нагрівалися у масивному (щодо їх мас) блоці з лінійною зміною швидкості та стабілізованим осьовим тепловим потоком. За допомогою дисккових платинових термометрів опору виконувалося вимірювання температури ( $T_R$  та  $T_S$ ) досліджуваних ємкостей та потоку тепла ( $HeatFlow = H_R - H_S$ ) по осі зразка та еталона, необхідного для зрівноваження температур зразка та еталона ( $T_R = T_S$ ).

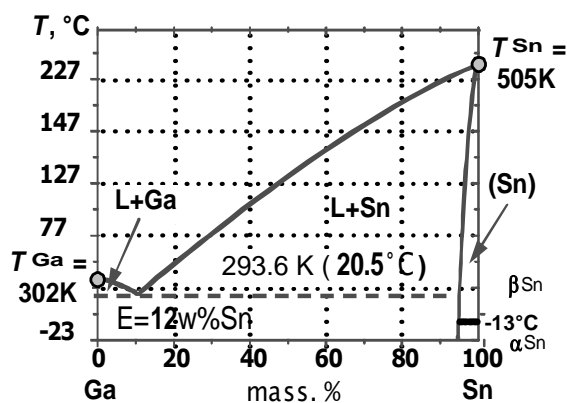


Рис. 1. Діаграма системи GaSn [2]

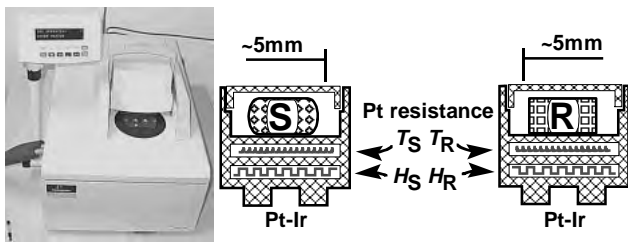


Рис. 2. Загальний вигляд та блок-схема "PYRIS 1 DSC" (на основі [3])

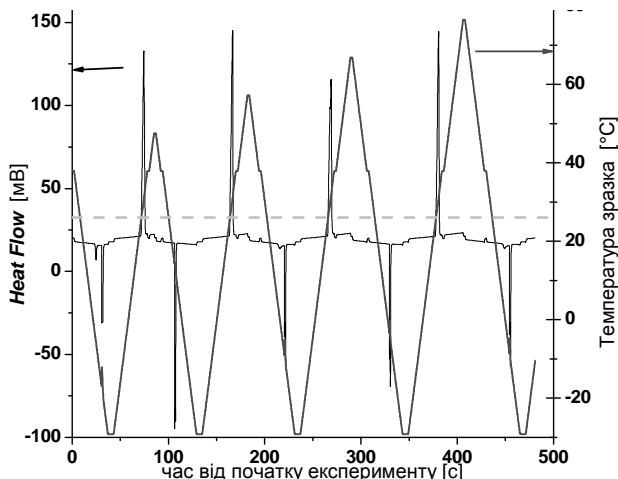


Рис. 3. Застосований режим роботи DSC

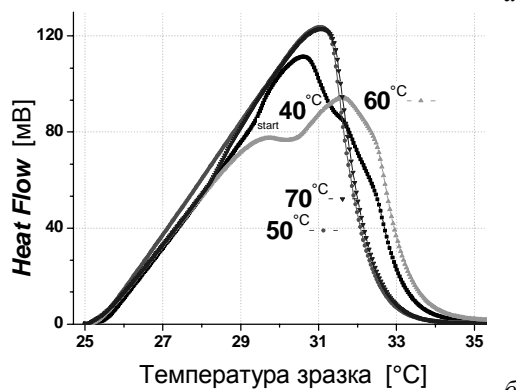
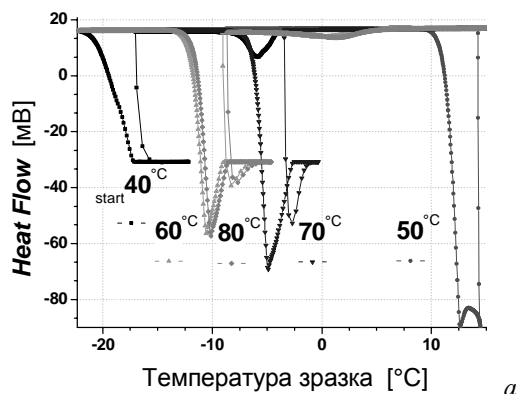


Рис. 4. Результати ДСК:  
а – кристалізація ; б– плавлення

На рис. 3 подано застосовану схему зміни температури та отриманий тепловий потік.

Для оптимізації умов експерименту використовувалась двошвидкісна схема зміни температури: стала низька швидкість зміни у очікуваному okolí фазових переходів та вища швидкість дорозігрівання.

Отримані результати кінетики переохолодження ФП при плавленні та кристалізації залежно від стартової температури, з котрої відбувалася кристалізація (цифри біля відповідних графіків), наведено на рис. 4. Вказані на рис. 4 результати унаочнюють присутність кореляційної залежності. Наявність значного переохолодження (див. рис. 4, а і рис. 5) та нехвилеподібність екстремуму (наявність кількох субмаксимумів, що вказують на розмитість структури ФП), як і наявність явищ реверсу температури, пояснюється наявністю у сплаві Ga, котрий, будучи напівметалом, змінює характер міжатомних зв'язків і тому характеризується складною динамікою переходу у твердий стан, а також переходом  $\beta$ -Sn  $\rightarrow$   $\alpha$ -Sn. Наявність переохолодження, що залежить від перегрівання, слід враховувати, проектуючи практично використовувану реперну комірчку.

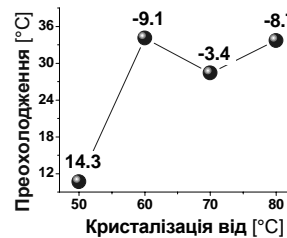


Рис. 5. Залежність переохолодження від перегрівання

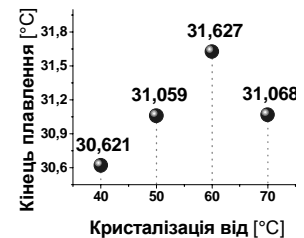


Рис. 6. Залежність температури закінчення процесу плавлення від перегрівання

Важливим є також характер екстремуму (рис. 4, б), що реєструвався під час плавлення досліджуваного сплаву. Вплив перегрівання на температуру початку ФП відсутній. Це обґрунтовано самим механізмом контактного плавлення, притаманного евтектикам. Натомість – вельми істотним є вплив перегрівання на форму лівої частини піку екстремуму (що, зокрема, корелює зі стабільністю реперної полицки). Істотним є також вплив перегрівання (див. рис. 6) на момент закінчення ФП (що відповідає залежності від перегрівання довжини реперної полицки).

Наведені результати показують необхідність чіткого визначення режимів термообробки розплаву перед



його кристалізацією – підготовкою до наступного робочого циклу - у технологічній інструкції до проєктованого температурного репера з евтектичним сплавом як робочою речовиною.

1. Прохоренко С., Стадник Б., Войтурський Я. *Попередні результати апробації температурного репера на базі In-Ga-Sn евтектики // Збірка праць*

*конференції “ТЕМПЕРАТУРА” Львів, 2003. – (у друці 2003.)* 2. Ганина Н.И., Захаров А.М., Олейникова В.Г., Петрова Л.А. *Диаграммы состояния металлических систем. – М., 1991.* 3. McNaughton, Mortimer C.T. *Differential Scanning Calorimetry. IRS; Physical Chemistry Series 2, Volume 10. 1975. London: Butterworths (Norwalk: reprinted by Perkin-Elmer Corp).*

УДК 536.6.65

## ТЕПЛОФІЗИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ ЗРУЙНОВАНОГО РЕАКТОРА ЧОРНОБИЛЬСЬКОЇ АЕС

© Тетяна Грищенко, Леонід Декуша, 2003

Інститут технічної теплофізики НАН України, вул. Желябова, 2а, 03057, Київ, Україна

***Розглянуто теплофізичні прилади, що використовувались в роботах із діагностики зруйнованого реактора Чорнобильської АЕС для оперативного контролю теплових параметрів й теплофізичних характеристик об'єкта в екстремальних умовах.***

***Представлена гамма теплофизических приборов, которые использовались в работах по диагностике разрушенного реактора Чернобыльской АЭС для оперативного контроля тепловых параметров и теплофизических характеристик объекта в экстремальных условиях.***

***The scale of thermal physical devices which were used in diagnostic works on the destroyed reactor of the Chernobyl atomic power station for the operative control of thermal parameters and thermal physical characteristics of the object in extreme conditions is submitted.***

Під час ліквідації наслідків аварії на четвертому блоці Чорнобильської АЕС істотне місце займали роботи, спрямовані на одержання достовірної вимірювальної інформації про потужність іонізаційного випромінювання й теплові параметри зруйнованого енергоблока. До організації вимірювань, а також до розробки і виготовлення пристроїв і приладів для вимірювання теплових потоків і температур в умовах зруйнованого ядерного реактора було залучено відділ теплотрії Інституту технічної теплофізики АН УРСР під керівництвом чл.-кор. АН УРСР О.А. Герашенка. Вирішити це завдання потрібно було в стислі, жорстко регламентовані строки з урахуванням складних обставин:

- наявності у шахті реактора розпечених мас і високого рівня радіації над шахтою;
- значного руйнування будівлі четвертого блока ЧАЕС, завалів внутрішніх приміщень і високого рівня радіоактивності навіть на далеких підступах до найважливіших місць аварійного блока;

– відсутності штатних засобів контролю внаслідок їхнього руйнування;

– недоступності для персоналу вимірювальних комунікацій детекторів, що, можливо, збереглися.

Виходячи з цього, штабом Інституту атомної енергії ім. І.В. Курчатова (ІАЕ) з ліквідації наслідків аварії на початку травня було визначено основні напрямки діагностичного обстеження й організації оперативного контролю стану аварійного блока, затверджені пізніше рішеннями Урядової комісії:

– дозиметрична й візуальна розвідки та технічна зйомка всередині аварійного блока і зверху за допомогою вертольотів;

– вимірювання фізичних параметрів, що визначали тепловий і радіаційний стани аварійного реактора в доступних приміщеннях і конструкціях реакторного блока, що збереглися, і на поверхні засипання реактора, створення і використання необхідних для цього засобів і методів доставки детекторів;

– розробка та застосування нових спеціальних методів і засобів дистанційного контролю й діагностики, ефективних в умовах ліквідації наслідків аварії на ЧАЕС, що склались.

Дозиметрична та візуальна розвідки велися для оцінки ступеня руйнування будівлі і конструкцій реактора четвертого блока, визначення рівня радіації в зоні, що безпосередньо прилягає до аварійного реактора, вибору місць встановлення детекторів контролю і визначення зон можливого розміщення ядерного палива і продуктів розпаду, що залишилися в аварійному реакторі. Ця розвідка виконувалася в надзвичайно важких умовах, що характеризувались одночасно наявністю іонізуючого випромінювання високого рівня (більше ніж 1000 Р/годину), різких градієнтів полів випромінювання, великим радіоактивним аерозольним забрудненням середовища, а також поганою видимістю й обмеженими можливостями пересування через пошкодження будівельних конструкцій і утворені завали. В умовах практичної відсутності робототехнічних засобів для діагностичної розвідки в кожному конкретному випадку вимірювань використовувалися спеціально виготовлені засоби: візки, телескопічні штанги, “вудки”, свердловинні термотеплозонди та інше.

На основі виконання комплексу робіт з дозиметричної та візуальної розвідок було складено атласи дозувальної обстановки в усіх доступних приміщеннях аварійного блока та визначено порівняно безпечні підходи до найважливіших вузлів аварійного реактора і місць очікуваного розміщення викинутого палива.

Відразу ж після визначення доступних приміщень і можливих шляхів, методів і засобів доставки детекторів у зону, що прилягає до шахти реактора, було розпочато роботи зі створення системи оперативного контролю фізичних параметрів, що зумовлюють тепловий і радіоактивний стан аварійного реактора. До цього періоду (кінець травня – початок червня 1986 р.) у відділі теплотерії ПТФ було вже розроблено і виготовлено кілька моделей тепломірів – перетворювачів теплового потоку (далі – ПТП) термоелектричного типу, виконаних у вигляді допоміжної стінки [1], що складається з батареї диференціальних гальванічних термоелементів, увімкнутих паралельно за вимірюваним тепловим потоком і послідовно за електричним сигналом, який генерується. Деякі з цих моделей наведені на рис. 1.

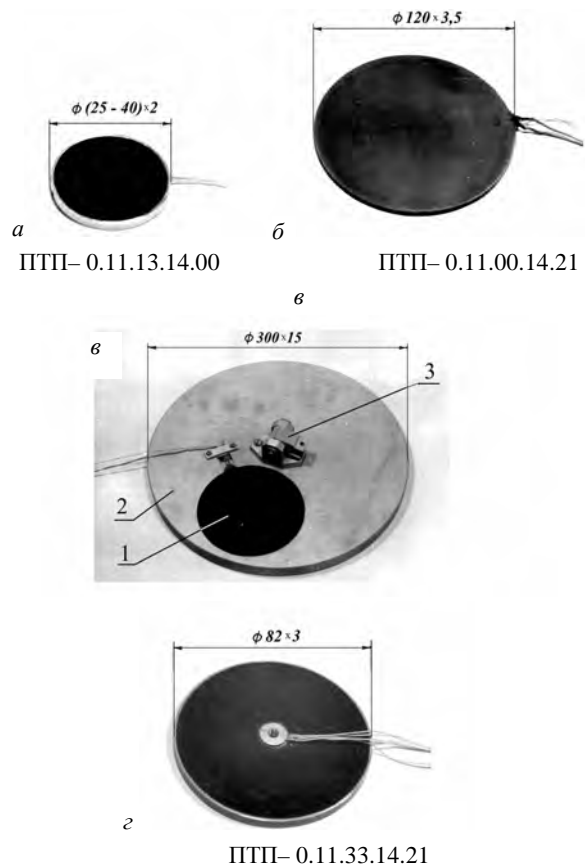


Рис. 1. Моделі ПТП, використані для діагностики теплового стану зруйнованого 4-го енергоблока ЧАЕС:  
1 – ПТП, 2 – диск-основа, 3 – кріплення

Незважаючи на те, що колектив відділу теплотерії вже тоді мав достатній досвід у розробках і виготовленні різних ПТП і приладів на їх основі, які широко застосовувались у багатьох галузях науки й техніки [2], у чорнобильських обставинах довелося вирішувати абсолютно нові проблеми. Так, на станції ПТП повинні були знаходитись на відстані 800–1000 м від приміщення, де розташовувалась реєструвальна апаратура, у зв'язку з чим були можливі великі перешкоди, які впливають на покази приладів. Тому необхідно було створити перетворювачі не тільки потужні за сигналом, але й такі, що тривалий час зберігали б високу чутливість.

Одну з моделей ПТП (див. рис. 1, а) було призначено для кріплення на стінках та поверхнях огорожувальних конструкцій у збережених приміщеннях четвертого блока. Доставляли та встановлювали ПТП у задані точки засоби робототехніки й добровольці-“бійці”.

Для очікуваних значень густин теплового потоку від 102 до 104 Вт/м<sup>2</sup> і за наявності великих теплових

перешкод бажано було б отримати сигнал ПТП у кілька одиниць вольтів, тобто чутливість повинна становити від 1 до 10 м<sup>2</sup>/Вт, що і було досягнуто. Сигнали-ПТП надходили на реєструвальну апаратуру за кабельним зв'язком. Перші ПТП, наклеєні на стіни барботера, дали першу об'єктивну інформацію про тепловий бік процесів, які відбувались.

Практика вимірювань теплових потоків у зоні аварії упродовж 1986 р. показала, що теплометричні засоби зручні для одержання діагностичної інформації, і дала змогу уточнити вимоги до вихідних параметрів ПТП. Для моніторингу знадобилося більше ніж 300 ПТП із різними технічними характеристиками. Їх безперервно виготовляли і встановлювали на об'єктах у зоні зруйнованого реактора.

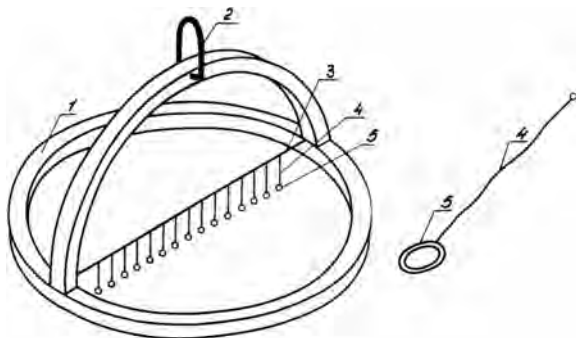


Рис. 2. Термозонд для визначення температури поверхні розвалу четвертого блока ЧАЕС: 1 – алюмінієвий каркас, 2 – серга, 3 – тросик, 4 – повідець, 5 – плавке кільце

Для контролю температури поверхні розвалу у відділі теплометрії було створено спеціальний термометричний буй-термозонд [3], зовнішній вигляд якого показано на рис. 2.

Як термометричне явище вибрано залежність температури плавлення сплавів від їх якісного й кількісного складу. Термозонд складався з алюмінієвого каркасу 1, на якому була закріплена серга 2 під вертолiтний фал і кріпильний тросик 3 з підвішеними на повідцях 4 вісімнадцятьма плавкими кільцями 5. Кільця були виготовлені із сплавів різного складу, що забезпечують індикацію температури в діапазоні значень 30÷330°С з кроком від 6 до 24 К (див. таблицю). Температура в зоні зондування визначалася за значенням, що знаходиться в інтервалі між значеннями температур плавлення останнього розплавленого і першого збереженого кільця, встановлених під час огляду після добування термозонда з контрольованої зони.

Для доставки різних засобів вимірювань у зону зруйнованого реактора використовувалися вертольоти та будівельно-монтажний кран "ДЕМАГ". Різні пристрої – носії первинних перетворювачів – розроблялися в ІАЕ та ІТТФ паралельно. В ІТТФ було розроблено дві моделі та виготовлено по одному екземпляру буйів для доставки засобів вимірювання температури і теплового потоку в актуальні зони. Найдосконалішою виявилася друга модель, зовнішній вигляд якої наведено на рис. 3.

Склад (масова частка, %) сплавів й температура плавлення

Температура повного розплаву, °С	Свинець	Олово	Кадмій	Галій	Вісмут	Індій	Сурма
27	–	–	–	100	–	–	–
46	22,4	10,8	8,2	–	40,6	18	–
60	25	12,5	12,5	–	50	–	–
70	17,9	24,5	12,3	–	45,3	–	–
80	35,1	20,1	9,5	–	35,3	–	–
94	25	25	–	–	50	–	–
100	40	10	–	–	50	–	–
110	22	22	–	–	56	–	–
125	43,5	–	–	–	56,5	–	–
144	40	–	–	–	60	–	–
150	16	17	–	–	67	–	–
160	30	45	–	–	–	25	–
180	37,5	37,5	–	–	–	25	–
190	39,5	60	–	–	–	–	0,5
240	64,5	30,5	–	–	–	5	–
260	85	10	5	–	–	–	–
286	79,9	2,6	17,5	–	–	–	–
327	100	–	–	–	–	–	–

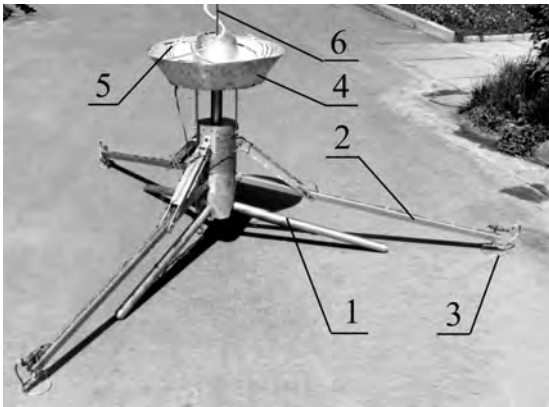


Рис. 3. Діагностичний буй ІТТФ: 1 – опори; 2 – штанги-тримачі ПТП; 3 – ПТП у кільці; 4 – фланець “сомбреро”; 5 – кабель; 6 – сталевий дріт

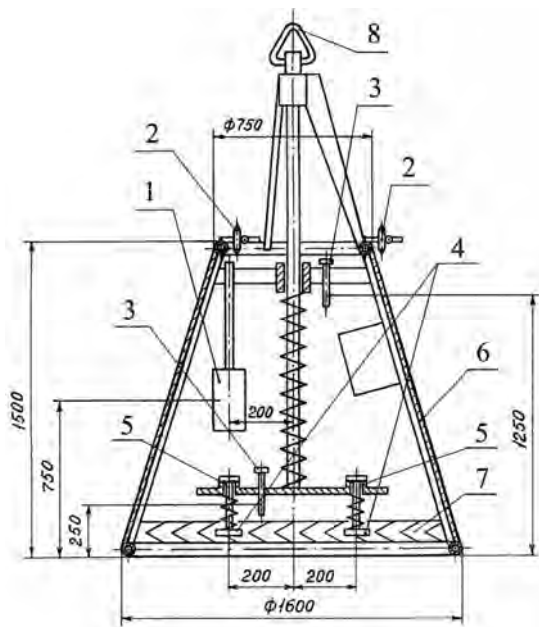


Рис. 4. Конструктивна схема діагностичного буя ІАЕ: 1 – іонізаційна гамма-камера; 2 – термоанемометри; 3 – термометри опору мідні; 4 – ПТП з нікелевим термометром опору; 5 – підпружинений стрижень з ПТП; 6 – кожух; 7 – основа із свинцевих злитків; 8 – кільце під вертолітний фал

Цей буй являв собою шарнірну конструкцію, виконану з алюмінієвого сплаву, із трьома рознесеними під кутом  $120^{\circ}$  штангами-тримачами ПТП, що укріплені в кільцях, підвішених за допомогою карданної підвіски. Буй мав зверху профільований фланець типу "сомбреро" для розміщення в ньому вимірювального кабелю завдовжки 100 м, закріпленого на сталевому гартованому дроті для укладання кабелю кільцями. Буй

був обладнаний сергою для кріплення до транспортного фала. Хоча обидва екземпляри діагностичних буїв ІТТФ було доставлено в Чорнобиль, проте масово скидалися на розвал діагностичні буї ІАЕ. Буї ІАЕ були універсальними, тому що містили близько двадцяти первинних перетворювачів температури, швидкості вітру, густини теплового потоку й гамма-випромінювання. Буй являв собою металеву конструкцію у вигляді порожнього усіченого конуса, конструктивну схему якого показано на рис. 4.

Кожний буй повинен видавати інформацію про вимірювання таких параметрів:

- потужності дози гамма-випромінювання іонізаційною камерою 1 (див. рис. 4);

- швидкості повітря у двох взаємно перпендикулярних напрямках (горизонтальному й вертикальному, якщо буй після скидання встановлювався на поверхні розвалу без нахилу) за допомогою трьох стандартних анемометрів 2, розташованих у верхній частині буя по колу через  $120^{\circ}$ , причому в кожній парі один прилад у горизонтальному компонуванні, а другий – у вертикальному;

- температури повітря трьома термометрами опору, розміщеними на анемометрах горизонтального компонування і двома автономними мідними термометрами опору 3, встановленими усередині буя у верхньому і нижньому перерізах;

- густини теплового потоку від поверхні розвалу в місці встановлення буя та її температури за допомогою комбінованого ПТП 4 розробки ІТТФ.

У кожному ПТП, зовнішній вигляд якого показано на рис. 1, б, вмонтовано нікелевий термометр опору, покази якого не залежать від рівня радіації. У буї монтували від двох до трьох таких ПТП, підвішених на спеціальному механізмі 5 (рис. 4), що вводив їх у контакт із поверхнею розвалу після ослаблення фала, на якому буй був підвішений до вертольота. Без цього механізму ПТП були б зірвані під час приземлення.

У нижній частині конуса для додавання стійкості буя під час приземлення змонтовано масивну основу 7 (рис. 4) зі свинцевих злитків. Габаритні розміри буя  $\varnothing 1600 \times 2200$  мм. Сигнали всіх перетворювачів за кабелем зв'язку завдовжки 120 м надходили на вимірювально-реєструвальну апаратуру. Аеродинамічні властивості конструкції буя забезпечили надійне прицільне встановлення десяти таких пристроїв на дуже складну в топографічному відношенні поверхню

засипання аварійного реактора за допомогою вертольота. У ході робіт для підвищення точності прицільного встановлення наступних п'яти буїв було реалізовано і здійснено нову технологію встановлення їх за допомогою будівельно-монтажного крана "ДЕМАГ". Кілька буїв з доставлених на розвал четвертого блока були, за рекомендацією О.А. Геращенка, скинуті без зовнішнього кожуха б, наявність якого істотно впливала на покази термометрів опору, що стоять всередині буя. На рис. 5 показано окремі буї, доставлені на розвал четвертого блока ЧАЕС.

На жаль, багато первинних перетворювачів, встановлених в буях, спочатку під час транспортування, а потім у важких температурних і радіаційних умовах зруйнованого енергоблока виходили з ладу ще до з'єднання кабельних роз'ємів. Перетворювачі температури і теплового потоку, як правило, працювали безвідмовно. Збої в роботі відбувалися внаслідок порушення вимірювального ланцюга при встановленні (рідко) і експлуатації в умовах метушні і неузгодженості дій багатьох різних організацій, що працювали в небезпечній зоні. Виявилось, що з п'ятнадцяти скинутих буїв вдалося приєднати до інформаційно-вимірювальної системи чотирнадцять, і за їхньою допомогою доставити на поверхню засипання реактора близько 150 різних діючих перетворювачів. Їх покази реєструвалися за допомогою системи оперативного контролю і діагностики, створеної на четвертому блоці на основі стандартного мікропроцесорного вимірювального комплексу К-484. Ця система забезпечила вивчення основних теплових і радіаційних характеристик аварійного реактора і надійне безперервне надходження оперативної інформації про його стан з початку серпня 1986 р.

За допомогою цих буїв було реалізовано метод теплової локації скупчень паливомістких мас (ПММ). Було випробувано різні методи пошуку і виявлення скупчень ПММ. Найефективнішим виявився теплотричний метод, у якому використано природний фактор, який полягає в тому, що теплові потоки, на відміну від потоку іонізуючого випромінювання, проходять без поглинання крізь будь-який матеріал довільної товщини. Для пошуку місць розташування ПММ учасниками Комплексної експедиції на ЧАЕС було розроблено новий метод теплової локації скупчення ПММ, що полягає у визначенні просторових розподілів густин теплових потоків по замкненій поверхні, що обмежує досліджуваний об'єм. Враховувалися усі види теплових потоків: кондуктивні, конвективні та променисті.

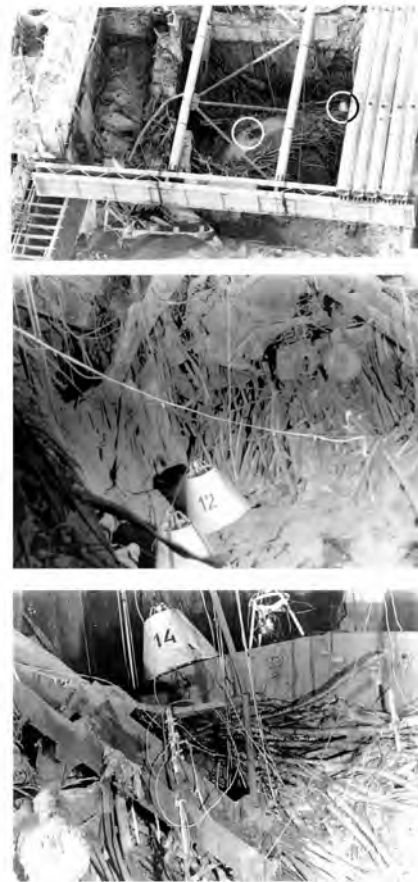


Рис. 5. Діагностичні буї ІАЕ в актуальних точках зруйнованого енергоблока

Поділивши дослідження на етапи і визначаючи з міркувань практичної зручності і безпечного виконання вимірювань форму й розміщення замкнених поверхонь, що їх обмежують, можна послідовно виявити і локалізувати потужні джерела тепловиділення, пов'язані з великими скупченнями ПММ.

На першому етапі цих досліджень, виконаних у серпні – вересні 1986 р., було вивчено розподіли конвективних теплових потоків над розвалом реактора й кондуктивних теплових потоків на поверхнях приміщень, що прилягають до нижньої частини шахти реактора та підпаратного приміщення. Перетворювачі теплового потоку і температури ІТТФ доставлялися на поверхню розвалу в складі діагностичних буїв вертольотами або краном "ДЕМАГ". Крім того, краном "ДЕМАГ" скидали й окремі ПТП, що були приклеєні до масивного металевого диска (див. рис. 1, в), який мав скобу для кріплення до фала.

Оскільки розміщення на зруйнованому блоці скинутих буїв і ПТП мало виключно випадковий

характер, необхідно було організувати систематичний оперативний контроль теплового стану завалів і збережених приміщень. Для цього ІТТФ було запропоновано перший зразок переносного вимірювача теплових потоків, що був аналогом приладів серії ІТП, які призначалися для вимірювання теплових втрат крізь конструкції будівельних огорожувальних споруд і теплової ізоляцію технологічних пристроїв та апаратів [2, 4]. У його характеристиках було враховано реальні екстремальні умови чорнобильського об'єкта. Проте зразок, доставлений у Чорнобиль, виконав, швидше, демонстраційну роль, а для практичних вимірювань в ІТТФ було розроблено переносний прилад моделі ІТП-Т, зовнішній вигляд якого наведено на рис. 6. Прилад містить первинні перетворювачі – ПТП і термометр опору (ТО), змонтовані в одному металевому корпусі (див. рис. 1, г) [2, 3, 5]. Цей теплотермометричний перетворювач для забезпечення дистанційного вимірювання був закріплений шарніром на кінці телескопічного жезла, яким слугувало склопластикове телескопічне трисекційне вудлище завдовжки до 4 м. Це давало змогу оператору перебувати на порівняно безпечній відстані від об'єкта, що обстежується, в умовах сильного іонізуючого випромінювання. Сталі часу ПТП і ТО, що дорівнюють, відповідно, 25 і 40 с, дали можливість довести час перебування оператора в кожній точці вимірювань до  $1,5 \div 2$  хв.

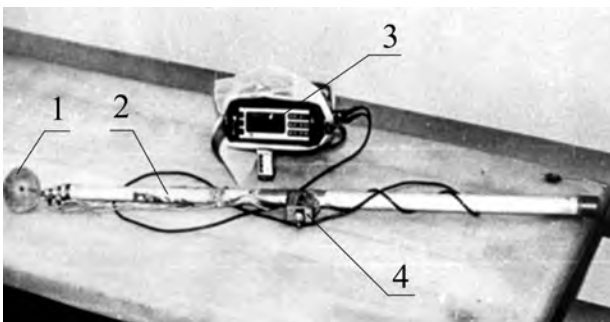


Рис. 6. Переносний прилад ІТТФ для вимірювання теплового потоку і температури на поверхні розвалу (модель ІТП-Т): 1 – ПТП; 2 – телескопічне вудлище; 3 – цифровий вольтметр В7-35; 4 – потенціометр

Як реєструвальний і показувальний прилад було використано стандартний універсальний цифровий вольтметр В7-35 з автономним живленням. Для спрощення опрацювання показів вольтметра під час одержання значень вимірюваної густини теплового потоку

в умовах жорсткого ліміту часу застосовували вбудований у рукоятку телескопічного жезла потенціометр, що дав змогу за допомогою деякого зменшення чутливості ПТП довести коефіцієнт перетворення до значення  $10 \text{ Вт/м}^2/\text{под}$ . Внаслідок цього шукана густина теплового потоку визначалася множенням на 10 показів вольтметра у режимі вимірювання теплового потоку. З аналогічною метою було забезпечено чутливість ТО, що дорівнювала  $0,1 \text{ Ом/К}$ , при якій значення вимірюваної температури в Кельвінах дорівнювало показам вольтметра в режимі вимірювання опору [6, 7]. Перемикач роду робіт також було вбудовано в рукоятку жезла.

Усього було виготовлено і передано комплексній експедиції "Укриття" чотири такі прилади, кожний з яких послідовно містив деякі удосконалення.

Саме застосування цього приладу дало змогу реалізувати теплову розвідку та локалізацію вогнищ нагрівання в місцях високої концентрації ядерного палива і продуктів розпаду, які могли становити велику небезпеку за умови тривалого захоронення залишків реактора. Внаслідок такої теплової розвідки було виявлено приміщення з аномально високою густиною теплового потоку з боку підапаратного приміщення, отриманий результат було підтверджено результатами дозиметричної розвідки.

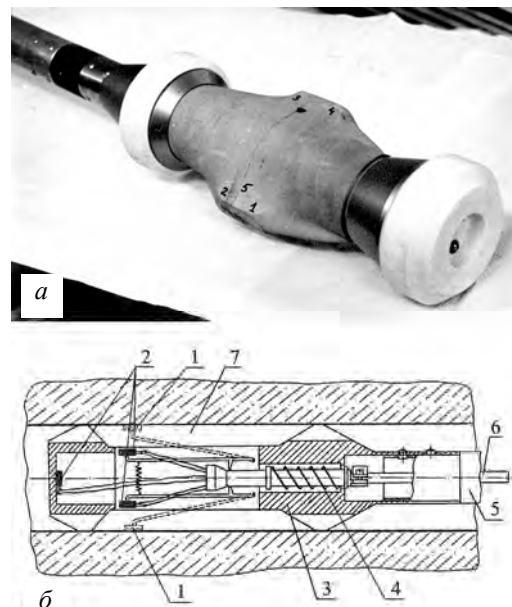


Рис. 7. Свердловинний теплотермометричний зонд ІЯД: а) загальний вигляд; б) конструктивна схема: 1 – ПТП; 2 – термометри опору; 3 – корпус; 4 – пружина; 5 – штанга; 6 – кабель; 7 – свердловина

Для вимірювання густини теплових потоків, що проходять крізь засипання, завал і збережені конструкції аварійного енергоблока, співробітниками Інституту ядерних досліджень АН УРСР (далі – ІЯД) разом із співробітниками ІТТФ було розроблено свердловинний теплотермометричний зонд (ТТМЗ), зовнішній вигляд і конструктивну схему якого наведено на рис. 7.

Зонд містить три стандартні термометри опору, два ПТП, виготовлені у відділі теплотермії ІТТФ. ПТП розташували в одному поперечному перерізі, але на діаметрально протилежних боках зонда. Перед завантаженням у свердловину пружину 4 зонда стискали за допомогою сталевого тросика, що натягується біля торця, зменшуючи відстань між двома ПТП на 2–3 мм, і зонд вільно входив у свердловину. У зоні вимірювання тросик послабляли, і притискний пристрій притискав обидва ПТП до поверхні свердловини. Зонд можна було повернути навколо осі та перемістити вздовж довжини свердловини.

Усі розроблені та виготовлені ПТП перед відправленням у Чорнобиль градувалися на спеціальному стенді за розробленою методикою радіаційного теплового компарування зі зразковим ПТП, атестованим у Сибірському науково-дослідному інституті метрології Держстандарту СРСР, а також кондуктивним методом двох вимірювань у діапазоні температур від 20 до 100 °С [8, 9].

Роботи, виконані в серпні – вересні 1986 р. з діагностичного обстеження зони четвертого блока ЧАЕС, дали змогу виявити підвищену активність поблизу конструкції "Е" на засипанні реактора і показати, що найпотужніше джерело має діаметр близько 20 м. Цей результат визначив місце найперспективнішого розміщення засобів контролю.

У результаті виконаних досліджень було встановлено, що вже 2 червня температура зливного колектора СУЗ поблизу палива в східній частині кімнати 305 дорівнювала 55 °С й знижувалася з часом. Наприкінці вересня вона становила 15 °С. За вимірюваннями розподілів гамма-активності в камерних і зливних колекторах оцінено розподіл палива в шахті реактора. Досліджено цілодобові зміни температури поверхні засипання реактора і повітря над нею і зовні будівлі, швидкості повітряних потоків над засипанням, густини теплових потоків на поверхні засипання і потужності дози гамма-випромінювання в 14 різних точках контролю.

Встановлено, що найвищі значення теплових і радіаційних параметрів концентруються в центральній і східній ділянках розвалу шахти реактора.

Температура поверхні аварійного реактора за весь контрольований період (з 7 серпня 1986 р.) не перевищувала 65 °С, а температура повітря, що охолоджує реактор, 70 °С. Їх зміни у часі повторювали добові коливання температури зовнішнього повітря.

Різниця температур повітря над поверхнею реактора і зовні будівлі не перевищувала в серпні 44 °С, у вересні – 23 °С, у жовтні – 25 °С. Швидкості повітряних потоків над поверхнею реактора коливалися близько середнього значення 0,8 м/с. Потужності доз гамма-випромінювання в різних місцях поверхні реактора становили від 100 до 54000 Р/год і знижувалися з однаковою швидкістю, що відповідає зменшенню вдвічі за  $(63 \pm 5)$  доби.

На основі зазначених результатів вимірювань було виконано розрахункову оцінку теплових втрат на поверхні аварійного реактора. Сумарне значення теплоти, що відводиться від поверхні реактора, розраховане на 25 жовтня 1986 р., мало значення 1,85 МВт, що відповідає наявності в реакторі 96 % палива, яке знаходилося в ньому на момент аварії. Причому близько 80 % (1,44 МВт) вказаних теплових втрат локалізувалось в центральній та північно-східній ділянках шахти реактора.

Потужність джерела теплоти, виявленого методом теплової розвідки в підапаратному приміщенні, становила близько 55 кВт (що не перевищує 3 % від сумарної потужності залишкового тепловиділення в реакторі і відповідає  $\approx 5,5$  т палива). Температура поверхні скупчення матеріалів, що містять паливо і продукти розпаду, досягла 300 °С.

Внаслідок виконаного комплексу досліджень і робіт на четвертому блоці ЧАЕС за короткі строки було створено оперативну систему контролю і діагностики теплових і радіаційних параметрів аварійного реактора.

Описана теплотермічна апаратура дала можливість скласти загальну повну теплоточну і температурну картину аварійної зони. Відзначимо три важливі результати, отримані за її допомогою:

1. Аналіз змін у часі розподілів температур і густин потоків теплоти в доступних місцях об'єкта "Укриття" показав, що потужність залишкового тепловиділення в реакторі № 4 спадала відповідно до відомої закономірності для накопичених у ньому продуктів

розпаду. Це разом з низькими значеннями температур у контрольованих точках дало змогу зробити висновок про безпечний поточний стан об'єкта "Укриття".

2. Кількісна оцінка теплового балансу реактора № 4, що охолоджується, дала змогу визначити нижню границю кількості ядерного палива, що залишилося в реакторі. Із довірчою ймовірністю 0,965 ця кількість перевищує 87 % від паливного завантаження, що перебувало в реакторі № 4 на момент аварії.

3. Детальне теплотиметричне обстеження приміщень, що прилягають до шахти реактора, й огорожувальних будівельних конструкцій самої шахти, дало змогу, з одного боку, оптимізувати розміщення перетворювачів оперативного контролю та, з іншого боку, показало наявність ділянок з підвищеними значеннями густин теплових потоків і температур, тим самим допомогло визначити актуальні напрямки подальших діагностичних досліджень.

1. Геращенко О.А. Основы теплотиметрии. – К., 1971. 2. Приборы для теплофизических измерений // Каталог Ит-та проблем энергосбережения НАН Украины. – К., 1991. 3. Геращенко О.А., Декуша Л.В., Гурьянов Л.А., Лукашевич Л.А., Василевская В.В. Приборы для контроля теплового состояния объекта "Укрытие" // Инженерно-физический журнал. – 1996. – Т. 69. – № 2. 4. Геращенко О.А., Бузынюк В.Т., Грищенко Т.Г., Кожевников И.Г. Прибор для измерения тепловых потоков через ограждающие конструкции // Сб. трудов НИИСФ Госстроя СССР "Строительная

теплофизика. Микроклимат и теплоизоляция". – М., 1979. – С. 127-131. 5. Геращенко О.А., Декуша Л.В., Грищенко Т.Г., Лукашевич Л.А., Василевская В.В. Комплекс теплотермометрической аппаратуры для диагностики разрушенного энергоблока ЧАЭС // Сб. "Проблеми Чорнобильської зони відчуження". Т. 5. – К., 1998. – С. 187-193. 6. Геращенко О.А., Аракелян М.А. Автономное малогабаритное устройство для экспресс-диагностики теплового состояния объекта // Мера-90: Докл. междунар. конф. с выставкой. – М., 1990. – Ч. 2. – С. 233-238. 7. Геращенко О.А., Гурьянов Л.В., Лукашевич Л.А. Нестандартизованная статическая характеристика термопреобразователя сопротивления // Проблемы энергосбережения. – 1991. – № 6. – С. 12-14. 8. Геращенко О.А., Грищенко Т.Г., Декуша Л.В. Аппаратура для метрологической аттестации преобразователей теплового потока // Тезисы докладов VII Всеакадемической школы по проблемам метролог. обеспечения и стандартизации. – Фрунзе: АН Киргизской ССР, 1989. 9. Грищенко Т.Г., Декуша Л.В., Сало В.П., Лапий А.В. Аппаратура для метрологической аттестации первичных преобразователей // Сб. науч. трудов "Теплотиметрия и теплосбережение". – К., 1991. – С. 64-69. 10. Грищенко Т.Г., Декуша Л.В., Гринченко Г.П., Воробьев Л.И., Мазуренко А.Г. Микрокалориметр для измерения тепловыделения топливосодержащих масс // Сб. "Проблеми Чорнобильської зони відчуження". – К., 1998. – С. 182-187.

УДК 536.532

## ПЕРЕВІРКА ТЕРМОПАР ЗА ДОПОМОГОЮ ЕФЕКТУ ПЕЛЬТЬЄ

© Віктор Лозбін<sup>1,2</sup>, Володимир Столярчук<sup>1</sup>, 2003

<sup>1</sup>Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Метрологія, стандартизація та сертифікація", вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна,

<sup>2</sup>Люблінська політехніка, Люблін, Польща

*Розглянуто метод визначення термоелектродвижущей силы термопары з використанням ефекту Пельтьє.*

*Представлен метод определения термоэлектродвижущей силы термопары с использованием эффекта Пельтьє.*

*The method of definition of thermoelectromotive force of the thermoelectric couple is submitted, using effect Peltie.*

**Постановка задачі.** Перевірка параметрів термопар під час їх роботи без демонтажу має велике практичне значення і розробленню відповідних методів приділяється багато уваги [1]. Відомим є метод

перевірки за допомогою ефекту Пельтьє, який полягає в тому, що через з'юот термопары пропускається імпульс струму, який через теплоту Пельтьє збільшує або зменшує температуру з'юоту. Температура з'юоту



змінюється в нестационарному режимі і параметри цього процесу залежать від багатьох чинників: умов встановлення термопари, зміни властивостей, геометричних розмірів, умов теплообміну.

**Розв'язання задачі.** В цій роботі розглядається випадок, коли термопара промислового виконання знаходиться в газовому середовищі захисного чохла, безпосередньо контактуючи з поверхнею твердого тіла. Якщо через з'юут проходить сталий струм  $I$ , утворюється теплота Пельтьє  $Q_{II} = I\alpha T_3 \tau_o$ , де  $\alpha$  – коефіцієнт ТЕРС,  $T_3$  – температура з'юуту,  $\tau_o$  – час проходження струму. Припустимо, що початкова температура провідників термопари є сталюю, утворення теплоти Джоуля призводить до рівномірного підвищення температури, отже, підвищення температури за рахунок теплоти Пельтьє може бути відраховане від цього рівня. З'юут термопари має певну товщину  $2\delta$ , в якій утворюється теплота Пельтьє, тоді збільшення температури може бути подано як результат дії миттєвого джерела в одновимірному тілі [2]:

$$\theta(x, \tau) = \frac{b}{\sqrt{4\pi a(\tau - \tau_o)}} \exp\left[-\frac{x^2}{4a(\tau - \tau_o)}\right]. \quad (1)$$

Стала  $b$  може бути визначена через повну кількість теплоти Пельтьє  $q = \alpha I T \tau$  як кількість тепла, що утворюється в перерізі  $\xi$  товщиною  $d\xi$   $d\varphi$  у момент часу  $\varphi$ :

$$b = \frac{j\alpha T_o}{2\delta c\gamma} d\varphi d\xi,$$

де  $j$  – густина струму,  $T_o$  – початкова температура. Тоді вираз (1) набере вигляд:

$$T = \frac{j\alpha T}{2\delta c\gamma} \frac{1}{\sqrt{4\pi a(\tau - \varphi)}} \exp\left[-\frac{(x - \xi)^2}{4a(\tau - \varphi)}\right] d\varphi d\xi. \quad (2)$$

Повний приріст температури становитиме

$$t(x, \xi, \tau) = T(x, \xi, \tau) + \frac{j^2 \rho \tau}{c\gamma}.$$

Величина  $T(x, \xi, \tau)$  – це приріст температури внаслідок виділення в термопарі певної кількості тепла – як за рахунок теплоти Пельтьє в зоні контакту, так і за рахунок теплоти Джоуля. Остання виділяється в будь-якій точці термопари і в першому наближенні, якщо вважати, що властивості обох матеріалів термопари

однакові (крім  $\alpha$ ), становить  $q_j = \frac{j^2 \rho \tau}{c\gamma}$ , де  $j$  – густина струму,  $\rho$  – питомий опір.

Температура в перерізі  $x$  за час  $\tau > \varphi$  може бути визначена інтегруванням (2) за  $\varphi$  та  $\xi$ :

$$T = \frac{j\alpha T}{4\delta c\gamma \sqrt{\pi a}} \int_0^\tau \frac{1}{\sqrt{(\tau - \varphi)}} \times \int_{-\delta}^{+\delta} \exp\left[-\frac{(x - \xi)^2}{4a(\tau - \varphi)}\right] d\xi \cdot d\varphi. \quad (3)$$

Обчислимо спочатку інтеграл

$$I = \int_{-\delta}^{+\delta} \exp\left[-\frac{(x - \xi)^2}{4a(\tau - \varphi)}\right] d\xi,$$

зробивши заміну змінної  $y = \frac{x - \xi}{\sqrt{2a(\tau - \varphi)}}$ , отримаємо

$$I = -\sqrt{2a(\tau - \varphi)} \int \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy.$$

Нехай  $y_1 = \frac{x - \delta}{\sqrt{2a(\tau - \varphi)}}$ ;  $y_2 = \frac{x + \delta}{\sqrt{2a(\tau - \varphi)}}$ .

Оскільки значення  $x$  змінюється від  $-\delta$  до  $+\delta$ , то максимальне значення  $y$  не може перевищити  $2\delta / \sqrt{2a(\tau - \varphi)}$ . Наприклад, для хромель-копелевої термопари  $a \approx 0,4 \cdot 10^{-6}$  м/с. Якщо прийняти  $\delta \approx 0,01$  мм і  $\tau - \varphi \geq 0,1$  с, отримаємо, що  $y \approx 0,7$ , що менше від одиниці. Тоді, розклавши підінтегральний вираз в ряд і обмежившись квадратним членом (неврахування наступного дає похибку  $\sim 3\%$ ), отримаємо

$$I = 2\delta \left[ 1 - \frac{3x^2 + \delta^2}{2a(\tau - \varphi)} \right].$$

Далі, інтегруючи за  $\varphi$ , одержимо вираз для середньої температури з'юуту:

$$\bar{T} = \frac{j\alpha T_o}{c\gamma \sqrt{\pi a}} (\sqrt{\tau} - \sqrt{\tau - \tau_o}). \quad (4)$$

Вираз (4) – це приріст температури за рахунок теплоти Пельтьє. З урахуванням підвищення температури за рахунок теплоти Джоуля і початкової температури загальний вираз з'юуту буде мати вигляд:

$$\bar{T}(\tau) = T_o + \frac{j\alpha T}{c\gamma \sqrt{\pi a}} (\sqrt{\tau} - \sqrt{\tau - \tau_o}) + \frac{j^2 \rho \tau_o}{c\gamma}. \quad (5)$$

Отже, отримано вираз для залежності температури злїоту термопарї від часу проходження імпульсу струму. Аналіз виразу (5) показує, що зі збільшенням тривалості імпульсу  $\tau_0$  і особливо густини струму головний внесок дає теплота Джоуля, і необхідно шукати шляхи виключення цієї складової.

Зробити це можна, наприклад, здійснюючи два ідентичні вимірювання  $E$  з протилежними напрямками струмів. У такому разі при прямому проходженні струму і температура злїоту підвищувалась би, при зворотному – зменшувалась. Різниця вимірних значень ЕРС становитиме

$$\delta E = E^+ - E^- = \alpha(T^+ - T^-),$$

або

$$\delta E = 2\alpha \frac{j\alpha T_0}{c\gamma\sqrt{\pi a}} (\sqrt{\tau} - \sqrt{\tau - \tau_0}). \quad (6)$$

Звідси може бути знайдений коефіцієнт ТЕРС  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{\delta E c \gamma \sqrt{\pi a}}{2 j T_0 (\sqrt{\tau} - \sqrt{\tau - \tau_0})}. \quad (7)$$

**Застереження.** Необхідно відзначити, що запропонована методика ще не вирішує проблеми повністю,

оскільки необхідно враховувати зміну властивостей, геометричних розмірів, наявність теплообміну. Попередній аналіз показує, що деякі з цих проблем можуть бути вирішені лише методами нестационарних випробувань, оскільки саме в нестационарних режимах можуть бути визначені такі фізичні властивості, як температуропровідність та теплоємність.

**Висновки.** Запропоновано використовувати перехідні процеси, пропускаючи струм через злїот термопарї для контролю коефіцієнта термоелектрорушійної сили. Отримано, в першому наближенні, співвідношення, які можуть бути запропоновані для аналізу перехідних процесів. Показано, що головна складова похибок може бути компенсована двома послідовними вимірюваннями з протилежними напрямками струму.

1. Геращенко О.А., Гордов А.Н., Еремина А.К. и др. Температурные измерения. – К., 1989. 2. Динариев О.Ю. О структуре фронта возмущения для процесса переноса с пространственно-временной нелокальностью // Прикладная механика и техническая физика. 2001. – Том 42. – № 6. – С. 52–56.

УДК 536.53

## ВИБІР ІНТЕРФЕЙСУ ДЛЯ ШУМОВОГО ТЕРМОМЕТРА

© Ігор Микитин, Любомир Литвинський, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Інформаційно-вимірювальні технології”, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

**Сформульовано вимоги до інтерфейсу передачі даних від шумового термометра до персонального комп'ютера. Визначено інтерфейси, найпридатніші для розв'язання цієї задачі. Проаналізовано характеристики найпоширеніших інтерфейсів.**

**Сформулированы требования к интерфейсу передачи данных от шумового термометра к персональному компьютеру. Определены интерфейсы, наиболее подходящие для решения поставленной задачи.**

**Проанализированы характеристики самых распространенных интерфейсов.**

***Demands for interface data transfer from noise thermometer to PC have been formulated. Characteristics of the popular interfaces have been analysed. Interfaces, which correspond the most to solve the raised problem, have been determined.***

Шумові термометри (ШТ) переважно ґрунтуються на методі порівняння [1], методі прямого вимірювання корисного сигналу [2, 3] та перспективному класі ШТ з детектором типу SQUID (надпровідний інтерференційний детектор магнітного поля) [4, 5]. Кожний з цих методів має свої переваги та недоліки і використо-

вується залежно від вимог і умов вимірювання температури.

Дослідження, описані в [6], показали, що найперспективнішим для виготовлення промислового зразка ШТ є метод прямого вимірювання шумової напруги. Структурну схему такого термометра подано на рисун-

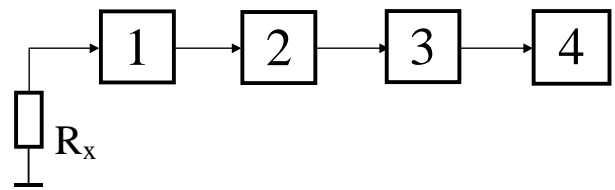
ку. Основними перевагами цього методу вимірювання є висока швидкодія перетворення, простота та компактність схемної реалізації термометра. Його можна конструктивно виготовити як завершений прилад, який не потребує будь-яких зовнішніх приладів чи установок, які б займалися обслуговуванням роботи термометра, що потрібно для термометрів на основі методу заміщення та компенсаційного методу. Розширення смуги пропускання ШТ дає змогу збільшити значення корисного сигналу і тим самим зменшити час вимірювання, що неможливо зробити за допомогою методів порівняння, де потрібен певний і досить тривалий період для зрівноваження двох сигналів – вимірюваного та зразкового.

Основним недоліком ШТ прямого вимірювання є те, що похибки перетворення вимірюваного сигналу кожною ланкою, наприклад, підсилювачем, перемножувачем і так далі прямо входять у похибку вимірювання. Тому потрібно використовувати у тракці перетворення вимірювальні ланки із стабільним коефіцієнтом передачі вимірюваного сигналу.

Найнестабільнішою ланкою ШТ є аналоговий перемножувач 2. Особливо велику похибку перетворення отримуємо, перемножуючи сигнали низького рівня. Оскільки корисний сигнал має характер випадкових флуктуацій щодо нульового рівня, то перемноження сигналів низького рівня відбувається досить часто, що істотно збільшує похибку вимірювання корисного сигналу.

Для покращання метрологічних характеристик ШТ запропоновано операцію перемноження та усереднення виконувати у цифровій формі. Структурна схема такого ШТ практично не відрізняється від зображеної на рисунку з тією лише відмінністю, що блоком 2 є аналого-цифровий перетворювач, 3 – інтерфейс передачі даних, 4 – персональний комп'ютер.

Використання такої структури ШТ потребує правильного вибору інтерфейсу – зокрема, такого його параметра, як швидкість передачі даних.



Структурна схема термометра прямого вимірювання:  $R_x$  – первинний перетворювач; 1 – підсилювач змінної напруги-смуговий фільтр; 2 – перемножувач; 3 – пристрій усереднення; 4 – вольтметр сталої напруги

Оптимальний діапазон робочих частот корисного сигналу лежить в межах 100–200 кГц [6] з можливістю підвищення верхньої межі до 1 МГц. Частота дискретизації повинна бути як мінімум вдвічі більшою за частоту верхньої межі корисного сигналу. Тому потрібно виконувати дискретизацію з частотою 2 МГц. Для зменшення похибки дискретизації за рівнем напруги використовуються 16-розрядні АЦП.

У такому разі потрібно передавати  $16 \times 2 = 32$  Мбіти інформації за секунду. Використовуючи кореляційний підсилювач, який дає змогу зменшити похибку, зумовлену власними шумовими напругами підсилювальних елементів [6], необхідно виконувати дискретизацію шумової напруги по двох каналах. Відповідно кількість інформації, яку потрібно передати від приладу до комп'ютера, зростає до 64 Мбіт за секунду.

У таблиці подано технічні характеристики сучасних швидких інтерфейсів передачі даних.

На підставі попереднього аналізу ШТ можна сформулювати такі вимоги до інтерфейсу передачі даних. По-перше, швидкість передачі даних повинна бути не меншою за 64 Мбіт/с (два канали розрядністю по 16 біт і частотою дискретизації 2 МГц). По-друге, обов'язково потрібна гальванічна розв'язка ШТ з персональним комп'ютером (ПК) для захисту від завади, яка зумовлена протіканням паразитних струмів цифрових кіл ПК через вхідні кола ШТ. По-третє інтерфейс повинен забезпечувати зв'язок між персональним комп'ютером та приладом на відстані 2–3 метри (для зменшення впливу електромагнітної завади від ПК).

Характеристики основних сучасних інтерфейсів

Назва інтерфейсу	PCI	Ethernet	USB	FireWire
Пропускна здатність	1.056 Гбіт/с	1 Гбіт/с	480 Мбіт/с	3.2 Гбіт/с
Гаряче під'єднання	Ні	Так	Так	Так
Гальванічна розв'язка	немає	є	немає	легко реалізується
Спосіб передачі даних	паралельний	послідовний	послідовний	послідовний

Серед найпоширеніших інтерфейсів передачі даних найпридатніші для вирішення цього завдання PCI, Ethernet, USB і FireWire.

**PCI.** Шина PCI (Peripheral Component Interconnect) сьогодні є однією з найпоширеніших внутрішніх комп'ютерних шин. У кожному персональному комп'ютері є три і більше слотів PCI. Поширеність цього інтерфейсу робить його найпридатнішим для використання в системах збирання даних. Шина PCI дає змогу передавати дані з теоретичною пропускною здатністю до 1,056 Гбіт/с.

Проте PCI не забезпечує з'єднання приладу та комп'ютера на відстані. Вимірювальні плати потрібно встановлювати всередину системного блока, неможливо реалізувати гальванічну розв'язку, що погіршує завадостійкість приладу.

**Ethernet.** Ethernet найчастіше використовують у домашніх мережах та в офісах. Він може застосовуватись також для з'єднання пристроїв збирання даних. Використання виткої пари дає змогу збільшити швидкість передачі даних до 1 Гбіт/с. Побудова мережі на основі Ethernet є найдешевшою серед розглянутих інтерфейсів, що робить доцільним його використання у вимірювальних приладах.

Проте система Ethernet має громіздкий протокол обміну, який складно реалізувати з боку приладу.

**USB.** Universal Serial Bus (USB) [7] була з самого початку розроблена для під'єднання периферійних пристроїв, таких, як клавіатура і "миша" до ПК. Проте доведена придатність інтерфейсу для інших застосувань, включаючи вимірювання та автоматизацію. USB забезпечує недороге нині у використанні під'єднання систем збирання даних та пристроїв до ПК. USB дає можливість передавати дані в ізохронному (з гарантованим часом доставки та пропускною здатністю) і асинхронному (з гарантованим збереженням даних) режимах.

Пристрої, які під'єднують, використовуючи USB, підтримують гарячу заміну, що дає змогу під'єднувати чи від'єднувати вимірювальні пристрої, не вимикаючи ПК. Шина також забезпечує автоматичне визначення пристроїв, причому користувач не повинен вручну конфігурувати пристрій після під'єднання. Програмне забезпечення операційної системи розпізнає пристрій і встановлює його без втручання користувача. Інтерфейс USB 2.0 забезпечує швидкість передачі інформації до 480 Мбіт/с.

Недоліком USB є відсутність гальванічної розв'язки. Проте її можна легко реалізувати, виконавши гальванічну розв'язку контролера USB від інших цифрових кіл приладу, притому контролер і гальванічна розв'язка можуть живитися від самої шини USB.

**FireWire.** Інтерфейс FireWire є високопродуктивною послідовною шиною. Подібно до USB, FireWire уможливорює гарячу заміну і автоматичне розпізнавання зовнішніх пристроїв, здатний передавати дані як в ізохронному, так і в асинхронному режимах. Специфікація IEEE 1394a забезпечує швидкість передачі даних до 400 Мбіт/с, сучасніша специфікація IEEE 1394b – до 3,2 Гбіт/с, що є більшим, ніж теоретична пропускна здатність PCI. Передбачена можливість реалізації гальванічної розв'язки, яка на серійних контролерах FireWire не використовується.

Порівняно з шиною USB апаратна та програмна реалізація інтерфейсу FireWire є складнішою.

Серед розглянутих інтерфейсів найпридатнішими для розв'язання поставленої задачі є шини USB і FireWire. Обидві є зовнішніми шинами, які дають змогу з'єднати персональний комп'ютер та прилад на відстані, уможливають реалізацію гальванічної розв'язки аналогової та цифрової частин ППТ та з надлишком забезпечують потрібну швидкість передачі даних.

1. Garrison I.B., Lawson A.W. *The absolute noise thermometer for the high temperature and pressure*// *Rev.Sci.Instr.* – 1949. – Vol.20. – № 11. 2. Корндорф С.Ф., Подорольський А.Н. *Термофлюктуационный метод измерения интегральной по толщине температуры диэлектрика* // *Измерительная техника.* – 1970. – № 12. 3. Стадник Б.І., Микитин І.П. *Термошумовий термометр* // *Вісник ДУ "Львівська політехніка"*. – 1997. – № 314. – С. 85–89. 4. Nawrocki W. *Rauschthermometer mit SQUID-Sensor. Temperatur`89, Kammer der Technik Suhl, Tagungsband 92, Teil 2.* – 1989. – S.253-259. 5. Soulen Jr. R.J., Fogle W.E., Colwell J.H. *A decade of absolute noise thermometry at NIST using a resistive SQUID. Temperature, Its Measurement and Control in Science and Industry. Vol.6, Part 2, American Institute of Physics, 1992.* – S. 983–988. 6. Микитин І.П. *Термошумовий термометр: Дис. канд. техн. наук: 05.11.04.* – Львів, 2000. – 131 с. 7. *Compaq, Hewlett-Packard, Intel, Lucent, Microsoft, NEC, Philips Universal Serial Bus Specification Revision 2.0 April 27, 2000.*

## THERMAL CHARACTERISATION OF SKIN AT ACUPUNCTURE POINTS

© Ewa Dziuban, 2003

Rzeszow University of Technology, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Rzeszow, Poland

*Подано результати досліджень, метою яких є визначення фізичних параметрів в точках акупунктури, які характеризують стан організму людини. У дослідженнях використано температурні та радіаційні методи вимірювань.*

*Представлены результаты исследований, целью которых является определение физических параметров в точках акупунктуры, характеризующих состояние организма человека. В исследованиях использованы температурные и радиационные методы измерений.*

*Recently, the measurement of the signals related to bioelectromagnetic body activity and their interpretation has been of increasing interest. The idea of presented research is to find the possibility of discovering the parameters identifying the physical properties of the human body at acupuncture points (AP). Thermal characteristics have seemed proper, because acupuncture deals with energetic state of organism. For surface body temperature measurement at acupuncture points the non-invasive infra red (IR) radiation method is proposed and its results are presented and discussed.*

**1. Introduction.** Acupuncture, knowledge concerning the ancient Chinese medicine has been offering significant results in diagnosis and therapy. Nowadays, the acupuncture has its recovery and as the alternative medicine takes part in the development of medicine and healthy style of live. Nevertheless the acupuncture evokes many controversies in the world of modern, scientific medicine because the description of mechanism of its action is not based on the scientific rules. Eastern practitioners of acupuncture use the expressions and terms, which are incomprehensible for medicine doctors educated in the European modern scientific paradigm.

Traditional Chinese medicine introduces the acupuncture points as special places on so called meridians. Acupuncture points control and regulate a human's state of health and fettle by bioenergy distribution. Created in internal organs and systems of organism the bioenergy "chi" combines with the breath and circulates in the body along paths, these particular meridians. The meridians form a multilevel network that connects the various regions of the body, including the surface, with the internal. Meridian systems co-operate together to assure the flow and distribution of "chi" in the body, thus controlling all functions of organism. The interwoven system of meridians and possibilities for diagnosis and treatment, they offer, are called meridian theory. When an internal organ is not balanced energetically, related acupuncture points may become irritated, providing a basis for diagnosis. For the treatment the point on the skin is stimulated using for example: needle insertion, pressure, suction, or heat [1].

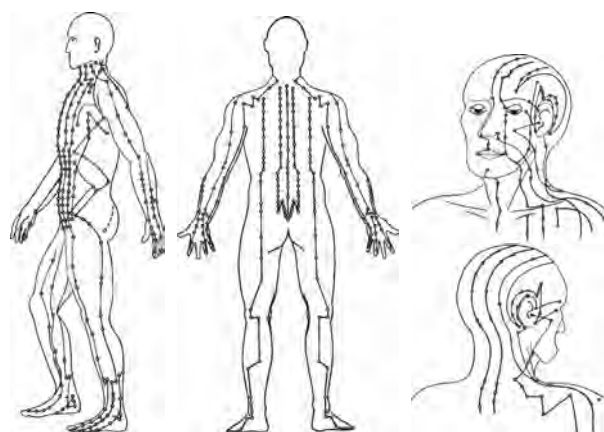


Fig. 1. Profile of human body with meridians and AP [14]

In spite of difficulties in terminology, medicine has domains in which acupuncture application is accepted and its effectiveness is really documented. Analgesia was the first while Julia Tsuei [1] made mention of digestive tract, next cardiovascular system (hypotension), immune system (phagocytosis), endocrine system (the secretion of ACTH, oxytocin, vasopressin, norepinephrine, follicle stimulating hormone, prolactine and 17-hydroxy – corticosteroids) was discovered as well as disorders: hemiparalysis, facial paralysis, cervical spondylosis, humeral epicondylitis, herpes zoster, lumbago, pulmonary disease and mental disorders. In Poland Z. Garnuszewski [2] and E. Ziobro [3] presented many cases of successful applications of acupuncture. Other documented effective acupuncture treatment as well as WHO List of Recommendation for acupuncture treatment is cited in [4].

Existence of medical practice of acupuncture in spite of lack for physical and scientific basis evokes a challenge for researcher. The aim of presented research is to find the physical parameters of the skin at these points, which would characterise the phenomenon of acupuncture points (AP) and their ability for the diagnosis and the healing.

As a general rule, the hitherto existing studies of acupuncture points were based on the measurement and consideration of the electrical properties and parameters at the AP [5 -9]. Their results revealed that the values of some electrical parameters like conductivity, potential and capacity distinguish acupuncture points from their vicinity on the skin. Nevertheless, due to the energetic nature of AP appearance, the temperature measurements seem to be more suitable. Results of temperature measurements both would throw light on a uniqueness of AP and explain the phenomenon of energetic contact at these points, which is actually practised. Presented research announces an advantage to science and to medical practice.

**2. Method**

**2.1. Basic law**

There are many methods and related systems that enable temperature measurement. Proper choice of the method is highly important for measurement on the surface of human skin. The contactless therefore non-invasive infrared radiation method is very suitable because it does not influence the natural, physiological processes of organism and causes no disturbance to the temperature field. Hence it would provide virtual utility in the intended studies on the secret of AP ability for diagnosis, control and treating the organism.

Human beings as all objects above the temperature of absolute zero emit electromagnetic power. Planck's law describes the power P emitted into a solid angle dΩ at a bandwidth Δf by a blackbody of temperature T (in kelvin):

$$P = \frac{2hf^3 \Delta f d\Omega}{c^2} \frac{1}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1}, \quad (1)$$

where h is Planck's constant, f is the centre frequency of radiation, c is the velocity of light, and k is Boltzmann's constant

Planck's law multiplied by emissivity ε gives the amount of radiation power of a body. For objects at room temperature (organism's temperature is ca 310K) the spectrum is predominantly in infrared region, fig.2. [11].

Wien's displacement law gives the relationship between temperature T of the object and the maximum wavelength λ it radiates as the term:

$$\lambda = 2899/T [\mu\text{m}]. \quad (2)$$

Spectral radiant emittance versus wavelength for a blackbody at 300K is given on fig 3.[12]. At the figure the wavelength ca 10μm corresponds to human body temperature while the right axis and line show how the total radiant power varies with wavelength for room temperature objects.

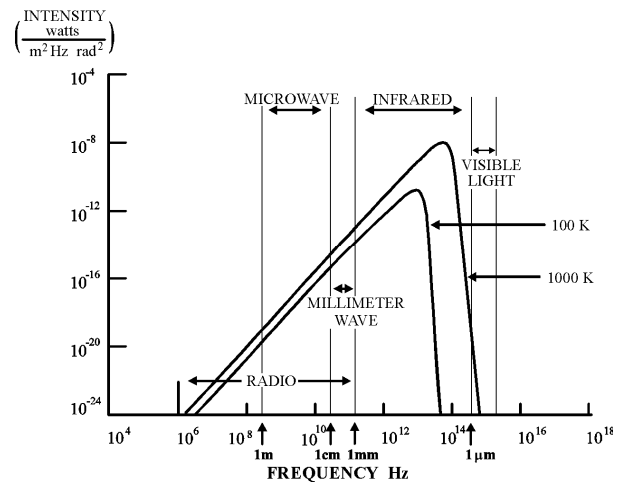


Fig. 2. Intensity of radiation of a blackbody versus frequency (or wavelength) [11]

For the object which temperature is ca 300K, 80% of total radiant energy is included in span of 4 μm to 25 μm.

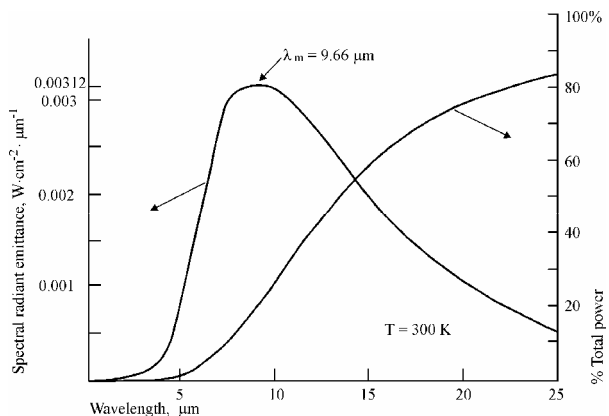


Fig. 3. Spectral radiant emittance versus wavelength for a blackbody at 300K

**2.2. Human skin thermal parameters**

Corresponding to this consideration thermal parameters of human skin were collected on Table 1. Research revealed that ε is independent on pigmentation of the skin

in the visible spectrum [12]. Moreover in the case of measurement on living organism emissivity remains constant over the surface and wavelength.

Table 1

**Human skin characteristic data**

Parameter	Value
Temperature	310 K
IR spectral range	4 – 25 μm
Emissivity ε	0.98

**2.3. Pyrometer**

Pyrometers (IR radiation thermometers) operate on the basis of Planck’s radiation law. Types of pyrometers and their particular characterisation are given in [13]. Nowadays pyrometers with thermal detectors and equipped with lenses specially selected for their infrared thermal properties are finding increased interest in human body temperature measurements. Fig. 4 shows the spectral sensitivity for a number of detectors while figure 5 shows spectral transmission for selected optical materials.

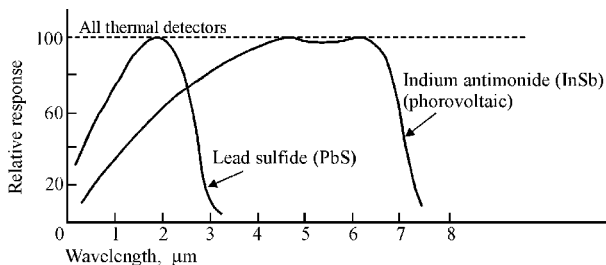


Fig. 4. Spectral sensitivity of thermal and photon detectors [12]

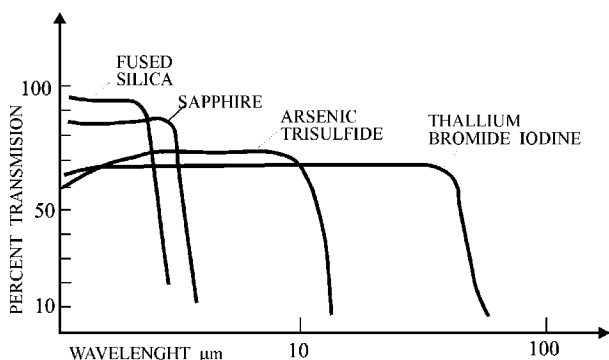


Fig. 5. Spectral transmission for a number of optical lenses [12]

Weak signals from detectors must be amplified and than processed and at last displayed. Suitable measurement system is presented at fig. 6. A mirror focuses the radiation on the detector. Blackened chopper of temperature  $T_0$ , interrupts the radiation beam at a constant rate. The output of detector circuit is the series of pulses with amplitude dependent on the strength of the radiation source. This AC signal is amplified, while the mean value, which is subjected to drift is blocked. A reference-phase signal used to synchronise the phase-sensitive demodulator is generated in a special circuit consisting of a light source and detector. The signal is then filtered to provide a DC signal proportional to the target temperature. This signal can then be displayed or recorded.

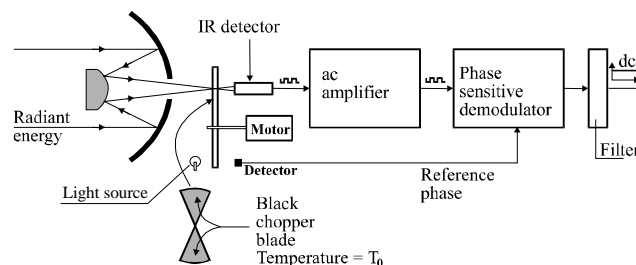


Fig. 6. Chopped -beam radiation thermometer system [12]

**2.3.1. Errors of pyrometers**

Emissivity variations in hospital conditions (wounds, scarves, grease and sweat) change estimated ε value and may cause measurement uncertainty. It can be evaluated by term [16]:

$$\Delta T = T_s - T_r = T_r \left[ \sqrt[4]{\frac{1}{\epsilon}} - 1 \right], \tag{3}$$

where:  $T_s$  is skin temperature and  $T_r$  is reading temperature.

Moreover nonisothermal environment (cold windows, hot lights, reflexes from other parts of body (fig. 7) may cause additive heat fluxes that are reason of measurement errors:

$$q = \sigma \left[ T_s^4 - \sum F_{sj} T_j^4 \right], \tag{4}$$

where q is heat flux, σ is Boltzmann’s constant,  $T_s$  is skin temperature,  $F_{sj}$  is the geometric view factor from skin to the jth surface at temperature  $T_j$ . For isothermal surrounding  $T_j$  is constant while  $F_{sj} = 1$ .

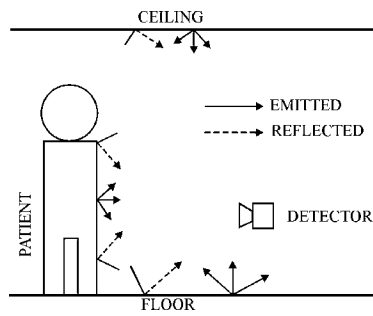


Fig. 7. Sources of additional heat fluxes caused by nonisothermal vicinity [10]

Besides, measurement signal can be modified by optical and electronic path of the system which main sources of disturbances like noise generated in detector or other analog electronic block, variation of the preamplifier gain as well as limited resolution of analogue / digital converter can result in the error:

$$\frac{\Delta T}{T_s} = \frac{\Delta S / S_{bb}}{RDRF} \quad (5)$$

where  $T_s$  is skin temperature,  $\Delta S$  is the difference between corrected signal and blackbody signal  $S_{bb}$  and RDRF means relative disturbance resistance function and depends on wavelength dependent parameters [13]

Also calibration error can occur, which can be estimated by relationship (6):

$$E \sim K(T_r^b - T_d^b), \quad (6)$$

where  $E$  is emf of thermocouple,  $T_r$  is black body real temperature [K],  $T_d$  is temperature of detector,  $b$  is exponent ( $b \sim 3,5-4,5$ ),  $K$  is construction constant.

Errors of pyrometers are deeply discussed and calculated in [13].

#### 2.4. Specificity of biomedical measurements

Results of biomedical measurements have a specific character consisting in an influence of natural biodiversity of alive on them. For this reason an individual measurement can not be treated as accurate independently on accuracy of measuring device and on researcher's honesty hence for evaluation of results related to biological systems a statistical analysis is indispensable.

### 3. Material

The volunteers, women and men aged 23 to 26 years took part in the experiments. They were asked to declare

their state of health and level of good feeling (fettle), results are given on the Table 3. Experiments consisted in following measurements:

a. six persons for three weeks at AP on the left and right hands in the same conditions. The aim of them was to check the symmetry of temperature on body as well as the dependence between health and fettle versus temperature,

b. numerous sample of persons in the vicinity of acupuncture point: at the point (centre) and 8-10 mm away from it in four perpendicular directions (the control "neutral" points: finger, elbow, thumb, little finger). The aim of them was to check the existence of AP as the distinguishing points on the skin.

### 3.1. Location of acupuncture points

Description of AP layout can be found in numerous atlases. Acupuncture points which were measured are presented on fig. 8. They were selected in order to respond to common illness (cold, sore throat, cough, indisposition and weakness), met among generally healthy young people.

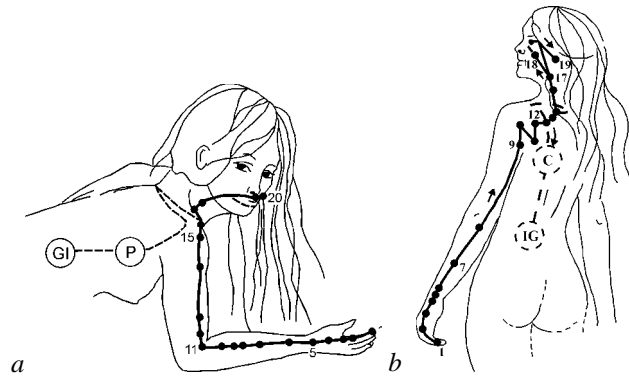


Fig. 8. Approximate locations of acupuncture points on Large intestine Li (a) and Small intestine Si (b) meridians [15]

## 4. Results

### 4.1 Metrological parameters of used pyrometer

Measurements were led using the handheld radiation pyrometer. Its technical parameter are listed below:

temperature range: 0 to 300°C,

accuracy: 1°C,

resolution: 1°C,

spectral response: 8 to 14μm,

emissivity: 0.10 to 1.00, step 0.01.



**4.2. Temperature measurements of several days**

Measurements described at point a. revealed the symmetrical temperature run at acupuncture points lying symmetrically on both hands as well as dependence between the state of health and the temperature at AP [4]. For example a young women temperature is presented (Table 2). She had a cold on 3ed, 4 th, 5th day and on 4th day she took drugs. In order she was unwell on 14th, 15th and 16th day. The indispositions have caused the temperature drop on the plot presented on fig.9.

Table 2

**Young women temperature [°C]  
at acupuncture point Si 1**

Day	temp.	day	temp.	day	temp.
1	33	8	36	15	31
2	33	9	34	16	34
3	34	10	34	17	35
4	28	11	33	18	34
5	35	12	34	19	34
6	34	13	32	20	35
7	36	14	33	21	34

AVERAGE TEMPERATURE: 33.69,  
VARIANCE: 3.04

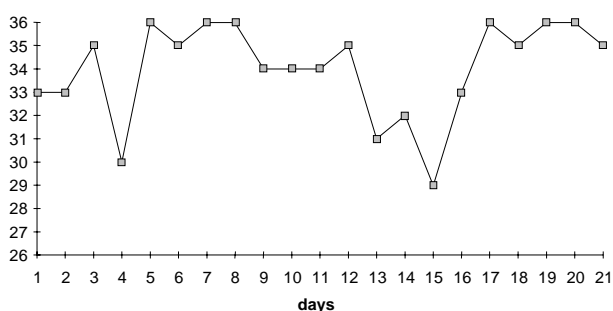


Fig. 9. Plot of temperature of a young female at acupuncture point Si

**4.3. Temperature at AP and their vicinity**

Results of measurements described at point 3b were analysed and tested statistically. Results concerning the largest data set are presented on Table 3. Analysis revealed a local temperature maximum at acupuncture points on most objects (t-test, significance level  $\alpha < 0.05$ ).

Table 3

**Statistic analysis of temperature at AP:  
a) Li 4, b) P7, c) Si**

a

Variable:	fingers	Centre	elbow	Thumb	little finger
Sample size	129	129	129	129	129
Average	<b>30.8605</b>	<b>31.4341</b>	<b>31.1473</b>	<b>31.3023</b>	<b>30.9225</b>
Median	31	31	32	31	31
Mode	32	31	32	32	32
Geometric mean	30.7497	31.3617	31.0591	31.226	30.8259
Variance	6.246	4.54445	5.15782	4.69695	5.65019
Standard deviation	2.4992	2.13177	2.27108	2.16724	2.37701
Standard error	0.220042	0.187692	0.199958	0.190815	0.209284

б

Variable:	fingers	centre	elbow	thumb	little finger
Sample size	91	91	91	91	91
Average	<b>30.846</b>	<b>31.626</b>	<b>31.275</b>	<b>31.275</b>	<b>31.297</b>
Median	30	32	32	32	32
Mode	30	33	32	32	32
Geometric mean	30.7981	31.5624	31.1985	31.1634	31.2276
Variance	2.99829	4.01441	4.57924	6.62369	4.25543
Standard deviation	1.73156	2.0036	2.13992	2.57365	2.06287
Standard error	0.181517	0.210034	0.22432	0.269792	0.216248

с

Variable:	fingers	centre	elbow	thumb	little finger
Sample size	25	25	25	25	25
Average	<b>31.24</b>	<b>31.64</b>	<b>30.64</b>	<b>30.92</b>	<b>31.4</b>
Median	31	32	30	32	32
Mode	33	34	32	32	33
Geometric mean	31.1299	31.5097	30.5569	30.7532	31.2911
Variance	6.85667	8.15667	5,24	9.57667	6.58333
Standard deviation	2.61852	2.85599	2.2891	3.09462	2.5658
Standard error	0.523705	0.571198	0.457821	0.618924	0.51316

Moreover study of large samples of objects showed relationship between the temperature at acupuncture point and the fettle and state of health. The information concerning objects' fettle and state of health were collected on Table 4.

Table 4

**Declared fettle (a) and state of health (b) for AP Li4**

a

	Fettle	Sample Size	Average Temperature
1.	well	88	31,7
2.	not well	36	30,9
3.	bad	5	29,6
		129	31,4

б

	State of health	Sample Size	Average Temperature
1.	well	101	31,6
2.	cold	22	30,5
3.	sick	6	31,8
		129	31,4

**5. Discussion and conclusions**

Temperature of measured AP consistently dropped with declared degree of feeling "not well" and "bad". Likewise temperature of persons having cold was lower than this of persons in good health. It is similar to previous observation of young women. Observation could be explained taking into account an opinion that AP reflects an energetic state of organism, in this case its weakness. In turn temperature value of sick objects rose.

Besides, the measurements confirmed the objective existence of acupuncture points as points of local temperature maxima on investigated meridians. Taking into account the analogy of the electrical and temperature fields, this conclusion corresponds to the electrical conductivity maximum at the acupuncture points shown in [5,6,7,8,9].

Study shows following properties of the human body at acupuncture points:

- a) local temperature maximum exists at AP;
- b) temperature at particular AP decreases when level of fettle is falling;

c) temperature at AP changes when organism is out of order: its value, compared to healthy persons is statistically lower for persons having cold or indisposition while for sick person temperature is higher.

The first conclusion (a) would lead to a new method of identification of AP on the skin while the next (b,c) would provide valuable medical information for diagnostics.

1. Tsuei J.J., *The science of acupuncture- Theory and practice // IEEE Eng. in Medicine and Biology Magazine.* – Vol.15. No3. –P. 52–57. May/June, 1996.
2. Garnuszewski Z., *Akupunktura we współczesnej medycynie, t.1 – 1996, t.2 – 1997.*
3. Ziobro E., *Jakuszeko J., Veraenderungen elektrischer Leitfaehigkeit der Haut in der Diagnostik zerebraler Bewegungsstoerungen, Sonderdruck aus Sozialpaediatric und Kinderaerztliche Praxis 17, Nr 11, – S. 659–553, 1995.*
4. Dziuban E., *Termiczne właściwości punktów akupunkturowych. Rzeszów, 1999.*
5. Nakatani Y. *Skin electric resistance and ryodoraku // J. Autonomic Nerve, 6, 52, 1956.*
6. Niboyet J.E.H. *Nouvelle constatations sur les proprietes electriques des ponts Chinois, Bull. Soc. Acup.30,7, 1958.*
7. Reichmanis M., Marino A.A., Becker R.O. *Electrical correlates of acupuncture points // IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Nov. – P. 33–535, 1975.*
8. Zhu Z.X. *Research advances in the electrical specificity of meridians and acupuncture points // Am. J. Acupunct. 9. – P. 203–216, 1981.*
9. Chen K.G. *Electrical properties of meridians // IEEE Eng. in Medicine and Biology Magazine. – Vol.15. – No3. May/June. – P. 58–63, 1996.*
10. Love T.J. *Thermography in Medical Diagnosis, in Shitzer A., Eberhart R.C.(ed), Heat transfer in Medicine and Biology, Plenum Press, New York. P. 338, 1985.*
11. Carr K.L., *Thermography, in: Webster J.G.(ed), Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation, Wiley&Sons, New York. – P. 2747–2759, 1988.*
12. Webster J.G. (ed), *Medical Instrumentation Application and Design. Houghton Mifflin Company, 1992.*
13. Chrzanowski K., *Non-contact Thermometry Measurement Errors// SPIE Polish Chapter RTD Series, Warszawa, 2001.*
14. Trevelyn.J., Booth B. *Medycyna niekonwencjonalna, Wyd. Lek. PZWL, Warszawa, 1998.*
15. Portnow F.G. *Elektropunktura, Wyd. Elektron, Warszawa, 1991.*
16. Michalski L., Eckersdorf K., *Pomiary temperatury, WNT, Warszawa, 1986.*

## ВПЛИВ ХЕМІЧНИХ І МЕХАНІЧНИХ ШУМІВ НА МЕТРОЛОГІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕМПЕРАТУРИ

© Богдан Стадник, Святослав Яцишин, Тарас Домінюк, 2003

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Інформаційно-вимірювальні технології",  
вул. С. Бандери 12, 79013, Львів, Україна

*На основі особливостей використання первинних перетворювачів температури оцінено вплив хемічних і механічних шумів на їх метрологічні властивості. Застосовувалася методологія статистичної термодинаміки нерівноважних процесів.*

*Исходя из особенностей использования первичных преобразователей температуры оценено влияние химических и механических шумов на их метрологические свойства. Использована методология статистической термодинамики неравновесных процессов.*

*Carrying out of peculiarities of temperature transducers using it was estimated the influence of the chemical and the mechanical noises upon their metrological properties. We used the statistic thermodynamics of irreversible processes in this purpose.*

**Вступ.** Широко відомі шумові ефекти у метрології [1–5], в якій часто використовується прецизійне описання явищ, моделей тощо. Тому, кваліфіковано обґрунтоване експериментом, формулювання проблеми точності набуває вигляд, зручний для концептуального вирішення.

**Аналіз походження інформативного сигналу в перетворювачі температури та причини виникнення методичної похибки.** Під час вимірювання відбуваються енергетичні перетворення і тому не можна погоджуватись з практикою нехтування змінами термодинамічного стану як самого матеріалу чутливого елемента (ЧЕ), так і контрольованого середовища. Виникають похибки, що істотно впливає на точність вимірювання, змінюючи номінальну статичну характеристику (НСХ) перетворювача, ЧЕ якого переводиться у нерівноважний термодинамічний стан, якщо він знаходився у рівноважному стані. Зворотний перехід далеко не завжди можливий. Реальні нерівноважні енергетичні процеси мають певну спрямованість і супроводжуються необоротними явищами. Їх зміни не можуть бути компенсовані протилежними процесами такого самого характеру. Тому НСХ перетворювачів, вигляд якої  $T = bP_{el}$  для термошумових перетворювачів і  $T = aV_{el}$  для термоелектричних перетворювачів ( $a; b$  – нелінійні коефіцієнти передачі), змінюється. Виникає методична похибка.

Між шумовими та термоелектричними перетворювачами є певні відмінності, які полягають у різному зв'язку їх НСХ з енергетикою процесів, що відбуваються. Зокрема, для шумових перетворювачів оперують з потужністю і, зрештою, густиною потоку ентропії. Для термоелектричних перетворювачів енергетичний підхід є неявним, оскільки основним параметром є "електрична напруга". Проте термодинамічний розрахунок потоків перенесення тепла й заряду та інших перехресних потоків є базою оцінювання значень НСХ та їх змін. Сама ентропія вважається мірою температурної зміни різних видів термодинамічних потенціалів матеріалів ЧЕ, які подають як окрему термодинамічну систему. Межі системи визначаються контрольною поверхнею, якою може служити поверхня матеріалу; дією докільця на систему можна нехтувати, якщо система закрита [1].

**Метою статті** є вивчення можливостей апарату статистичної термодинаміки нерівноважних процесів щодо впливу процесів, які відбуваються у матеріалах чутливих елементів перетворювачів температури і зумовлюють відхилення статичних характеристик від номінальних значень внаслідок необоротності згаданих процесів.

Макроскопічний, слабо нерівноважний стан системи розглядається засобами статистичної термодинаміки нерівноважних процесів (СТНР) як значна флуктуація. Градієнти температури, густини, об'єму

тощо, створені у термодинамічній системі матеріалу ЧЕ зовнішньою дією, підпорядковуються тим самим статистичним закономірностям, що й градієнти, які виникли внаслідок флуктуацій [2]. Постулювання зв'язку між спонтанними флуктуаціями та необоротними процесами перенесення – головне досягнення СТНР. Зауважимо, що еволюція системи не залежить від того, чи був початковий стан досягнутий внаслідок спонтанної флуктуації чи внаслідок штучно створених умов або зняття зовнішніх обмежень. Рівноважна й нерівноважна термодинаміка поєднуються за допомогою флуктуаційно-дисипаційної теореми. Частковим різновидом цієї теореми вважається усім відома формула Найквіста (1928 р.) [3], яка пов'язує спектральну густину потужності електричного шуму (тобто теплові флуктуації ЕРС) з її електричним опором на певній частоті.

Флуктуації визначають через девіації або відхилення термодинамічного стану зміни основних характеристик термодинамічної системи, який характеризується декількома рівнями (макро-, мезо- та мікро-рівні). Зміни параметрів нижчого рівня часто виступають флуктуаціями вищого рівня. Для засобів термометрії визначальними можна вважати девіаційні відхилення термодинамічного стану матеріалу ЧЕ, які реалізуються через флуктуації (шуми). Положення “флуктуації – саморганізація – порядок” – засіб досягнення стабільності матеріалу ЧЕ.

Електричний генезис сигналу декількох видів первинних перетворювачів температури (термоелектричні, резистивні та шумові) не викликає сумніву. Зміни термодинамічного стану матеріалу ЧЕ обов'язково відображаються на характеристиках. Множини параметрів впливу логічно й стисло укладаються в рівняння балансу для узагальнених координат (за наявності механічно-деформаційного, хемічно-масового та основних для перетворювачів, електричного та теплового ступенів вільності). Матеріали ЧЕ шумового та резистивного перетворювачів за характером виконання та використання належать до однорідної закритої термодинамічної системи, а матеріали ЧЕ термоелектричного перетворювача – до неперервно розподіленої термодинамічної системи.

Аналізуючи процеси у матеріалах ЧЕ-перетворювачів, нехтуємо всіма складовими, крім трьох – теплової складової, що визначає ентропійну спрямованість процесів, електрохімічної складової – основної для перетворювачів, а також механічної складової як

релевантної щодо електрохімічної. Тоді основне рівняння термодинаміки можна подати у вигляді частинних похідних – балансу потужностей, у такому вигляді:

$$T \frac{dS}{dt} = \frac{dU}{dt} + p \frac{dV}{dt} - \eta \frac{dN}{dt}, \quad (1)$$

де  $S$  – ентропія;  $T$  – температура;  $t$  – час;  $U$  – внутрішня енергія;  $p$  – тиск;  $V$  – об'єм;  $\eta$  – електрохімічний потенціал;  $N$  – кількість носіїв.

За наявності деформації, якщо  $dU/dt \rightarrow 0$ , складова  $p dV/dt$  замінюється добутком тензорів деформацій  $\hat{\varepsilon}$  та напружень  $\hat{\sigma}$ . Подаючи матеріал ЧЕ як пружний континуум, відзначаємо збільшення енергії Гіббса  $\sigma^2/E_U$ , де  $E_U$  – модуль пружності. Тоді в (1) у явній формі з'являється додаткова термодинамічна сила  $\bar{X} = \nabla(\sigma^2/2E_U) = \sigma/E_U \nabla \sigma$ . За законом Гука для пружного деформування, що відповідає вищезгаданій умові пружного континууму, можна замінити вищеписані тензорні величини на скалярні:  $\bar{X} = \varepsilon \nabla \sigma$ . У матеріалах, які певний час піддавались інтенсивній дифузії,  $dU/dt + p dV/dt = P[D(\eta)]$ , де  $D(\eta)$  – інтенсивність дифузії, що визначається рівнем електрохімічного потенціалу  $\eta$ , виникає термодинамічна сила, зв'язана з градієнтом електрохімічного потенціалу  $\nabla \eta$ .

Напружено-деформаційний механізм використано для модельного описання шумових ефектів у електро-термометрії [4]. Обґрунтовано наявність електричних шумів, які фіксуються методом шумової термометрії, та механічних шумів, фіксованих методом внутрішнього тертя, як дві споріднені грані прояву структурування речовини на атомно-мезоскопічному рівні. Вони об'єднуються терміном “електромехано-хімічні шуми” [5]. Внаслідок цього (1) набуває вигляд, придатний для описання матеріалів ЧЕ перетворювачів температури:

$$T \frac{dS}{dt} = -\eta \frac{dN}{dt} + \sigma \frac{d\varepsilon}{dt}. \quad (2)$$

У правій частині перша складова описує електрохімічні шуми, а друга – електромеханічні шуми як релевантний шумовий фактор, що конкурує з електрохімічними шумами. Під електромеханічними шумами розуміємо виникнення й розвиток зарядо-потенціального рельєфу в матеріалі ЧЕ, що підлягає

неперервній зміні напружено-деформаційного поля й відзначається на мікро-, мезо- та макрорівнях.

Оскільки електрохімічний потенціал  $\eta$  визначається через хемічний  $\mu$  та електричний потенціали  $\eta = \mu + q\phi$ , де  $q$  – заряд електрона; то (2) видозміниться внаслідок виділення суто електричних шумів, які стосуються винятково шумових перетворювачів температури, та хемічних шумів, які характерні для термоелектричних перетворювачів:

$$T \frac{dS}{dt} = -\mu \frac{dN}{dt} - \phi \frac{dQ}{dt} + \sigma \frac{d\varepsilon}{dt}. \quad (3)$$

Спряжені процеси перенесення заряду й тепла в матеріалах ЧЕ дають змогу визначати НСХ електричних видів різних перетворювачів температури. Розгляд інших пар спряжених термодинамічних сил та потоків, з підключенням механічно-деформаційних та хемічно-масових, дає можливість вважати, що вони можуть зумовлювати флуктуаційно-дисипаційні відхилення НСХ через відповідні шуми. Так, відхилення, зумовлені електромеханічними шумами, призводять до спрямованих девіацій НСХ всіх видів перетворювачів, інша спряжена пара: електрична та хемічно-масова – до девіацій НСХ через електрохімічні шуми (див. рисунок). Внаслідок інтенсифікації заміни механічно-деформаційного ступеня вільності хемічно-масовим з підвищенням температури переважають електрохімічні шуми; відповідно за низьких температур – електромеханічні, хоча фактор часу у такому разі вкрай важливий й працює на користь електрохімічних шумів.

**Термоелектричні перетворювачі.** Розгляд методами СТНР неоднорідного по довжині  $x$  термоелектродного матеріалу дає змогу пов'язати зміни інтегральної термо-ЕРС  $U = \int E(x)dx$  та відтвореність показів з основними термодинамічними параметрами. Зокрема, нами показано [1], що для одного з найуніверсальніших параметрів – хемічного потенціалу, якщо  $\nabla\mu \neq 0$ , розв'язавши рівняння перенесення заряду й тепла, отримуємо значення напруженості електричного поля  $E = \alpha\nabla T + \frac{1}{q}\nabla\mu$ .

Будь-яка дія на матеріал, що змінює хемічний потенціал, призводить через флуктуаційно-дисипаційні відхилення до вказаних вище змін термоелектричних властивостей.

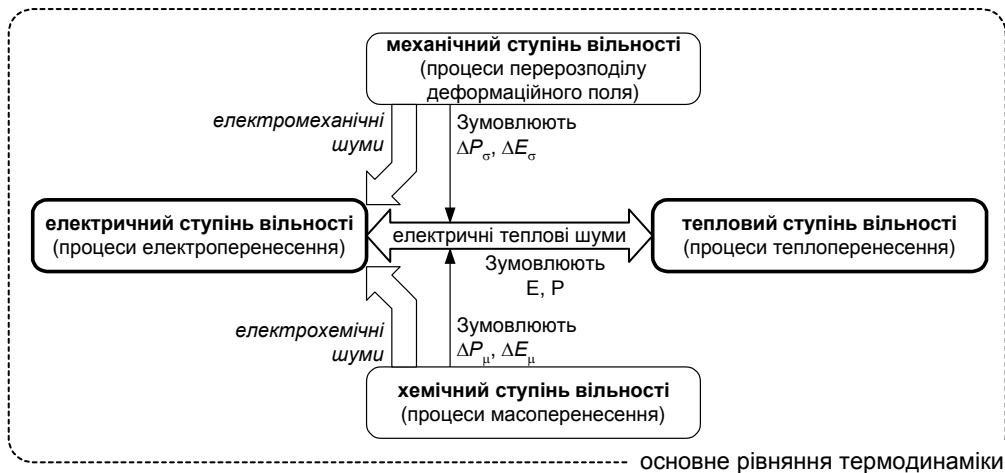
Безпосередній вплив на термо-ЕРС через електромеханічні шуми можуть проявляти виникнення та зміни рельєфу макро-, мезо- та мікронапружень у

матеріалі ЧЕ. Коли дифузія не встигає відбутися, отримаємо:  $E = \alpha\nabla T + \frac{k}{e}\sigma \frac{d\varepsilon}{dt}$ , де  $k$  – коефіцієнт зв'язку. Електрохімічні шуми зумовлюють зміну хемічного потенціалу, що призводить до спрямованих девіацій інтегральної термо-ЕРС  $e(t)$  на  $\Delta e_\mu$  порівняно з вихідною характеристикою  $e_0$ , коли розподіл хемічного потенціалу в матеріалі є однорідним, тобто відсутній градієнт хемічного потенціалу  $e(t) = e_0 + \Delta e_\mu = \int \alpha(T)\nabla_x T dx + \frac{1}{e} \int \nabla_x \mu dx$ . Відповідно інтегральна термо-ЕРС та її зміни внаслідок дії термодинамічної сили, зв'язаної з градієнтом механічних напружень, будуть такими  $e(t) = e_0 + \Delta e_\sigma = \int \alpha(T)\nabla_x T dx + k \int \nabla_x \sigma dx$ . Звідси, зміни інтегральної термо-ЕРС  $\Delta e_\mu$ , зумовлені дифузійними процесами, як і зміни інтегральної термо-ЕРС  $\Delta e_\sigma$ , спричинені механічними напруженнями, виражаються відповідно через електрохімічні чи електромеханічні шуми за умови нехтування суто електричними шумами, хоча б внаслідок інтегровальної дії серійних вимірювальних приладів.

Граничним випадком, в якому усунуто дифузію і, як наслідок, електрохімічні шуми, можна вважати вивчення впливу всестороннього гідростатичного деформування на інтегральну термо-ЕРС. Скориставшись законом Гука, можна показати, що для 1 моля речовини відносні прирости модуля Юнга  $\delta E_u$  та деформації  $\delta\varepsilon$  є однаковими за значенням та протилежними за знаком  $\Delta E_u = -\frac{\sigma}{\varepsilon^2} \Delta\varepsilon$  або  $\delta E_u = -\delta\varepsilon$ .

Оскільки в матеріалі ЧЕ створено термодинамічну силу  $\bar{X} = \alpha\nabla\sigma$  (під час пружного деформування), що проявляється, якщо переходять до нормальних умов, створюючи абсолютну термо-ЕРС  $\Delta\alpha_\sigma$ , то зміни  $\Delta\alpha_\sigma$  – обернено пропорційні до змін модуля Юнга, що зафіксовано у стопах [6].

Відтвореність НСХ також характеризує наявність й величину електрохімічних шумів. Вона становить декілька мікробольт, якщо електричний опір – декілька Ом. Тобто значення флуктуацій за рахунок реальної технології виготовлення матеріалів на 5–6 порядків вище порівняно з межею чутливості гальванометра, де електричні шуми стають істотними при струмах в пікоампери. Ці шуми накладаються на термоелектричні властивості матеріалу ЧЕ, змінюючи НСХ. Найчастіше згадані флуктуації виникають внаслідок технологічної обробки (механічної або термічної) самого матеріалу ЧЕ, особливо металокерамічних та аморфних матеріалів.



Процеси у матеріалах чутливих елементів перетворювачів температури

**Шумові перетворювачі.** Якщо знехтувати електрохімічними шумами, що характерно для шумового перетворювача внаслідок відсутності градієнта температури, а також електромеханічними шумами (за умови якісного конструювання та акуратного виготовлення) зі складових (1) залишаються суто електричні шуми, пов'язані з дисипацією ентропії (еквівалентні рівнянню Найквіста)  $P_{el}$ , пов'язані з дисипацією ентропії в часі  $dS/dt$ . Нарешті отримуємо формулу, близьку до найквістовської  $T \frac{dS}{dt} = -q\varphi \frac{dq}{dt} = P_{el}$ , або  $T = b'P_{el}$ , де  $b' = 1/dS/dt$  – стала НСХ перетворювача. Під час деформування або внаслідок нього НСХ змінюється внаслідок дії електромеханічних шумів, якими вже не можна нехтувати:  $T = b'(P_{el} - P_{mech})$ .

Незалежно від цього швидкість дисипації ентропії в термодинамічній системі матеріалу ЧЕ оцінена нами при  $T \leq 77$  К, коли швидкість дифузійних процесів істотно сповільнена. Вона виражена через зміни ентропії  $\Delta S$ , що відбуваються внаслідок релаксаційного процесу зі сталою  $\tau$ :  $\frac{dS}{dt} = -\frac{\Delta S}{\tau}$ . Енергія, яку здатна накопичити кристалічна ґратниця досліджуваних нікелю та міді внаслідок спотворень під час пластичної деформації (скручення та розтяг під час виготовлення ЧЕ) становить відповідно 3,4 та 2,1 кДж/кг [7]. Якщо це зумовлює генерування "нестационарних" електричних шумів з потужністю  $10^{-18}$  Вт при 77 К, то нестационарний стан матеріалу ЧЕ може підтримуватись  $>10^{12}$  С. Термодинамічна рівно-

вага в напрямку до стаціонарного нерівноважного стану може відновлюватись за різними механізмами. Нагромаджена пружна енергія може перетворюватись в енергію поверхні мікротріщини з однією сталою релаксації, а може відводитись у вигляді теплової енергії від місця релаксації з іншою сталою релаксації. Енергія може відводитись внаслідок руху й розмноження дислокацій ще з іншими сталими релаксації.

За кімнатних температур превалує дисипація через утворення мікротріщин. З пониженням температури до азотної дедалі більшого значення набуває механізм відведення тепла від місць дисипації пружної енергії. Як наслідок при азотних температурах потужність електричних шумів девіює так, що їх відхилення від стаціонарних нерівноважних значень, за яких потужність є пропорційною до термодинамічної температури  $T_n$ , становить відчутне значення – декілька відсотків. Враховуючи ці механізми, визначимо:  $\Delta T = T_n \frac{\tau_m}{\tau_h}$  – через дію двох основних процесів, що конкурують, релаксації нагромадженої пружної енергії через утворення мікротріщин зі сталою  $\tau_m$  та релаксації через відведення тепла зі сталою  $\tau_h$ . Відношення цих сталих визначено нами як  $\frac{\tau_m}{\tau_h} = A \frac{c\sqrt{bd}}{\chi}$ , де  $c$  – швидкість звуку;  $b$  – розмір зерна;  $d$  – атомний розмір;  $\chi$  – температуропровідність;  $A$  – стала.

Матеріали з високою температуропровідністю й малою швидкістю звуку – чисті нікель, мідь і платина –

характеризуються значними відхиленнями електричних шумів від стаціонарних значень навіть за найнижчих температур (4,2 К) на противагу матеріалам з низькою температуропровідністю та значною швидкістю звуку – стопи та композити, в яких відхилень не зареєстрували.

Спектральна густина потужності  $S(f)$  електричних флуктуацій зростає із зменшенням частоти  $f$ . У діапазоні частот 3...300 Гц існує характерна для 1/f-шуму залежність спектральної густини [5]. За високих частот – вище за 1000 Гц – шуми переважно стають частотнезалежними, що відповідає формулі Найквіста [3], виведеній власне для високочастотного діапазону  $\Delta f$ .

Описаний характер частотної залежності спектральної густини потужності електричних шумів є подібним до впливу частоти деформування, якщо вивчати міцність втоми методом внутрішнього тертя. Існує фундаментальний механізм, який зумовлює зміни як механічних, так і електричних характеристик. Цим механізмом цілком може виявитись флуктуаційний механізм, відзначений в локальних об'ємах речовини – мезооб'ємах. Тоді фононна сторона процесу визначає поширення звуку і може вимірюватись засобами дослідження внутрішнього тертя матеріалів разом з релаксаційними, резонансними та гістерезисними процесами. Наприклад, частоти досліджень крутильних коливань методом в'язкого тертя становлять 1 Гц, що відповідає частоті 1/f-шумів. Дуже цікавим з цього погляду видається дилатонний механізм [8], міжатомні зв'язки у якому є істотно розтягнутими і тому енергомісткими.

Поглинання фононів характеризують коефіцієнтом  $H$  (відношення швидкості дисипації енергії  $W$  за період  $\Delta t$  до подвоєного потоку енергії  $cW$  у пружній хвилі). Енергія  $V_+$ , що надходить в

дилатон, визначена як  $V_+ = \frac{c \Delta f}{a f}$  ( $a$  – міжатомна від-

стань). Відношення  $\frac{V_+}{\Delta f} = \frac{c}{a f}$  відповідає низькочастотній спектральній густині потужності, нагромаджуваної та, надалі, розсіюваної в термодинамічній системі. У цьому збігаються експериментальні та розрахункові результати визначення спектральної густини потужності 1/f-шумів.

Якщо спектральна залежність зміщується в область вищих частот, переходимо в область частотно-

незалежних теплових шумів через критичну частоту. Впровадження дилатонів зумовлене необхідністю обґрунтувати застосування СТНР як базисної моделі визначення впливу деформування. Дилатони характеризуються двома швидкостями релаксації: швидкістю  $V_b$  досягнення релаксації в підсистемі дилатона і швидкістю  $V_-$  розсмоктування флуктуації, тобто встановлення рівноваги в усій системі, причому  $V_b < V_-$ . Ця нерівність уможливує застосування СТНР для описання дилатонів.

Характеристичною рисою дилатона як відкритої системи в термостаті (матеріалі ЧЕ) можна вважати наявність трьох швидкостей  $V_+, V_-, V_d$ ; стан та еволюція дилатона залежать від співвідношень між ними. Якщо  $V_+ < V_-$ , тобто коли швидкість відведення енергії є більшою від швидкості надходження, дилатон флуктуаційного походження розсмоктується. Якщо  $V_+ > V_-$  дилатон безактиваційно та необоротно нагромаджує пружну механічну енергію доквілля, поглинаючи зайві фонони. Це призводить до зародження мікротріщини. Існує визначена рівність  $V_+(\varepsilon_d) = V_-$  критична потужність дилатона  $\varepsilon_d = \frac{a}{G\Lambda}$  (де  $G$  – стала Грюнайзена), що розмежовує дві стадії його еволюції: оборотну ( $\varepsilon < \varepsilon_d$ ) та необоротну ( $\varepsilon > \varepsilon_d$ ) [5].

Можна показати, що критична частота визначається переходом внаслідок утворення мікротріщин у частотнезалежну область спектральних характеристик потужності теплових шумів з коефіцієнтом кореляції  $k \rightarrow 0$ . У матеріалі ЧЕ створюється об'ємно-просторове поле термофлуктувальних дефектів – дилатонів, які діють незалежно на вищих частотах (теплові шуми) чи скорельовано на нижчих частотах (1/f-шуми).

**Резистивні перетворювачі.** У аморфних стопах існують ділянки розтягу з набагато меншою густиною дефектів  $n$ -типу у вигляді 10...20-атомів. Кластери близькі, якщо не ідентичні до згаданих дилатонів.

Детальний аналіз експериментально отриманих нами прецизійних температурних (4,2–600 К) залежностей електричного опору аморфних стопів системи  $Fe_{40}Ni_{38}P_{13}B_9$  у реперних точках було здійснено [9] за допомогою програмного забезпечення “Curvescript”. Результати модельного описання матеріалів як

псевдодвофазної системи підтвердилися. Температурні залежності електричного опору повинні описуватись алгебраїчними степеневими залежностями 3-го порядку, що дійсно відзначалось з похибкою, меншою від  $10^{-3}$  %, та коефіцієнтом кореляції 0,99999998.

#### Висновки

- сукупність процесів у матеріалах чутливих елементів електричних перетворювачів температури безпосередньо через електричні шуми чи опосередковано через електрохімічні та електромеханічні шуми визначає не лише вигляд номінальних статичних характеристик, але й відтворюваність та зміни у часі й під дією різноманітних зовнішніх і внутрішніх чинників;

- розуміння суті девіацій як спрямованих флуктуаційних відхилень дає змогу підвищити відтворюваність і навіть усунути “дрейф” показів, цілеспрямовано впливаючи на термодинамічний стан матеріалів чутливих елементів через різні види спряжених пар процесів перенесення термодинамічних сил та потоків.

1. Новиков И.И., Стадник Б.И., Яцишин С.П. и др. *О феноменологической модели неустойчивости интегральной термо-э.д.с. термпар* // Изв. АН СССР. Сер. Металлы. – 1990. – № 3. – С. 211–214. 2. Булатов Н.К.,

Лундин А.В. *Термодинамика необратимых физико-химических процессов*. – М., – 1984. 3. Nyquist H.: *Thermal agitation in conductors* // *Phys. Rev.* – 1927. – V.32. – P. 110–113. 4. Стадник Б.И., Куритный И.П., Гамула П.Р. *Термоэлектрическая неоднородность и внутренние механические напряжения в молибденовой проволоке* // *Теплофизика высоких температур*. – Т.23. – Вып. 3. – 1985. – С. 563–567. 5. Колодий З.О., Луцик Я.Т., Стадник Б.И., Яцишин С.П. *Різновидні флуктуації в твердих тілах та концепція їх поєданого вивчення* // *Вісн. НУ “Львівська політехніка”*. 2002. – № 445. – С. 3–11. 6. Домінюк Т., Яцишин С. *До вивчення можливості термодинамічного врахування впливу механічних напружень і деформацій на термо-ЕРС* // *Вимірювальна техніка і метрологія*. – 2002. – № 59. – С. 66–69. 7. Стадник Б.И., Колодий З.А., Яцишин С.П. *О точности металлических термометров при измерении низких температур* // *Контрольно-измерительная техника*. – Львов, 1989. – № 45. – С. 8–10. 8. Журков С.Н. *Дилатонный механизм прочности твердых тел* // *Физика прочности и пластичности*. 1986. – С. 5–9. 9. Скоропад П., Стадник Б., Яцишин С. *Електрокінетичні властивості металевих стекол системи Fe40Ni38P13B9 та особливості технології їх виготовлення* // *Вимірювальна техніка і метрологія*. – 2002. – № 60. – С. 65–69.

УДК 536.521

## ВПЛИВ СЕРЕДОВИЩА НА ПОШИРЕННЯ ВИПРОМІНЕННЯ ПРИ КОНТРОЛЮВАННІ ПІРОМЕТРОМ ВЕЛИКОГАБАРИТНИХ ОБ’ЄКТІВ

© Наталія Гоц, Богдан Гриневич, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

**Пропонуються аспекти корекції методичної похибки під час вимірювання температурного поля великогабаритних об’єктів у робочій зоні промислового виробництва.**

**Предлагаются аспекты коррекции методической погрешности при измерении температурного поля крупногабаритных объектов в рабочей зоне промышленного производства.**

**The aspects of correction of methodical error are tendered at measurement of a temperature field of bulky objects in a working area of a commercial production.**

Інформацію про розподіл температури по поверхні великогабаритних об’єктів доцільно отримувати безконтактним оптичним методом за допомогою

пірометра випромінення. Але принциповим недоліком вимірювання температури випромінення є велика методична похибка, яка в реальних умовах експлуатації



значно перевищує основну похибку самого засобу вимірювання. Методичну похибку спричиняють певні чинники:

- залежність потоку випромінювання об'єкта вимірювання (ОВ) від коефіцієнта випромінювання поверхні;

- вплив на потік випромінювання від ОВ відбитого від нього випромінювання фону сторонніх об'єктів, Сонця, сусідніх будівель та встановлених поряд однотипних об'єктів (наприклад, паралельно розташованих обертових цементних печей);

- поглинання випромінювання середовищем між ОВ та пірометром випромінювання (ПВ), зокрема навколоземним шаром атмосфери з наявними в ньому домішками у вигляді часточок промислового пилу та атмосферних опадів, яке характеризується коефіцієнтом пропускання середовища між ОВ та пірометром.

На рис.1. показана схема вимірювання пірометром температури випромінювання обертових цементних печей (ОЦП) в реальних умовах експлуатації, якщо відзначається вплив вищезгаданих чинників на потік випромінювання, що сприймається пірометром.

Для зменшення методичної похибки необхідно знайти значень цих чинників та ввести поправки на них в покази пірометра, що дасть можливість послабити їх вплив на результат вимірювання температури випромінювання.

Наявні способи визначення та урахування цих чинників, що базуються на виведенні теоретичних залежностей, використанні табличних даних, вимірюваннях у “зручний” час або експериментальному встановленні їх значень в лабораторних умовах недоцільно застосовувати для вимірювання температури великогабаритних об'єктів, оскільки вони не дають змоги враховувати всі впливні чинники, які можуть виникнути в реальних умовах виробництва. У [1] пропонується тестовий спосіб вимірювання температури випромінювання, випромінювальної здатності та параметрів випромінювання фону для об'єктів в реальних умовах їх експлуатації, який дає змогу отримати залежність вихідного сигналу пірометричного перетворювача, пропорційного до дійсної температури та випромінювальної здатності об'єкта вимірювання в умовах дії випромінювання фону. Але цим способом не можна визначити вплив на потік випромінювання ОВ проміжного середовища між об'єктом та пірометром.

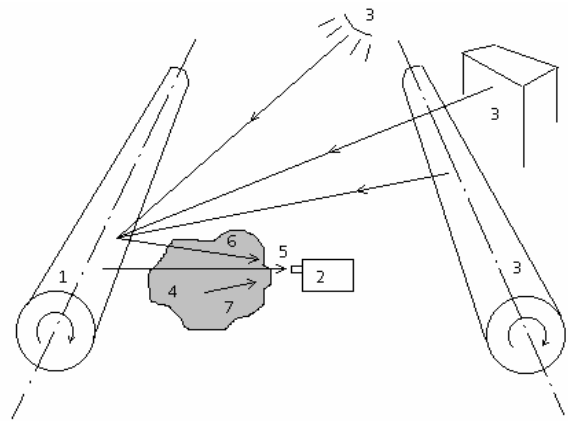


Рис. 1. Складові потоки випромінювання, що сприймається пірометром: 1 – великогабаритний об'єкт вимірювання, 2 – пірометр випромінювання, 3 – сторонні об'єкти, які створюють фонове випромінювання, 4 – проміжне середовище між ОВ та пірометром, 5 – потік випромінювання від ОВ, що послаблюється проміжним середовищем, 6 – потік відбитого від ОВ фонового випромінювання, 7 – випромінювання, спричинене середовищем між рухомих об'єктом та пірометром випромінювання

Щоб зменшити вплив проміжного середовища на вихідний сигнал пірометра, можна використовувати пірометр спектрального відношення, зокрема “Спектропір 4-01”. Його робота основана на логотричному вимірюванні відношення інтенсивностей випромінювання об'єкта на різних довжинах хвиль, яке однозначно визначає кольорову температуру.

Перевагою цього типу пірометра порівняно з радіаційними та оптичними є те, що на його покази значно менше впливає пропускання проміжного середовища, оскільки незначна запиленість атмосфери майже однаково послаблює енергію випромінювання різних довжин хвиль, за відношенням між якими і визначається кольорова температура об'єкта. Експерименти, які виконувались на обертових печах, показали придатність його до використання за умови слабого запилення.

Якщо запилення сильне, пил утворює селективні завади, які істотно впливають на точність пірометра спектрального відношення. Використовувати цей пірометр недоцільно також за наявності потужного фонового випромінювання, якщо інтенсивність випромінювання фону залежить від довжини хвилі, що спричиняє спотворення показів. Отже, застосування

пірметра спектрального відношення за умови запиленості проміжного середовища між об'єктом та пірметром не завжди виправдане.

Отже, проблема визначення впливу проміжного середовища на потік випромінювання від ОВ в реальних умовах експлуатації залишається актуальною. Розглянемо, як можна зменшити та врахувати вплив проміжного середовища на потік випромінювання від ОВ, який проходить крізь нього.

Температура випромінювання ОП вимірюється на відкритому повітрі. Навколоземний шар атмосфери на території промислових підприємств – виробників цементу та керамзиту – характеризується наявністю в повітрі хімічних сполук, дрібних частинок цементного пилу, можливою наявністю атмосферних опадів у вигляді туману, дощу або снігу. Ці чинники впливають на проходження крізь середовище випромінювання так:

- випромінювання поглинається газами, що утворюють проміжне середовище;
- середовище послаблює випромінювання від ОВ внаслідок розсіювання на частинках, молекулах та аерозолях, наявних в ньому;
- середовище додає власне випромінювання.

Ефективна густина потоку випромінювання  $b_{\text{еф}}$ , що сприймається приймачем випромінювання після проходження крізь проміжне середовище, яким є навколоземний шар атмосфери товщиною  $L$ , визначається як [2]:

$$b_{\text{еф}} = \tau_c (\varepsilon \cdot b_T + (1 - \varepsilon) \cdot \varepsilon_{\text{еф}} \cdot b_{\text{ф}}) + b_c \cdot \varepsilon_c, \quad (1)$$

де  $b_c$  – густина потоку випромінювання середовища;  $\varepsilon_c$  – коефіцієнт випромінювання проміжного середовища, який за умови, що коефіцієнт відбивання ПС дорівнює нулеві, становить  $\varepsilon_c = 1 - \tau_c$ ;  $\tau_c$  – коефіцієнт пропускання середовища, який дорівнює  $\tau_c = e^{-\mu L}$ ,  $\mu$  – показник послаблення, який дорівнює сумі показника поглинання  $k$  та показника розсіювання  $\gamma$  –  $\mu = k + \gamma$ .

Щоб на пропускну здатність проміжного середовища не впливало поглинання випромінювання газами, які утворюють атмосферу між ОВ та ПВ під час безконтактного вимірювання температури, необхідно визначити спектральний діапазон, в якому це поглинання зводиться до мінімуму.

Проходячи крізь середовище, випромінювання поглинається наявними в ньому газами. Вимірюючи температуру ОП пірметром, для зменшення погли-

нання випромінювання газами, які наявні у навколоземному шарі атмосфери, необхідно визначити спектральний діапазон, в якому це поглинання мінімальне.

Спектральне пропускання атмосфери для різних ділянок спектра за нормальних метеорологічних умов досліджене в [3] і спектральний коефіцієнт пропускання атмосфери подано на рис. 2. Згідно з цими даними молекулярне поглинання випромінювання атмосферою у приземному шарі значною мірою визначається наявними в ній водяною парою та вуглекислим газом.

Водяна пара присутня в атмосфері в кількості до 4 %, причому концентрація парів води може змінюватися в широких межах. До того ж під час виробництва цементу цементний клінкер в частині печі – “холодильнику” охолоджується з використанням води, яка, потрапляючи на нагріту вище за 100°C поверхню печі, інтенсивно випаровується, що спричиняє появу додаткової водяної пари навколо печей. Поглинання нею випромінювання досягає 60-80 % на довжинах хвиль 1,3–1,45 мкм, 1,8–1,95 мкм, 7,3–8,2 мкм, 14–15 мкм. В інтервалах 2,6–2,85 мкм, 5,3–7,5 мкм та за межами 20 мкм на трасах більше за 100 м випромінювання поглинається майже на 100 % [3]. А на відстанях, менших від 100 м, водяна пара істотно послаблює випромінювання, що залежить від її відсоткового вмісту в атмосфері.

Поглиняльна дія вуглекислого газу слабша, ніж водяної пари, оскільки вміст вуглекислого газу в атмосфері над індустріальними центрами не перевищує 0,09 %. Він поглинає у діапазонах 1,3–1,5 мкм, 1,8–2,1 мкм, 2,6–2,9 мкм, 4,2–4,4 мкм та 13–15 мкм.

Смуги пропускання водяною парою та вуглекислим газом випромінювання, зображені на рис. 2, визначають вікна прозорості атмосфери, в яких поглинання цими газами незначне і проходження крізь атмосферу випромінювання спричиняє мінімальне його послаблення. Це робить доцільним використання ділянок спектра 3–5 мкм та 8–14 мкм.

Оскільки пропускання атмосфери добре в обох діапазонах, для вибору діапазону доцільно порівняти значення густини потоку випромінювання в цих ділянках спектра для діапазону температур від – 20 до 470°C. Згідно з графіком, поданим на рис. 3, при температурах до 350 °C, тобто в робочому температурному діапазоні випромінювання поверхні обертових печей, за законом Планка потужність випромінювання в діапазоні 3–5 мкм менша, ніж у діапазоні 8–14 мкм. Тому доцільно надати перевагу діапазону 8–14 мкм внаслідок кращого виявлення об'єкта за його власним випромінюванням.

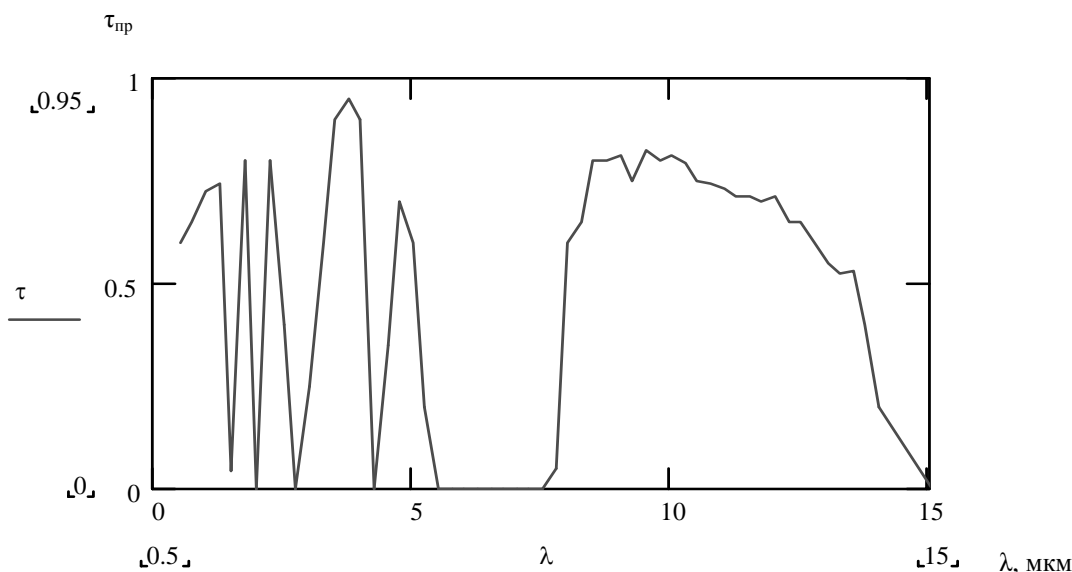


Рис. 2. Спектральний коефіцієнт пропускання атмосфери

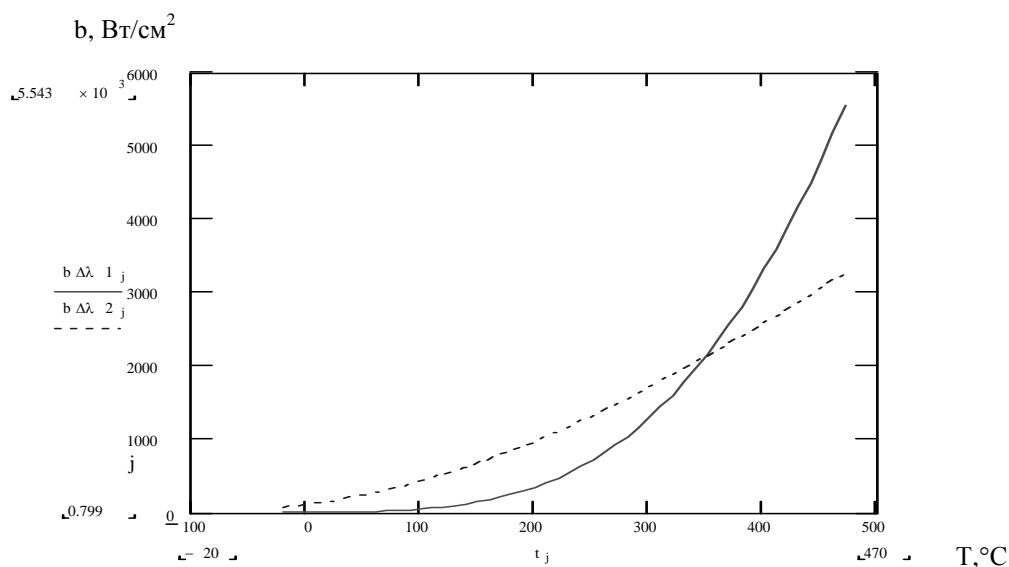


Рис. 3. Порівняльна характеристика значень густини потоку випромінювання у діапазонах довжин хвиль 3–5 та 8–14 мкм

На вибір спектрального діапазону впливає також той факт, що температура вимірюється пірометром на відкритому повітрі і істотний внесок вносить випромінювання Сонця. Сонце вважається абсолютно чорним випромінювачем з температурою 6000°K [4]. Графіки спектральної густини його потоку випромінювання подано на рис. 4 і рис. 5.

Максимум інтенсивності сонячного випромінювання відзначається на довжині хвилі близько 0,48 мкм. У діа-

пазоні довжин хвиль від 0,48 мкм до 2,5 мкм інтенсивність сонячного випромінювання різко падає. Згідно з рис. 4 і рис. 5 інтенсивність випромінювання Сонця в спектральному діапазоні 3–5 мкм значно більша від інтенсивності випромінювання Сонця в діапазоні 8–14 мкм, тому вважається доцільнішим використовувати цей діапазон.

Ці три обставини визначають доцільність застосування для вимірювання температури обертових печей пірометром спектрального діапазону 8–14 мкм.

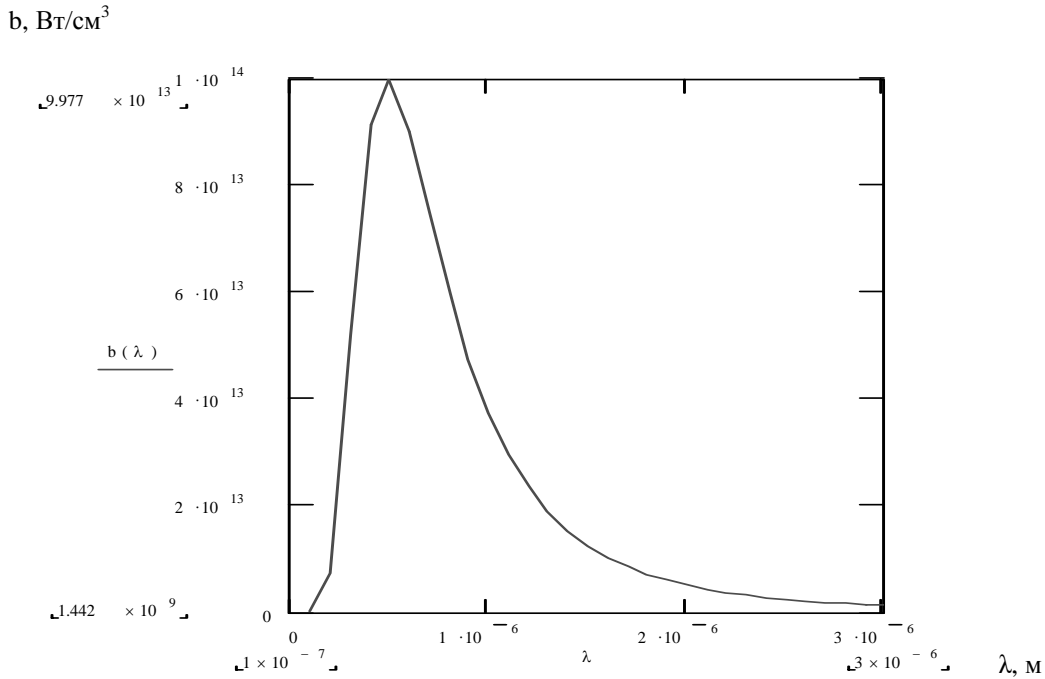


Рис. 4. Густина потоку випромінення Сонця в спектральному діапазоні від 0,18 до 3 мкм

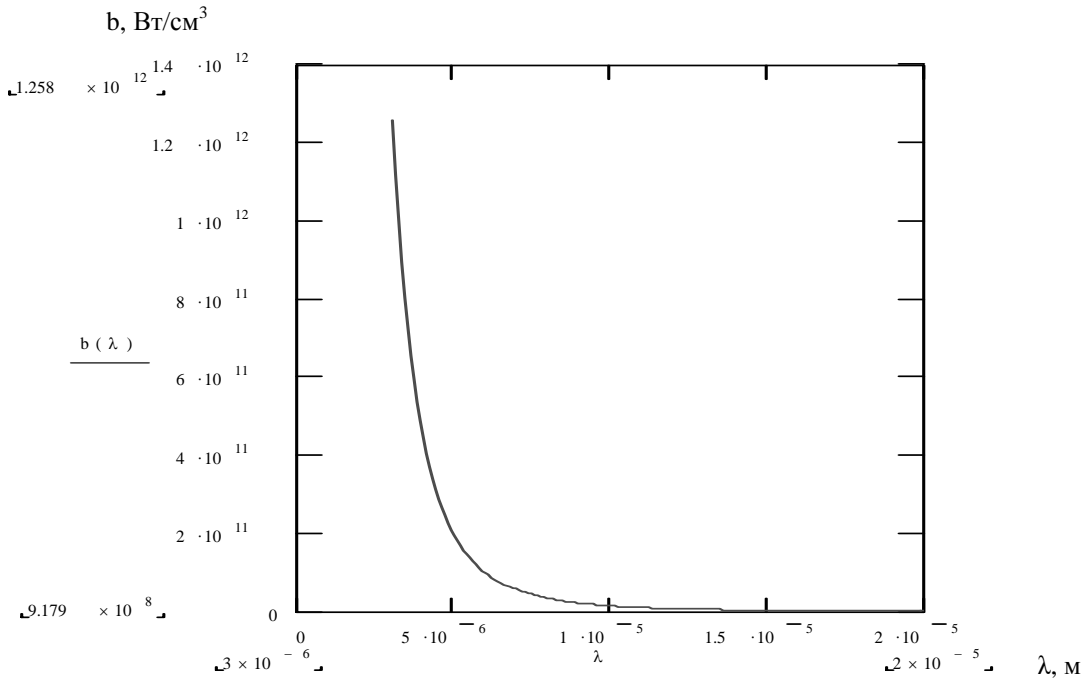


Рис. 5. Густина потоку випромінення Сонця в спектральному діапазоні від 3 до 20 мкм

Послаблення випромінення в середовищі відбувається також внаслідок розсіювання його краплями туману, дощу, часточками пилу, розміри яких перевищують довжину хвилі випромінення.

Вплив такого частого у Західному регіоні України явища, як дощ, можна врахувати, виз-

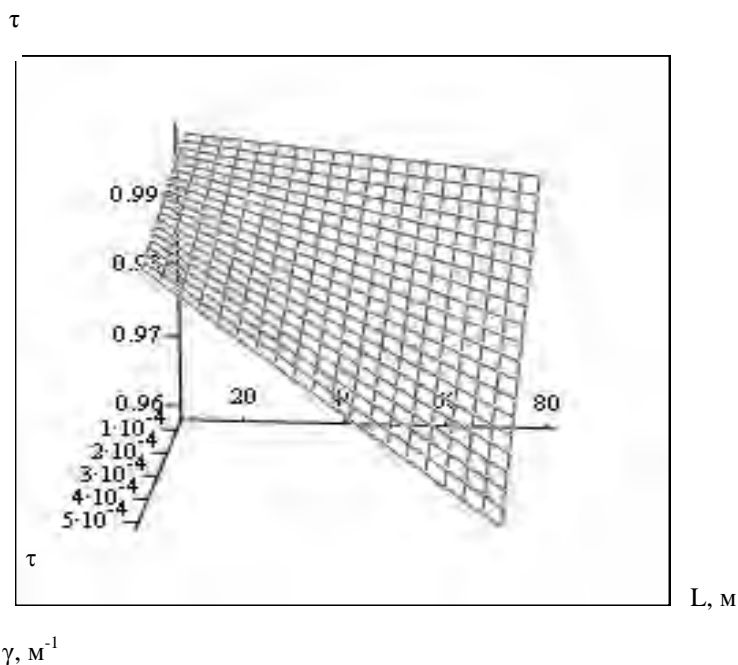
начивши коефіцієнт розсіювання за формулою [3]:

$$\tau_{\text{роз}} = e^{-\gamma \cdot L}, \tag{2}$$

де  $\gamma$  — показник розсіювання середовища, значення якого для дощу різної сили наведено в [3].

**Значення коефіцієнта розсіювання для дощу різної сили**

Метеорологічні умови	Сила дощу, м/год.	Показник розсіювання $\gamma, \text{м}^{-1}$	Значення коефіцієнта розсіювання для різних відстаней							
			10 м	20 м	30 м	40 м	50 м	60 м	70 м	80 м
Слабкий дощ	$0,25 \cdot 10^{-2}$	$0,07 \cdot 10^{-3}$	0,999	0,999	0,998	0,997	0,997	0,996	0,995	0,994
Середній дощ	$1,25 \cdot 10^{-2}$	$0,16 \cdot 10^{-3}$	0,999	0,997	0,995	0,994	0,992	0,99	0,989	0,987
Сильний дощ	$2,5 \cdot 10^{-2}$	$0,23 \cdot 10^{-3}$	0,998	0,995	0,993	0,991	0,989	0,986	0,984	0,982
Дуже сильний дощ	$10 \cdot 10^{-2}$	$0,52 \cdot 10^{-3}$	0,995	0,99	0,985	0,979	0,974	0,969	0,965	0,959



*Рис.6. Залежність значення коефіцієнта пропускання від сили дощу та товщини шару проміжного середовища*

З використанням значення показника розсіювання середовища для опадів різної сили розраховано коефіцієнти розсіювання дощу для відстаней від 10 до 80 м, які наведено в таблиці.

З таблиці зрозуміло, що для відстаней, менших за 100 м, дощ слабкої та середньої сили мало впливає на коефіцієнт розсіювання. Якщо дощ сильний та дуже сильний, безконтактне вимірювання температури вважається недоцільним, оскільки дощ послаблює випромінювання від ОВ та впливає на нормальну роботу пірометра.

За результатами розрахунку побудована графічна залежність значення коефіцієнта пропускання від сили

дощу та товщини шару проміжного середовища, зображена на рис. 6.

Оскільки температура ОП вимірюється пірометром на відкритому повітрі в умовах запиленого середовища, то випромінювання може послаблюватись на часточках цементного пилу. За санітарними нормами в умовах промислового виробництва максимальний вміст пилу у вікнах прозорості атмосфери може досягати 10 %. Це критична ситуація за максимальної забрудненості повітря. У такому разі  $\tau_{\text{роз}}=0,9$ .

Внесок власного випромінювання приземного шару атмосфери до 100 м незначний, але й він впливає на проходження випромінювання крізь середовище.

Дослідимо вплив середовища на густину потоку випромінення від ОБ. Поглинання, розсіювання, а також власне випромінення середовища змінюють величину випромінення досліджуваного об'єкта, яка сприймається пірометром. Це зумовлює ще одну складову методичної похибки вимірювання температури за випроміненням.

Для дослідження впливу пропускання середовища на ефективну густину потоку випромінення від об'єкта за допомогою програми MathCAD 2000 на основі (3) виконано розрахунки для максимально допустимої забрудненості середовища промисловим пилом ( $\tau_{am} = 0,9$ ), якщо температура фону  $20^\circ\text{C}$  (рис. 7):

$$b_{\text{efj}}(T, \lambda, \varepsilon) = \tau_{am} (\varepsilon_{oj}) \int_8^{14} C_1 \cdot \lambda^{-5} \cdot \left( e^{\frac{c_2}{\lambda T_0}} - 1 \right)^{-1} \partial \lambda + \varepsilon_{\phi} (1 - \varepsilon_{oj}) \int_8^{14} C_1 \cdot \lambda^{-5} \cdot \left( e^{\frac{c_2}{\lambda T_{\phi}}} - 1 \right)^{-1} \partial \lambda. \quad (3)$$

На основі розрахунків побудовано залежності, які дають можливість порівняти значення потоків випромінення з урахуванням пропускання середовища та без його урахування. Як видно з графіка (рис. 7), послаблювальна дія середовища зменшує значення густини потоку випромінення об'єкта, яке сприймається пірометром.

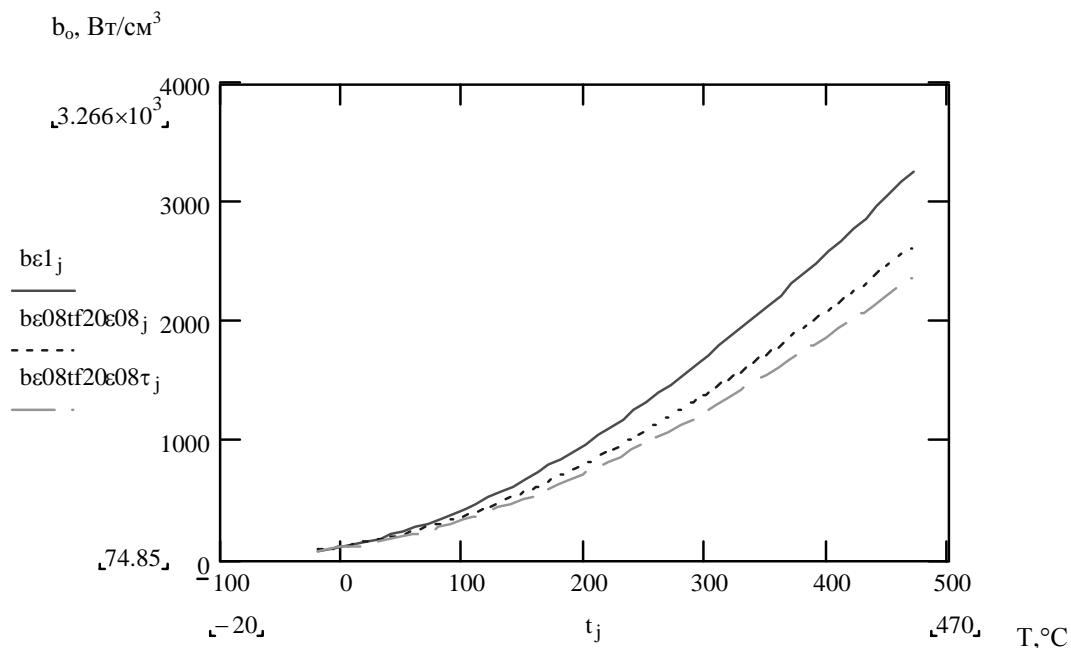


Рис. 7. Вплив максимально допустимого пропускання середовища на густину потоку випромінення ОБ в умовах випромінення фону

На рис. 8 наведена температурна залежність значень похибки густини потоку випромінення, спричиненої послабленням випромінення під час проходження крізь запилене середовище залежно від значення фоновго випромінення. З графіка зрозуміло, що при більших значеннях температури фоновго випромінення вплив поглинальної дії середовища збільшується.

Температурну залежність складової методичної похибки, спричиненої неврахуванням коефіцієнта пропускання середовища, зображено на рис. 9. Її значення збільшується із зростанням температури ОБ та може досягати  $30^\circ\text{C}$  за температури об'єкта близько  $500^\circ\text{C}$ .

Оскільки послаблення випромінення в проміжному середовищі вносить значну похибку під час вимірювання температури пірометром, необхідне визначення коефіцієнтів поглинання, розсіювання та випромінення середовища в робочій зоні промислового виробництва в умовах експлуатації. Незважаючи на велику кількість наявних способів розрахунку коефіцієнта пропускання та випромінення проміжного середовища, основаних на побудові моделей розрахунку коефіцієнта пропускання [5], експериментальне знаходження їх значень в конкретних умовах є найточнішим.

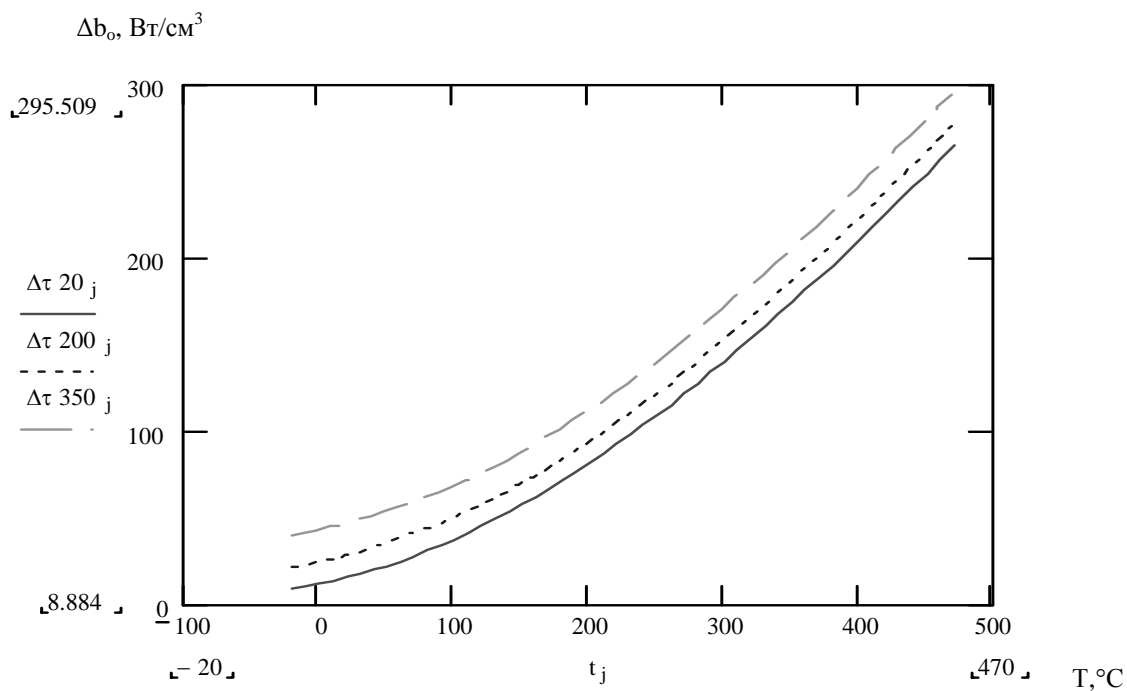


Рис. 8. Вплив максимально допустимого рівня забрудненості атмосфери на похибку густини потоку випромінення

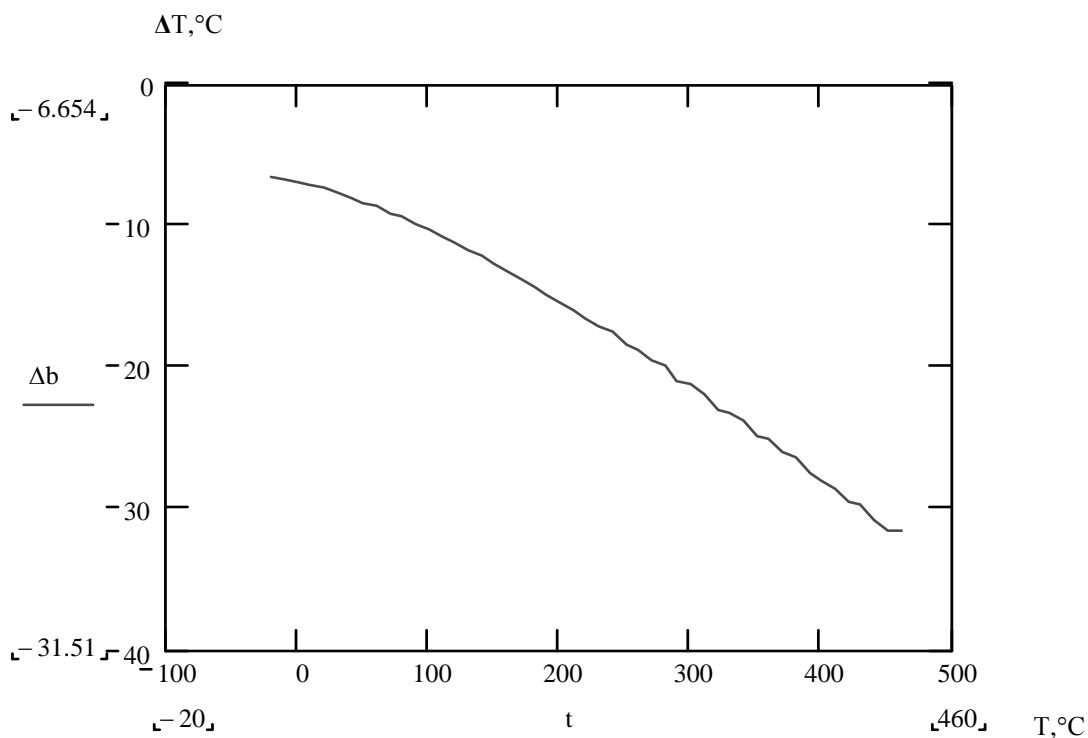


Рис. 9. Температурна залежність складової методичної похибки, спричиненої неврахуванням коефіцієнта пропускання проміжного середовища (температура фону 20  $^{\circ}\text{C}$ )

Тому спосіб вимірювання температури поверхні за випроміненням з мінімальною методичною похибкою передбачає визначення коефіцієнта пропускання та густини потоку випромінення проміжного середовища під час вимірювань.

Достовірно знаючи характеристики середовища між об'єктом та пірометром, можна розрахувати температурні поправки до результатів вимірювання. На основі тестового методу та за допомогою мікропроцесорного математичного апарату цю методику можна реалізувати в системах контролю технологічних процесів на основі сканувальних пірометрів.

1. Гоц Н.Є., Засименко В.М., Гриневич Б.Ю. Метод визначення випромінювальної здатності реальних об'єктів під час сканування їх температурного поля // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". – 2002. – Вип. 421. 2. Ранцевич В.Б. Пирометрия при посторонних источниках излучения. – Мн., 1989. 3. Госорг Ж. Инфракрасная термография. Основы, техника, применение – М., 1988. 4. Фаворский О.Н., Канадер Я.С. Вопросы теплообмена в космосе. – М., 1972. 5. Свет Д.Я. Оптические методы измерения истинных температур. – М., 1982.

УДК 621.314

## ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ФЕРОМАГНЕТИКА ЗА ДОПОМОГОЮ ШТУЧНОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ

© Василь Чабан<sup>1,2</sup>, Е. Киця<sup>1</sup>, Андрій Чабан<sup>2</sup>, 2003

<sup>1</sup>Ряшівський університет, вул. Рейтана, 16А, 35–310, Ряшів, Польща,

<sup>2</sup>Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Теоретична і загальна електротехніка", вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Запропоновано метод визначення температури ферромагнетика за допомогою штучної нейронної мережі. Як учителя мережі використано польову математичну модель тороїда. Навчання здійснювалося за стандартною підпрограмою зустрічної пропагації. Як вхідні сигнали використано усталені значення струму обмотки намагнетичування. Подаються результати комп'ютації.*

*Предложен метод определения температуры ферромагнетика с помощью искусственной нейронной сети. В качестве учителя сети используется полевая математическая модель тороида. Обучение осуществляется с помощью стандартной подпрограммы встречной пропагации. В качестве входных сигналов используются установившиеся значения тока обмотки намагничивания. Приводятся результаты расчета на ЭВМ.*

*In the paper is proposed the method of determination of temperature of ferromagnetic by artificial neural networks (ANN). As supervisor of ANN we used a perfect mathematical field model of toroid. In process of computer simulation are used standard methods of back propagation. As input signals are used the steady-state currents of magnet winding. The results of computation are given.*

**1. Вступ.** На практиці дуже часто виникає потреба визначення температурного стану ферромагнетних тіл електротехнічних пристроїв. Технічне вирішення цієї проблеми традиційними методами пов'язане з цілою низкою труднощів. У статті пропонується використати для цієї мети штучну нейронну мережу, навчену за усталеними значеннями струму намагнетичувальних обмоток. Відомо, що температура впливає на значення питомого опору сталі, а це, своєю чергою, – на її електротехнічні характеристики, до яких чутливі вихрові

струми. Щоби уникнути значних експериментальних досліджень на фізичному об'єкті, ми пропонуємо навчати штучну нейронну мережу за допомогою досконалої польової математичної моделі електротехнічного пристрою [1]. Результати комп'ютерної симуляції підтвердили, що форма струму намагнетичувальної обмотки залежить достатньою мірою від температури, щоб за її гармонічним складом можна було зробити висновок про температурний стан ферромагнетика. Крім того, попередні наші дослідження



свідчать [2], що подібним способом можна навчити штучну нейронну мережу розпізнавати різноманітні пошкодження ламінованої структури осердя: короткі замикання електротехнічних блях, розпресування тощо.

**2. Математична модель тороїда.** Пристрій складається з тороїдального осердя та обмотки намагнетчування. Напрямки векторів електромагнетного поля в циліндричній системі координат скеруємо так:

$$\mathbf{H} = \alpha_0 \mathbf{H}; \quad \mathbf{B} = \alpha_0 \mathbf{B}; \quad \mathbf{E} = \mathbf{r}_0 E_r + \mathbf{z}_0 E_z, \quad (1)$$

де  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{E}$  – вектори напруженостей магнетного та електричного полів;  $\mathbf{B}$  – вектор магнетної індукції;  $\mathbf{r}_0$ ,  $\mathbf{z}_0$ ,  $\alpha_0$  – просторові орти.

Взаємозв'язок модулів векторів магнетного поля виражається кривою намагнетчування феромагнетика:

$$H = v(B) \cdot B, \quad (2)$$

де  $v(B)$  – статична релактивність (обернена магнетна проникність) феромагнетика.

Диференціальні рівняння електромагнетного поля в тороїді одержуємо за рівняннями Максвелла у циліндричній системі координат

$$\frac{\partial B}{\partial t} = \frac{1}{\gamma} \left( \frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H}{\partial r} - \frac{H}{r^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} \right), \quad (3)$$

де  $\gamma$  – електрична провідність у кутовому напрямку;  $r$ ,  $z$  – просторові координати.

Електропровідність є функцією температури  $\theta$

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{1 + \alpha(\theta - \theta_0) + \beta(\theta - \theta_0)^2}, \quad (4)$$

де  $\gamma_0$  – значення  $\gamma$  при початковій температурі  $\theta_0$ ;  $\alpha$  і  $\beta$  – температурні коефіцієнти.

Область інтегрування (3) така:  $R_1 \leq 0 \leq R_2$ ,  $0 \leq z \leq a$ , де  $R_1$  – внутрішній радіус тороїда,  $R_2$  – зовнішній радіус тороїда,  $a$  – аксіальний розмір (за віссю  $z$ ).

Крайові умови обчислюємо за законом Ампера:

$$\begin{aligned} H(R_1, z) &= wi / 2\pi R_1; \\ H(R_2, z) &= wi / 2\pi R_2; \end{aligned} \quad (5)$$

$$H(r, 0) = H(r, a) = wi / 2\pi r,$$

де  $wi$  – магнеторушійна сила обмотки,  $i$  – струм обмотки,  $w$  – кількість витків обмотки.

Диференціальне рівняння обмотки намагнетчування запишемо у вигляді [1]:

$$\frac{di}{dt} = L_s^{-1} \left( u - iR - w \frac{d\Phi}{dt} \right), \quad (6)$$

де  $u$  – електрична напруга живлення,  $R$  – резистивний опір обмотки,  $\Phi$  – основний магнетний потік,  $L_s$  – індуктивність дисипації.

Похідну основного магнетного потоку знаходимо за формулою

$$\frac{d\Phi}{dt} = \int_{R_1}^{R_2} \int_0^a \frac{dB}{dt} dz dr. \quad (7)$$

Найпростішу дискретну формулу виразу (6) отримуємо на підставі просторової сітки, зображеної на рис. 1, за умов (5). Підставивши одержаний результат в (6), матимемо остаточне рівняння струму

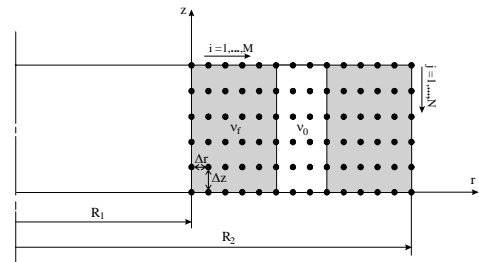


Рис. 1. Вузли дискретної сітки поперечного перерізу тороїда

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \left( u - Ri - w \Delta r \Delta z \sum_{i=2}^{M-1} \sum_{j=2}^{N-1} \frac{\partial B_{i,j}}{\partial t} \right) \times \\ &\times \left( L_s + \frac{w}{2\pi} \left( \sum_{i=2}^M \frac{1}{r_i v_{i,1}} + \frac{N-2}{2} \left( \frac{1}{v_{i,1} R_1} + \frac{1}{v_{M,N} R_2} \right) \right) \Delta r \Delta z \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (8)$$

Утворимо колонку невідомих:

$$x = (B_{\Delta}, i)_t, \quad (9)$$

де  $B_{\Delta}$  – субколонка дискретних значень магнетної індукції у внутрішніх вузлах просторової сітки (за винятком її значень у граничних вузлах).

Згідно з (9) систему диференціальних рівнянь (3) (8) можна записати у загальному вигляді:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t), \quad (10)$$

де  $f(x, t)$  є  $T$ -періодична.

Інтегрування (10) від початкових умов  $x_0$  являє собою задачу Коші (Cauchy) для звичайних диференціальних рівнянь. Розв'язок цієї задачі описує перехідний процес пристрою. Для цього можуть бути

використані як явні, так і неявні методи числового диференціювання. Ми застосовували найпростіший з них – явний метод Ейлера.

Щоб одержати усталений процес, ми повинні накласти на (10) додаткову умову  $T$ -періодичності

$$x(0) - x(x(0), T) = 0. \quad (11)$$

Сумісне розв'язання (10) і (11) становить двочкову крайову задачу для звичайних диференціальних рівнянь. Її успішне розв'язання можливе за допомогою найкращого алгоритму за формулою [1]:

$$x(0)^{k+1} = x(T)^k - \frac{1}{2}(x_{\max}^k + x_{\min}^k), \quad (12)$$

де  $x_{\max}^k, x_{\min}^k$  – колонки максимальних і мінімальних значень  $x(t)$  на інтервалі  $[0, T]$ .

Обчислення припиняються, коли

$$\text{abs}(x(0)^k - x(T)^k) \leq \varepsilon, \quad (13)$$

де  $\varepsilon$  – колонка заданих точностей розрахунку..

**3. Результати комп'ютерної симуляції.** Наведені дані комп'ютерної симуляції були одержані за таких вихідних даних:

$$\begin{aligned} u &= 120 \sin 100\pi t [V], \quad R = 50 [\Omega], \\ \gamma_0 &= 0.4 \cdot 10^5 [S/m], \quad L_\gamma = 0.000001 [H], \\ R_1 &= 0.05 [m], \quad R_2 = 0.07 [m], \\ a &= 0.01 [m], \quad w = 1500; \\ \alpha &= 0,623 \cdot 10^{-2}; \quad \beta = 0,52 \cdot 10^{-5}; \end{aligned}$$

кількість вузлів просторової сітки  $N = M = 21$ ; крива намагнечування:

$$H(B_f) = \begin{cases} 274.3B & B \leq 0.7; \\ -528.854B + 2807B^3 - 2876B^5 + 1012B^7 & 0.7 < B < 1.38; \\ 19000B - 24320 & B \geq 1.38. \end{cases}$$

Застосування штучних нейронних мереж для розв'язання конкретної задачі вимагає прийняття вхідного сигналу для мережі, котрий є носієм інформації про досліджувану задачу. Для поставленої задачі такими

сигналами прийнято перші три непарні гармоніки (амплітуди і фази) струму обмотки намагнечування в усталеному процесі, отриманому з математичної моделі тороїда. Нижче на рис. 2 показано їх залежності в одному з усталених процесів.

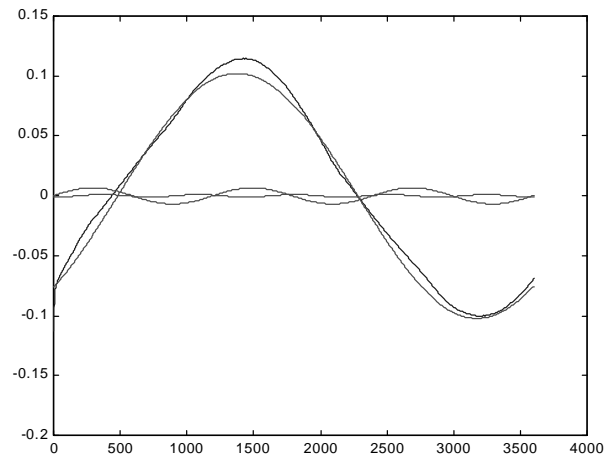


Рис. 2. Проходження струму разом з трьома непарними гармоніками на періоді в одному з усталених процесів, в амперах

Дані, отримані з математичної моделі та призначені для навчання штучної нейронної мережі наведено у таблиці.

Навчальні вектори мережі складаються з амплітуд струму, одержаних за заданої температури і початкової температури, а також фаз відповідних непарних 1-, 3-, 5-ї гармонік:  $A = [A1, A2, A3, F1, F2, F3]^T$ .

Покращання можливостей мережі до узагальнення досягають, вводячи шуми до вхідних сигналів під час навчання. Такий підхід застосовують також у проектуванні навчання у наших дослідженнях, піддаючи вхідні вектори дії шумів з рівномірним розкладом. Сказане стосувалося підбору архітектури, а також навчальних даних. Все це, а також підбір кількості нейронів у прихованих шарах і тривалість часу навчання взаємоз'язане.

L.p.	T [°]	A1(1)	A2(3)	A3(5)	F1(1)	F2(3)	F3(5)
1.	20	0.0699	0.0052	0.0012	-0.7698	-1.2580	1.5343
2.	60	0.0606	0.0043	0.0008	-0.7558	-1.1821	1.5429
3.	100	0.0539	0.0037	0.0006	-0.7437	-1.1382	1.5433
4.	140	0.0486	0.0032	0.0005	-0.7321	-1.1152	1.5424
5.	180	0.0444	0.0028	0.0003	-0.7202	-1.1068	1.5441
6.	220	0.0409	0.0024	0.0002	-0.7073	-1.1184	1.5517
7.	260	0.0380	0.0022	0.0002	-0.6932	-1.1521	1.5660
8.	300	0.0355	0.0019	0.0002	-0.6779	-1.2005	-1.5557
9.	340	0.0334	0.0017	0.0002	-0.6615	-1.2568	-1.5313
10.	380	0.0316	0.0015	0.0002	-0.6441	-1.3266	-1.5019
11.	420	0.0300	0.0013	0.0002	-0.6261	-1.4060	-1.4704

На рис. 3 наведено схему принципової штучної нейронної мережі типу *feedforward*, використаної в наших дослідженнях. Застосування відповідного методу перетворення вхідного сигналу дає змогу визначити кількість рецепторів, яка дорівнює кількості елементів вхідного вектора, в нашому випадку – шість. Відомості штучної нейронної мережі про проблему, яка вирішується, приховані у значеннях синаптичних ваг. Оскільки в дослідженнях нами використана мережа з одним прихованим шаром, то вибір кількості нейронів у цьому шарі має вирішальний вплив на якість навчання. Замала їх кількість позбавляє мережу можливості розв'язання поставленої задачі. На практиці це проявляється у відсутності поступу в навчанні. Завелика їх кількість призводить до того, що мережа має великі можливості перетворення, через що навчається неістотним для розв'язання задачі сторонам процесу. Отже, існує потреба добрати найменшу можливу кількість прихованих нейронів, яка з цього боку забезпечить поступ у навчанні, але водночас не призведе до надмірного допасування. У вихідному шарі кількість нейронів визначається кількістю розрізнюваних сигналів, у цьому разі один сигнал (температура). Конструкція цієї мережі зумовлена умовами нашої задачі. Застосована однокерункова нейронна мережа складалася з 6 рецепторів, 20 нейронів у прихованому шарі з трансформантою типу *logsig* і 1 вихідного нейрона з лінійною трансформантою, що відтворює температурний стан і його зміну.

Мережа навчалася швидким методом зустрічної пропагації (*fast backpropagation*) з кількістю 255 епох, після яких похибка навчання досягла заданого значення  $10^{-2}$ . Навчання мережі з погляду здатності до узагальнень узалежене від добору таких параметрів:

- кількості прихованих шарів;
- кількості нейронів у цих мережах;
- тривалості навчання.

На рис. 4 показано графік залежності похибки навчання мережі від кількості епох, використаних під час її тренування.

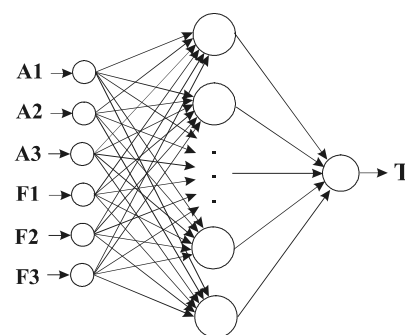


Рис. 3. Схема використаної штучної нейронної мережі

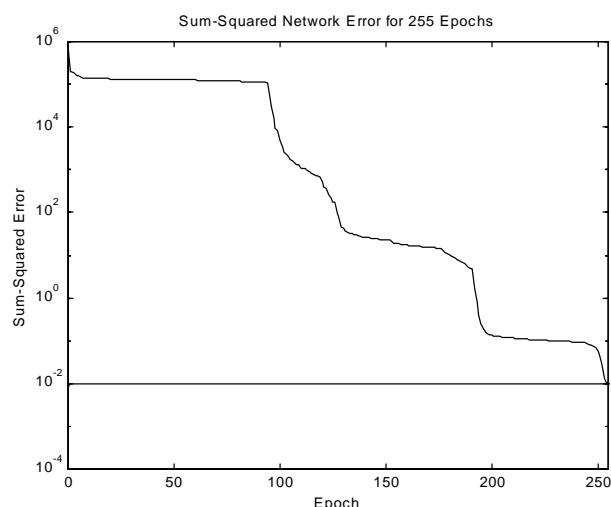


Рис. 4. Перебіг навчання мережі, зміни похибки навчання

Кожна штучна нейронна мережа після закінчення процесу навчання повинна бути протестована, що показує її здатність вирішувати поставлене завдання. Вступну верифікацію діяльності мережі можна здійснити за допомогою вхідних векторів процесу навчання. Якщо вихідні похибки навчання були малими, то мережа генерує для цих векторів поправкові відповіді. Однак мірою якості навчання мережі є здатність її до узагальнення чи генерування на виході поправкової відповіді для даних, які використані у навчальному процесі. Щоб переконатися, що мережа здатна узагальнювати, треба здійснити верифікацію її дії за допомогою незалежного процесу оцінки, що являє собою те саме завдання. Навчена мережа протестована на множині сигналів, які не

**Контрольні дані, що тестували навчену мережу**

L.p.	T[°]	A1	A2	A3	F1	F2	F3	SSN → T[°]
1.	120	0.0511	0.0034	0.0005	0.7379	1.1244	1.5427	120.12
2.	320	0.0342	0.0018	0.0002	0.6701	1.2213	1.5432	319.98

були зразками навчання. Для слабкозашумлених сигналів точність мережі становила 98%. Але зі зростанням шумів ефективність відповіді мережею зменшує. Так, наприклад, для сигналів з 50% шумом точність мережі зменшується до 85 %.

Проблема вимірювання фізичних величин – важливе технічне завдання й водночас важка теоретична задача. Теоретична складність виникає передовсім внаслідок складної залежності між симптомами і відповідними їм пошкодженнями. Штучні нейронні

мережі є вдалим альтернативним підходом до вирішення цієї проблеми.

1. Чабан В. Математичне моделювання електро-механічних процесів. – Львів, 1997. 2. Tchaban V., Kwater T., Pekala R. The Diagnostic of laminated Cores by ANN and Field Model of Choke // Proceeding of MS'2002. International Conference on Modeling and Simulation in Technical and Social Sciences, Girona, Catalonia, Spain, 25–27 June 2002. – P. 549–555.

УДК 536.532

## ТЕМПЕРАТУРНІ ВИМІРЮВАННЯ ПРИ ТЕРМІЧНО-ДЕРИВАЦІЙНОМУ ТА ЕЛЕКТРОДЕРИВАЦІЙНОМУ АНАЛІЗАХ ЛИВАРНИХ СТОПІВ

© Ігор Курітник, Максиміліан Дудик, 2003

Технічно-гуманітарна Академія, Бельсько-Бяла, Польща

*Описано особливості вимірювань, зокрема температури, з використанням методів термічно-дериваційного та електродериваційного аналізів. Вони застосовуються для експрес-оцінки якості ливарних стопів, призначених для використання в машинобудуванні. Поєднання описаних методів дає змогу з високою точністю фіксувати складні явища термічного та електричного походження, що відзначаються під час кристалізації стопів.*

*Описаны особенности измерений, в том числе температуры, с использованием методов термодеривационного и электродеривационного анализов. Для экспресс-оценки качества литья сплавов, используемых в машиностроении, авторы объединяют возможности обоих методов, что позволяет исследовать сложные явления, возникающие во время кристаллизации сплавов.*

*The article describes the measurement essence of the Thermal-Derivation and the Electro-Derivation Analyses, used for quick estimate of utility of teeming alloys predestined for teemed machine parts. Mentioned quick research method allows to register in a precise way the complicated thermal and electrical phenomenon, which occurred during crystallization and coagulation of the alloy.*

**Вступ.** Сучасні вимоги до ливарних елементів конструкцій полягають у поєднанні гами різноманітних характеристик стопів: механічних, електричних, ужиткових тощо. Це залежить, переважно, від коректно реалізованих металургійних процесів на етапі підготовки стопу до виливання. Саме тому розроблено багато різних методів експрес-контролю (АТ, ДТА і АТД) й оцінки ефективності попередньо застосованих методів рафінування та модифікування розплавів металів і стопів [1–4].

**Недоліки відомих методів досліджень.** Усі згадані методи використовують для реєстрації кристалізації одноточкове вимірювання температури розплавів під час застигання, що можна вважати певним спрощенням, яке часто призводить до спотворення отриманих результатів.

**Метою статті** є удосконалення методології відомих методів дослідження стопів під час виливання, застигання та кристалізації.

У статті подано розроблені нами методику й результати, отримані на удосконаленому робочому місці метролога з чотириточковим вимірюванням температури під час дослідження стопів системи Al-Si. Покращана методика АТД-АЕД дає змогу з достатньо високою точністю реєструвати складні термічні та електричні явища, що відбуваються під час кристалізації та вистигання зразка стопу. Тоді змінюється морфологія та структура матеріалу; виникають різні фази, їх поєднання, передвиділення тощо. Поступовість охолодження може призвести до певних ефектів, зв'язаних з електропровідністю та термо-ЕРС як у

рідкій, так і у застиглій фазі матеріалу, причому застигання відбувається не тільки в осьовому, але й у радіальному напрямках.

**Методика й результати досліджень.** У згаданих термічних методах вимірювання ґрунтується на реєстрації теплових явищ, які відбуваються під час кристалізації стопів. Тому одноточкове визначення температури не дає можливості детально вивчити придатність стопу як ливарного матеріалу. Набагато детальніше порівняно з термічними методами можна дослідити процеси кристалізації, використовуючи для цього електричні явища, що й реалізовано у методі АТД-АЕД.

Останній передбачає графічний запис кристалізації стопу у вигляді сукупності термічних кривих  $t = f(\tau)$  і  $dt/d\tau = f(\tau)$  одночасно з таким самим записом у реальному масштабі часу кривих електропровідності  $\sigma = f(\tau)$  і  $d\sigma/d\tau = f(\tau)$ . Причому аналіз здійснюється за наявності перегинів та екстремумів отриманих термічних кривих  $t = f(\tau)$  і  $dt/d\tau = f(\tau)$  за умови одноточкового вимірювання температури. Одночасно аналізуються аналогічні піки та екстремуми електричних кривих  $\sigma = f(\tau)$  і  $d\sigma/d\tau = f(\tau)$ , які взагалі-то зсунуті у часі щодо відповідних термічних кривих.

Для реалізації відтворюваних та порівнюваних умов вимірювання кристалізації для обидвох аналізованих випадків було:

- підготовано ливарну форму з чотириточковим вимірюванням температури стопу;
- підібрано та виконано електричну схему усереднення напруги, вимірюваної чотирма термопарами у згаданих чотирьох точках;
- вивчено кристалізацію стопу AlSi9Mg (AK9) і AlSi11Mg (AK11) за допомогою переобладнаного устаткування згідно з викладеним методом АТД-АЕД.

На рис. 1 подано схему немодернізованого робочого місця здійснення вимірювань за допомогою методу АТД-АЕД із одноточковим вимірюванням температури за МЕТОДОМ1 [4].

Під час модернізації для створення в обидвох одночасно відливаних зразках відтворюваних та порівнюваних умов експерименту методом АТД-АЕД спроектовано електричну схему усереднення напруги, одночасно вимірюваної чотирма термопарами. Температура, що реєструється методом АТД, вимірюється термопарою, розміщеною у такій самій точці виливки, як і усереднено розташовані зонди за АЕД-МЕТОДОМ2. Конструктивне вирішення згаданої електричної схеми подано на рис. 2.

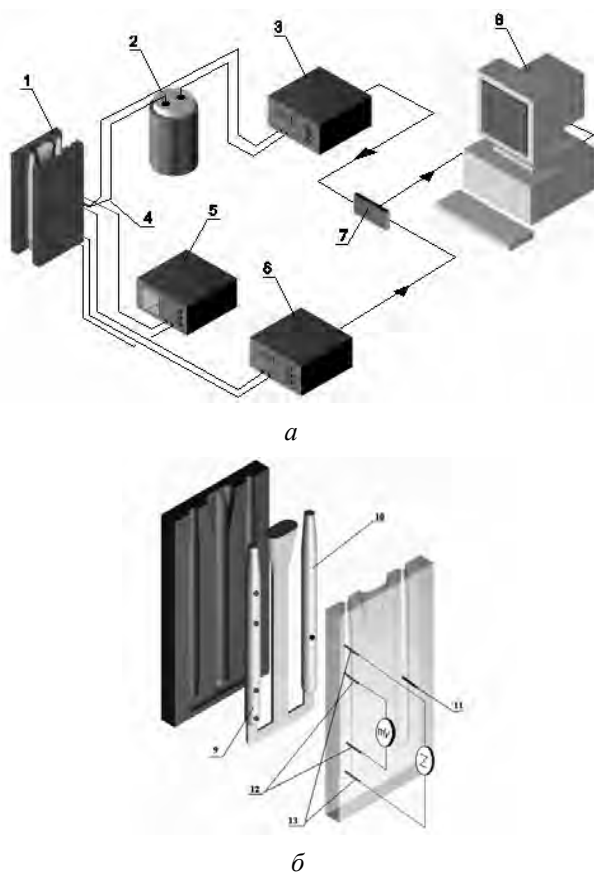


Рис. 1. Схема вимірювання методом АТД-АЕД (МЕТОД1 – до модернізації): а – вимірювальне коло; б – зразок (кокіль) з вилівками: 1 – зразок; 2 – термостат; 3 та 6 – цифрові вольтметри; 4 і 11 – термопари; 5 – блок живлення; 7 – модуль вимірювання; 8 – персональний комп’ютер; 9 – зразок для вимірювання методом АТД; 10 – зразок для вимірювання методом АТД; 12 – вимірювальні термопари; 13 – дроти живлення

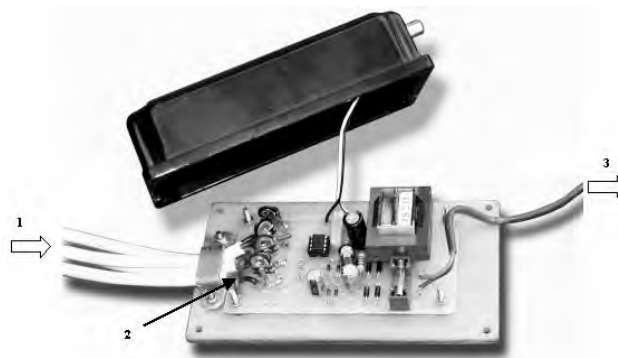


Рис. 2. Конструктивне вирішення електричної схеми усереднення напруги, вимірюваної чотирма термопарами: 1 – електричний вхід (подання напруг чотирьох термопар); 2 – засоби калібрування отриманого сигналу; 3 – подання вихідного сигналу до цифрового вольтметра

На рис.3 подано схематичне зображення зразка (кокілю) для вимірювання кінетики кристалізації ливарних стопів методом АТД-АЕД, модернізованим методом. Місце і спосіб вимірювання температури та електропровідності під час застигання та кристалізації на зразках виливок показано на рис. 4.

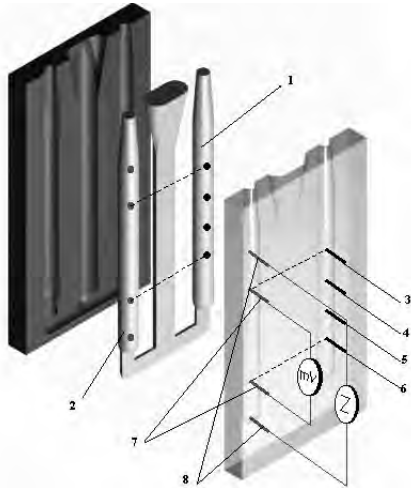


Рис. 3. Схематичне зображення зразка (кокілю) за модернізованим МЕТОДом2: 1 і 2 – зразки; 3–6 – термопари; 7 – вимірювальні зонди; 8 – дроти живлення

Обидва методи – МЕТОД1 та МЕТОД2 – були практично використані для реєстрації процесів кристалізації силумінів АК9 та АК11. Отримані результати подано у графічній формі термічних кривих  $t = f(\tau)$  і  $dt/d\tau = f(\tau)$  та кривих електропровідності  $\sigma = f(\tau)$  і  $d\sigma/d\tau = f(\tau)$  на рис. 5, 6, на яких також позначено перенесення у часі (X1 і X2) відповідних піків термічних та електричних процесів, які відбувалися у досліджуваних стопах. Записи кристалізації стопу АК9 подано на рис. 5, стопу АК11 – на рис. 6.

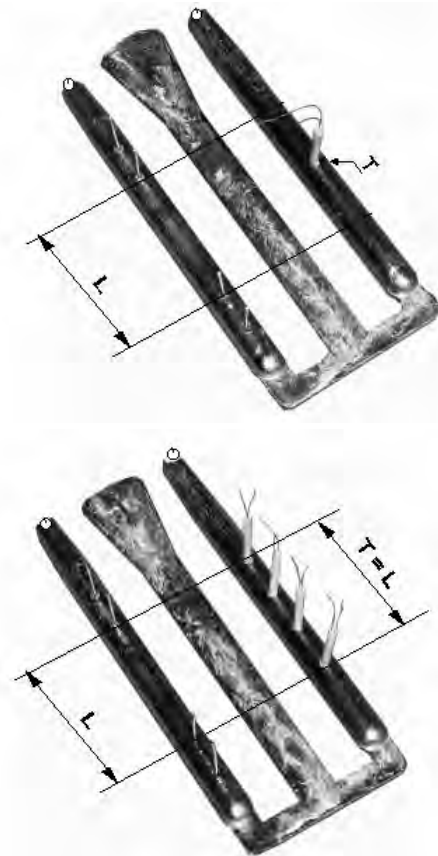
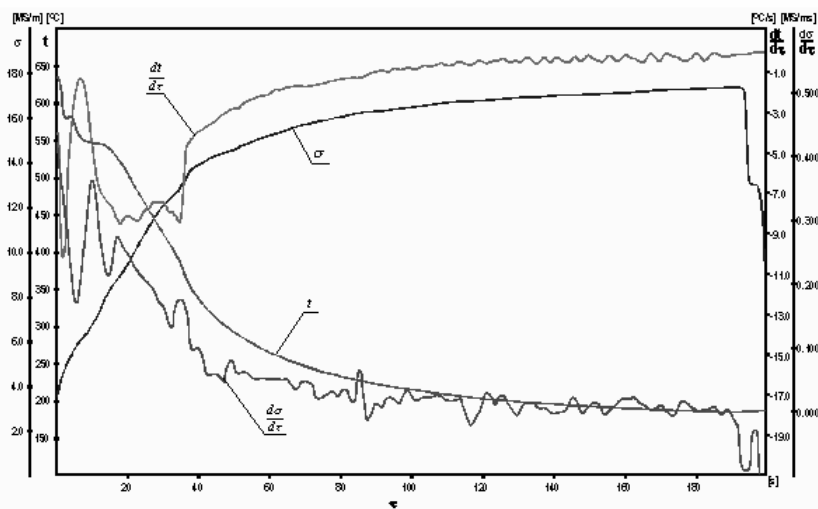
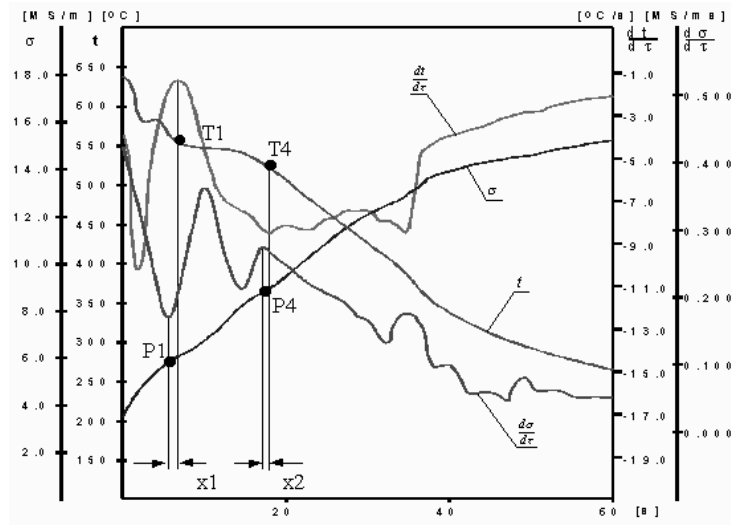


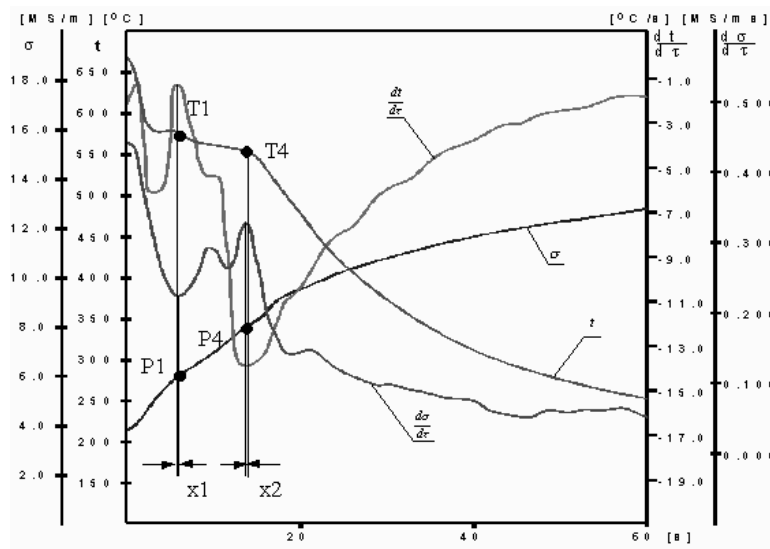
Рис. 4. Місце та спосіб вимірювань температури та електропровідності під час застигання та кристалізації на зразках виливок: а – зразок з односточковим вимірюванням температури за МЕТОДом1; б – зразок з чотириточковим вимірюванням температури за МЕТОДом2; T; L – зона, у якій виконувалось вимірювання температури та електропровідності



a

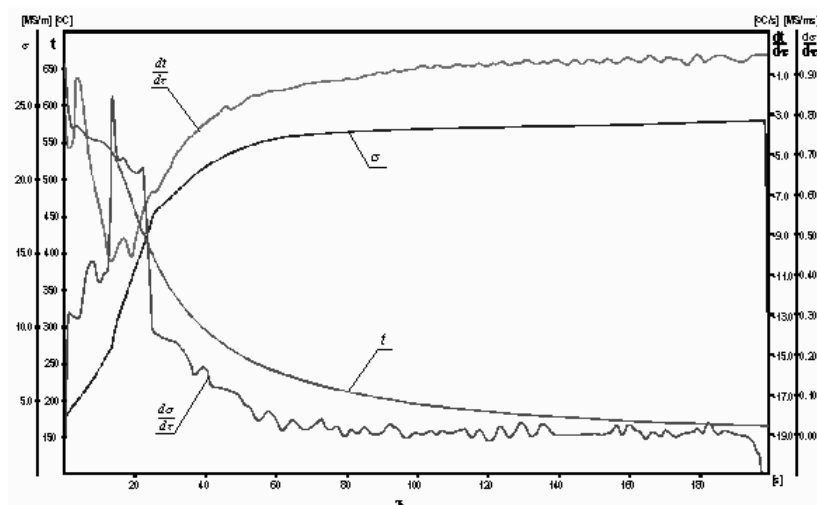


б

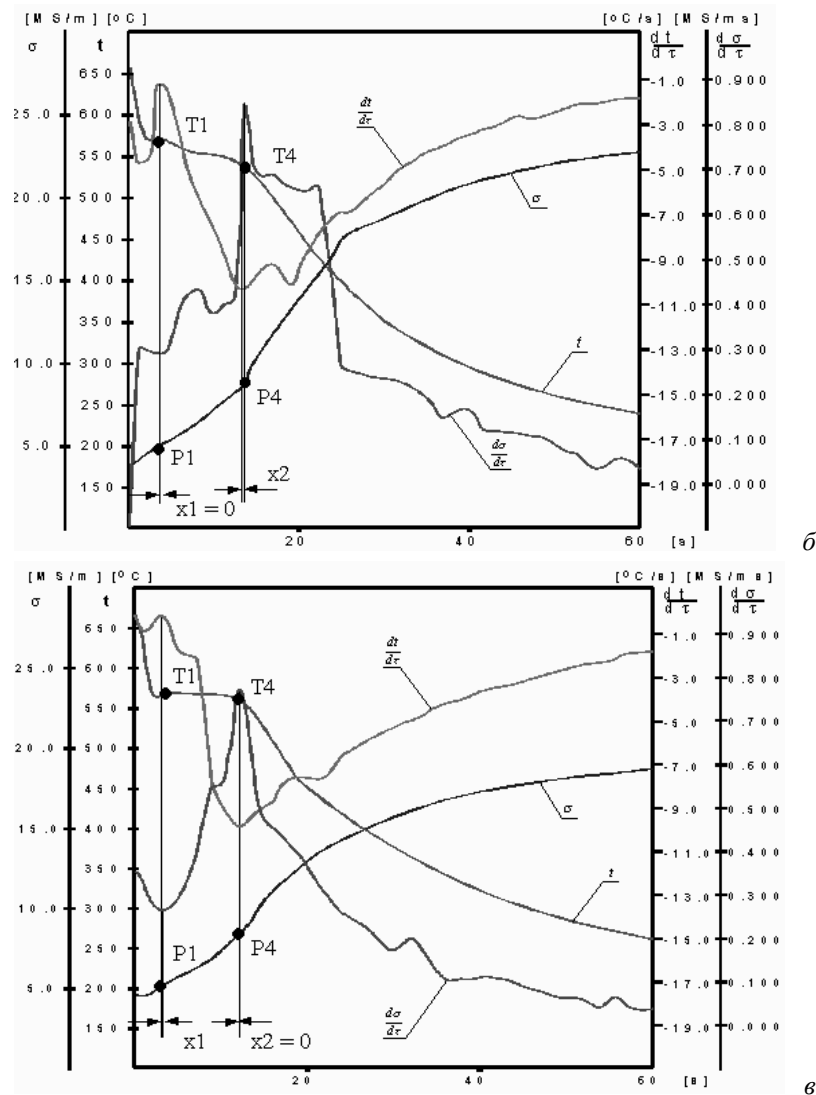


б

Рис. 5. Криві кристалізації ступу АК9: а – повний графічний запис АТД–АЕД за МЕТОДом1; б – запис графічний із відзначеними зміцненнями піків ( $X_1$ ;  $X_2$ ) відповідних точок ТіР за МЕТОДом1; в – графічний запис із відзначеними зміцненнями за МЕТОДом2



а



б

б

Рис. 6. Криві кристалізації ступу АК11: а – повний графічний запис АТД–АЕД за МЕТОДОМ1; б – запис графічний із відзначеними зміщеннями піків (X1; X2) відповідних точок TiP за МЕТОДОМ1; в – графічний запис із відзначеними зміщеннями за МЕТОДОМ2

Місце та спосіб вимірювань температури та електропровідності під час застигання та кристалізації наочно видно на фотографіях зразків виливок, поданих на рис. 4.

#### Висновки.

1. На підставі виконаних досліджень можна пересвідчитись, що існує можливість подання у графічній формі особливостей кристалізації силумінів у вигляді сукупності чотирьох кривих, дві з яких стосуються термічних кривих аналізу, а інші дві – електричних кривих.

2. На основі зафіксованих піків та інших видів екстремумів кривих показано можливість детального вивчення особливостей кристалізації фаз, що формують структуру кристалізованого ступу. Причому висока точність пропонованого методу дає змогу фіксувати не лише фази, які кристалізуються з

розплаву, але й фази, що виділяються з твердої фази у силумінах, виливаних у кокіль.

3. Аналіз графічних записів, отриманих за одноточковим методом, дає змогу стверджувати, що окрім порівнюваних у обидвох методах умов кристалізації, існують характеристичні відмінності у часі, виявлені методом АЕД (рис. 5, б і 6).

1. Schultze D. *Termiczna analiza różnicowa*. – PWN. – Warszawa, 1974. 2. Курітнік І.П. *Контроль технологічних параметрів у ливарному виробництві // Вимірювальна техніка і метрологія*. – 2002. – № 59. – С. 143–145. 3. Dudyk V., Pawlus D.: *Thermal-Derivative Analysis of AK11(AISi11) Alloy. Krzepnięcie Metali i Stopów*. – Katowice. – PAN. – 1992. – Z.17. 4. Dudyk M.: *Przewodność elektryczna właściwa w procesach krystalizacji siluminów // Budowa i Eksploatacja Maszyn. – Zeszyty Naukowe. – Politechnika Łódzka w Bielsku-Białej*. – 2001. – № 59.



# ТЕОРІЯ ВИМІРЮВАНЬ

УДК 004.05

## СИСТЕМАТИЗАЦІЯ КРИТЕРІЇВ, МЕТРИК І ШКАЛ ДЛЯ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ПРОГРАМНИХ ЗАСОБІВ

© Владислав Ціделко, Ніна Яремчук, Анастасія Шульгіна, 2003

Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут”, кафедра “Інформаційно-вимірювальна техніка”, пр. Перемоги, 37, 03056, Київ, Україна

*Наведено результати систематизації критеріїв, метрик і шкал, що застосовуються для визначення показників якості програмних засобів за допомогою узагальненого показника якості та профілю якості. Систематизацію виконано з використанням основних положень репрезентаційної теорії вимірювань, яка дає змогу виявити і теоретично обґрунтувати всі етапи процедури оцінювання якості програмних засобів.*

*Приведены результаты систематизации критериев, метрик и шкал, которые используются при определении показателей качества программных средств с помощью обобщенного показателя качества и профиля качества. Систематизация проведена с использованием основных положений репрезентационной теории измерений и позволяет выявить и теоретически обосновать все этапы процедуры определения качества программных средств.*

*In this work the results of systematization of criteria, metrics and scales that are used for determination of software products' quality characteristics are represented. These quality characteristics are determined by using generalized quality characteristic or quality profile. The systematization was developed using basic concepts of measuring theory and it allows exploration and theoretical substantiation of all the software products' quality assessment stages.*

Розвиток сучасного програмування дає змогу створювати програми різної складності і для різних галузей застосування. Збільшення довіри до програм і до їх можливостей виконувати складні функції підвищує, своєю чергою, відповідальність за виконання цих функцій. Це підвищує інтерес розробників і користувачів до аналізу якості програм, що створюються чи використовуються. Для оцінки і підвищення якості програм необхідно правильно вимірювати і прогнозувати характеристики якості, а також знати і вивчати залежності цих характеристик від різних параметрів.

Якістю програмного засобу (ПЗ) називають сукупність ознак і характеристик програмної продукції, що зумовлюють її здатність задовольняти встановлені потреби [1]. Під оцінкою якості конкретного ПЗ розуміють дії, що спрямовані на визначення ступеня задоволення потреб цим програмним засобом.

Метою такої оцінки може бути [1]:

- визначення ступеня відповідності рівня якості заданому;
- описання ознак і властивостей ПЗ, що виготовляють і представляють;

- визначення конкурентоспроможності ПЗ;
- атестація і сертифікація ПЗ.

Кількісну оцінку поняттю якості програмного забезпечення можна дати, використавши певні показники (характеристики) якості, які є основою цього поняття.

Під показником якості (ПЯ) програмного забезпечення розуміють набір властивостей (атрибутів) програмної продукції, за яким її якість подають і оцінюють. Оцінюючи якість, складають номенклатуру показників якості, що підлягають оцінюванню, і знаходять їх значення. Номенклатура і склад показників якості для усіх ПЗ не є однаковими. Вони залежать від призначення ПЗ, стадії його життєвого циклу та від специфічних властивостей конкретного ПЗ. Існує багато різних номенклатур і методів їх кількісної оцінки. Загальною особливістю всіх цих відомих номенклатур показників якості є те, що всі вони мають багаторівневу ієрархічну структуру і показники якості оцінюють, переходячи від нижнього рівня структури до верхнього.

Кількісну оцінку рівня якості виконують, порівнюючи ПЗ, що досліджується, з базовим ПЗ, що використовується як еталон. Безпосередня оцінка рівня якості ПЗ може бути отримана за декількома методами. Можна розглядати якість продукції щодо узагальненого показника якості за комплексним методом оцінки. Порівнюють значення узагальненого показника якості з рівнем якості базового зразка (тобто значенням аналогічного узагальненого показника базового зразка) і роблять висновок про рівень якості ПЗ. Можна також розглядати профіль якості ПЗ. У такому разі якість ПЗ характеризують окремими показниками, що створюють профіль ПЗ, який порівнюється з профілем базового зразка, тобто набором аналогічних базових показників якості, за допомогою певного математичного апарату.

Показники якості вимірюють з використанням метрик, що співвідносяться з характеристиками (властивостями) ПЗ. Кожна кількісна оцінка і кожна взаємодія програмного забезпечення з довкіллям, що може бути кількісно оцінена, може бути прийнята як метрика.

Критерії якості ПЗ умовно поділяють на дві групи: функційні критерії якості та конструктивні критерії якості.

Аналізуючи і вибираючи функційні критерії якості, необхідно враховувати сукупну ефективність комплексу програм упродовж всього життєвого циклу з урахуванням затрат на проектування, експлуатацію і супроводження. Конструктивні критерії якості програм більш чи менш інваріантні до їх цільового призначення і основних функцій. До них належать: складність програм; надійність функціонування; ресурси ЕОМ, що використовуються; коректність тощо.

Показники якості підлягають вимірюванню, для чого виконують їх формалізацію, вводячи метрики. Перший вид числових параметрів – метрик, якому відповідає інтервальна шкала, характеризується відносними величинами чи реально вимірюваними фізичними показниками. Властивості, пов'язані з цими параметрами можуть бути подані найповніше. Другий вид метрик (порядкова шкала) дає змогу ранжувати деякі характеристики на основі порівняння з опорними значеннями. Для об'єкта вимірювання встановлюється пріоритетність ознак. Математичні дії з такими показниками більш обмежені, ніж для першого виду метрик. Третій вид метрик (номінальна чи категорійна шкала) характеризується тільки наявністю властивості чи ознаки у комплексу програм без урахування градацій цієї ознаки.

Відображає зв'язок між показниками якості і шкалами рис. 1.

Залежно від кількості властивостей, які характеризують показники якості, виділяють одиничні та комплексні показники якості. Одиничні показники якості  $P_j$  характеризують одну з властивостей, а кожен з комплексних показників якості складається з декількох показників (оціночних елементів  $P_{ij}$ ). Показники, що характеризують одну властивість, встановлюють за допомогою метрик якості. Якщо показник якості встановлюють на основі вимірювання, тоді для цього використовують наведені вище шкали інтервалів чи відношень. Якщо показник якості визначають за допомогою експертної оцінки, то для цього найчастіше застосовують абсолютну шкалу (від нуля до одиниці).

Комплексні показники якості формуються з одиничних показників (оціночних елементів), які входять до їх складу. Їх значення отримують з формули:

$$P_j = \sum_{i=1}^m V_i P_{ij}, \quad (1)$$

де  $P_{ij}$  – значення  $i$ -го оціночного елемента  $j$ -го комплексного показника якості;  $V_i$  – ваговий коефіцієнт  $P_{ij}$ .

Сукупність показників якості  $P_j$  ( $j=1, \dots, n$ ) створює профіль  $\Pi_o = \{P_1, P_2, \dots, P_j, \dots, P_n\}$  програмного засобу, що досліджується. Рівень якості ПЗ визначають, порівнюючи його профіль  $\Pi_o$  (сукупність показників якості) з профілем  $\Pi_\delta$  (сукупністю показників якості) певного наявного чи гіпотетичного програмного продукту, аналогічного тому, що оцінюється, за призначенням і прийнятого як еталон. У такому разі цим еталоном є базовий зразок.

Базовим зразком називають прийняту для порівняння сукупність показників якості ПЗ, яку можна реально отримати [2]. Показники якості базового зразка  $P_{j\delta}$  називають базовими показниками. Значенням базового показника якості (ПЯ) продукції (коротко базовим значенням) називають значення показника, що приймають за основу, виконуючи порівняльну оцінку якості продукції. Сукупність базових значень ПЯ створює профіль базового зразка і характеризує оптимальний (щодо певних критеріїв) рівень якості ПЗ на деякий визначений період (період передбачуваної експлуатації ПЗ). Треба відзначити, що показники якості, які входять в базовий профіль, вимірюють за допомогою шкал, які відповідають тим властивостям ПЗ, які ці показники характеризують. Необхідно також підкреслити, що від вибору базового зразка і базових значень ПЯ певною мірою залежить вірогідність результатів оцінки рівня якості продукції і правильність рішень, що приймаються.

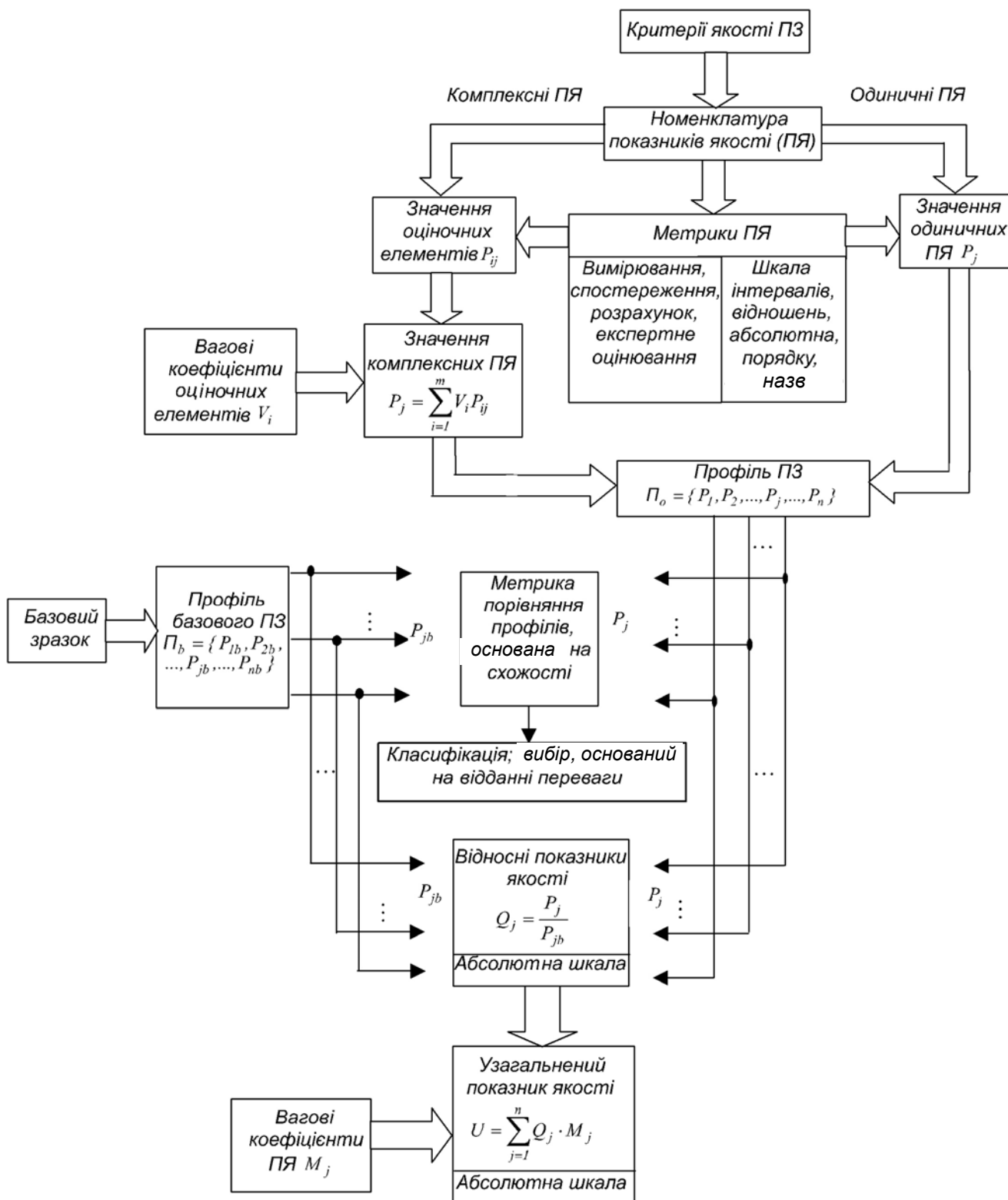


Рис. 1. Ілюстрація зв'язку між критеріями якості, метриками показників якості та шкалами

Подальша оцінка якості ПЗ на основі двох профілів – базового і профілю ПЗ, який досліджується, може бути виконана двома методами (рис.1). Можна також розглядати якість продукції за допомогою узагальненого показника якості, можна також розглядати остаточну оцінку якості ПЗ як профіль. Профіль об'єкта порівнюють з профілем базового зразка, тобто з набором аналогічних базових показників якості, за допомогою метрик порівняння профілів. Вибір того чи іншого методу залежить від метрик оцінки рівня якості.

Розглянемо метод, що оснований на визначенні узагальненого ПЯ ПЗ. Отримавши значення ПЯ досліджуваного і базового ПЗ, на наступному етапі оцінки рівня якості знаходимо відносні ПЯ  $Q_j$ . Відносне значення ПЯ продукції – це відношення значення ПЯ (в одиницях прийнятої шкали) до базового значення того самого показника (із застосуванням тієї самої шкали):

$$Q_j = \frac{P_j}{P_{jb}}. \quad (2)$$

Якщо показники базового зразка є межами реально досяжних значень, то переходимо до абсолютної шкали вимірювання ПЯ з діапазоном вимірювання від 0 до 1. Для визначення рівня якості ПЗ здебільшого використовують відносні ПЯ. Знайшовши їх, а також їх вагові коефіцієнти  $M_j$ , ми можемо визначити і узагальнений показник якості:

$$U = \sum_{j=1}^n Q_j \cdot M_j. \quad (3)$$

Узагальнений показник якості знаходять за абсолютною шкалою. Якщо ваги нормалізовані, тобто  $\sum_{j=1}^n M_j = 1$ , то діапазон вимірювання  $U$  знаходиться в межах від 0 до 1. Висновок про якість ПЗ за першим методом роблять, проаналізувавши значення узагальненого показника якості ПЗ.

Тепер розглянемо метод оцінки рівня якості, оснований на порівнянні досліджуваного і еталонного профілів. Для такого порівняння використовують спеціальні методики, що ґрунтуються на схожості. Профіль об'єкта  $P_o$  і профіль базового зразка  $P_b$  є сукупністю показників якості, для яких можуть

використовуватись метрики за умов однакових шкал для  $P_o$  і  $P_b$ . Вид метрики ПЯ залежить від природи самого показника якості і від способу його визначення (вимірювання, реєстрація, розрахунок, експертна оцінка).

Порівняння досліджуваного і базового профілів може бути виконано за двома алгоритмами, що визначаються метою дослідження. За першим – кілька профілів  $P_{o1}, P_{o2}, \dots, P_{ol}$ , що досліджуються, порівнюють з одним базовим, щоб вибрати оптимальний ПЗ на основі віддання переваги. За другим – один профіль  $P_o$  порівнюють з кількома базовими  $P_{b1}, P_{b2}, \dots, P_{bk}$ , щоб визначити клас якості, тобто класифікацію. Одним з найважливіших моментів цього методу є вибір метрики порівняння. В оцінюванні якості вибір тієї чи іншої метрики порівняння, насамперед, залежить від того, за якою шкалою вимірюють показники якості, що входять до  $P_o$  і  $P_b$ .

Отже, визначення якості ПЗ за двома методами можна поділити на такі етапи (рис. 2):

1. Відповідно до призначення ПЗ і стадії його життєвого циклу формулюють критерії якості.
2. На основі критеріїв якості визначають сукупність ПЯ ПЗ і метрики оцінки їх значень.
3. Отримані на основі вимірювання, спостереження, експертного оцінювання ПЯ ПЗ утворюють профіль ПЗ, що досліджується.
4. Визначають реально досяжну сукупність значень ПЯ певного типу ПЗ, яку приймають для порівняння як профіль базового зразка чи базовий профіль.
5. Залежно від прийнятого методу оцінки якості ПЗ вибирають подальший алгоритм оцінки якості: за узагальненим ПЯ чи за профілем.
6. Якщо остаточною кількісною оцінкою якості є профіль об'єкта, то згідно з методом досліджень вибирають метрику порівняння з базовим профілем, виконують порівняння і формують висновок щодо класу якості ПЗ чи вибору ПЗ на основі віддання переваги.
7. Якщо якість ПЗ визначають за узагальненим ПЯ ПЗ, то базовий профіль використовують для встановлення відносних показників якості; за відносними показниками якості і ваговими коефіцієнтами ПЯ знаходять узагальнений ПЯ; відповідно до значення узагальненого ПЯ роблять висновок про рівень якості ПЗ.

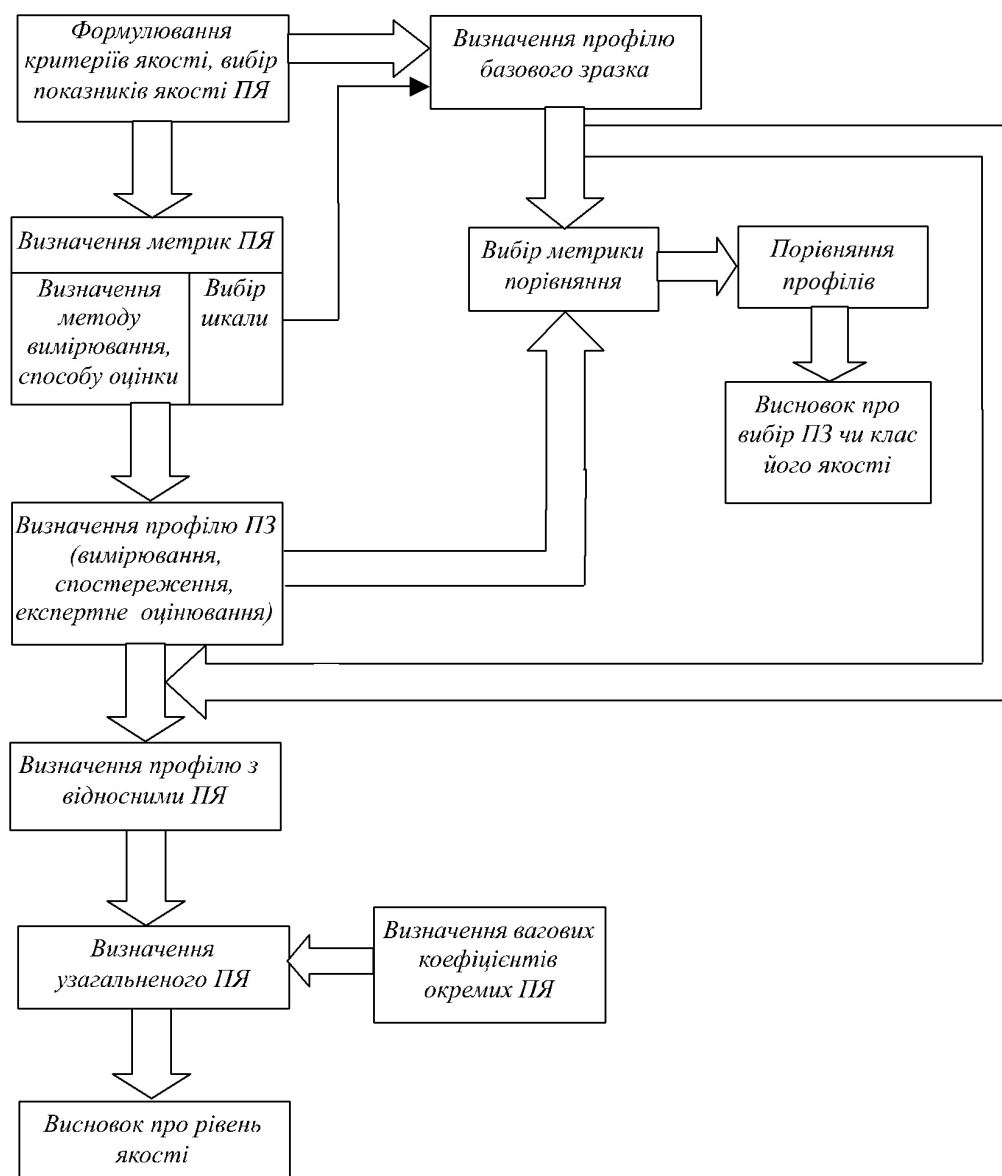


Рис. 2. Складові процедури оцінювання якості за двома методами

Розглянемо докладніше процедуру отримання узагальненого показника за остаточною формулою (3). Якщо застосовувати до цієї процедури основні положення репрезентативної теорії вимірювань [3], то окремі прояви ознак якості, кожна з яких є емпіричною системою з відношеннями, повинні знаходитись у відношеннях еквівалентності, порядку та адитивності. Формуючи узагальнений показник якості, необхідно дотримуватись цих відношень. Щоб зберегти відношення еквівалентності, використовують відносні показники, тобто відношення ПЯ (що мають різну розмірність) до базових значень. Отже, при формуванні узагальненого показника всі ПЯ є безрозмірними.

Для збереження відношення порядку показники якості формують за одним напрямом. Наприклад, збільшення значення показника відповідає підвищенню рівня якості. Для збереження відношення адитивності (пропорційний вклад показників в узагальнений показник якості) вводять вагові коефіцієнти.

Порівнюючи профілі метрики, що застосовуються, поділяють на дві групи: метрики, які використовуються для вимірювання окремих показників якості, і метрики порівняння.

Основою процедури визначення якості є концепція порівняння, що основана на зіставленні істотних (для цього розгляду) характеристик властивостей

об'єктів, що порівнюють, щоб визначити, якому з цих об'єктів кожна з цих властивостей притаманна більшою чи меншою мірою. Для цього вводять метрику порівняння [4], що задовольняє умови:

- $\rho(x, y) = 0 \Leftrightarrow x = y$  (аксіома тотожності);
- $\rho(x, y) = \rho(y, x)$  (аксіома симетрії);
- $\rho(y, z) \leq \rho(x, y) + \rho(y, z)$  (аксіома трикутника).

ка).

Метрику  $\rho(x, y)$  називають також відстанню між елементами  $x$  та  $y$ .

Тривіальна метрика порівняння, що застосовується для вимірювання, така:

$$\rho(x, y) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } x = y, \\ 1, & \text{якщо } x \neq y. \end{cases}$$

Для порівняння профілів використовуються метрики, що основані на схожості [5]. Вибір конкретної метрики залежить від способів подання профілів ПЗ (рис. 3).

Виділяють два способи подання профілів ПЗ за кількісними характеристиками ПЯ: подання профілю як сукупності значень ПЯ за шкалою інтервалів або відношень і подання профілю як сукупності значень ПЯ за абсолютною шкалою.

Спосіб подання значень ПЯ за шкалою інтервалів або відношень ґрунтується на вимірюваннях і розрахунках. Якщо ПЯ характеризуються розмірнісними числами, то профіль ПЗ складається з неоднорідних ПЯ.

Спосіб подання значень ПЯ за абсолютною шкалою оснований на експертному оцінюванні, тобто значення окремих ПЯ знаходяться в інтервалі від 0 до 1. Цей спосіб забезпечує однорідність профілю ПЗ.

Спосіб подання профілю за якісними характеристиками окремих ПЯ ґрунтується на фіксації наявності чи відсутності певної властивості (ознаки). Інформацію про якісні характеристики ПЗ отримують зі спостережень.

Якісні характеристики ПЯ можуть бути подані за лінгвістичною шкалою. Тоді характеристики окремих ПЯ подають як терм-множини (наприклад “відмінний”, “добрий”, “задовільний” тощо).

Кількісні і якісні характеристики можуть бути подані як нечіткі множини з визначенням їх функцій належності.

Систематизацію метрик порівняння профілів наведено у таблиці.

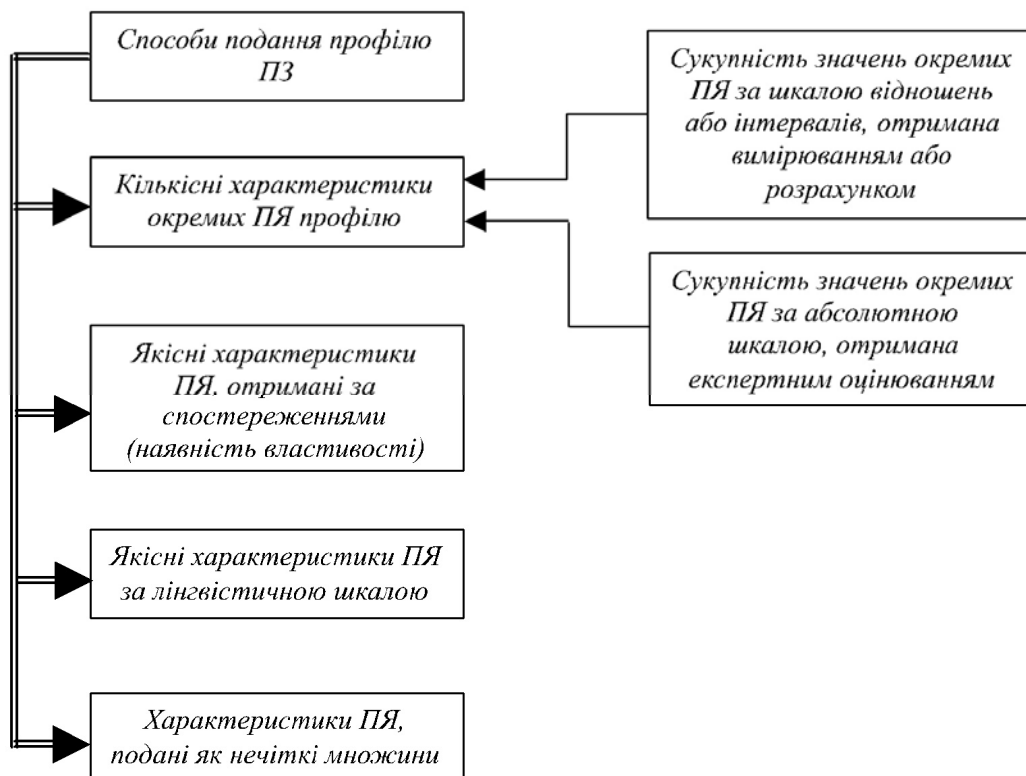


Рис. 3. Систематизація способів подання профілю ПЗ

**Основні типи метрик**

№ з/п	Назва метрики	Характеристика показника якості
1	Евклідова відстань	Кількісна
2	Манхеттенська метрика	Кількісна
3	Міра схожості Хеммінга	Якісна (за номінальною шкалою)
4	Міра схожості Роджерса-Танімото	Якісна (за номінальною шкалою)
5	Відстань Махолонобіса	Кількісна
6	Відстань Журавльова	Змішана

Після отримання профілів набору ПЗ ці оцінки можуть бути використані для розрахунків мір схожості або відмінності профілів. Профілі оцінок подають як матриці, де рядки відповідають об'єктам (ПЗ), а стовці – ознакам (ПЯ). Якщо матриця  $V$  містить профілі, то  $v_{ik}$  –  $k$ -та ознака об'єкта  $i$ .

$$V = \begin{matrix} & \mathbf{1} & \mathbf{2} & \dots & \mathbf{k} & \dots & \mathbf{n} \\ \mathbf{1} & v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1k} & \dots & v_{1n} \\ \mathbf{2} & v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2k} & \dots & v_{2n} \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{i} & v_{i1} & v_{i2} & \dots & v_{ik} & \dots & v_{in} \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{m} & v_{m1} & v_{m2} & \dots & v_{mk} & \dots & v_{mn} \end{matrix} \quad (4)$$

У таблиці наведено міри схожості профілів. Найчастіше для кількісних характеристик використовують міру 1:

$$\delta_{ij} = \left( \sum_k (v_{ik} - v_{jk})^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

де (5)  $v_{ik}$  і  $v_{jk}$  – це значення  $k$ -ї ознаки в профілю  $i$ -го та  $j$ -го об'єктів. Мірою схожості профілів об'єктів  $i$  та  $j$  є  $\delta_{ij}$ . Щоб отримати повну матрицю відмінностей, значення  $\delta_{ij}$  розраховують для усіх пар об'єктів.

Дослідники по-різному використовують міру відстані між профілями. Іноді для розрахунків мір відмінності елементи  $V$  перетворюють до стандартизованого за стовпцями вигляду. Матрицю даних називають стандартизованою за стовпцями, якщо

середнє значення елементів кожного стовпця становить 0, а дисперсія елементів кожного стовпця дорівнює 1. Якщо дослідник вважає, що середні і дисперсії стовпців зі змістовного погляду не важливі, то може бути побудована нова матриця  $Z$ , в якій кожний елемент матиме вигляд

$$z_{ik} = (1/s_k)(v_{ik} - v_k),$$

де  $v_k$  і  $s_k$  – середнє і середнє квадратичне відхилення елементів  $k$ -го стовпця. Відмінності потім розраховують для елементів стандартизованої матриці  $Z$ , а не для  $V$ .

Середні і дисперсії шкал суб'єктивних оцінок і багатьох психологічних тестів часто розглядають як довільні. Якщо профілі складаються з таких змінних, то використовується стандартизація даних за стовпцями.

У деяких дослідженнях дані часто бувають центрованими або стандартизованими за рядками. Для атестації ПЗ це можна виконати лише для однорідних ПЯ (тобто таких, що є однорідними величинами). Матрицю називають стандартизованою за рядками, якщо середнє елементів кожного рядка дорівнює 0, а дисперсія елементів кожного рядка дорівнює 1. Розрізняють три аспекти профілю: рівень, розсіювання і форму [6]. Рівень – це просто середнє профілю  $v_i$ . Розсіювання – розподіл оцінок в профілі щодо їх середнього. Під формою розуміють ранговий порядок оцінок у профілі.

Для того, щоб центрувати оцінки в профілі за рядками, треба обчислити матрицю  $\tilde{V}$  з елементами  $\tilde{v}_{ik} = v_{ik} - v_i$ , тобто відняти від кожного елемента  $v$  середнє значення відповідного рядка. Щоб стандартизувати  $v$  за рядками, треба обчислити матрицю  $Z$  з елементами  $z_{ik} = (1/s_i)(v_{ik} - v_i)$ , де  $v_i$  і  $s_i$  – середнє і середнє квадратичне відхилення елементів профілю  $v_i$ .

Якщо відмінності  $\delta_{ij}$  розраховують за вихідною матрицею  $V$ , то вони будуть відображати схожість рівня, розсіювання і форми профілів  $i$  та  $j$ . Але якщо використовується центрована за рядками матриця  $\tilde{V}$ , то відмінності будуть відображати тільки розсіювання і форму профілів. Якщо застосовувати стандартизовану за рядками матрицю  $Z$ , то  $\delta_{ij}$  будуть відображати тільки відмінності в формі. Від того, які з аспектів профілів – рівень, розсіювання чи форма – важливі для дослідників, залежить, чи потрібно матрицю  $V$  центрувати, чи стандартизувати за рядками.

Отже, використання метрологічного підходу і теоретичних положень відображення емпіричної сис-

теми з відношеннями дає змогу впорядкувати процедуру визначення якості і створити на цій основі конкретні методики оцінювання якості програмних засобів.

1. ДСТУ 2850-94. Програмні засоби ЕОМ. Показники і методи оцінювання якості. Чинний від 01.01.93. – Держстандарт України, 1994. 2. Кулаков А.Ф. Управление качеством программных средств. – К., 1989. 3. Пфанцагль И. Теория измерения. – М., 1976. 4. Розенберг В.Я. Введение в теорию точности измерительных систем. – М., 1975. 5. Нечаев Ю.И. Планирование и обработка результатов эксперимента // Интернет: [http://www.csa.ru/skif/kurs\\_5/index.htm](http://www.csa.ru/skif/kurs_5/index.htm). 6. Дейвисон М. Многомерное шкалирование: Методы наглядного представления данных. – М., 1988.



# ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.317.7

## АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ІНВАРІАНТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ З КОРЕКТУЮЧИМИ ПОВТОРЮВАЧАМИ СИГНАЛІВ

© I. Маслов, 2003

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу,  
вул. Карпатська, 15, 76019, Івано-Франківськ, Україна

*Розглянуто динамічні властивості широкопasmових операційних вимірювальних підсилювачів, побудованих за ітераційним принципом.*

*Рассмотрены динамические свойства операционных измерительных усилителей с широкой полосой пропускания, построенных по итерационному принципу.*

*Dynamic properties of operating measuring iteration amplifier with the wide range are considered in the article.*

Статизм є основним недоліком статичних систем степеня з від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ). Він зумовлений сигналом розузгодження на вході підсилювача прямого каналу перетворення і призводить в перехідному режимі роботи системи до динамічної похибки, а у встановленому режимі – до статичної похибки, значення яких зворотно пропорційні до рівня вхідного сигналу.

Уникнути вказаних недоліків замкнутих систем степеня можливо за допомогою зменшення похибки статизму. Це досягається або використанням дуальних сигналів у прямому і зворотному каналах пристрою, або заміною ВЗЗ на квадратурний і комбінований зворотний зв'язок. Вказані способи дають змогу значно зменшити похибку статизму підсилювачів в діапазоні частот від одиниць герц до десятків мегагерц. Однак практична реалізація цих напрямків пов'язана із значними труднощами. Вони зумовлені необхідністю забезпечення в широкому частотному діапазоні високої стабільності підсилювачів, фазових зсувів їх сигналів і петльового підсилення в місцевих контурах позитивного зворотного зв'язку. Крім того, в статичних системах з квадратурним і комбінованим зворотним зв'язком, як і при ВЗЗ, це відбувається за рахунок відповідної втрати підсилення.

Подальше підвищення точності і ефективності статичних систем можливо за допомогою комбінування структурних прийомів корекції похибки з

комбінованим зворотним зв'язком. У таких системах сигнал розузгодження вводиться в основний канал як сигнал мультиплікативної або адитивної поправки. В системах з адитивною корекцією немає замкнутого контуру регулювання помилки, а, отже, для них знімаються всі обмеження на стійкість. Такі пристрої не мають статизму. Їх підсилювачі безпосередньо підсилюють вхідний сигнал, а сигнал розузгодження як сигнал помилки створюється в допоміжному (коректувальному) каналі і додається (або віднімається) до (або від) вхідного або вихідного сигналів як сигнал адитивної корекції за допомогою додаткового диференціального суматора-повторювача сигналів, який одночасно застосовується для ізоляції коректувального кола від джерела сигналів або навантаження.

Покажемо це на прикладі схеми перетворювача, що зображена на рис. 1. Він складається з трьох підсилювачів  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ , двох зворотних перетворювачів  $ЗП_1$ ,  $ЗП_2$  та трьох суматорів  $C_1 \div C_3$ . Дія завади показана сигналом  $U_3$  на виході додаткового підсилювача  $K_3$ . Схема описується рівняннями:

$$K_1(p) = \frac{K}{(p\tau_1 + 1)(p\tau_2 + 1)}, \tau_1 \geq \tau_2;$$

$$k_1(p) = \frac{(p\tau_1 + 1)}{K \left[ \frac{p\tau_1}{(1+K) + 1} \right]};$$

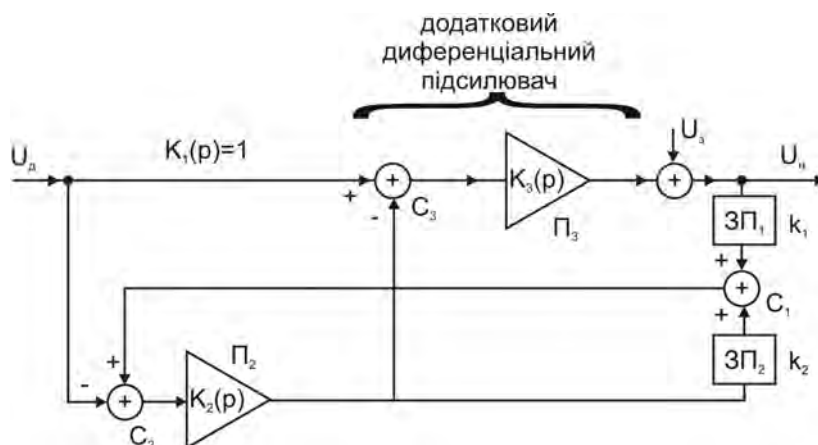


Рис.1. Структурна схема перетворювача з вихідним диференціальним суматором

$$k_2(p) = \frac{I}{(p\tau_2 + 1) \left[ \frac{p\tau_1}{(I+K) + 1} \right]}$$

$$K_2(p) = \left[ \frac{K_{02}(p)}{I + K_{02}(p)} \right]$$

$$K_{02}(p) = \frac{K_{02}}{(p\tau_n + 1)(p\tau_e + 1)}; K_{02} \gg I;$$

а передавальну характеристику і коефіцієнт придушення сигналу завади встановлюють відповідно до рівнянь:

$$K = \frac{K_1(1 - k_2A_2 + K_2)}{(1 - k_2K_2 + k_1K_1K_2)}$$

$$\frac{U_3}{U_n} = \frac{(1 - k_2K_2 + k_1K_1K_2)}{1 - k_2K_2}$$

Динамічна стабільність системи визначається знаменником рівняння для величини  $K$ . Якщо виконуються умови настроювання схеми:

$$k_2(p)K_2(p) = 1,$$

$$k_1(p)K_1(p) = k_2(p),$$

$$K_{02} = 1,$$

вона буде абсолютно стійкою, якщо стійкими будуть підсилювачі  $\Pi_1$  і  $\Pi_2$ . Водночас

$$K = K_1(1 - k_2K_2 + K_2),$$

$$\frac{U_3}{U_n} = K_{02} \frac{p \left[ \frac{\tau_n}{K_{02}} + \tau_2 + \frac{\tau_1}{(I+K)} \right] + I}{p \left\{ \tau_n + K_{02} \left[ \tau_2 + \frac{\tau_1}{(I+K)} \right] \right\} + I},$$

а частота, на якій значення  $\frac{U_3}{U_n}$  падає до рівня 3 дБ, якщо  $\tau_n \geq 2K_{02}\tau_e$ , становить:

$$\omega_0 = \left[ \frac{I}{\tau_2 + \frac{\tau_1}{(I+K)} + \frac{\tau_n}{K_{02}}} \right]$$

Умови частотної корекції характеристики системи на низькій і високих частотах легко забезпечують, вводячи частотно-коректувальні ланки одночасно в обидва зворотні перетворювачі  $ЗП_1$  і  $ЗП_2$ .

Застосування ітеративного принципу корекції загальної помилки значно знижує вимоги до технічних характеристик коректувальних повторювачів сигналів. Очевидно, що вибираючи структуру пристроїв з ітераційною корекцією помилки, перевагу слід віддавати тим з них, в яких операція корекції спотворень сигналів зберігається до великих рівнів сигналів. Проектування подібних високоточних статичних пристроїв стеження стосуються роботи П.П. Орнатського, М.А. Земельмана, Л.І. Волгіна, Ю.М. Туза, В.Д. Ціделко та інших. Однак розвиток схемотехніки таких пристроїв, на жаль, здійснюється евристично, що не дає можливості характеризувати отримані рішення як оптимальні. Крім того, в літературі, по суті, відсутні відомості, що пояснюють, як треба вибирати коректувальні пристрої і який якісний ефект це забезпечує.

З цього погляду перспективнішим напрямом синтезу структур і моделей пристроїв з ітеративною корек-

цією похибки є метод орієнтовних графів\*, який дає змогу обґрунтувати повноту отриманих класів пристроїв.

Орієнтовний граф  $G_1$ , що відображає структуру одноканального перетворювача, зображений на рис. 2, де  $\dot{A}_1$  – вузол джерела вхідної електричної величини (напруги або струму);  $\dot{A}_2$  – вузол вихідної перетвореної активної величини;  $\dot{A}_3$  – вузол активної величини на вході підсилювача прямої передачі;  $\dot{A}_4$  – вузол активної величини на виході підсилювача прямої передачі;  $K$  – передача гілки, що відображає підсилювач прямої передачі;  $\beta$  – передача гілки, що відображає ланку ВЗЗ.

Похибку статизму підсилювача як перетворювача величини  $\dot{A}_1$  у величину  $\dot{A}_2$  зручно проаналізувати на інвертованому графі  $G_2$ , який отримується інверсією шляху  $\dot{A}_1 \rightarrow \dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_4 \rightarrow \dot{A}_2$ . У графі  $G_2$  для зручності додатково введено кілька одиничних гілок, що відображають односпрямованість проходження сигналів, а підсилювач прямої передачі розділений на два підсилювальні каскади ( $K'K'' = K$ ). Із графа  $G_2$  видно, що активна величина  $\dot{A}_1$  дорівнює:

$$\dot{A}_1 = -\dot{A}_2\beta + \dot{A}_2 \frac{1}{K},$$

звідки відносно похибку зворотного перетворення ( $\dot{A}_2 \rightarrow \dot{A}_1$ ) можна записати у вигляді:

$$\delta_0 = \frac{\dot{A}_1 - (-\beta\dot{A}_2)}{\beta\dot{A}_2} = \frac{1}{K\beta},$$

а зв'язок між  $\delta_0$  і відносною похибкою статизму перетворювача описується рівнянням:

$$\delta = \frac{1}{1 + \delta_0} - 1 = \frac{\delta_0}{1 + \delta_0}.$$

Як було показано, точність будь-якого перетворювача можна покращити, вводячи в нього коректувальні пристрої. У перетворювачі по графу  $G_2$  похибка спричинена проходженням сигналу по шляху  $\dot{A}_2 \rightarrow \dot{A}_4 \rightarrow \dot{A}_5 \rightarrow \dot{A}_6 \rightarrow \dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_1$ . Тому зручно використати паралельну коректувальну гілку  $K_{K0}$ , що з'єднує вершини  $\dot{A}_2$  та  $\dot{A}_1$  і має коефіцієнт передачі

$-\frac{1}{K'K''}$  (штрихова гілка графа  $G_2$ ). Але через нестійкість цієї ланки краще використати безпосередньо гілки  $1/K'$  та  $1/K''$ . Корекція досягається введенням паралельно до одиничних гілок  $\dot{A}_2 \rightarrow \dot{A}_4$ ,  $\dot{A}_5 \rightarrow \dot{A}_6$ ,  $\dot{A}_3 \rightarrow \dot{A}_1$  допоміжних коректувальних гілок з коефіцієнтом передачі “-1” за допомогою розв'язувальних повторювачів сигналів.

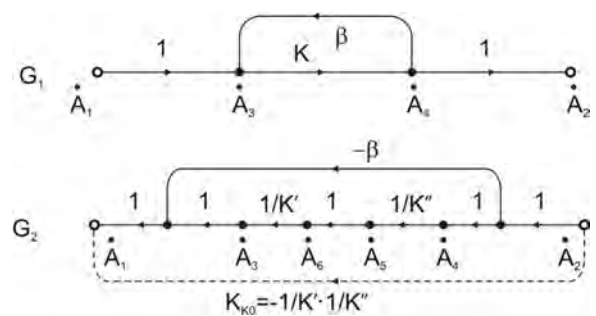


Рис. 2. Прямий та інвертований графи структури одноканального підсилювача

Можливі п'ять варіантів графа  $G_1$  передачі операційного підсилювача з коректувальними повторювачами. У чотирьох варіантах коректувальний підсилювач входить в гілку прямої або зворотної передачі ланки, що додатково під'єднується до входу або виходу вузла  $\dot{A}_3$ , а у п'ятому варіанті – у гілку зворотної передачі ланки, яка знаходиться в розриві вузла  $\dot{A}_3$ .

Якщо коректувальний повторювач входить в гілку зворотної передачі, загальна похибка підсилювача дорівнює:

$$\delta_0 = \frac{(1 - K_K)}{K\beta},$$

а неточність підсилювача, вводячи коректувальний повторювач в гілки прямої передачі графів, визначають так

$$\delta_0 = \left( \frac{1}{K_K} - 1 \right) \left( 1 - \frac{1}{K\beta} \right).$$

Перший варіант кращий, оскільки неточність повторювача ( $K_K \neq 1$ ) впливає тільки на похибку другого порядку мализни. З наведених рівнянь випливає, що коли коефіцієнт передачі коректувального повторювача в робочій смузі частот пристрою буде дорівнювати одиниці, то похибка статизму дорівнюватиме нулеві. Це, однак, вимагає вибору такої переда-

\*Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. – К., 1986.

вальної характеристики коректувального повторювача, щоб стійкість підсилювача не порушувалась.

Як основний одноканальний підсилювач візьмемо абсолютно стійкий підсилювач, у якого спад логарифмічної АЧХ у низько- і високочастотних ділянках не перевищує 20 дБ/декаду. Позначимо:

$K_0\beta_0$  – статичний коефіцієнт петльового підсилення ланок з ВЗЗ;  $T_n$  – стала часу реальної диференціальної ланки, що визначає нижню частоту  $\omega_H = 1/T_n$ ;  $T_e$  – стала часу аперіодичної ланки, яка визначає верхню частоту  $\omega_e = 1/T_e$  робочої смузи;

$\omega_{zn}$  – нижня частота зрізу АЧХ, що дорівнює  $1/T_n K_0\beta_0$ ;  $\omega_{ze}$  – верхня частота зрізу АЧХ, яка становить  $K_0\beta_0/T_e$ . Передавальну характеристику повторювача опишемо рівнянням:

$$K_K(p) = \frac{K_{K0} T_{KH} p}{(T_{KH} p + 1)(T_{KB} + 1)}.$$

Коефіцієнт передачі повторювача буде дорівнювати одиниці тільки на одній частоті

$\omega_0 = 1/\sqrt{T_{KH} T_{KB}}$ , якщо  $K_{K0} = 1 + \frac{T_{KB}}{T_{KH}}$ . Очевидно,

що коректувальний повторювач буде мало впливати на характеристику основного підсилювача, коли за мінімального  $K_0\beta_0$  частота  $\omega_{KH} = \frac{1}{T_{KH}} > \omega_{0H}$ , а

$$\omega_{KB} = \frac{1}{T_{KB}} < \omega_{0B}.$$

Враховуючи вимоги нехтування фазових зсувів сигналу, які вносяться коректувальним повторювачем в області нижніх і верхніх частот ( $\psi_H = \psi_B \leq 5^\circ$ ,  $\text{tg } \psi_H = \text{tg } \psi_B \leq 0,1$ ) робочого діапазону перетворювача,

сталі часу  $T_{KH}$  і  $T_{KB}$  коректувального повторювача слід вибрати із співвідношень:

$$T_{KH} \leq \frac{0,1(K_0\beta_0)_{\min} T_H}{K_{K0}},$$

$$T_{KB} \geq \frac{10 K_{K0} T_B}{(K_0\beta_0)_{\min}}.$$

Тоді для того, щоб отримати кращу точність за умови використання в схемі перетворювача коректувального повторювача сигналів в усій робочій смузі частот пристрою на рівні:

$$\gamma = \frac{\delta_0}{\delta_{0K}} = \frac{1}{(1 - K_{K0})}$$

статичний коефіцієнт підсилення повторювача відповідно на нижній і верхній робочих частотах можна вибирати із рівнянь:

$$K_{K0} = 1 - \frac{1}{T_{KH} \omega_H},$$

$$K_{K0} = 1 - T_{KB} \omega_B,$$

або достатньо:

$$K_{K0} = \frac{1}{1 + \frac{10}{(K_0\beta_0)_{\min}}}.$$

Першими двома рівняннями для  $K_{K0}$  користуються, якщо необхідно, щоб похибка перетворення була сталою на всіх робочих частотах.

Відзначимо, що отримані результати можна використовувати з кількома коректувальними повторювачами сигналів. Необхідно тільки, щоб на частотах зрізу АЧХ перетворювача сума фазових зсувів усіх повторювачів не перевищувала заданого значення. Загальна перевага в точності перетворювача буде визначатись добутком відношень  $\gamma_i$  для кожного із повторювачів.

# МЕТРОЛОГІЯ

УДК 001.4:389/1

## ОЦІНЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОХИБКИ ВИМІРЮВАНЬ ПРИ МІЖЛАБОРАТОРНОМУ ЕКСПЕРИМЕНТІ

© Василь Друзюк, Ігор Сидорко, 2003

Львівський державний центр стандартизації, метрології та сертифікації Державного комітету України з питань технічного регулювання та споживчої політики, вул. Кн. Романа, 38, 79005, Львів, Україна

*Розглянута методологія контролю точності результатів міжлабораторного експерименту.*

*Rассмотрена методология контроля точности результатов межлабораторного эксперимента.*

*Considered results exactness control methodology interlaboratory to experiment.*

Одним із пріоритетних напрямків екологічної політики вважають здійснення екологічного моніторингу, а саме моніторингових спостережень поверхневих та підземних вод, забруднення атмосферного повітря.

Виконання цих завдань вимагає розроблення сучасних моніторингових досліджень та вимірювань у вимірювальних лабораторіях (ВЛ), що ведуть ці дослідження. Основою метрологічного забезпечення системи моніторингу є єдина нормативно-методична база, що забезпечує достовірність і порівнянність вимірювань в усіх складових частинах цієї системи [1].

Міжлабораторний експеримент під час перевірки правильності виконання вимірювань, що виконуються вимірювальною лабораторією, має вирішальне значення на етапі акредитації та під час здійснення контролю за акредитованими лабораторіями [2].

Державні стандартні зразки складу розчинів (СЗСР) становлять досить значну групу. Вони наведені у державному реєстрі засобів вимірювальної техніки, які дозволено застосовувати в Україні. Наявність такого діапазону СЗСР дає змогу моделювати програму експерименту лабораторій, що виконують вимірювання у сфері поширення державного метрологічного нагляду. Програма міжлабораторного експерименту (МЛЕ) передбачає виготовлення контрольних розчинів, приготованих на базі стандартних зразків[3].

Для виконання МЛЕ у ВЛ доцільно найпридатніша схема реалізації МПР з паралельним передаванням зразків. Схеми з паралельним передаванням зразків передбачають одночасне розсилання задіяним ВЛ одного і того самого зразка певної речовини.

Важливо, щоб зразки (контрольні розчини), які передаються у ВЛ, були однорідними, з тим щоб результати, які оцінюються як промахи, не були визнані наслідком будь-якого істотного розходження в характеристиках зразків [ 4 ].

Важливим елементом у МЛЕ є приготування контрольних розчинів (КР). Остаточна концентрація КР обчислюється за формулою:

$$C = C_0 ( v_i / V_i ) N, \quad (1)$$

де  $C_0$  – концентрація елемента у стандартному зразку, мг/см<sup>3</sup>;  $v_i$  – об'єм мірної піпетки для відбору СЗСР на  $i$ -му етапі розчинення;  $V_i$  – об'єм мірної колби, в якій готують розчин на  $i$ -му етапі розчинення;  $N$  – кількість етапів розчинення.

Відносну похибку приготування КР обчислюють за формулою:

$$S_r = S_{cs}^2 + \sum_{s=1}^n (S_{мп}^2 + S_{mk}^2 + 2S_r^2), \quad (2)$$

де  $S_r$  – відносна похибка приготування КР;  $S_{cs}^2$  – значення відносної похибки ДСЗУ, якщо довірча вірогідність 0.95;  $S_{мп}^2$  – відносна похибка мірної піпетки, яка використовується для відбирання частини КР на  $i$ -му етапі розчинення;  $S_{mk}^2$  – відносна похибка мірної колби, в якій готують КР;  $S_r^2$  – відносна похибка, яка спричинена відхиленням температури під час приготування КР. Показник 2 показує, що температура під час приготування КР може змінюватись двічі, в мірній піпетці і в мірній колбі.

Допустимі відносні похибки мірного посуду наведені нижче.

**Мірні піпетки 2 кл. ГОСТ 20292–74**

Об'єм ( $V_i$ ), мл	1	2	5	10	20
$S_{МП}$ , %	1.0	1.0	1.0	1.0	0.4

**Мірні колби 2 кл. ГОСТ 1770–74**

Об'єм ( $V_i$ ), мл	50	100	200	500	1000	2000
$S_{МК}$ , %	0,2	0,2	0,15	0,06	0,06	0,05

**Температурна складова похибки**

$(T \pm \Delta T)$ , °C	$20 \pm 5$
$S_T$ , %	0.103

Практика здійснення МЛЕ підтвердила доцільність вибору мірного посуду і кількості етапів розчинення КР так, щоб сумарна відносна похибка  $S_T$  приготованого розчину не перевищувала  $\pm 2\%$ .

**Висновок.** Достовірність вимірювань під час МЛЕ залежить від багатьох чинників процесу вимірювань.

Врахування складової похибки під час приготування КР дасть змогу підвищити точність МЛЕ.

1. *Постанова Кабінету Міністрів України від 30.03.1998 р. № 391 “Про затвердження положення про державну систему моніторингу довкілля”, п.14.*  
 2. *Друзюк В.М., Сидорко І.І. Державний метрологічний нагляд. Міжлабораторний експеримент-основа єдності вимірювань // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2001. – № 58. – С. 129–132.*  
 3. *ГОСТ 8.315–97 Стандартные образцы состава и свойств веществ и материалов.*  
 4. *Інструкція про порядок перевірки точності результатів вимірювань у вимірювальних лабораторіях (ІМУ15-99). Затверджена наказом Держстандарту України 12.08.99 р. за № 99, затверджена Мін'юстом України 2.12.99 р. за №833/4126.*

УДК 536.532

## МЕТРОЛОГІЧНА ПЕРЕВІРКА СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ В УМОВАХ ЇХ ЕКСПЛУАТАЦІЇ

© Володимир Цигика, Ігор Курітник, 2003

Університет в Бельско-Бяла, кафедра “Електротехніка і автоматика”,  
вул. Віллова, 2, 43309, Бельско-Бяла, Польща

*Розглянуто спосіб перевірки термоелектричних сенсорів за допомогою нагрівання змінним електричним струмом з одночасним вимірюванням постійної термо-ЕРС компенсаційним методом. Область можливого застосування – контроль термонар в умовах експлуатації, що актуальний, коли демонтаж сенсорів з об'єкта ускладнений або неможливий.*

*Рассмотрен способ поверки термоэлектрических сенсоров посредством нагрева переменным электрическим током при одновременном измерении постоянной термо-ЭДС компенсационным методом. Область возможного применения – контроль термонар в условиях эксплуатации, что является актуальным для случаев усложненности или невозможности демонтажа сенсоров из объекта.*

*The method of checking of the thermoelectric sensors by heating by an alternating current with simultaneous measurements of the thermo-electromotive force is considered. This method can be used for control of the thermoelectric sensors of the temperature under operating conditions. Especially, this is actual in the cases, when removing sensors from an object is complicated or impossible.*

**Постановка проблеми.** Перевірка (тестування, верифікація) термоелектричних сенсорів (ТС) температури здійснюється здебільшого в лабораторних умовах. Використовується один з двох методів: перевірка за реперними точками або перевірка порівнянням. Для

першого методу, який є найточнішим, потрібні чисті метали, що використовуються як реперні точки Міжнародної температурної шкали МТШ–90. Температури стану фазової рівноваги між твердою і рідкою фазами деяких точок такі: цинк – 419,523 °С, алюміній –

660,323 °С, срібло – 961,78 °С, золото – 1064,18 °С [1]. Для перевірки за реперними точками використовуються декілька технологій реалізації реперної точки: у графітовому тиглі, який поміщається в шахтну піч; за допомогою дротинки (пластинки), якою з'єднуються термоелектроди.

**Аналіз рішень.** Найбільша точність досягається, якщо використовується графітовий тигль, поміщений в шахтну піч. Реперна точка цинку за умови застосування дуже чистого цинку (99,9999 % Zn) відтворюється з похибкою до 0,2 мК, алюмінію і срібла – 1 мК [2]. А взагалі МТШ–90 відтворює термодинамічну температуру з похибкою  $\pm 7$  мК, якщо 900 К. Реперні точки та інтерполяційні прилади призначені для відтворення МТШ–90, а також міжнародних порівнянь.

Для перевірки технічних засобів вимірювання температури призначені зразкові (контрольні) прилади і використовується перевірка порівнянням. Зразкові засоби вимірювань на основі платинородієвої термопари ПР10/0 мають три розряди. Так, перший (найкращий) розряд в діапазоні 300–1100 °С має похибку 0,25–0,6 °С, третій – відповідно 0,8–2,0 °С [3].

ТС, як і їх чутливі елементи – термопари, які тривалий час знаходилися в об'єкті при високих температурах, нема сенсу перевіряти в лабораторних умовах. Термоелектроди стають неоднорідними за довжиною, а термо-ЕРС залежить від розкладу температури вздовж термопари. Відтворити саме такий розклад в лабораторії практично неможливо. Тому велике значення має перевірка ТС в умовах експлуатації. У [4] запропоновано пристрій для перевірки ТС, який вміщає контейнер з реперним матеріалом. Деталі контейнера виконано із термоелектродних матеріалів. Аналогічне запропоновано в роботах [5, 6].

Для перевірки порівнянням використовуються зразковий сенсор, термостати та потенціометр. Цікавим напрямком є нагрівання сенсорів електричним струмом, що застосовується як тестове збурення [7]. Однак, якщо є принципова можливість, слід констатувати складність практичної реалізації запропонованих способів стосовно ТС.

**Метою роботи є** спрощення методологій та засобів реалізації перевірки термоелектричних сенсорів.

Розглянуто порівняно простий спосіб контролю ТС за допомогою тестування змінним електричним струмом з одночасним вимірюванням термо-ЕРС компенсаційним методом. Для тестового нагрівання ТС використовують зрівноважений міст змінного струму.

Принципова електрична схема пристрою для контролю ТС наведена на рисунку.

На схемі термопари тестованого  $E_x$  і зразкового  $E_0$  ТС, електроопір яких  $R_x$  та  $R_0$ , ввімкнені послідовно в плече моста змінного струму. Як мілівольтметр використовують потенціометр постійного струму. Умова зрівноваженості моста  $C_1(R_x + R_0) = C_2 \cdot R$ , де  $R$  – електроопір магазину опорів. Якщо виконується ця умова, змінний струм через нуль-індикатор потенціометра не протікає. Як нуль-індикатор потенціометра використовують гальванометр магнітоелектричної системи. Якщо міст розбалансовано, стрілка гальванометра починає вібрувати, що дає змогу контролювати ступінь зрівноваженості мостової схеми. Живиться схема від ферорезонансного стабілізатора напруги (елементи  $L_1, L_2, C$ ).

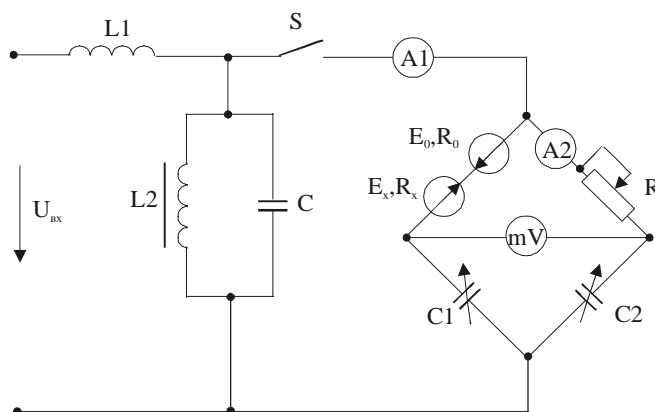
Струм плечей моста регулюють, змінюючи ємності  $C_1, C_2$ , які також відіграють роль роздільних конденсаторів, що відмежовують вимірювальне коло постійного струму від кола електронагрівача. Змінний струм, який контролюється амперметрами  $A_1$  та  $A_2$ , не повинен перевищувати допустиме для цього діаметра термоелектродів значення.

Нагрівання легко регулюється в широкому діапазоні температур: якщо необхідно,  $\Delta T$  може становити 100 °С і більше. Але треба враховувати можливу температурну залежність коефіцієнта термо-ЕРС  $\alpha(\Delta T)$ , тому оптимальне значення  $\Delta T$  становить 20–30 °С.

Перевірка ТС полягає у вимірюванні напруги  $U' = U_x - U_0$  до пропускання змінного струму через диференціальне увімкнення термопар та напруги  $U'' = U'_x - U'_0$  після досягнення усталеного режиму нагрівання електрострумом. Значення  $\Delta U = U'_x - U'_0$  порівнюють з пороговим значенням  $\Delta U_{пор}$  і роблять висновок про придатність ТС. Порогове значення різниці термо-ЕРС  $\Delta U_{пор}$  встановлюють для конкретного типу ТС та умов експлуатації емпірично.

Комутація вимірювального та нагрівного кіл при цьому способі тестування термопар не потрібна, отже, вимірювання виконують після досягнення усталеного (стаціонарного) режиму. Але цей спосіб дає змогу вивчати також інерційні властивості ТС.

Запропонований спосіб і пристрій можна використати і для визначення температури  $T_x$  тестованого



Принципова схема пристрою для контролю ТС

ТС. Вважатимемо, що приріст температури  $\Delta T$  термопар тестованого і зразкового ТС однаковий. Нехай  $U_0, U_x$  – термо-ЕРС зразкового і тестованого ТС до теплової дії струму,  $U'_0, U'_x$  – термо-ЕРС після досягнення усталеного режиму нагрівання електро-струмом. Змінюючи полярність увімкнення зразкового ТС, вимірюємо:

$$U_1 = U'_x + U'_0; \quad U_2 = U'_x - U'_0.$$

Розрахуємо значення  $U'_x$  та  $U'_0$ :

$$U'_x = \frac{1}{2}(U_1 + U_2); \quad U'_0 = \frac{1}{2}(U_1 - U_2).$$

Отже, прирости напруг

$$\Delta U_0 = U'_0 - U_0; \quad \Delta U_x = U'_x - U_x.$$

Якщо використовується стабілізована змінна напруга живлення з відповідним коефіцієнтом стабілізації, прирости напруг  $\Delta U_0$  та  $\Delta U_x$  можна безпосередньо виміряти, по чергово вмикаючи термопари в мостову схему.

Враховуючи, що  $\Delta U_0 = \alpha_0 \Delta T$ ;  $\Delta U_x = \alpha_x \Delta T$ ,

$$\text{знайдемо } \alpha_x = \frac{\alpha_0 \Delta U_x}{\Delta U_0}; \quad T_x = \frac{U_x}{\alpha_x}.$$

Поправки, зумовлені відмінністю  $\Delta T$  зразкового і тестованого ТС, якщо вони вносять істотну похибку, можна визначити емпірично для конкретних ТС чи розрахувати. Зокрема, при температурній зміні електроопору  $R_x$  справджується співвідношення  $\Delta T_0 / T_x = R_0 / R_x$  (без урахування тепловіддачі).

Отже,  $\alpha_x = \frac{\alpha_0 \Delta U_x}{\Delta U_0} \cdot \frac{R_0}{R_x}$ . Значення  $R_0$  та  $R_x$  вимірюють мостовим методом.

Використовуючи принципову особливість – нагрівання змінним струмом з одночасним вимірюванням постійної термо-ЕРС – можна розробити модифікації цього способу: розташування тестованого і зразкового ТС в суміжних плечах моста; нагрівання зразкового ТС до досягнення значення термо-ЕРС тестованого тощо.

Вимірювання, виконані для ТС типу ТХК (з хромель-копелевими термопарами) ідентичної конструкції, один з яких був поміщений в нагрівачі, а інший знаходився при кімнатній температурі, показали, що запропонований спосіб дає змогу ефективно тестувати термоелектричні перетворювачі без їх демонтажу з об'єкта, використовуючи найчутливіші і найточніші методи вимірювання – компенсаційний та мостовий. Пристрій для тестування не містить складних елементів і приладів і може бути компактно виготовлений у переносному варіанті на базі стандартного потенціометра постійного струму.

1. Preston-Thomas H. The International Temperature Scale of 1990 (ITS-90) // Metrologia. – 1990. – P. 4–10. 2. Michalski L., Eckersdorf K., Kucharski I. Termometria. Przyrządy i metody. – Łódź: WPL, 1998. 3. Куритный И.П., Бурханов Г.С., Стаднык Б.И. Материалы высокотемпературной термометрии. – М., 1986. 4. А.с. № 1415082 (СССР). Устройство для проверки термоэлектрических преобразователей / А.А. Саченко, В.Ю. Мильченко, И.П. Куритный, В.В. Кочан. – Опубл. в Б.И., 1988, № 29. 5. Ronsin H., Elgourdou M. Extension of the minicell thermocouple calibration technique to the palladium fixed point / Tempmeko-96. – Levrotto-Bella, Torino. – P. 189–194. 6. Lehman H., Bernhard F. Self-calibration thermocouples / Tempmeko-96. – Levrotto-Bella, Torino. – P. 195–206. 7. Куритный И.П. Верифікація термоелектричних сенсорів температури без їх демонтажу з об'єкта // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2000. – Вип. 57. – С. 118–120.



# ПРОБЛЕМИ ВИМІРЮВАНЬ В НАРОДНОМУ ГОСПОДАРСТВІ

УДК 621.317

## СИСТЕМАТИЗАЦІЯ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ВОЛОГОСТІ СИПКИХ МАТЕРІАЛІВ

© Роман Івах, Михайло Дорожовець, Іван Путель, 2003

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Інформаційно-вимірювальні технології",  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Розглянуто основні методи вимірювання вологості сипких матеріалів, вказано їх недоліки та переваги.  
Наведена класифікація цих методів.*

*Rассмотрено основные методы измерения влажности сыпучих материалов, указано их недостатки и  
преимущества. Приведена классификация этих методов.*

*The basic methods of measurement of moisture of loose materials are considered and their lacks and advantages were  
discribed. The classification of these methods was carried.*

**Вступ.** Вологість притаманна практично усім твердим та сипким матеріалам та речовинам, і вона часто зумовлює їх технічні, хімічні та інші якісні характеристики.

Так, наприклад, в сільському господарстві вологість ґрунту визначає доцільність застосування тих чи інших агротехнічних методів; постійний контроль вологості ґрунтів необхідний для правильного зрошування земель. Вологість зерна, бавовни та інших сільськогосподарських продуктів є одним із основних та визначальних чинників, який впливає на кількісне та якісне їх зберігання.

Вологість зерна та інших сільськогосподарських продуктів враховується під час здавання та приймання на зернопереробних підприємствах та зерносховищах, оскільки від неї залежить чиста маса продукту і, відповідно, дійсна вартість. Підвищення вологості продуктів також призводить до невірних витрат під час транспортування.

Вологість зерна – фізико-хімічно та механічно пов'язана з тканинами зерна вода, що видаляється в стандартних умовах визначення [1].

З вищесказаного випливає, що:

- вологість продукту загалом впливає на його якість, тому контроль за цим показником необхідний на більшості стадій технологічного процесу різних виробництв (сільськогосподарської продукції, продуктів харчування, фармацевтичних продуктів, парфу-

мерних виробів, будівельних і оздоблювальних матеріалів, хімічних матеріалів);

- облік вологості важливий при торгових операціях і при вхідному контролі сировини, там, де одиницею розрахунку є маса продукту. Незначні відхилення від реального значення вологості продукту чи сировини можуть спричинити серйозні збитки для учасників угоди;

- точно вимірювати вологість важливо для відповідних органів під час інспектування та сертифікації товарів та продуктів.

**Аналіз відомих методів вимірювання вологості сипких матеріалів (СМ).** Різноманітні методи визначення вологості сипких матеріалів можна поділити на прямі, які ґрунтуються на розділенні досліджуваного зразка на вологу частину та сухий залишок, та непрямі, за якими вологість досліджуваного матеріалу встановлюють за результатами вимірювання інших фізичних величин, які функціонально з нею пов'язані (див. рисунок).

**1. Прямі методи вимірювання вологості сипких матеріалів**

**1.1. Термогравіметричний метод (метод сушіння та зважування).** Класичним методом визначення вологості сипких матеріалів є метод, що ґрунтується на вимірюванні різниці маси проби матеріалу до і після її сушіння. Для багатьох матеріалів цей метод прийнято за стандартний [2, 3, 4, 5].



Класифікація методів вимірювання вологості сипких матеріалів

Переважно цей метод призначений для визначення вологості поодиноких проб і малопридатний для неперервного і тим більше автоматичного вимірювання вологості, передовсім через велику тривалість сушіння.

Загалом він характеризується високою точністю. Іноді його точність може істотно погіршитись внаслідок методичної похибки, зумовленої тим, що не завжди можливе повне випаровування вологості під час висушування проби, в якій може бути так звана “зв’язана вода”, яку важко вилучити з матеріалу. Похибки можуть бути зумовлені також випаровуванням вологи під час попереднього роздрібнення проби перед сушінням. Відомі спроби зменшення тривалості сушіння, наприклад, за допомогою нагрівання проби інфрачервоним випромінюванням або струмами високої частоти.

**1.2. Хімічні методи.** Існують хімічні методи визначення вологості, які ґрунтуються на використанні взаємодії проби вологого матеріалу з різними хімікаліями [3, 4, 6, 7]. Хімікалії, що застосовуються, повинні взаємодіяти тільки з “вільною” водою проби і їх кількісні відношення повинні бути строго визначені. Вагова кількість продукту реакції – наприклад, утвореної кислоти або газу, пропорційна до вагового вмісту води в пробі. Наприклад, відомий метод визначення вологості піску, який передбачає поміщення проби вологого піску разом з карбідом кальцію в герметичний посуд, перемішування її з подальшим вимірюванням тиску утвореного ацетилену, що є мірою вологості піску [2, с. 141–146].

Прямі методи дають змогу отримувати достатньо великий сигнал, що відповідає значенню вологості, проте через вплив різних чинників на вимірювану властивість матеріалу не завжди можна забезпечити потрібну точність визначення вологості. До таких чинників належать хімічний і гранулометричний склад проби, сортність матеріалу, щільність, температура, склад електроліту тощо.

## 2. Непрямі методи вимірювання вологості сипких матеріалів.

Швидше визначення вологості забезпечують непрямі методи, що ґрунтуються на вимірюванні певної властивості контрольованого матеріалу, що функціонально залежить від вологості останнього.

Оскільки вміст вологи в речовині визначає її фізичні властивості – теплові, оптичні, механічні, електрофізичні тощо, то функціональний зв’язок цих властивостей з вмістом вологи можна використати для розроблення різних типів вологомірювальних пристроїв, які працюють за принципом непрямого вимірювання вологості матеріалів та речовин.

Непрямі методи вимірювання вологості сипких матеріалів можна поділити на неелектричні та електричні.

**2.1. Неелектричні методи вимірювання вологості СМ.** Неелектричні методи ґрунтуються на використанні теплофізичних, акустичних, оптичних та інших властивостей досліджуваних матеріалів.

Неелектричні методи визначення вмісту вологи в сипких матеріалів мають певні переваги над іншими непрямими методами, а саме: швидкодію, неруйнівний контроль та встановлення вмісту вологи без пошкодження або втрат матеріалу, можливість побудови на базі цих методів автоматизованих систем управління технологічними процесами.

**2.1.1. Теплофізичні методи.** Основою теплофізичних методів є залежність таких параметрів, як коефіцієнт теплопровідності, питома теплоємність, коефіцієнт температуропроводності від вмісту вологи в досліджуваних сипких матеріалах [3]. Вказані параметри зі збільшенням вмісту вологи монотонно та нелінійно зростають, тому доцільно для розроблення теплофізичних вологомірів використовувати залежність динамічних характеристик охолодження або нагрівання малої теплоємності від вмісту вологи досліджуваного матеріалу, який знаходиться в тепловому контакті з тілом.

**2.1.1.1. Калориметричний метод.** Калориметричний метод застосовується для вимірювання малих вмістів вологи (до 6%). Він полягає у визначенні зміни температури проби досліджуваного сипкого матеріалу під час десорбції вологи у вакуумі. Десорбція призводить до різкого зниження температури речовини, причому градієнт температури пропорційний до початкового вологовмісту. На тепловий ефект десорбції води із речовини накладається ефект десорбції вологи, яка адсорбована стінками первинного перетворювача, та тепловий ефект адіабатичного розширення повітря в камері, де знаходиться досліджувана проба, після початку вакуумування. Для уникнення похибок, які зумовлені цими причинами, вимірювання здійснюється диференційно-мостовим методом.

**2.1.1.2. Термографічний метод.** Термографічний метод визначення вмісту вологи сипких матеріалів ґрунтується на вимірюванні кількості тепла, яке витрачене на випаровування вологи із досліджуваного зразка. Потік тепла, який передається речовині нагрівачем, стабілізований. Зменшення вологості зумовлює меншу витрату енергії на випаровування та більшу – на нагрівання сухого матеріалу, тобто на підвищення його температури. Про початковий вміст вологи контрольованої речовини або матеріалу, який рухається з постійною швидкістю, роблять висновок після вимірювання його температури через певний період, що

дорівнює часу проходження речовини вздовж довжини нагрівача.

Всі теплофізичні вологоміри відрізняються простотою конструкції, нескладністю обслуговування та ремонту, порівняно невеликою похибкою вимірювання. Вимірювання також нескладне та легко може бути автоматизоване. Однак на результати вимірювання великий вплив мають гранулометричний склад, густина досліджуваної речовини та площа термічного контакту з чутливим елементом.

Ці типи приладів можна використовувати як зразкові для вологомірів, принцип дії яких ґрунтується на інших методах вимірювання вологості.

**2.1.2. Оптичні методи** Принцип дії оптичних вологомірів, які працюють у видимій ділянці спектра, ґрунтується на властивості деяких речовин змінювати колір чи коефіцієнт відбиття світла залежно від вмісту вологи [8]. Оптичні вологоміри забезпечують задовільну точність вимірювання та чутливість, порівняно прості за конструкцією, однак зміна гранулометричного складу контрольованих речовин та наявність в них домішок з різними оптичними властивостями спричиняють великі похибки вимірювань. Ці фактори та неможливість визначення значних вмістів вологи обмежують поширення цих методів.

**2.1.3. Ультразвукові методи.** Ультразвукові методи вимірювання вологості використовують залежності характеристик ультразвукових коливань від властивостей та складу середовища, а саме залежність швидкості (поперечної або повздовжньої) поширення ультразвукових коливань від вмісту вологи в досліджуваному середовищі. Основна сфера застосування ультразвукових вологомірів – визначення вмісту вологи в агресивних середовищах та у керамічних виробках [9, 10].

**2.2. Електричні методи вимірювання вологості СМ.** Електричні методи вимірювання вологості ґрунтуються на залежності властивостей досліджуваних матеріалів та речовин – діелектричної проникності, електропровідності, тангенса кута діелектричних втрат та інших – від вмісту в них вологи. Серед відомих нині методів найпоширеніші кондуктометричний, діелькометричний, ємнісний методи та метод повної провідності.

**2.2.1. Кондуктометричний метод.** У кондуктометричному методі вологовміст оцінюється за результатами вимірювання електричного опору (об'ємного

або поверхневого) або провідності вологого матеріалу на постійному струмі або струмі промислової частоти [11]. Як правило, кондуктометричний метод застосовується для визначення вологості від 2 % до 30 %. У діапазоні 0–2% його використання обмежене проблемами вимірювання з достатньою точністю досить великих опорів (близько  $10^{11}$ – $10^{12}$  Ом); якщо вологовміст більший за 30 %, метод забезпечує невисоку чутливість через степеневу залежність опору від вологості.

На результати вимірювання істотно впливають змінний хімічний та сольовий склад досліджуваного матеріалу, температура, тиск, розподіл вологи, розмір та форма зерен, наявність домішок тощо. Окрім того, під час вимірювань на постійному струмі спостерігається поляризація електродів, вплив якої зростає із збільшенням вологовмісту та залежить від хімічного складу зразка. Тому вплив поляризації вимірювання зменшують на змінному струмі з частотою до 2–3 кГц.

Найважливішою перевагою цього методу є простота схеми та конструкції вимірювального приладу. Однак складна пробопідготовка, порівняно вузький діапазон вимірювань обмежують його застосування [2, 4, 11].

### 2.2.2. Дієлькометричний метод [2, 4, 12, 13].

Дієлькометричний метод визначення вологості передбачає оцінку вологовмісту за результатами вимірювання діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат вологих матеріалів та речовин в широкому діапазоні частот – від звукових до НВЧ. Вимірювання вологості дієлькометричним методом ґрунтується на різниці значень діелектричної проникності твердої основи, повітря і води. Основними характеристиками досліджуваної речовини є залежності діелектричної проникності та діелектричних втрат від вологовмісту, частоти змінного поля, температури, густини тощо.

Порівняно з кондуктометричним методом дієлькометричний має такі переваги: менша чутливість до температури матеріалу, можливість компенсації впливу значних втрат (до  $\tan \delta=100$ ) за умови відповідного вибору вимірювальної схеми, зменшений вплив розподілу вологи за об'ємом досліджуваної речовини або матеріалу, швидкодія та висока точність вимірювань. Все це, разом взяте, приводить до того, що незважаючи на різноманіття відомих методів вимірювання вологості сипких матеріалів, сьогодні, розробляючи вологоміри, перевагу віддають дієлькометричному методу.

**НВЧ-методи.** Принцип дії НВЧ-вологомірів ґрунтується на визначенні вологості за відбитими електромагнітними хвилями, або хвилями, які пройшли крізь досліджуваний матеріал. Як інформативний параметр використовуються амплітуда, фаза або кут повороту площини поляризації лінійно-поляризованої електромагнітної хвилі. НВЧ-методи визначення вологовмісту характеризуються великою чутливістю, точністю та можливістю безконтактних вимірювань [3, 14]. Основні їх модифікації – хвилевідний, резонаторний та метод вимірювань у вільному просторі.

Безперечною перевагою НВЧ-приладів є незначна чутливість до фізико-хімічних властивостей досліджуваних речовин та матеріалів, що дає змогу аналізувати середовища з великими активними втратами. Вплив гранулометричного складу і структури контрольованої речовини, фазового складу вологи, інших чинників зведено у НВЧ-вологомірах до мінімуму.

**Висновки.** На основі виконаних досліджень можна зробити такі висновки:

1. Прямі методи вимірювання вологості зернових культур придатніші для використання у приладах лабораторного застосування, оскільки вони вимагають значних затрат часу та складного лабораторного устаткування.

2. Для експрес-аналізу вологості сипких матеріалів доцільно застосовувати прилади, дія яких ґрунтується на використанні непрямих електричних методів вимірювання;

3. Дослідження електричних методів вимірювання вологості та проектування на їх основі експрес-вологомірів для сипких матеріалів є актуальним завданням, особливо в Україні, стратегічним напрямком економіки якої є виробництво зерна та продуктів його переробки.

1. ГОСТ 27186–86. *Зерновые культуры. Зерно заготовляемое и поставляемое. Термины и определения. Измерения в промышленности. Способы измерения и аппаратура.* – М., 1990. 2. Кричевский Е.С., Волченко А.Г., Галушкин С.С. *Контроль влажности твердых и сыпучих материалов.* – М., 1987. 3. Берлинер М.А. *Измерения влажности.* – М., 1973. 4. *Термогравиметрия – экспресс-метод определения влажности пищевых продуктов* – [www.compasslab.ru/infbul07.htm](http://www.compasslab.ru/infbul07.htm). 5. Емельянов В.А. *Полевые радиометрические влаго-*

- меры и плотномеры. – М., 1966. 6. Берлинер М.А. Разработка  $\text{Si}_2\text{O}-\text{Al}_2\text{O}_3-\text{Al}$  чувствительных элементов гигрометров // Контрольно-измерительная техника. – №25. – 1988. – С. 22–25. 7. Гагарский А.П. Амплитудные волоконно-оптические измерительные преобразователи // Контрольно-измерительная техника. – № 34. – 1988. – С. 11–21. 8. Шпилькин А.Д. Акустический метод измерения концентрации газов // Контрольно-измерительная техника. – № 19. – 198. – С. 20–23. 9. Луцук Я., Буняк Л., Стадник Б. Застосування ультразвукових сенсорів. – Львів, 1998. 10. Худякова Т.А., Крешков А.П. Теория и практика кондуктометрического и хронокондуктометрического анализа. – М., 1976. 11. Контроль влажности радиоспектроскопическим и диэлькометрическим методами. – Фрунзе, 1973. 12. Емкостный принцип измерения влажности – [www.hleb.net/humidity/index.htm](http://www.hleb.net/humidity/index.htm). 13. Берлинер М. А. Промышленные измерения влажности методами СВЧ // Контрольно-измерительная техника. – № 20. – 1979. 14. Касицкий Л.З. Электромагнитный влагомер промышленного назначения // Контрольно-измерительная техника. – № 1. – 1988. 15. Берлинер М.А. О проблемах измерения влажности в промышленности // Контрольно-измерительная техника. – № 30. – 1988. 16. Влагомеры для сельского хозяйства и пищевой промышленности // Экспресс-информация.– Выпуск 11. – 1989. 17. ДСТУ 3768–98. Пшениця. Технічні умови. 18. ДСТУ 3769–98. Ячмінь. Технічні умови. 19. ГОСТ 6293–90. Рис. Требования при заготовках и поставках. 20. ГОСТ 13634–90. Кукуруза. Требования при заготовках и поставках. 21. ГОСТ 16990. Рожь. Требования при заготовках и поставках. 22. ГОСТ 17109–88. Соя. Требования при заготовках и поставках. 23. ГОСТ 19092–92. Гречиха. Требования при заготовках и поставках. 24. ГОСТ 22983–88. Пшено. Требования при заготовках и поставках. 25. ГОСТ 27850–88. Рожь продовольственная для экспорта. Технические условия. 26. ГОСТ 28673–90. Овес. Требования при заготовках и поставках. 27. ГОСТ 28674–90. Горох. Требования при заготовках и поставках. 28. ГОСТ 3040–55. Зерно. Методы определения качества. 29. ГОСТ 13586.5–93. Зерно. Метод определения влажности. 30. ГОСТ 29143–91. Зерно и зернопродукты. Определение влажности (рабочий контрольный метод). 31. ГОСТ 29144–91. Зерно и зернопродукты. Определение влажности (базовый контрольный метод). 32. ГОСТ 29305–92. Кукуруза. Метод определения влажности (измельченных и целых зерен). 33. Р 50–070–97. Метрологія. Проби зерна та продуктів його переробки для атестації та перевірки засобів вимірювань вологості. Методика метрологічної атестації. 34. Р 50–073–98. Вологість зерна і продуктів його переробки. Методика виконання вимірювань на зразковій вакуумно-тепловій установці. 35. Р 50–077–98. Метрологія. Засоби вимірювань вологості зерна та продуктів його переробки. Методика перевірки.

УДК 628.1,696.11,696.4

## ПОКРАЩАННЯ ЯКОСТІ ЛІЧИЛЬНИКІВ ГАРЯЧОЇ ВОДИ

© Богдан Голюка, Василь Яцук, Петро Столярчук, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

**Пропонується новий напрямок покращання якості лічильників гарячої води, які б забезпечували під час комерційного обліку можливість урахування її якості.**

**Предлагается новое направление улучшения качества счетчиков горячей воды, которые должны обеспечивать при коммерческом учёте возможность учитывать её качество.**

**Offers a new area of counters development of hot water, which a taking account possibility provided attached to commercial calculation and her qualities.**

**Постановка задачі.** В умовах постійного зростання світових цін на енергоносії в нашій державі,

яка мало забезпечена власними енергоносіями, все більшого значення набуває проблема їх усебічної

економії. Про це зазначено у Постанові № 419 Кабінету Міністрів України від 30.12.1998 р. [1], в якій здійснена чітка диференціація вартості надаваних послуг із тепло- та гарячого і холодного водопостачання. Сьогодні в Україні широко використовуються крильчасті лічильники кількості гарячої води, які приваблюють масового споживача невеликою вартістю, простотою в експлуатації, відсутністю блоків електричного живлення, неможливістю несанкціонованого коригування показів тощо. Однак в таких лічильниках неможливо достатньо просто реалізувати канал вимірювання температури, який би корегував його покази. Справді у традиційному крильчастому водолічильнику на відліковому пристрої відображається об'ємна витрата гарячої води і вартість наданої послуги повинна визначатись як добуток тарифу гарячого водопостачання на об'єм спожитої гарячої води за певний період. У згаданій Постанові Кабміну України встановлено декілька градацій якості гарячого водопостачання із різними тарифами залежно від температури гарячої води, причому якщо температура гарячої води нижча від  $+40^{\circ}\text{C}$ , вона оплачується як холодна вода, тобто за втричі нижчим тарифом. Виникають дві проблеми – підрахунку кількості спожитої води та вартості оплати за воду залежно від її температури.

**Встановлення вимог до параметрів витратомірів і лічильників.** Необхідність комерційних розрахунків за спожиті енергоносії зумовлює дуже високі вимоги до їх точності. Сьогодні в нашій державі роздрібний продаж гарячої води обліковується за допомогою об'ємних комерційних лічильників, що, очевидно, із зміною умов довкілля, особливо температури, істотно збільшує ризик покупця. В умовах гострої боротьби на роздрібному ринку основним критерієм якості роботи продавця повинно стати забезпечення мінімально можливого ризику покупця. В економічному аспекті ризик покупця полягає в тому, що, здійснюючи акт купівлі гарячої води, покупець в ідеальному випадку не повинен зазнавати збитків. Оскільки ведуться грошові взаєморозрахунки, то логічно ставити вимогу, щоб значення абсолютної похибки вимірювання кількості спожитої води не перевищувало половини найменшого грошового знака, який знаходиться в обігу в державі  $\Delta_{нк}=\pm 0,5$  коп. [2]. Абсолютна

похибка  $\Delta_{vd}$  вимірювання витрати води визначатиметься як:

$$\Delta_{vd} = \pm \frac{\Delta_{нк}}{C_{св}}, \quad (1)$$

де  $C_{св}$  – ціна одиниці гарячої води; і за чинним тарифом на гарячу воду  $C_{св}=3,80$  грн./м<sup>3</sup> становитиме  $\Delta_{vd} = \pm 1,3$  л.

Якщо середньостатистична місячна витрата гарячої води на людину 3000 л (лише 100 л на добу), відносна похибка лічильника не повинна перевищувати  $\pm 0,18\%$ . Клас точності відомих лічильників (2..5) більше ніж на порядок гірший [5,6,13–16]. Тому особливо актуальним є покращання метрологічних характеристик комерційних лічильників гарячої води.

Основним якісним показником гарячої води є її температура, причому залежно від її значення тариф змінюється більш ніж втричі. Забезпечити таку високу точність на базі методів побудови серійних витратомірів принципово неможливо.

У сучасних індивідуальних водолічильниках застосовують витратоміри з ультразвуковими [7,8], турбінними [5,6,9], тепловими [10,11] та вихровими [12] перетворювачами. Однак внаслідок малої вартості більшість серійних лічильників гарячої води є турбінними [13–16].

Основні технічні характеристики серійних лічильників гарячої води різних фірм-виробників наведено в таблиці [13–16].

Аналіз технічних параметрів серійних водолічильників свідчить, що через їх поріг нечутливості, якщо витрати водяного потоку менші від  $q_{п}=0,15$  м<sup>3</sup>/год, надавач послуг може зазнавати значних фінансових втрат. Наприклад, тільки за 1 год, якщо  $q_{min}=0,03$  м<sup>3</sup>/год в одного споживача, збитки надавача послуг становитимуть 8,5 коп.; у 40-квартирному будинку – 3,41 грн.; у мільйонному місті – 25560 грн. за 1 год. Отже, передовсім треба зменшувати поріг нечутливості водолічильників гарячої води. У крильчастих лічильниках зменшення порогу нечутливості обмежене конструктивними причинами. Попередній аналіз показує перспективність використання ультразвукових та теплових методів побудови лічильників гарячої води.

**Технічні характеристики серійних лічильників гарячої води**

Тип, країна	температура води $t, ^\circ\text{C}$	$Q_{\min}$	$Q_{\text{ном}}$	$Q_{\max}$	Діаметр труби, D	Поріг чутливості, $\text{м}^3/\text{год}$	Відносна похибка, %
СХВ-1,5; СГВ-1,5 Росія	5–90	0,03	1,5	3	15	0,015	$\leq 1,8$
СВК 15-3 Росія	5–90	0,06-0,15 0,03-0,12	1,5	3	15	0,03/0,015	2–5
СКВГ-90 Росія	5–90	0,03/0,08	1,5	3	15	0,012	2
ВСТ Росія	5–90	0,03	0,12	1,5	15	0,01	2–5
КВ-1,5 Україна	5–90	0,15	1,5	3	15	0,03	2–5
Аква, Україна	5–90	0,03/0,06	1,5	3	15	0,01	2–5

Щоб коректно вибрати метод будови лічильників гарячої води, враховуючи якість, слід детальніше розглянути відомі принципи та методи вимірювання. Кількість речовини  $V$  в одиницях об'єму, що пройшла через лічильник за вибраний проміжок часу  $\Delta t_i = t_{2i} - t_{1i}$ , знаходять як різницю показів лічильника  $N_{1i}$  і  $N_{2i}$ , взятих у моменти часу  $t_{2i}$  і  $t_{1i}$ , тобто [3, 4, 6]:

$$V_i = q_v \cdot \Delta t_i, \quad (2)$$

де  $q_v$  – стала лічильника, яка визначає кількість речовини, що припадає на одиницю показів лічильника.

Оскільки комерційні розрахунки за спожиту гарячу воду здійснюються щомісячно, то споживач сплачуватиме за об'єм води  $V_M$

$$V_M = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n V_i = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n q_c \cdot \Delta t_i,$$

де  $n$  – кількість увімкнень лічильника води щоденно;  $m = 30$  – середня кількість днів за міжрозрахунковий період;  $q_c$  – середня витрата води.

Для встановлення добової кількості спожитої гарячої води принципово не важлива щоденна кількість увімкнень (можна прийняти  $n = 1$  і врахувати, що

ванна місткістю 100 л набирається за  $\Delta t_i = 20 \text{ хв} = \frac{1}{3} \text{ год}$ ). Тоді середня витрата води становитиме  $q_c = 0,09 \text{ л/с} = 0,3 \text{ м}^3/\text{год}$  і знаходитиметься в межах витрат з нормованими метрологічними характеристиками найпоширеніших лічильників [5]. Слід звернути увагу на значне погіршення точності обліку (до 5%), якщо витрати менші за  $0,15 \text{ м}^3/\text{год}$  (100 л води пройдётиме за час, більший від 40 хв) [5]. Якщо значення витрат менші від мінімальних (для КВ-1,5  $0,06 \text{ м}^3/\text{год}$ , 100 л води протікатиме за 1 год 40 хв) крильчасті лічильники гарячої води взагалі не працюватимуть [5] і надавач послуг зазнаватиме прямих збитків. Це вимагає пошуку вдосконалених методів і принципів побудови лічильників гарячої води.

В жодному з серійних лічильників гарячої води не передбачено функції врахування її якості під час комерційного обліку. Нормативні документи встановлюють градацію тарифів залежно від температури [1]. Під час комерційного обліку доцільно автоматично змінювати тариф за гарячу воду в реальному масштабі часу залежно від її температури  $\Theta_g$ . Значення місяч-

ної плати  $C_M$  за спожитий об'єм гарячої води  $V_M$  можна знайти за співвідношенням

$$C_M = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n (q_c \cdot T_g \cdot K_{\alpha 0} \cdot \Delta t_i), \quad (3)$$

де  $K_{\alpha 0}$  – множник до значення тарифу  $T_g$  за гарячу воду залежно від її температури  $\Theta_g$ .

Щоб встановити вимоги до абсолютної похибки каналу контролю температури гарячої води виберемо її значення такими, що дорівнюють похибці визначення її спожитої кількості  $\Delta_{ПК} = \pm 0,5$  коп. Тоді відносна похибка визначення вартості  $\delta_c$  становитиме

$$\delta_c = \frac{\Delta_{ПК}}{V_M \cdot T_g \cdot K_{\alpha 0}}. \quad (4)$$

Для значень  $V_M = 3000$  л,  $K_{\alpha 01} = 1$  (якщо  $\Theta_g \geq +50^\circ C$ ),  $K_{\alpha 02} = 0,303$  (якщо  $\Theta_g < +40^\circ C$ ) знайдемо відносні похибки за крайніми значеннями температури гарячої води, відповідно  $\delta_{c2} \leq \pm 0,3\%$ ;  $\delta_{c1} \leq \pm 0,09\%$ . Значення абсолютних похибок контролю температури становитиме  $\Delta_{c2} = \pm 0,12^\circ C$ , якщо  $\Theta_g < +40^\circ C$  і  $\Delta_{c1} = \pm 0,05^\circ C$ , якщо  $\Theta_g \geq +50^\circ C$ . Такі високі вимоги до точності вимірювання температури можна забезпечити, використовуючи напівпровідникові (діодні) температурні сенсори з модуляцією робочого струму [17].

### Висновки

1. Встановлено вимоги до метрологічних характеристик комерційних лічильників гарячої води для забезпечення мінімального ризику покупця.

2. Показано, що через недостатньо високу точність та поріг нечутливості серійних крильчастих лічильників існує великий економічний ризик як споживачів, так і, особливо, надавачів послуг.

3. Встановлено вимоги та запропоновано спосіб реалізації лічильників із урахуванням одного з найважливіших якісних параметрів гарячої води – її температури.

1. Правила надання послуг з тепло-, водопостачання та водовідведення / Постанова Кабінету Міністрів України № 1497 від 30.12.97 р. 2. Василюк В.М., Столярчук П.Г., Яцук В.О. Вимоги до побудови комерційних лічильників нафтопродуктів // Сучасні інформаційні та енергозберігаючі технології життєзабезпечення людини СНЕГ5–99. – Вип. 5. – К., 1999. – С. 88–90. 3. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества. – Л., 1975. 4. Кремлевский П.П. Измерение расходов и количеств жидкости, газа и пара., 1964. 5. Лічильник води крильчастий КВ–1,5. Паспорт ПБВН.407223.002.ПС.–ТУ У 3. 48–00225644–017–94. 6. Промышленные методы измерения расхода жидкости и газа., Сб. науч. тр. / Под ред. Б. И. Никитина. – М., 1988. 7. Народницкий Г.Ю. О погрешности измерений расхода воды ультразвуковым накладным времянпульсным расходомером // Український метрологічний журнал. – 1999. – №1. – С. 49–52. 8. Здоренко В.Г. Аналіз похибок та шляхи підвищення точності ультразвукових безконтактних витратомірів // Сучасні інформаційні та енергозберігаючі технології життєзабезпечення людини СНЕГ5–99. – Вип. 5. – К., 1999. – С. 119–121. 9. Курузанов Ю.А. Повышение точности измерений объемного расхода преобразователями с частотным выходным сигналом // Измерительная техника. – 2001. – № 4. – С. 30–32. 10. Соколов Г.А., Сягаев Н.А., Новичков Ю.А., Ляшенко А.А. Динамические тепловые методы и микропроцессорные средства измерений расхода и свойств потоков веществ // Измерительная техника. – 2000. – № 3. – С. 10–11. 11. Некрасов Ю.П., Савостенко П.И. Зависимость показаний термоанемометра от давления // Измерительная техника. – 2001. – № 3. – С. 21–23. 12. Аристов П.А., Бесоусов Г.В., Евсюткин В.С., Хлыст В.А., Кипник А.М. Струнный автогенераторный расходомер-переподомер РПС // Измерительная техника. – 1996. – № 7. – С. 36–37. 13. Web: <http://www.kipia.ru/3.shtml> 14. Web: [http://metering.narod.ru/conters\\_water.html](http://metering.narod.ru/conters_water.html). 15. Web: <http://www.multigaz.ru/info1101.html>. 16. Web: <http://www.tamature.ru/catalog/4020/40200010.htm>. 17. Яцук В., Яцук Ю. Метод покращання характеристик температурних сенсорів на основі p-n-переходу // Вимірювальна техніка та метрологія. – № 59. – 2002. – С. 90–96.



УДК 625.5: 006.015..5

## КЛАСИФІКАЦІЯ ПАСАЖИРСЬКИХ ПІДВІСНИХ КАНАТНИХ ДОРІГ ТА ПОКАЗНИКИ ЇХ ЯКОСТІ

© Роман Байцар, Ірина Рогова, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”,  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Простежено розвиток пасажирських підвісних канатних доріг та наводиться їх класифікація. Особливо увагу приділено показникам та сукупності властивостей, що визначають якість і економічність канатних доріг для гірськолижних центрів.*

*Рассматривается развитие пассажирских подвесных канатных дорог и приводится их классификация. Особенное внимание уделяется показателям и совокупности свойств, определяющих качество и экономичность канатных дорог для горнолыжных центров.*

*The development of passenger aerial ropeways is esteemed and their classification is resulted. The especial attention is given to indices and combination of properties, determining quality and profitability of a ropeways for mountain-skiing centers.*

**Вступ.** Основою транспортної інфраструктури гірськолижного комплексу є канатні дороги. Історія канатних доріг розпочалась в середині минулого століття, після створення канату із сталевого дроту (1834 р.). Спочатку з'явилися вантажні канатні дороги. Перші пасажирські канатні дороги були побудовані в Альпах лише в 90-х роках XIX ст. Це були фунікулери. Упродовж сорока років рельсові підйомники були головним засобом пересування в горах. Проте монтаж фунікулерів можливий лише на простих та гладких схилах і рентабельними вони є лише за умови великої кількості туристів або наявності великого населеного пункту. Набагато зручнішою і універсальнішою є відірвана від землі підвісна канатна дорога. Перша повітряна канатна дорога маятникового типу була побудована в Австрії в 1908 році. Перевагою таких доріг було те, що будувати їх можна було в будь-якому місці. Єдиним обмеженням під час експлуатації доріг маятникового типу є сильний боковий вітер, за якого можливе зіткнення розгойданої кабіни з опорами. Крім того, вони є складними, дорогими і перевозять небагато людей.

Після другої світової війни в країнах Європи, у Америці, Японії почали широко застосовуватись крісельні дороги і буксирувальні підйомники (далі по тексту – витяги). Найпростішим і найдешевшим типом канатних доріг є буксирувальні витяги. Останнім часом вони стали дуже поширеними. У більшості буксирувальних витягів бугелі жорстко кріпляться до канату.

В 1933 році було створено буксирувальний витяг з бугелями, що відчіплялися<sup>1</sup>. Застосування останніх дало змогу збільшити швидкість і пропускну здатність (до 1000 гірськолижників на годину).

Широко застосовуються і малогабаритні буксирувальні витяги (мультивитяги). Мультивитяг являє собою легкий переносний витяг, в якому канат натягується між привідною та реверсивною станціями (без проміжних опор) і до нього стаціонарно прикріплюються буксирувальні траверси. Він призначений для буксування гірськолижників вгору, а також може використовуватися і для транспортації інших засобів для катання по сніговому схилу (наприклад, сноутюбів<sup>2</sup>). Перевагами таких витягів є те, що вони легко монтуються і, якщо необхідно, можна змінювати місце їх розташування. Ці витяги мають довжину до 350 м, і їх доцільно використовувати для обладнання схилів для дітей та початківців. Крім того, вони прості в експлуатації і екологічно безпечні. Загальну класифікацію пасажирських підвісних канатних доріг наведено на рис. 1 [1].

<sup>1</sup> Інженер із Гренобля – іЖан Помогальський створив сучасну швидкісну гондольну канатну дорогу (шось середнє між маятниковою та крісельною канатною дорогою).

<sup>2</sup> Сноутюб – засіб, який складається з повітряної камери, що обтягнута спеціальним матеріалом, нижня частина якої (основа) є повністю закритою. Призначений для спуску по сніговому схилу невеликої крутизни.

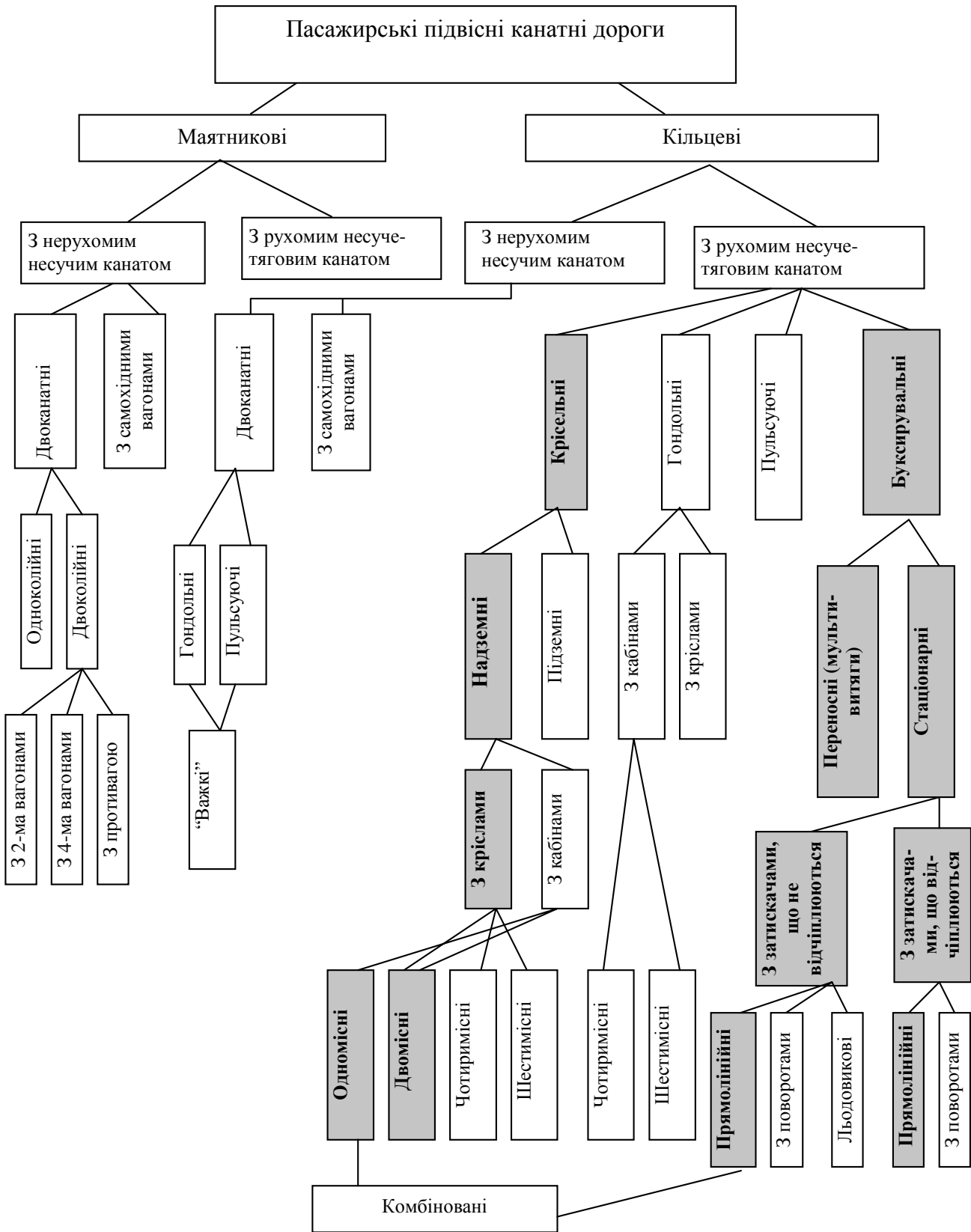


Рис. 1. Класифікація підвісних пасажирських канатних доріг

**Аналіз розвитку канатного транспорту.** У кінці 60-х років ХХ ст. почав швидко розвиватися гірськолижний спорт та туризм в СРСР. Основними транспортними засобами у той час були крісельні канатні дороги вітчизняного виробництва та імпорتنі буксирувальні витяги. В середині 70-х років придбання обладнання витягів і виробництво крісельних канатних доріг були практично припинені. Водночас попит споживачів гірськолижних послуг невпинно зростає.

У зв'язку з цим деякі підприємства розпочали випуск витягів, які були часто травмонезабезпеченими (на території Карпат їх є ще декілька). Тому виникла потреба у створенні та впровадженні таких типів витягів, які б забезпечували, передовсім, максимальну безпеку пасажирів та були екологічно безпечними. Розроблялася і впроваджувалася природозберігаюча технологія будівництва в горах. Вперше в практиці будівництва крісельних доріг для кріплення проміжних опор були використані буронабивні сваї [2], що дало змогу приблизно на 80 % зменшити витрату бетону, знизити тиск на ґрунт, виключити ґрунтові зсуви, та максимально зберегти трав'яне покриття. Великим кроком вперед було розроблення методів проектного розрахунку підвісних доріг та методик точного розрахунку багатопогонового канату із закріпленими кінцями [3].

В альпійських країнах категорії гірськолижних комплексів визначаються як якістю гірськолижних трас, так і кількістю транспортних засобів, які їх обслуговують. Причому одна канатна дорога спроможна обслуговувати від однієї до трьох трас (залежно від їх розташування на схилі). За офіційними даними в 1980 р. в світі нараховувалось 23000 стаціонарних пасажирських підвісних канатних доріг (ППКД), зокрема в Європі 17 000, здебільшого в приальпійських країнах: Австрії (3862), Франції (3270), Італії (2494), ФРН (1806), Швейцарії (1541). До 1980 р. в СРСР діяли 82 маятникові і крісельні дороги, близько 70 стаціонарних буксирувальних витягів.

З перебудовою економіки обсяги виробництва в машинобудівній галузі на початку 90-х років різко впали. Тому виробництво вітчизняних витягів було практично зупинено. Попит на гірськолижні послуги також скоротився. Але поступово в Україні кількість споживачів гірськолижних послуг починає зростати і для транспортування гірськолижників на території Карпат сьогодні використовують різні типи канатних доріг (виділені на рис. 1) як іноземного, так і вітчизняного виробництва.

Особливу увагу варто приділити буксирувальним витягам, які є найпоширенішими транспортними засобами гірськолижних центрів. Ці витяги мають великий діапазон потужностей від – 5,5 до 120 кВт і довжину від 100 до 1500 м.

**Постановка проблеми.** В Україні запроваджена обов'язкова сертифікація ППКД, першочерговим завданням якої є забезпечення належного рівня безпеки пасажирів. Обов'язкові вимоги та методи контролю викладено у таких нормативних документах [4]: Державний нормативний акт з охорони праці – ДНАОП 0.00–1.01–74. Правила будови та безпечної експлуатації пасажирських підвісних канатних доріг (ППКД); ГОСТ 6996–66. Сварные соединения. Методы определения механических свойств; ГОСТ 7512–82. Контроль неразрушающий. Соединения сварные. Радиографический метод; ГОСТ 3242–79. Соединения сварные. Методы контроля качества; ГОСТ 14782–86. Контроль неразрушающий. Соединения сварные. Методы ультразвуковые.

На буксирувальні витяги вимоги ДНАОП 0.00–1.01–74 не поширюються. Враховуючи широке застосування цих витягів в Україні, постала потреба у створенні правил будови та безпечної експлуатації канатних буксирувальних витягів для гірськолижників та інших нормативних документів, які б забезпечували необхідний рівень безпечної та якісного обслуговування пасажирів. Якісне обслуговування визначають дві основні складові: якісні показники транспортних засобів і рівень професійної підготовки персоналу.

**Показники якості канатного транспорту для гірськолижних центрів.** Показники безпеки для життя та здоров'я є найважливішими. Сучасні конструкції пасажирських канатних доріг в світі обладнано новим поколінням інтелектуальних систем контролю і безпеки. Як відомо, основним елементом автоматики в системах контролю буксирувальних витягів є ламкі вимикачі, що зупиняють витяг у разі сходження канату зі шківів.

Наскільки безпечними є канатні дороги загалом? Щорічно канатні дороги Європи перевозять близько 1 мільярда пасажирів. За кількістю нещасних випадків канатні дороги є одним з найбезпечніших видів транспорту. Згідно із статистичними даними (за даними Skiresort Service International) за останні десятиріччя трапилося близько 20 нещасних випадків на канатних дорогах. Причому причинами досить значної їх

кількості їх (17%) стали не дефекти або поломки механізмів ППКД, а сторонні фактори, наприклад:

– у 1961 р. реактивний літак розірвав тяговий канат канатної дороги в Білій долині регіону Монблан між вершинами гір Aiguille du Midi і Heilbronner. Декілька кабін впали, що призвело до загибелі дев'яти осіб;

– у 1983 р. нафтова вежа впала на канати канатної дороги в Сінгапурі, що призвело до падіння двох вагонів. Сім чоловік загинули;

– у 1998 р. Fleimstal/Italy at Cavalese у Доломітах винищувач ВПС США, який здійснював несанкціонований політ на малій висоті, влетів у канат дороги. Внаслідок падіння кабін з 20 м 20 осіб загинули (це другий нещасний випадок на цій канатній дорозі).

Аналіз статистичних даних показав, що нещасні випадки часто траплялися внаслідок розривання головних канатів, поломки осі шківів або затискачів крісел. Тому необхідно регулярно перевіряти технічний стан канатних доріг. Наприклад, у Німеччині канатні дороги перевіряються двічі на рік. Процедура інспектування є єдиною для всієї країни, але інспектуючі організації є різними. TUV Sudddeutschland перевіряє в Баварії 120 канатних доріг і 800 гірськолижних витягів. Раз на рік

TUV (Стандарти безпеки для технічних споруд, механізмів і двигунів) здійснюють повну перевірку канатних доріг. Ця процедура, крім іншого, передбачає контроль безпеки й перевірку працездатності усіх частин, механізмів загалом і будівельних конструкцій, канатів, гальм, працездатність затискачів, засобів телеметрії тощо. Перевірка великих за місткістю кабін займає до п'яти днів. Крім цього, оператор канатної дороги повинен із заданою періодичністю самостійно виконувати перевірки, звітуючи в TUV. Наступний блок концепції забезпечення безпеки – перевірка машин і механізмів до початку їх експлуатації. Ця дуже детальна перевірка є істотним фактором в гарантуванні безпеки. За останні 50 років в Баварії зафіксовано лише два нещасні випадки на канатних дорогах. Щоб запобігти наслідкам розриву канату (хоча за останні 50 років в Німеччині не було зафіксовано жодного такого випадку), великі кабінні обладнуються спеціальним гальмівним пристроєм. Щоб виключити розривання канату, здійснюють такі заходи: раз на півроку – повний зовнішній огляд канату; раз на чотири роки – дослідження його внутрішньої структури; раз на 12 років – повна заміна "головного" канату.

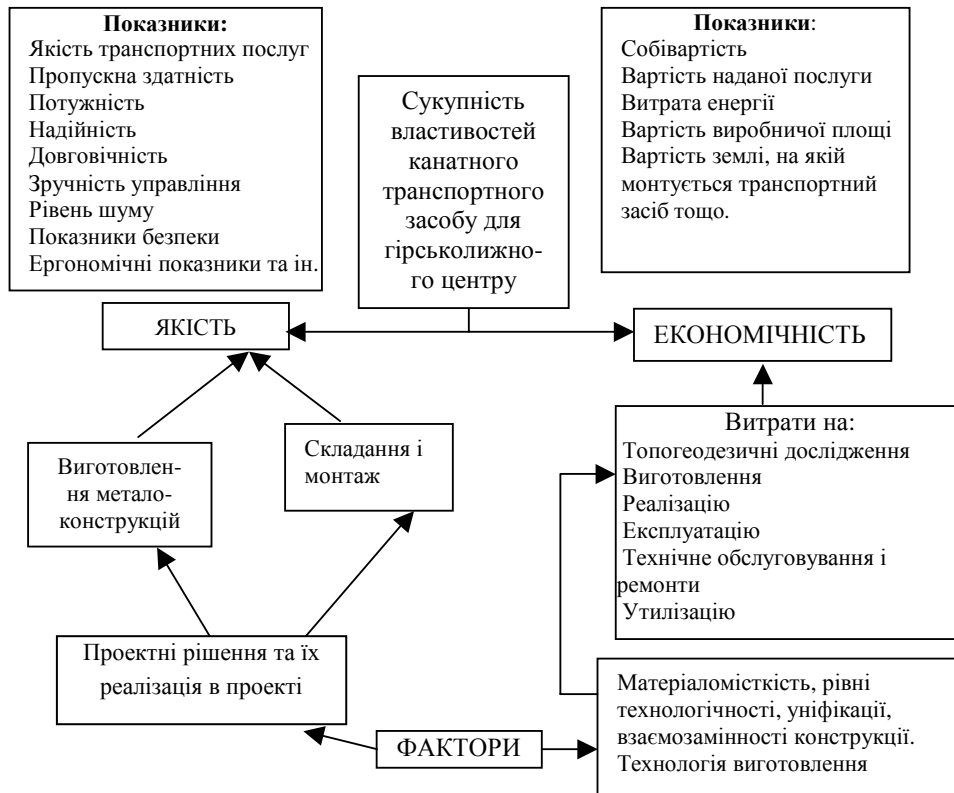


Рис. 2. Показники, що визначають якість і економічність канатного транспортного засобу для гірськолижного центру

Вихідні значення показників якості будь-якого транспортного засобу зумовлені службовим призначенням, а ступінь відповідності їх фактичних значень свідчить про досягнуту якість [5]. Характерні показники якості наведено на рис. 2 [6]

На прикладі буксирувальних канатних доріг розглянемо зміст деяких показників якості. Як було вказано вище, буксирувальні витяги мають великий діапазон потужностей і відповідно оптимізація споживання енергоресурсів стає однією з найважливіших задач. Тому ще на стадії проектування необхідний правильний розрахунок оптимальної пропускної здатності і відповідно потужності витягу, виходячи з розрахунку пропускної здатності гірськолижної траси схилу, а також особливостей його профілю. Результатом правильності розрахунку стане мінімальна кількість людей, які будуть стояти в черзі на посадку, а також відсутність переповненості траси.

У забезпеченні необхідного рівня травмобезпеки має велике значення компетентність обслуговуючого персоналу. Обслуговуючий персонал повинен постійно стежити за трасою підйому: підсипати сніг, забирати сторонні предмети. Особливу увагу необхідно приділити організації майданчиків посадки і висадки пасажирів. Насамперед, підхід на майданчик посадки повинен бути огорожений і організований за допомогою спеціального турнікета або огорожі. Рекомендується покривати підхід до майданчика посадки спеціальним нековзним матеріалом [2].

Щодо ергономічності транспортування лижників можна виділити такі моменти:

- майданчик для посадки повинен проектуватися так, щоб сидіння бугеля було на зручній висоті для посадки лижника;
- неправильне проектування траси витягу призводить до різких поштовхів під час підйому. Сучасні бугельні пристрої з змінним діаметром навівання тросу частково вирішують цю проблему (істотно зменшують поштовх) і роблять транспортування гірськолижника комфортнішим;
- конструкція самого сидіння бугельного пристрою має велике значення для зручності пасажирів. Воно повинно відповідати міжнародним стандартам (мати визначену ширину, кут і не мати частин, які виступають, і за які можна було б зачепитися).

Основним засобом захисту від шуму і вібрації є якість виготовлення і технічний стан об'єкта, а також правильність розрахунків щодо прив'язки витягу до профілю схилу.

Показники якості проєктованих канатних доріг повинні визначатися розрахунково на підставі розгляду системи людина – машина – середовище. Для оцінки якості можна використати узагальнену модель підйомно-транспортного механізму (рис. 3) [7].

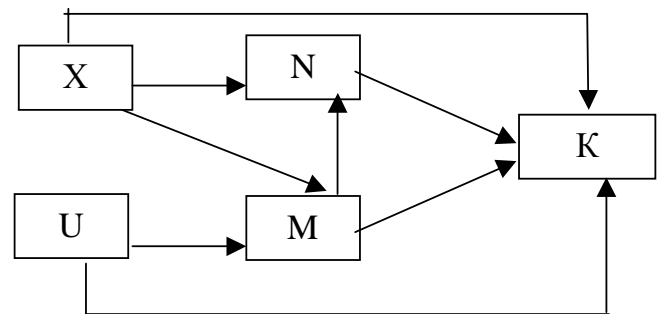


Рис. 3. Модель підйомно-транспортного механізму

X – загальна максимальна маса вантажу, що одночасно транспортується, технологічний варіант роботи, кваліфікація управління, рівень технічної експлуатації, кількість годин роботи на рік, метеорологічні умови.

U – включає декілька рівнів конструкторської, технологічної та організаційної забезпеченості процесу проектування і виготовлення механізму.

N – характеризується навантаженнями, деформаціями, температурою, спрацьовуванням, корозією вузлів та деталей механізму.

K – характеризується показниками якості, що застосовують для проєктованого механізму.

Дуги XK, UK, NK, MK відображають вплив очікуваних умов експлуатації X, виготовлення U, стану елементів N, конструктивних елементів M на показники якості K.

Важливим моментом є те, що після оцінки якості канатної дороги (за узагальненою моделлю підйомно-транспортної машини) необхідно порівняти результат з раніше поставленою метою. Це зіставлення повинно показати, чи всі завдання, що були поставлені перед оцінкою, вирішені, які нові питання виникли після аналізу отриманих результатів оцінки, в якому напрямку необхідно змінити номенклатуру показників якості, щоб нові результати повністю відповідали цій меті.

Рациональним способом прогнозування надійності транспортного засобу є застосування імовірнісних числових методів композиційного розподілу [8].

**Висновки**

Враховуючи, що попит на гірськолижні послуги в Україні постійно зростає, все актуальнішим стає завдання забезпечення якісного надання послуг гірськолижними центрами. Буксирувальні витяги є основними елементами інфраструктури гірськолижного туризму, тому першим кроком до забезпечення безпечного та якісного обслуговування пасажирів буде розроблення Правил будови та безпечної експлуатації буксирувальних витягів. Розробляючи ці правила, потрібно вивчити і дослідити еталонні норми безпеки, що є основою для складання норм в країнах-експортерах витягів.

1. Беркман М.Б., Бовський Г.Н., Куйбида Г.Г., Леонтьев Ю.С. *Подвесные канатные дороги*. – М., 1984. 2. Лавитский А. С. *Фундаменты канатных дорог на буронабивных сваях // Промышленный транспорт*. –

1981. – № 5. – С. 14–15. 3. Лавитский А. С. *Расчёт несущих канатов при помощи ЭОМ // Промышленный транспорт*. – 1981. – № 1. – С. 19–20. 4. *Сертификация в Украине. Нормативні акти та інші документи*. – Т. 2. – К., –1998. 5. Колесов И., Сычева Н. *Качество и экономичность продукции // Стандарты и качество*. – 2000. – № 9. – С. 70–72. 6. Байцар Р. И., Рогова И. А. *Анализ стоимости качества транспортных средств для горнолыжных центров // “Koszty jakości w zarządzaniu jakości” (Materiały III конф. z cyklu “JAKOŚĆ WYROBÓW W GOSPODARCE RYNKÓWEJ”)*. – Kraków, 2002. – С. 176–179. 7. Брауде В. И., Семенов Л. Н. *Надёжность подъёмно-транспортных машин*. – Л., 1986. 8. Dabek Z. *O pewnych, probabilistycznych aspektach ustalania okresu gwarancji. Zeszyty Naukowe ATR Bydgoszcz 1996, Mechanika 40*. – С. 115–121.

УДК 681.121.84

## ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В СИСТЕМІ ОБЛІКУ СТИСНЕНОГО ГАЗУ НА АВТОМОБІЛЬНІЙ ГАЗОНАПОВНЮВАЛЬНІЙ СТАНЦІЇ

© Федір Матіко, Роман Дубіль, Євген Новошицький<sup>1</sup>, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Автоматизація теплових та хімічних процесів”,  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна,

<sup>1</sup>РВУ “Львівавтогаз”, вул. Кільцева, 4, 81112, с. Холодновідка, Львівська обл., Україна

***Наведено результати аналізу перехідних процесів у вимірjувальній ділянці системи обліку стисненого природного газу на автомобільній газонаповнювальній станції. Запропоновано способи усунення негативного впливу виявлених термодинамічних процесів на точність обліку газу.***

***Представлены результаты анализа переходных процессов в измерительном участке системы учета сжатого природного газа на автомобильной газонаполнительной компрессорной станции. Предложены способы устранения негативного влияния выявленных термодинамических процессов на точность учета газа.***

***The results of analysis the transients in the measuring site of the system of compressed natural gas measurement at gas-filling stations are presented. The methods of increasing the precision gas-volume measurement by elimination bad influence of detected thermodynamic process are proposed.***

Наявність в Україні розвинутої мережі газопроводів зумовила широке використання стисненого природного газу як альтернативного палива для автотранспорту. Разом із розширенням мережі автомобільних газонаповнювальних компресорних станцій (АГНКС) постало питання обліку природного газу, який відпускається споживачам на АГНКС. Сьогодні облік природного газу на більшості АГНКС ведеться за

допомогою розрахункових таблиць, тобто без прямого обліку. На певній частині станцій для обліку використовують системи на основі методу змінного перепаду тиску. Незважаючи на впровадження таких систем обліку на АГНКС, кількість яких зростає, існують невирішені питання, пов'язані із застосуванням витратомірів змінного перепаду в умовах газонаповнювальних станцій.

Задачі обліку стисненого природного газу на АГНКС розглянуто у багатьох публікаціях та наукових роботах [1–4, 6–8], в яких проаналізовано стан обліку та можливості розроблення систем обліку для АГНКС, запропоновано структуру систем обліку на основі методу змінного перепаду тиску [1, 2] із урахуванням нових підходів щодо розширення діапазону вимірювання витрати [4], вибрано пристрій звуження та визначено основні засади розробки конструкції витратомірного вузла [3], проаналізовано наявні та розроблено нові методи розрахунку фізичних властивостей природного газу для робочих умов АГНКС [6–8]. На основі наукових розробок, результати яких висвітлено у [1–4, 6–8], розроблено систему обліку природного газу для АГНКС (рис. 1). Експериментальні випробування системи дали можливість оцінити її точність та виявили деякі термодинамічні процеси під час наповнення балонів, які знижують точність визначення об'єму газу системою обліку.

Метою статті є аналіз цих термодинамічних процесів на основі перехідних процесів, що відбуваються у вимірювальній ділянці системи обліку під час

наповнення газобалонних установок автомобілів на АГНКС та пошук способів вдосконалення системи обліку для усунення негативного впливу виявлених термодинамічних процесів на точність обліку.

Система обліку стисненого природного газу для АГНКС [1, 2] (рис.1) розроблена на основі методу змінного перепаду тиску із застосуванням спеціальних пристроїв звуження, витратні коефіцієнти яких визначаються згідно з РД 50–411–83 [5]. Якщо використовуються такі пристрої звуження, немає необхідності градування первинного перетворювача витрати, тобто самої діафрагми, а точність системи вимірювання загалом може бути оцінена через відомі метрологічні характеристики складових системи. В основу алгоритмічного забезпечення системи обліку покладено методика РД 50–411–83 [5] та методи розрахунку фізичних властивостей природного газу [6, 7, 8], розроблені в Національному університеті “Львівська політехніка”, що працюють у всьому діапазоні зміни тиску та температури на АГНКС. Система обліку виконана згідно з вимогами нормативних документів [9, 10], що дає змогу експлуатувати її в умовах автомобільних газонаповнювальних станцій.

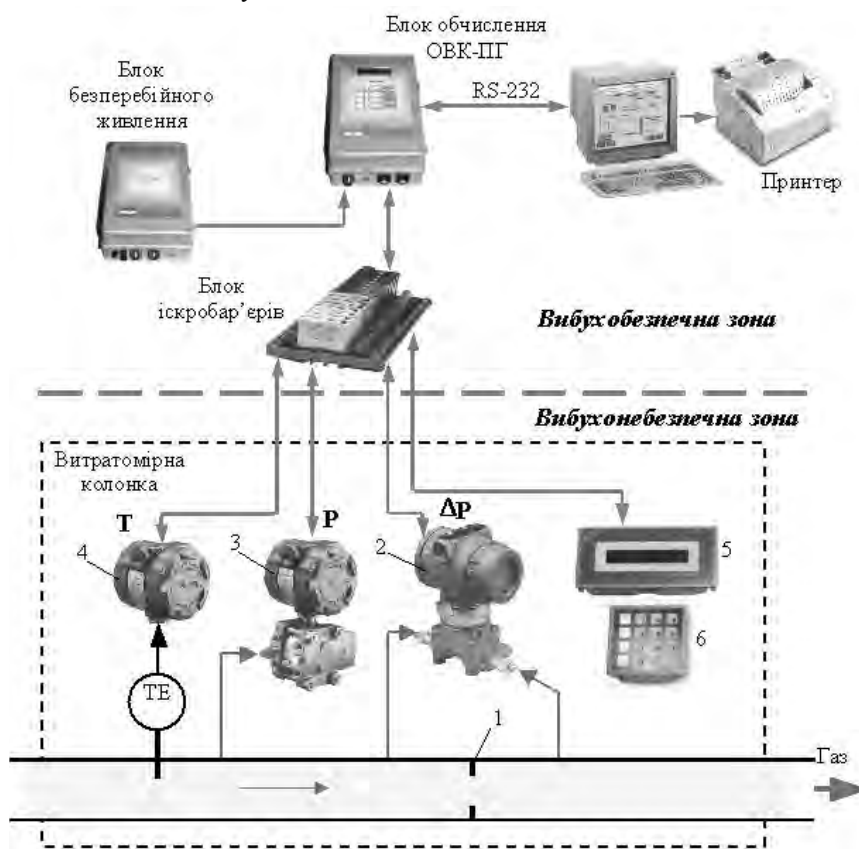


Рис. 1. Структурна схема системи обліку стисненого природного газу: 1 – пристрій звуження, 2, 3, 4 – вимірювальні перетворювачі перепаду тиску, тиску та температури, 5 – цифрове табло, 6 – клавіатура

Розрахункова похибка визначення витрати природного газу за допомогою цієї вимірювальної системи обчислена згідно з [5] і не перевищує  $\delta_v=1.74\%$ , якщо витрата змінюється в діапазоні 1:10. Розрахункова похибка визначення об'єму відпущеного газу не перевищує  $\delta_v=2\%$ .

Для виконання експериментів система змонтована на лінії наповнення балонів. Під час наповнення здійснювався облік відпущеного газу як розробленою системою, так і за допомогою розрахункової методики [11]. Під час кожної заправки обчислювачем створювався звіт про миттєві значення всіх вимірюваних величин: перепаду тиску на пристрої звуження, тиску та температури газу перед ним (див. рис. 1), об'ємної витрати, приведені до стандартних умов. Перехідні процеси, побудовані за цими звітами, дають можливість аналізувати тепло- та масообмінні процеси, які відбуваються під час наповнення балонів.

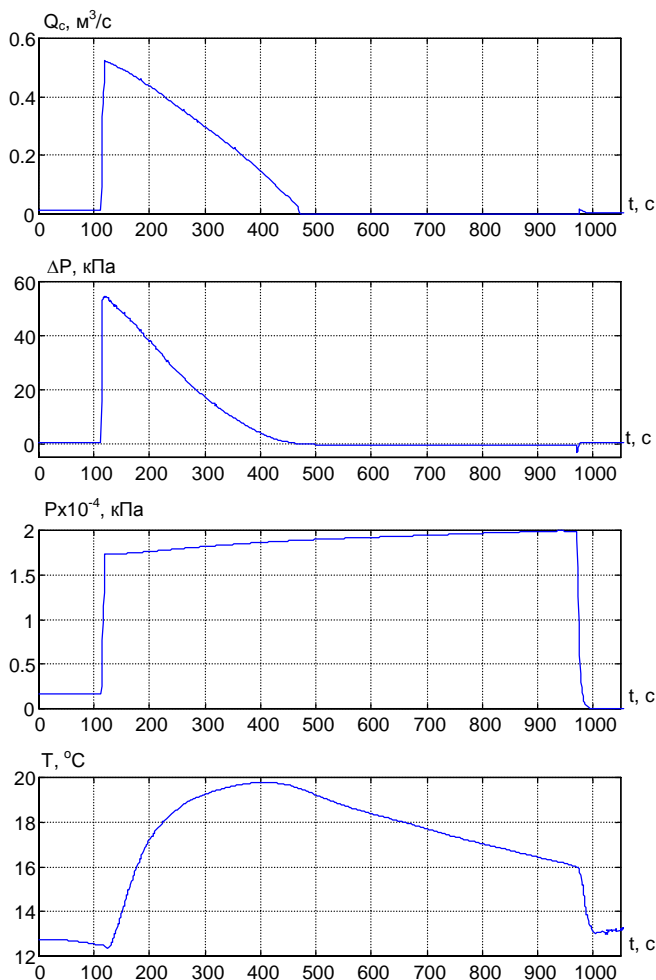


Рис. 2. Перехідні процеси наповнення газобалонної установки автомобіля

За допомогою аналізу та порівняння отриманих перехідних процесів виявлено, що під час наповнення балонів наявні відтікання природного газу із балонів у магістраль. Вони можуть бути спричинені як зниженням тиску газу в магістралі (зниження тиску в ресиверах АГНКС, підключення автомобілів на сусідніх колонках), так і термодинамічними процесами всередині балонів.

Зокрема, на рис. 2. наведено приклад перехідних процесів, які відтворюють відтікання газу із балонів в кінці наповнення (ділянка 500 – 980 с) якраз внаслідок термодинамічного підвищення тиску всередині балонів. Наведені перехідні процеси, отримані внаслідок заправки газобалонної установки автомобіля при температурі повітря  $T_n=6^\circ\text{C}$ , температурі природного газу в ресиверах  $T_{nz}=20^\circ\text{C}$ , початковому тиску в балонах  $P_{поч}=1.72\text{ МПа}$ . Якісне пояснення цього явища, на нашу думку, є таким. На початковій стадії наповнення, коли витрата газу є максимальною, відбувається інтенсивне дроселювання газу у вхідних каналах газобалонної установки, внаслідок чого знижується його температура. В балони надходить газ, охолоджений до температури, нижчої від температури повітря. Відбувається приплив тепла із навколишнього повітря через стінки в балони, внаслідок чого ентальпія газу в балонах зростає. Коли різниця тиску в магістралі та балонах зменшується і охолодження газу внаслідок дроселювання стає незначним, в балон починає надходити тепліший газовий потік, який підвищує загальну температуру суміші. Крім того, охолоджений балон нагрівається через привнесення тепла ззовні балонів. Оскільки ентальпія суміші є високою за рахунок внесеного зовні тепла, то зростає тиск суміші. Отже, тиск всередині балона може перевищувати тиск на вході, внаслідок чого виникають відтікання газу в магістраль.

Явище відтікання газу із балонів відтворене графіками перехідних процесів (рис. 2) на відрізьку часу 500 – 980 с. Перепад тиску на цьому відрізьку є від'ємним ( $\Delta P \leq -0.38\text{ кПа}$ ), що свідчить про зворотну витрату. Тиск на вході в балони зростає упродовж всього інтервалу. Температура упродовж розглянутого інтервалу часу зменшується внаслідок охолодження газу в трубах, якщо витрата невелика (температура повітря значно нижча від температури газу).

Під час експлуатаційних випробувань було порівняно значення об'єму, вимірюного цією системою



обліку, із значеннями розрахункової методики [9], за якою нині ведеться облік на АГНКС. Відхилення показів обчислювача від табличних значень не перевищували  $\pm 7\%$ . Враховуючи, що табличні значення розраховані з похибкою, не меншою від  $\pm 5\%$ , а гранична похибка вимірювання об'єму відпущеного газу  $\delta_v \leq 2\%$ , можна стверджувати, що результати вимірювання об'єму є достовірними і, отже, є всі передумови для створення на базі розробленої системи обліку витратомірної колонки для автомобільних газонаповнювальних компресорних станцій.

Негативний вплив на точність обліку газу таких явищ, як перетікання газу в зворотному напрямку, можна усунути такими способами:

- встановленням в лінії наповнення зворотного клапана;
- наповненням балонів не до заданого максимального тиску, а за кількістю відпущеного газу, тобто закриття клапана подавання газу після відпускання заданого об'єму газу.

Встановлення додаткової запірної арматури в лінії наповнення є небажаним, оскільки в умовах значних перепадів тиску в ділянці наповнення можуть виникати явища обмерзання запірної арматури внаслідок дроселювання газового потоку у звуженнях запірних пристроїв. Тому безальтернативним є другий спосіб, для реалізації якого необхідно обладнати колонки наповнення на АГНКС системами обліку та керування процесом наповнення. Другий спосіб вимагає, крім того, впровадження системи диспетчерського контролю та керування наповненням.

Отже, результати виконаних експериментів ще раз підтверджують можливість та необхідність впровадження систем обліку стисненого газу на АГНКС. Впровадження таких систем обліку дає змогу:

- вести реальний облік відпущеного газу в одиницях об'єму чи маси;
- виявляти дійсний об'єм газобалонних установок автомобіля та приховані місткості;
- виявляти негерметичності газового тракту (наявність незначної витрати, якщо закрита заслінка) та наявність перетікання природного газу під час наповнення балонів.

Встановлення таких систем на всі колонки наповнення дає змогу перейти до побудови системи диспетчерського контролю всією АГНКС з можливістю передачі даних до головного метролога (керівника) для загального диспетчерського контролю усіма АГНКС.

1. Матіко Ф.Д. Вимірювання витрати та кількості стисненого природного газу на газонаповнювальних станціях: Автореф. дис. канд. тех. наук: 05.11.01 / НУ "Львівська політехніка". – Львів, 2001.
2. Пістун Є., Коваль Р., Матіко Ф., Дубіль Р., Дябога З., Новошицький Є. Автоматизована система обліку природного газу на газонаповнювальних станціях // Збірник матеріалів III Міжнар. наук.-практ. конф. "Проблеми економії енергії". – Львів, 2001. – С. 168–169.
3. Матіко Ф.Д. Застосування пристроїв звуження для обліку природного газу на газонаповнювальних станціях // Вісник НУ "Львівська політехніка". – № 432. – 2001. – С. 126–129.
4. Пістун Є.П., Дубіль Р.Я., Матіко Ф.Д. Розширення діапазону вимірювання витрати за методом змінного перепаду тиску // Вимірювальна техніка та метрологія. – № 58, – 2001, – С. 147–151.
5. РД 50-411-83. Методика виконання измерений с помощью специальных сужающих устройств. – М., 1984.
6. ДССДД 4–2002. Газ природний. Методика розрахунку коефіцієнта стисливості у діапазоні тиску 12 ... 25 МПа / Пістун Є., Матіко Ф. Введ. 01.07.2002. – К., 2002.
7. Матіко Ф.Д. Визначення показника адіабати природного газу для задач його обліку на автомобільних газонаповнювальних станціях // Вісн. НУ "Львівська політехніка". – № 404. – 2000. – С. 86–89.
8. Матіко Ф.Д. Розрахунок в'язкості природного газу для задач його обліку в широкому діапазоні зміни тиску // Методи та прилади контролю якості. – № 6. – 2000. – С. 51–54.
9. Правила технічної експлуатації та безпечної обслуговування обладнання АГНКС. – К., 1996.
10. СТД 320.30019801.029–2001. Технічні вимоги до пунктів комерційного вимірювання газу ДК "Укртрансгаз" при проектуванні та реконструкції. Введ. 05.20.2001. – К., 2001.
11. Методика виконання вимірювань об'єму газу, що відпускається споживачам на автомобільній газонаповнювальній компресорній станції (АГНКС). – Харків, 1996.

## АНАЛІЗ ПОХИБОК ПЛІВКОВОГО ВИТРАТОМІРА ГАЗУ

© Зеновій Теплох, Оксана Парнета, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Автоматизація теплових і хімічних процесів”,  
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

*Проаналізовано точність вимірювання витрати газу плівковим методом, розглянуто чинники, які впливають на точність, оцінено граничні похибки вимірювання та вказано способи їх зменшення.*

*Проанализировано точность измерения расхода газа пленочным методом, рассмотрено факторы, которые влияют на точность, оценено граничные погрешности измерения и указаны пути их уменьшения.*

*In the article the accuracy of measuring the gas flow rate by film flowmeter is analysed, factors which influences on the accuracy are considered, and ways of their improvement are offered.*

**Вступ.** Вирішення проблем економії матеріальних і енергетичних ресурсів значною мірою залежить від точності вимірювання витрати потоків, зокрема і малих витрат природного газу. З відомих методів вимірювання мікро- і малих витрат газу (в інтервалі  $10^{-5} \dots 4 \text{ м}^3/\text{год}$ ), придатних як для технологічних, так і для метрологічних потреб, особливо перспективним є плівковий метод. Проте недостатня дослідженість обмежує його широке впровадження. Це стосується, насамперед, вивчення джерел похибок плівкових витратомірів та оцінки їх впливу. Зроблено окремі спроби аналізу деяких джерел похибок плівкових витратомірів, наприклад, впливу деформації витрати досліджуваного газу внаслідок насичення паром плівкоутворювальної рідини або неврахування шару плівкоутворювача на внутрішній поверхні мірної трубки [1, 2]. Найповніше точність проаналізовано А. Леву [3]. Значна ж частина джерел похибок плівкових витратомірів, серед яких, наприклад, вплив кривизни рухомої плівки, трансфузія газу через рухому плівку, досі не була висвітлена. У статті здійснено спробу проаналізувати вплив усіх, зокрема і дотепер не досліджених чинників, та на цій основі оцінити граничні похибки вимірювання.

**1. Особливості об'єкта дослідження.** Плівковий витратомір (ПВ) реалізує абсолютний метод вимірювання витрати газу. Він полягає у вимірюванні часу  $\tau$  проходження рухомої рідинної плівки (міткою границі дози газу) між двома (верхньою та нижньою) фіксованими відмітками мірної трубки (МТ), які

визначають калібрований об'єм  $V$  газу і в обчисленні об'ємної витрати  $Q$  за формулою

$$Q = V / \tau . \quad (1)$$

Калібрований об'єм  $V$  газу має два трактування: перше – це місткість МТ між двома фіксованими відмітками; друге – це об'єм дози досліджуваного газу в МТ, обмежений плівкою рідини на внутрішній поверхні МТ і поверхнями рухомої плівки у верхньому та нижньому фіксованому положеннях. У зв'язку з цим відомі різні методи калібрування об'єму  $V$ , більшість з яких визначають місткість МТ з подальшим врахуванням змін каліброваного об'єму, спричинених наявністю, а також деформацією форм і розмірів рідинних плівок у МТ. На відміну від цього, метод заміщення визначає об'єм  $V$  згідно з другим трактуванням. Як похибки калібрування, так і непостійність каліброваного об'єму під час експлуатації істотно впливають на результат вимірювання.

Важливою особливістю ПВ є те, що газ взаємодіє із плівкоутворювальною рідиною (ПР), внаслідок чого може відзначатись деформація вимірюваної витрати за рахунок припливу газових компонентів з рідини, або, навпаки, їх відпливу в рідину, що спотворює результати вимірювання.

Вплив часу  $\tau$  на процес вимірювання витрати у ПВ також має свої особливості. На результат визначення витрати може впливати не тільки похибка вимірювання часу, а і опосередковано час  $\tau$  періоду вимірювання, час експлуатації ПР тощо. Так, наприклад, із збільшенням значення  $\tau$  можуть істотно зрос-

тати похибки, пов'язані з деформацією вимірюваної витрати у ПВ із деформацією плівок у МТ. А, з іншого боку, із зменшенням часу  $\tau$  збільшуються похибки самого вимірювання  $\tau$  і моментів фіксації положення рухомої плівки. Тому вибір часу  $\tau$  (а, водночас, і геометричних розмірів МТ) для заданого діапазону витрат необхідно оптимізувати за критерієм точності визначення витрати. Крім того, ПВ за принципом дії є приладом періодичної дії, тобто показує середню витрату за час  $\tau$ , і тому, вибираючи  $\tau$ , треба враховувати швидкість зміни витрати на вході ПВ.

Оскільки об'єм  $V$  дози газу істотно залежить від абсолютних тиску і температури газу, у МТ важливо оцінити вплив параметрів стану на остаточний результат вимірювання (об'ємна витрата у стандартних умовах або масова витрата).

**2. Похибки каліброваного об'єму.** Заданий каліброваними мітками (оптичними пристроями) об'єм  $V$  у ПВ може не відповідати номінальному внаслідок:

- похибок калібрування;
- теплового розширення скла МТ;
- зміни форми і геометричних розмірів плівки на поверхні МТ;
- змін форми рухомої плівки;
- впливу швидкості рухомої плівки;
- трансфузії газів через рухома плівку.

Розглянемо по черзі вказані фактори впливу.

**Похибки калібрування** детально розглянуто в [4] і в цій статті ми наводимо лише остаточні значення похибок, що виникають при різних методах калібрування, з незначними доповненнями і уточненнями.

Насамперед відзначимо, що порівняно поширене застосування для ПВ готових хімічних (титрувальних) бюреток [5] із шкалами місткості (похибка 0,5 %) як МТ є обмеженим витратами до 50 л/год і візуальним відліком. Тому МТ, як правило, калібрують індивідуально.

Відомий геометричний метод визначення місткості МТ не може бути рекомендований через недопустимо великі похибки. Дискретне сканування діаметра МТ за висотою та кутом повороту осі вимірювання [6] може істотно підвищити точність визначення місткості, проте недостатньо для ПВ, особливо з МТ складної геометрії (значні зміни діаметрів по висоті, вставні елементи тощо) [7].

Об'ємний і ваговий методи визначення місткості можуть давати значно вищу точність порівняно з геометричним. Ці методи відрізняються лише кінцевим етапом визначення об'єму перелитої з МТ у мірну посудину води – безпосередньо за допомогою мірного циліндра або за допомогою зважування. Тому більшість факторів, що впливають на точність калібрування, у них є спільними.

Для обидвох методів характерні такі основні похибки:

- від залишкових крапель на стінках МТ після зливання води у мірну посудину – до 3 %;
- від випаровування води з мірної посудини – до 0,04 %;
- візуального відліку рівня води у МТ – до 0,5 %;
- кількості води у мірній посудині внаслідок нечасного чи неякісного припинення зливання – води з МТ – до 2 %.

Тільки об'ємному методу властиві ще похибка відліку рівня води у мірному циліндрі до 2,5 %, похибка зразкових мір об'єму до 2 % і похибка теплового розширення води – 0,018 %/К.

Сумарна гранична похибка об'ємного методу визначення місткості МТ малого об'єму (близько 2 мл) становить 10 %, а для МТ великого об'єму (2...14 л) – 1 %.

Сумарна гранична похибка вагового методу визначення місткості МТ малого об'єму дорівнює 5 %, а для МТ великого об'єму – 0,6 %.

Неврахування наявності шару ПР на стінках МТ під час визначення об'єму  $V$  об'ємним і ваговим методами призводить до похибки 1...12 % залежно від об'єму МТ. Водночас гранична похибка визначення об'єму плівки на стінках МТ, одержана, наприклад, багаторазовим зважуванням МТ з плівкою і без неї, становить 0,2...0,3 %.

Для калібрування ваговим методом із заміщенням каліброваної дози газу в МТ відповідним об'ємом проміжної рідини (метод заміщення) характерні такі основні похибки:

- від випаровування води з мірної посудини – до 0,04 %;
- візуального відліку положення рухомої плівки у МТ – до 0,5 %;
- внаслідок нечасного (неякісного) припинення зливання води з проміжної посудини – до 2 %;
- від різної кривизни рухомої плівки при фіксації верхнього і нижнього положень – до 0,25 %.

Сумарна гранична похибка визначення об'єму  $V$  методом заміщення з візуальним відліком для МТ малого об'єму становить 3 %, а для МТ великого об'єму – 0,5 %.

Якщо забезпечено спеціальні умови калібрування (зокрема, застосування оптико-електронних пристроїв як каліброваних позначок МТ, стабілізація температури приміщення, мінімізація втрат і стабілізація витрати заміщувальної води), гранична похибка визначення каліброваного об'єму  $V$  методом заміщення може не перевищувати 0,02 %. Водночас визначення місткості МТ, наприклад, геометричним методом і неврахування наявності шару ПР на стінках МТ може призвести до сумарної граничної похибки об'єму  $V$  на рівні двох десятків відсотків.

**Теплове розширення скла МТ** призводить до змін місткості МТ на значення близько 0,003 %/К і здебільшого, використовуючи ПВ, ним можна знехтувати [8].

**Непостійність форми і геометричних розмірів рідинної плівки на поверхні МТ** залежить від багатьох чинників і може істотно впливати на якісні показники ПВ, зокрема на точність і надійність вимірювання, і навіть на працездатність приладу.

Рідинна плівка може мати неоднакову товщину по висоті МТ внаслідок стікання під дією сил гравітації, випаровування і старіння ПР, причому всі ці процеси залежать від часу – часу  $\tau$  набирання дози газу, періодів між окремими вимірюваннями і часу експлуатації ПР. Інтенсивність стікання залежить від поверхневих сил взаємодії ПР і стінок МТ, а також густини і в'язкості ПР. Старіння ПР може бути спричинене структурними змінами ПР або його взаємодією з газом, що характерно, наприклад, для водних розчинів мила [1]. Випаровування плівки може бути доволі інтенсивним, коли її основу становить рідина з низькою температурою кипіння, наприклад, вода, а газ є сухим. Нерівномірність товщини може бути локальною внаслідок часткових забруднень поверхні і слідів неякісних рухомих плівок.

Певний вплив може мати також теплове розширення рідини плівки для МТ малих розмірів і особливо за наявності газорідинних утворень на плівці. Відповідна похибка для різних ПР становить до 0,03 %/К.

Сумарна гранична похибка від непостійності форми і розмірів рідинної плівки на поверхні МТ залежно від об'єму МТ може дорівнювати 0,2...1 %, але

урахування вищевказаних факторів (зокрема, правильний вибір ПР і застосування пристроїв відведення відпрацьованих плівок) зводить цю похибку до настільки малого значення, що нею можна нехтувати.

**Вплив форми рухомої плівки.** Рухома плівка внаслідок неякісної роботи генератора або стікання решток зруйнованих плівок може набирати нерегламентовану форму, зокрема, мати випадковий газорідинний супровід (піна, окремі бульбашки, потовщений меніск тощо), який під час проходження плівки вздовж МТ від нижньої до верхньої міток може змінити форму або відокремитися від рухомої плівки, внаслідок чого виникає похибка об'єму  $V$ , значення якої, як показав експеримент, до 0,5 %.

Форма регламентованої рухомої плівки залежно від витрати газу може змінюватися від плоскої до випуклої і в зв'язку з цим похибка об'єму  $V$  від різної кривизни плівки при фіксації верхнього і нижнього положень може досягати, як показав розрахунок, 0,25 %. Аналогічно на точність вимірювання впливають імпульси тиску в газі, а також механічні коливання плівок значних розмірів. Прогин плівки може змінюватися навіть за незмінної витрати внаслідок старіння плівки, особливо за великих значень часу  $\tau$ .

Отже, гранична похибка від впливу форми рухомої плівки становить 0,56 %, а з урахуванням всіх чинників, які впливають на неї (наприклад, застосування якісних генераторів плівок [9], газодинамічних ланок ємність–резистор для згладжування імпульсів тиску і відповідних до умов вимірювання ПР), її можна звести до нехтовного значення.

**Вплив швидкості рухомої плівки.** Значний вплив на точність задання об'єму  $V$  може мати швидкість рухомої плівки біля каліброваних міток, особливо якщо відлік візуальний. Ця швидкість залежить переважно від витрати газу і діаметра МТ в околі каліброваних міток, проте може змінюватись від імпульсів тиску і механічних коливань рухомої плівки. Експериментально доведено, що вона не повинна перевищувати 4 м/с для візуального відліку, хоча для автоматичного може бути істотно вищою. Єдиним способом зменшення швидкості плівки є збільшення діаметра, що має, проте, певні обмеження. Похибка об'єму  $V$  від невідповідності положень рухомої плівки і каліброваної позначки залежить від об'єму  $V$ , якості відліку і діаметра МТ в зоні позначки. Цей діаметр доцільно зменшувати для зменшення похибки об'єму

V. Отже тут виникає протиріччя: з одного боку, для зниження швидкості треба збільшувати діаметр, а з іншого із зростанням діаметра збільшується похибка від невідповідності положень рухомої плівки в моменти фіксації та каліброваних позначок, а також збільшуються похибки, пов'язані із змінами форми плівки. Крім того, для зміцнення плівки рекомендовано збільшувати діаметр нижньої кромки МТ [10]. Звідси випливає, що вибір діаметрів входу біля каліброваних міток і центральної частини МТ необхідно оптимізувати за критерієм максимальної точності визначення витрати. Граничне значення похибки від впливу швидкості становить 0,2 %, але може бути зменшене на один–два порядки, якщо правильно вибрано діаметри, застосовано якісні пристрої автоматичного відліку та усунуто причини зміни швидкості упродовж циклу вимірювання.

#### **Вплив трансфузії газів через рухому плівку.**

Під час вимірювання витрати газів змінного складу з добре розчинними компонентами може відзначатись трансфузія цих компонентів через рухому плівку, внаслідок чого рухома плівка, яка є міткою межі дози газу, може зміститися щодо цієї дози, що спричиняє похибку об'єму  $V$  значенням до 0,5 %.

**Сумарна гранична похибка** визначення каліброваного об'єму  $V$  залежить переважно від похибки калібрування  $i$ , з урахуванням усіх факторів, які впливають на об'єм  $V$ , може знаходитися на рівні 0,02 %. Проте неякісне градування і неврахування усіх вищевказаних факторів впливу фактично робить ПВ доволі грубим приладом.

#### **3. Деформація витрати досліджуваного газу у**

**ПВ.** Витрата досліджуваного газу в ПВ може змінюватись внаслідок дії таких факторів:

- насичення газу парою ПР;
- поглинання газу (окремих компонентів) рідиною;
- дегазації ПР;
- хімічної взаємодії газу з ПР;
- теплового розширення газу в МТ.

**Насичення газу парою ПР.** Як основу (розчинник) у ПР дотепер переважно застосовують воду [3,11,12], внаслідок чого можлива деформація витрати газу парою води, що спричиняє похибку визначення об'єму  $V$  до 3 % [13]. Тому для цього треба використовувати рідини з високою температурою кипіння, наприклад, етиленгліколь, формамід тощо [1, 14]. У

такому разі гранична похибка від насичення газу парою розчинника може бути зменшена на один–два порядки і для етиленгліколю не перевищує 0,1 %, що, зрештою, також можна істотно зменшити засобами контролю випаровування складників ПР і відповідно враховувати, обчислюючи витрати. Найпростіше це зробити, застосувавши сатуратор, що дає змогу зменшити вказану похибку на порядок. Зауважимо принагідно, що використання сатуратора [3] для зниження впливу зволоження досліджуваного газу може бути ефективним, тільки якщо відома вологість газу (наприклад, в тих рідкісних випадках, коли газ є практично сухим) з подальшим перерахунком результатів вимірювання у витрату газу з початковою вологістю. В принципі, у такому разі можна додатково застосовувати вологомір.

Тиск насичення істотно залежить також від температури, наприклад, для води відповідна похибка визначення витрати становить 0,2 %/К, що вимагає враховувати цей вплив під час відповідальних вимірювань.

**Поглинання і виділення рідиною газу (чи окремих компонентів).** Явищами сорбції–десорбції можна нехтувати, тільки якщо ПВ використовують для одного і того самого газу (або суміші постійного складу) і при тому газ (або всі компоненти суміші) є слабкорозчинним у ПР. Прикладом таких газів може бути повітря, водень, окис вуглецю. Якщо ці умови не задовольняються, то відповідна похибка не дорівнює нулеві.

Полярно протилежний випадок відзначається для сильнорозчинних у воді газів (амоніак, бромистий водень, двоокис сірки), навіть якщо склад газу постійний, коли вимірювання є практично неможливим. Так, наприклад, розчинність амоніаку у воді в звичайних умовах становить 62300 об.б. [15]. В таких випадках необхідне тільки ПР з основою, в якій не розчиняються компоненти досліджуваного газу.

У проміжних випадках похибка може змінюватись від зникломо малої до недопустимо великої залежно від розчинності газових компонентів, діапазону і швидкості зміни концентрацій компонентів досліджуваного газу, властивостей і об'єму ПР, площі та часу контактування газу з ПР. Оцінка цієї похибки для конкретного випадку може бути достатньо складним завданням [16], зокрема може вимагати експериментальних (аналітичних) досліджень. І окремо слід звернути увагу на ймовірність впливу неконтрольованої вологості газу для ПР на неводній основі, коли водяна пара зі

збільшенням вологості поглинається ПР, або, навпаки, виділяється з ПР зі зменшенням вологості газу.

**Хімічна взаємодія газу з ПР** призводить до тих самих наслідків щодо точності вимірювання, що і поглинання газу, тому слід вживати заходів для її уникнення (наприклад, відповідно підбираючи ПР).

**Теплове розширення газу в МТ** при зміні температури газу призводить, як випливає з рівняння стану, до похибки вимірювання на рівні 0,34 %/К і мусить бути або враховане, або усунене.

**4. Похибки визначення часу.** Під час візуального відліку з використанням секундоміра похибка визначення часу  $\tau$  може не перевищувати  $\pm 0,2$  с [3], що при малому часі  $\tau$  може значно впливати на результат. Наприклад, якщо  $\tau=20$  с, похибка визначення часу становить 1%. Цю похибку можна зменшити на порядок, збільшивши час  $\tau$  до 200 с, але це може виявитися неможливим для цього об'єму  $V$  МТ. Крім того, збільшення часу  $\tau$  може спричинити деструктивні зміни у рухомій плівці та у плівці на стінках МТ. Тому єдиним радикальним способом зменшення цієї похибки є встановлення автоматичних фіксаторів з електронним секундоміром, що зводить цю похибку до такої, яку можна не враховувати.

**5. Вплив температури.** Температура впливає на результат вимірювання багатьма способами, основні з яких були згадані вище, а саме теплове розширення скла МТ, плівки рідини на внутрішній поверхні МТ і досліджуваного газу в МТ, а також зміна концентрації пари ПР у досліджуваному газі. Тільки перший з вказаних чинників призводить до заниження результатів зі зростанням температури, але оскільки його вплив є набагато меншим за вплив решти факторів, то загальний вплив температури визначається сумою впливів останніх трьох факторів, що становить разом 0,57 %/К. У зв'язку з цим радикальним способом істотного зменшення впливу температури є стабілізація температури основних вузлів ПВ (насамперед МТ) і досліджуваного газу на вході МТ з точністю  $\pm 0,1$  К.

**6. Похибки нормування витрати.** Витрата, визначена за (1), є об'ємною витратою газу в реальних ("робочих") умовах, тобто при абсолютних тиску  $P$  і температурі  $T$ , які відзначаються у МТ. Щоб можна було порівняти об'ємні витрати, виміряні в різних умовах, їх зводять до так званих нормальних (стандартних) умов за формулою

$$Q_n = Q \frac{T_n P}{T P_n k}, \quad (2)$$

де  $P_n = 101325$  Па;  $T_n = 293,15$  К (або  $T_n = 273,15$  К);  $k$  – коефіцієнт стискуваності.

З цією самою метою виміряну об'ємну витрату  $Q$  в реальних умовах переводять у масову, домножуючи розраховану, як вказано вище, об'ємну витрату  $Q_n$  на густину газу  $\rho_n$  у нормальних умовах. В обидвох випадках необхідно знати точні значення параметрів стану газу в МТ, а також коефіцієнта стискуваності (якщо умови значно відрізняються від атмосферних).

Як випливає із (2), похибка визначення витрати прямо залежить від похибки визначення температури і становить 0,34 %/К. Якщо вимірювати температуру в МТ з мінімально можливою похибкою  $\pm 0,05$  К, то відповідна похибка визначення витрати дорівнюватиме 0,017%. Проте досягнення такої точності є проблематичним. Однією з основних причин цього є необхідність забезпечити однорідність температурного поля у МТ, що потребує окремих заходів, особливо для МТ значних розмірів. Різниця температур в 1К є далеко не значенням, особливо якщо температура газу, що надходить, значно відрізняється від температури МТ. У такому разі доцільно обладнати МТ двома окремими термодавачами біля каліброваних міток, а також теплообмінником на вході ПВ. Радикальним способом зменшення впливу температури є обладнання ПВ системою термостабілізації та вирівнювання температури всередині теплового контуру ПВ, в якому знаходяться МТ, генератор плівок і теплообмінник. Якщо температура стабілізується на рівні  $\pm 0,1$  К, відповідна похибка вимірювання витрати дорівнюватиме 0,034 %, що є прийнятним значенням.

Похибка визначення витрати від впливу тиску газу в МТ відповідно до (2) дорівнює похибці визначення абсолютного тиску і становить для відкритих на атмосферу МТ 0,135 %/ммHg. Тому, якщо не враховано зміни атмосферного тиску, наприклад, на 30 ммHg, фактичні витрати відрізняться на 4%. Тому ПВ повинен бути обладнаний барометром для ручного або автоматичного перерахунку результатів вимірювань. Якщо використовуються барометри з абсолютною похибкою вимірювань 30 Па, відносна похибка визначення витрати становитиме 0,03 %, що є здебільшого допустимим.

Отже, загалом, для ПВ з тиском у МТ, близьким до атмосферного ( $k=1$ ), при якісних стабілізації температури і вимірюваннях абсолютного тиску, враховуючи незалежність цих параметрів, мінімально можлива похибка нормалізації витрати становить 0,045 %. Водночас відзначимо, що неврахування взагалі впливу тиску і температури взагалі може призвести до похибки на рівні багатьох відсотків.

Набагато складніша ситуація виникає, коли газ у МТ є під тиском, що істотно відрізняється від атмосферного, наприклад, тиском близько 40 атм [17]. У такому разі можна застосовувати манометр абсолютного тиску (або барометр і манометр надлишкового тиску), похибки вимірювання яких є, проте, набагато меншими (наприклад, клас точності приладів фірми "FISHER-ROSEMOUNT" – 0,075) за похибку визначення коефіцієнта стикуваності газу [16, 18], внаслідок чого похибка нормалізації витрати може досягати кількох відсотків, здебільшого за рахунок коефіцієнта  $k$ .

Додаткова похибка для масової витрати виникає внаслідок неточності визначення густини  $\rho_n$ , похибка якої становить 0,1...0,5 % [18] і є вирішальною для ПВ з відкритою на атмосферу МТ.

**7. Сумарна похибка ПВ.** Очевидно, що сумарна похибка ПВ залежить насамперед від його виконання, методу і якості градування, а також властивостей досліджуваного газу і може бути розрахована за оцінками складових похибок, розглянутих у цій роботі. Загальна похибка вимірювання може не перевищувати 0,1 %, з урахуванням вищенаведених рекомендацій для газів, які практично не взаємодіють з ПР і з тиском, близьким до атмосферного. Для газів під тиском, що істотно відрізняється від атмосферного, ця похибка збільшується до кількох відсотків. Загальна похибка вимірювання може зростати до недопустимо великих значень для газів, які сильно взаємодіють з ПР.

**Висновки.** Як випливає з вищенаведеного, похибка вимірювання витрати за допомогою ПВ залежить від дуже багатьох факторів і може бути як мізерно малою, так і недопустимо великою. Ігнорування розглянутих факторів впливу робить ПВ фактично індикатором витрати, а не вимірювальним приладом. Водночас правильна побудова ПВ, зокрема обґрунтований вибір ПР, генератора плівок, пристрою відведення зруйнованих плівок, форми і розмірів МТ, автоматичних фіксаторів положення плівки з електронним таймером, якісна стабілізація температури, згладження імпульсів тиску і якісне градування дає змогу одержати високоточний прилад для вимірювання мікро- і малих витрат газів, придатний і для метрологічного забезпечення промислових витратомірів.

1. Березкин В.Г., Заходский Л.В. Способ уменьшения погрешности измерения расхода газа // Журнал аналитической химии. – 1986. – Вып. 4. – С. 750–752. 2. Пистун Е.П., Стасюк И.Д., Теплох З.Н. Определение расходных характеристик дроссельных элементов // Автоматизация и контрольно-измерительные приборы в нефтеперерабатывающей и нефтехимической промышленности. – М., – 1982. – №4. – С. 28–30. 3. Levy A. The accuracy of the bubble meter method for gas flow measurements // J. Scien. Instrum., V. 41, 1964. 4. Теплох З.М., Парнета О.З. Похибки визначення каліброваного об'єму газу в бюретці плівкового витратоміра // Вісник НУ "Львівська політехніка". – 2001. – № 432. – С. 121–125. 5. ГОСТ 20292-74. Бюретки, пипетки. Приборы мерные лабораторные стеклянные. – М., 1983. 6. Бродин Ю. Градування та метрологічні дослідження дзвонових витратомірювальних установок // Транспортування, контроль якості та облік енергоносіїв. – Львів, 1998. – С. 155–167. 7. Теплох З.М., Парнета О.З. Вимірювальні бюретки плівкових витратомірів газу // Методи та прилади контролю якості. – № 6. – 2000. – С. 64–68. 8. Белошицкий А.П., Ланина Г.В., Симулик М.Д. Анализ погрешности "пузырькового" метода измерения малых расходов газа // Измерительная техника. – № 9. – 1983. 9. Теплох З.М., Парнета О.З. Генератори плівок мікровитратомірів газів // Вісник НУ "Львівська політехніка". – № 460. – 2002. – С. 78–81. 10. Патент 4.691.577 США, G 01 F 1/708. Soap film gas flowmeter / Hill S. Lalin (США). – № 837,847; Заявлений 10.03.86; Опубликованый 08.09.87. – 11 с. 11. Френкель Б.А. Измерение расхода жидкостей и газов в малотоннажных производствах и на экспериментальных установках. – М., 1989. 12. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества. 4-е изд. – Л., 1989. 13. Теплох З.М., Парнета О.З. Робоча рідина плівкового витратоміра // Вісник НУ "Львівська політехніка". – 1999, – № 378. – С. 73–76. 14. Теплох З.М., Парнета О.З. Вплив високомолекулярних домішок на якість плівок у мікровитратомірах // Вісник НУ "Львівська політехніка". – 2000. – № 404. – С. 103–105. 15. Мюллер Г., Гнауек Г. Газы высокой чистоты. – М., 1968. 16. Рид Р.К., Шервуд Т.К. Свойства газов и жидкостей. Определение и корреляция. – Л., 1971. 17. Köpnick R., Günschel H. Messung kleiner Gasvolumenströme unter Druck // Messen-Steuer-Regeln. 1980. Bd.23. – №4. – S.192. 18. Морачевский А.Г., Сладков И.Б. Физико-химические свойства молекулярных неорганических соединений (Экспериментальные данные и методы расчета). – Л., 1987.

## МЕТРОЛОГІЧНА НАДІЙНІСТЬ КАБЕЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕМПЕРАТУРИ

© Олександр Гук, 2003

Науково-виробниче об'єднання "Термоприлад", вул. Наукова, 3, Львів, Україна

*Виконано експериментальні дослідження для створення високоточних перетворювачів температури кабельного типу на основі енергетичного підходу.*

*Выполнены экспериментальные исследования по созданию высокоточных преобразователей температуры кабельного типа на базе энергетического подхода.*

*Experimental investigations of producing the high reliability cable type temperature transducers, based upon the thermodynamics, were made.*

**Вступ.** Перетворювачі температури (надалі – ПТ) кабельного типу домінують в Україні та за рубежом, зокрема, в ядерній енергетиці [1]. Найпоширеніші ПТ кабельного типу з хромель-алюмелевими термопарами, які характеризуються високою чутливістю (до 44 мкВ/К) і достатньо значною механічною міцністю внаслідок наявності зовнішньої сталевий рурки. Метрологічні характеристики ПТ на основі термопарного кабелю повинні відповідати вимогам ДСТУ 2837–94 і ДСТУ 2857–94 [2].

Граничнодопустимі похибки ПТ на основі термопарного кабелю визначені [3,4] і становлять 0,8 % від значення вимірюваної температури за перші 1000 год. експлуатації та 0,93 % – за 25000 год. Але можна вважати, що ці значення не задовольняють сучасних вимог.

**Метою роботи** є покращання метрологічних характеристик кабельних ПТ для умов тривалої експлуатації (до 10000 годин) в енергетиці.

**Об'єкт досліджень.** Для дослідження було вибрано термопарні кабелі з широкоживаними НСХ типів ХА та ХК. ПТ (а інколи й термопарні кабелі) досліджували за температур, близьких до можливих експлуатаційних. На підставі запропонованого нижче методу екстраполювали виявлені залежності нестабільності НСХ на порівняно низькі температури, що, в результаті, дало змогу впровадити прискорений метод дослідження та розробки ПТ кабельного типу.

Досліджували термопарні кабелі з ізоляцією з периклазу (порошку на основі оксиду магнію). Діаметр термоелектродного дроту відповідно до діаметра кабелю 3,0 ... 0,5 мм коливався у межах від 0,10 до 0,03 мм. Конструктивно ПТ на основі термопарного кабелю виготовляли як з ізольованим, так і з неізольованим

гарячим злупом, а якість зварювання контролювали рентгенівським та електричним способами. Зокрема, останній передбачав контроль цілісності електричного кола після дії серії термоударів на ПТ. Для цього злупи прогрівались до 623–643 К упродовж 5 хв з подальшим охолодженням у воді або зрідженому азоті. Одночасно на електронній апаратурі записували перехідний процес зміни електричного опору термопар. У разі неякісного виготовлення гарячого злупу фіксувалися викиди напруги, зумовлені стрімкою зміною електричного опору внаслідок обриву електричного кола, що свідчило про вихід ПТ з ладу. Низка досліджень дала змогу встановити, що для гарантованої перевірки якості гарячого злупу достатньо виконати серію з трьох термоударів. Після такої перевірки ПТ витримували без руйнування близько тисячі термоударів.

### 1. Експериментальні дослідження

**1.1. Вплив попереднього відпалу ПТ.** Виконано низку досліджень для визначення змін НСХ ПТ різних діаметрів кабелів і, відповідно, термоелектродів внаслідок нетривалого (до 5 год.) попереднього відпалу. Мета останнього – забезпечення незмінності НСХ ПТ під час подальшої експлуатації. Результати досліджень наведено в табл. 1. Надалі ПТ з кабелями діаметрів 3, 0; 1,5; 1,0 мм тривалий час експлуатувались, відповідно, за 1273 К; 1573 К та за 1073 К (для діаметрів 1,5 і 1,0 мм). Експериментальними дослідженнями встановлено максимально можливі значення ресурсу роботи досліджуваних ПТ типу ТХА, які не перевищують для ПТ з діаметром кабелю 3,0 мм: за 1523 К – 18 год.; за 1273 К – 700 год.; для ПТ з діаметром кабелю 1,5 мм – за 1273 К приблизно 1500 год.; для ПТ з діаметром 1,0 мм – 700 год. За цей час НСХ змінився на  $\pm 0,6$  К.



Таблиця 1

**Зміни НСХ ПТ типу ТХА за результатами відпалу на повітрі за 823 К**

Діаметр кабелю, мм	Тривалість відпалу, год.	Зміни НСХ, К
1,5	1 год.	2,7
	2 год.	3,1
	3 год.	2,9
	4 год.	2,6
	5 год.	2,5
1,0	1 год.	2,9
	2 год.	3,3
	3 год.	3,0
	4 год.	2,8
	5 год.	2,7

Отже, попередній відпал дав змогу зменшити відхилення НСХ в декілька разів, очевидно, внаслідок усунення внесених виготовленням механічних напружень. Можливо, певний вплив має перебіг перших стадій рекристалізації матеріалів термоелектродів.

Таблиця 2

**Зміни НСХ ПТ типу ТХА (визначених за 823 К) внаслідок 10000 год. експлуатації на повітрі**

Діаметр кабелю, мм	Температура експлуатації, К	Зміни НСХ, К
3,0	573	0,9
	673	1,1
	773	1,5
	873	1,4
	973	1,2
	1073	1,7
	1173	2,1
1,5	573	0,7
	673	1,1
	773	1,5
	873	1,5
	973	1,4
	1073	1,5
	1173	2,0
1,0	573	0,6
	673	0,9
	773	1,1
	873	1,3
	973	1,4
	1073	1,4
	1173	1,9

Отриманими результатами досліджень кабельних ПТ підтверджено дані [3, 4], згідно з якими в умовах відпалу зміни НСХ зумовлені не вибірковою окисдуванням компонентів термоелектродних матеріалів, як у традиційних ПТ некабельного типу, а процесами внутрішнього походження. Наприклад, таким вважається процес ближнього впорядкування, притаманний хроме-

левому термоелектроду за температур 600...800 К. За результатами виконаних досліджень ПТ кабельного типу (див. табл.1) було запропоновано здійснювати упродовж 3 год стабілізаційний відпал за 823 К, який дає змогу гарантувати стабільність НСХ у межах  $\pm 1$  К протягом часу 10000 год. експлуатації за 600...1073 К (табл. 2).

*1.2. Вивчення граничнодопустимих умов відпалу.* За вищих (>1100К) температур спостерігався вихід НСХ за допустимі межі  $\pm 1,8$  К, що можна пояснити процесами рекристалізації, які призвели до зміни напружено-деформаційного рельєфу матеріалів.

*1.3. Дослідження впливу циклічної зміни температури на НСХ ПТ.*

*1.3.1. ПТ кабельного типу.* ПТ кабельного типу піддавали попередньому відпалу в режимах, характеристики яких подано у табл. 3 [7].

ПТ, виготовлені з відпаленого кабелю, надалі втримували упродовж 10000 год. за температур 1073 К (ТХА) і за 873 К (ТХК). Зміни НСХ не перевищили допустиму норму  $\pm 1,8$  К і становили  $\pm 0,7$  К. У початковий період спостерігались помітні зміни НСХ, які зменшувались зі збільшенням тривалості експлуатації. Після 8000 год. зміни не були зафіксовані. Тобто найважливішим є початковий період експлуатації. Особливо відповідальним можна вважати вихід на номінальну температуру експлуатації, коли бажано, щоб швидкість наростання температури не перевищувала 1 К/хв., що підтвердили результати відпрацювання режимів попереднього відпалу.

Отримано результати досліджень впливу цикло-змінних температур, виконані на дванадцяти однотипних зразках. Результати досліджень сукупності кабельних (з діаметрами 1,0–3,0 мм) ПТ, попередньо відпалених за умов, вказаних в табл. 3, упродовж N циклів експлуатації на повітрі зведено у табл. 4.

*1.3.2. ПТ некабельного типу.* Для об'єктивного контролю було виконано порівняльні дослідження в аналогічних умовах для ПТ некабельного типу. У табл. 5 наведено результати досліджень [5, 6] температурно-часових залежностей нестабільності НСХ, зокрема циклічної довговічності (до руйнування) хромель-алюмелевих термопар ПТ некабельного типу для різних діаметрів термоелектродів. За порівняно низьких температур тривалість циклу незначно впливає на довговічність. Для температур, що перевищували 1000 К, такий вплив помітніший. Зміни НСХ досягали 10 К, перш ніж відбувалося руйнування одного з термоелектродів.

Таблиця 3

## Режими попереднього відпалу ПТ кабельного типу

Діаметр кабелю, мм	ХА		ХК	
	Температура, К	Час відпалу, год.	Температура, К	Час відпалу, год.
1,0	723	200	628	200
1,5	698	200	648	200
3,0	673	200	623	200

Таблиця 4

## Дослідження стабільності НСХ ПТ внаслідок термоциклювання

Діаметр кабелю, мм	Режим температурно-часового відпалу	Зміни НСХ, К
3,0	12 циклів по 14 год. за 1523 К	1,6
	30 циклів по 14 год. за 1273 К	1,2
	100 циклів по 14 год за 1273 К	2,0
1,5	10 циклів по 14 год. за 1473 К	2,3
	100 циклів по 14 год за 1373 К	2,8
	40 циклів по 14 год. за 1273 К	2,2
	30 циклів по 14 год. за 1173 К	1,8
	15 циклів по 14 год. за 1073 К	1,2
0,35	10 циклів по 14 год. за 973 К	1,7

Таблиця 5

## Зміни НСХ ПТ типу ТХА внаслідок відпалу та термоциклювання на повітрі

Діаметр термоелектродів, мм	Режим температурно-часового відпалу	Зміни НСХ, К
3,2	100 год. за 1473 К	6,8
	400 год. за 1473 К	7,5
	400 год. за 1273 К	4,1
1,5	500 год. за 1273 К	6,8
	600 год. за 1273 К	7,5
	300 год. за 1173 К	3,2
	200 год. за 1073 К	2,0
0,35	100 год. за 973 К	2,0
	300 год. за 873 К	1,8
	500 год. за 873 К	3,0
3,2	12 циклів по 14 год. за 1523 К	обрив
	30 циклів по 14 год. за 1273 К	6,1
	100 циклів по 14 год за 1273 К	10,0
1,5	10 циклів по 14 год. за 1473 К	Обрив
	100 циклів по 14 год за 1373 К	Обрив
	40 циклів по 14 год. за 1273 К	9,0
	30 циклів по 14 год. за 1173 К	4,0
	15 циклів по 14 год. за 1073 К	2,8
0,35	10 циклів по 14 год. за 973 К	3,0

**2. Енергетичні критерії оцінки стабільності НСХ ПТ**

Щоб оцінити вплив різнопланових процесів на зумовлені ними зміни НСХ, можна розглянути в межах класичної термодинаміки ( $dS \rightarrow 0$ ) загальний вираз реологічного рівняння стану [8], яке ґрунтується на теорії деформування Вайсенберга. У межах цієї теорії сума змін за одиницю часу роботи зовнішніх сил  $A$ , вільної енергії  $F$  та дисипованого тепла  $Q_{dis}$  системи дорівнює нулеві. (Взагалі робота зовнішніх сил  $A$  виражається добутком механічних напружень  $\sigma$  на швидкість деформування  $\frac{d\varepsilon}{dt}$ ):

$$\frac{dF(\sigma; \varepsilon)}{dt} + \frac{dQ_{dis}(\varepsilon; d\varepsilon/dt; \sigma; d\sigma/dt)}{dt} = \frac{dA}{dt},$$

де  $dQ_{dis}/dt$  – швидкість дисипації тепла;  $dA/dt$  – потужність дії зовнішніх сил;  $\varepsilon; d\varepsilon/dt$  – відповідно деформація та швидкість деформування;  $\sigma; d\sigma/dt$  – відповідно механічні напруження та швидкість їх зміни.

У найпростішому випадку, коли на матеріал не діють зовнішні сили або коли останні є незначними ( $dA/dt \rightarrow 0$ ), можна вивчати проблеми надійності перетворювачів, зокрема метрологічної надійності, порівнюючи зміни вільної енергії з розсіюванням тепла:

$$\frac{dF(\sigma; \varepsilon)}{dt} + \frac{dQ_{dis}(\varepsilon; d\varepsilon/dt; \sigma; d\sigma/dt)}{dt} = 0.$$

Якщо у цьому рівнянні зміни вільної енергії матеріалу виразити через зміни НСХ – основного параметра передавальної функції  $Z$ , де параметр  $Z$  відповідає напрузі на клеммах термоелектричних перетворювачів, то останнє рівняння набуває вигляд:

$$\frac{dF}{d\sigma} \frac{dZ}{d\sigma} \frac{dZ}{dt} + \frac{dQ_{dis}(\varepsilon; d\varepsilon/dt; \sigma; d\sigma/dt)}{dt} = 0.$$

Зміни вільної енергії та змін НСХ (за модулем) не залежать від того, поглинається тепло чи виділяється, що описується рівняннями:

– у разі поглинання тепла  $\left(\frac{dF}{dt}\right)_1 = -\frac{dQ_{dis}}{dt}$ ;

– у разі виділення тепла  $\left(\frac{dF}{dt}\right)_2 = -\frac{dQ_{dis}}{dt}$ ;

Прирівнявши останні два рівняння, одержимо:

$$\left(\frac{dZ}{dt}\right)_1 + \left(\frac{dZ}{dt}\right)_2 = 0,$$

звідки випливає, що за однакових термодинамічних параметрів  $T, p$  зміни НСХ перетворювачів різних типів у часі будуть протилежними за знаком у разі виділення чи поглинання тепла. Це означає, що, регулюючи потужність виділення або поглинання енергії у вигляді тепла, можна цілеспрямовано впливати на робочі характеристики ПТ і стабілізувати їх на певному заздалегідь заданому рівні.

Щоб практично реалізувати наведені вище теоретичні засади стосовно кабельних ПТ, було запропоновано новий підхід до стабілізації НСХ, основою якого є періодичне пропускання струму по термоэлектродах, причому цю процедуру можна виконувати, навіть не демонтуючи ПТ з об'єкта. Термодинамічна суть цього підходу полягає у зміні на протилежні напрямків поширення радіальних потоків тепло- та масоперенесення у кожному окремому термоелектроді та фіксуванні НСХ (інтегральної термо-ЕРС) на певному сталому рівні, тобто у заданому полі допусків за допомогою стабілізації мікропоруватості. Водночас необхідне періодичне перемикання електричного кола термопар у режим відновлення НСХ, яка змінилась за попередній період експлуатації. Якщо відомі діаметр та питома електропровідність дротів, можна розрахувати тривалість пропускання електричного струму  $\tau_h$  з виразу:

$$\tau_h = \frac{10C}{I^2} \frac{r^2}{\rho} t_e \cdot \exp\left[-\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_e} - \frac{1}{T_h}\right)\right],$$

де  $I$  – електричний струм;  $C$  – коефіцієнт переходу, що дорівнює 0,02...0,03;  $r$  – радіус термоелектрода;  $\rho$  – питомий електричний опір термоелектродного матеріалу;  $t_e$  – тривалість експлуатації термопари до моменту відпалу струмом;  $T_e$  – температура експлуатації;  $T_h$  – температура термообробки;  $E_a$  – енергія активації дифузійних змін.

У результаті метрологічна надійність ПТ збільшилась у 3...4 рази для ресурсу роботи за температур 1100...1300 К, що свідчить про дифузійний характер зафіксованих змін.

Цей підхід може бути також ефективним для прогнозування змін НСХ ПТ. Зокрема, змінюючи температурно-часові умови роботи ПТ у межах 1,01...1,20 можливої температури експлуатації, можна зменшити загальну тривалість розроблення ПТ. Для цього ПТ відпалюють за температур, вищих на 10–20 % від

експлуатаційних упродовж часу, приблизно на порядок меншого за заданий ресурс роботи. Значення, на яке необхідно підвищити температуру відпалу, знаходять з умови забезпечення однакової довжини дифузійного шляху  $X = (Dt)^{1/2}$ , де  $D = D_0 \exp(-aT)$ , для умов відпалу та експлуатації:

$$e^{-aT_1} t_1 = e^{-aT_2} t_2,$$

де  $a$  – стала, пов'язана з енергією активації;  $T_1, T_2$  – відповідно температура відпалу та експлуатації;  $t_1, t_2$  – відповідно тривалість відпалу й експлуатації. Тобто за період  $t_2$  значення нестабільності інтегральної термо-ЕРС за температури  $T_2$  є тотожним до нестабільності інтегральної термо-ЕРС матеріалу, який експлуатувався упродовж часу  $t_1$  за температури  $T_1$ .

Таблиця 6

**Температурно-часові особливості експлуатації ПТ,  
стабілізованих пропонованим методом**

Характеристика ПТ	Температура, К	Тривалість, год.
ХА	1100	0...0,05 $t_{рес}$ , через кожні 100 год. нагрів струмом упродовж 10 год. до перегрівання гарячого з'єднання на 30-40 К
	1200	0...0,05 $t_{рес}$ , через кожні 100 год. нагрів струмом упродовж 10 год. до перегрівання гарячого з'єднання на 30-40 К
	1300	0...0,05 $t_{рес}$ , через кожні 100 год. нагрів струмом упродовж 10 год. до перегрівання гарячого з'єднання на 30-40 К

Таблиця 7

**Зміни показів ПТ на основі термодіагностичного кабелю діаметром 1,5 мм**

Режими виходу на температуру	Температура відпалу, К	Тривалість відпалу, год					
		0	100	200	300	400	500
Стандартний, без проміжного нагрівання	1100	-	1,4	2,1	2,3	2,5	2,9
	1200	-	1,9	2,7	3,5	3,7	4,4
	1300	-	2,2	3,2	5,0	6,7	7,2
Пропонований, з проміжними нагріваннями	1100	-	0,3	0,5	0,7	0,8	0,9
	1200	-	0,5	0,8	0,8	1,3	1,5
	1300	-	0,4	0,8	1,1	1,4	1,7

Крім того, істотно зменшити рівень механічних напружень термоструктурного походження можна, впроваджуючи спеціальні режими виходу на температуру експлуатації. Результати вивчення впливу виходу на максимальну температуру з нетривалими зупинками на проміжних температурах наведено в табл. 7. Вони свідчать про ефективність описаної процедури.

### Висновки

1. На підставі виконаних досліджень запропоновано сукупність методів стабілізації НСХ ПТ на виробничо-технологічному етапі, що дало змогу покращити основні метрологічні параметри і збільшити загальний ресурс роботи ПТ, зокрема для умов циклічної дії температур на серійні ПТ.

2. На прикладі промислових термоелектричних ПТ кабельного типу підтверджено універсальність енергетичного підходу до вирішення проблем підвищення точності термометрів і розроблено методику стабілізації НСХ ПТ в умовах енергонапружених об'єктів. Створено особливо точні засоби вимірювання температури ПТ кабельного типу.

3. Описаний метод дослідження НСХ дав змогу впровадити прискорені методи проектування промислових ПТ кабельного типу. Якщо раніше лише ресурсні випробування ПТ тривали до 10000 год (більше ніж рік), що й визначало загальну тривалість розроблення, то впровадження згаданого методу дало можливість скоротити її у 5–7 разів.

1. Котельман В.Я., Куритный И.П. Средства измерения температуры на АЭС. – М., ТС-6. Вып. 5. 1986.
2. ДСТУ 2837-94 та ДСТУ2857-94. – К., 1995.
3. Рогельберг И.Л., Пучков Б.И. Термоэлектрическая стабильность термопарных кабелей // Сплавы для термопар. – Т. 4. – Вып. 23. – 1983. – С. 70–73.
4. Котельман В.Я., Кукореко А.И., Скриван А.И. Термоэлектрическая нестабильность промышленных термоэлектрических преобразователей на базе термопарных кабелей.
5. Друговская Л.Б., Лифшиц А.Е., Михайлов Л.Ф. и др. Исследование термоэлектрической стабильности хромель-алюмелевых термопар в контролируемой атмосфере // Сплавы для термопар. – Т. 4. – Вып. 23. – 1983. – С. 60–70.
6. Самсонов Г.В., Киц А.И. и др. Датчики для измерения температуры в промышленности. – К., 1972.
7. А.с. СССР № 872594. МКИ С22 1/00. Способ термической обработки термопарного кабеля // В.Я.Котельман, А.И.Кукореко. Б.и. № 38. – 1981.
8. Скороход В.В. Реологические основы теории спекания. – К., 1972.

## ЗМІСТ

### ОПРАЦЮВАННЯ ТА ПЕРЕТВОРЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ

<i>Тарас Домінюк, Орест Івахів, Роман Козут, Богдан Марець.</i>	
<i>БАГАТОПРОГРАМНИЙ БАГАТОКАНАЛЬНИЙ ЗАСІБ ВИМІРЮВАННЯ .....</i>	3
<i>Ігор Бучма, Богдан Березюк, Лілія Михайлович. ОСОБЛИВОСТІ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ</i>	
<i>ПРИ ПЕРІОДИЧНОМУ ПОРІВНЯННІ З ЧАСТОТОЮ, ВИЩОЮ ВІД ЧАСТОТИ СИГНАЛІВ .....</i>	8
<i>Петро Євтух. ЧАСТОТНО-ЧАСОВА ДУАЛЬНІСТЬ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є</i>	
<i>ТА ЇЇ ЗАСТОСУВАННЯ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ .....</i>	12
<i>Станіслав Райба, Тереза Райба. ОЦІНКА ЯКОСТІ ЦИФРОВОЇ ТРАНСМІСІЇ</i>	
<i>ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ .....</i>	16

### ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

<i>Михайло Дорожовець. ЕЛЕКТРИЧНА СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ ЧОТИРИКУТНОГО</i>	
<i>СКІНЧЕННОГО ЕЛЕМЕНТА .....</i>	19
<i>Євген Походило. ВИМІРЮВАЧ ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСУ</i>	
<i>БАГАТОЕЛЕМЕНТНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ .....</i>	24
<i>Оксана Бойко. ВПЛИВ ЗАВАД У ЧОТИРИПРОВІДНИХ АКТИВНИХ ІМІТАТОРАХ ОПОРУ .....</i>	
	28
<i>Володимир Ванько, Василь Гудим, Петро Столярчук. КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ</i>	
<i>ВХІДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ</i>	
<i>ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ .....</i>	32

### ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ТЕПЛОВИХ ВЕЛИЧИН

<i>Сергій Прохоренко, Андрій Панас, Богдан Стадник. ВПЛИВ ПЕРЕГРІВУ НАД ПЛАВЛЕННЯМ</i>	
<i>НА ПАРАМЕТРИ ФАЗОВОГО ПЕРЕХОДУ ДЛЯ ЕВТЕКТИЧНОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО РЕПЕРА .....</i>	39
<i>Тетяна Грищенко, Леонід Декуша. ТЕПЛОФІЗИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ ДЛЯ ДІАГНОСТИКИ</i>	
<i>ЗРУЙНОВАНОГО РЕАКТОРА ЧОРНОБИЛЬСЬКОЇ АЕС .....</i>	41
<i>Віктор Лозбін, Володимир Столярчук. ПЕРЕВІРКА ТЕРМОПАР</i>	
<i>ЗА ДОПОМОГОЮ ЕФЕКТУ ПЕЛЬТЬЄ .....</i>	48
<i>Ігор Микитин, Любомир Литвинський. ВИБІР ІНТЕРФЕЙСУ ДЛЯ ШУМОВОГО ТЕРМОМЕТРА .....</i>	
	50
<i>Ewa Dziuban. THERMAL CHARACTERISATION OF SKIN AT ACUPUNCTURE POINTS .....</i>	
	53
<i>Богдан Стадник, Святослав Яцишин, Тарас Домінюк. ВПЛИВ ХЕМІЧНИХ І МЕХАНІЧНИХ ШУМІВ</i>	
<i>НА МЕТРОЛОГІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕМПЕРАТУРИ .....</i>	59
<i>Наталя Гоц, Богдан Гриневич. ВПЛИВ СЕРЕДОВИЩА НА ПОШИРЕННЯ ВИПРОМІНЕННЯ</i>	
<i>ПРИ КОНТРОЛЮВАННІ ПІРОМЕТРОМ ВЕЛИКОГАБАРИТНИХ ОБ'ЄКТІВ .....</i>	64

<i>Василь Чабан, Е. Киця, Андрій Чабан. ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ФЕРОМАГНЕТИКА ЗА ДОПОМОГОЮ ШТУЧНОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ .....</i>	72
---	----

<i>Ігор Курітник, Максиміліан Дудик. ТЕМПЕРАТУРНІ ВИМІРЮВАННЯ ПРИ ТЕРМІЧНО-ДЕРИВАЦІЙНОМУ ТА ЕЛЕКТРОДЕРИВАЦІЙНОМУ АНАЛІЗАХ ЛИВАРНИХ СТОПІВ .....</i>	76
---	----

### **ТЕОРІЯ ВИМІРЮВАНЬ**

<i>Владислав Ціделко, Ніна Яремчук, Анастасія Шульгіна. СИСТЕМАТИЗАЦІЯ КРИТЕРІЇВ, МЕТРИК І ШКАЛ ДЛЯ ОЦІНКИ ЯКОСТІ ПРОГРАМНИХ ЗАСОБІВ .....</i>	81
--	----

### **ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ**

<i>І. Маслов. АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ІНВАРІАНТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЇ З КОРЕКТУЮЧИМИ ПОВТОРЮВАЧАМИ СИГНАЛІВ .....</i>	89
---	----

### **МЕТРОЛОГІЯ**

<i>Василь Друзюк, Ігор Сидорко. ОЦІНЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОХИБКИ ВИМІРЮВАНЬ ПРИ МІЖЛАБОРАТОРНОМУ ЕКСПЕРИМЕНТІ .....</i>	93
---	----

<i>Володимир Цигика, Ігор Курітник. МЕТРОЛОГІЧНА ПЕРЕВІРКА СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ В УМОВАХ ЇХ ЕКСПЛУАТАЦІЇ .....</i>	94
--	----

### **ПРОБЛЕМИ ВИМІРЮВАНЬ У НАРОДНОМУ ГОСПОДАРСТВІ**

<i>Роман Івах, Михайло Дорожовець, Іван Питель. СИСТЕМАТИЗАЦІЯ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ ВОЛОГОСТІ СИПКИХ МАТЕРІАЛІВ .....</i>	97
--	----

<i>Богдан Голюка, Василь Яцук, Петро Столярчук. ПОКРАЩАННЯ ЯКОСТІ ЛІЧИЛЬНИКІВ ГАРЯЧОЇ ВОДИ .....</i>	101
--	-----

<i>Роман Байцар, Ірина Рогова. КЛАСИФІКАЦІЯ ПАСАЖИРСЬКИХ ПІДВІСНИХ КАНАТНИХ ДОРІГ ТА ПОКАЗНИКИ ЇХ ЯКОСТІ .....</i>	105
--	-----

<i>Федір Матіко, Роман Дубіль, Євген Новошицький. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В СИСТЕМІ ОБЛІКУ СТИСНЕНОГО ГАЗУ НА АВТОМОБІЛЬНІЙ ГАЗОНАПВНЮВАЛЬНІЙ СТАНЦІЇ .....</i>	110
---	-----

<i>Зеновій Теплюх, Оксана Парнета. АНАЛІЗ ПОХИБОК ПЛІВКОВОГО ВИТРАТОМІРА ГАЗУ .....</i>	114
---	-----

<i>Олександр Гук. МЕТРОЛОГІЧНА НАДІЙНІСТЬ КАБЕЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЕМПЕРАТУРИ .....</i>	120
--	-----

Збірник наукових праць

# ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА ТА МЕТРОЛОГІЯ

МІЖВІДОМЧИЙ НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ ЗБІРНИК

*Видається з 1965 року*

**Випуск 62**

Редактор *Оксана Чернигевич*  
Комп'ютерне складання *Наталії Максимюк*  
Художник-дизайнер *Уляна Келеман*

Здано у видавництво 15.09.2003. Підписано до друку 28.10.2003.  
Формат 60×84/8. Гарнітура Times. Папір офсетний. Друк на різнографі.  
Умовн. друк. арк. 14,4. Облік.-видавн. арк. 14,7.  
Наклад 200 прим. Зам. 30627.

Видавництво Національного університету "Львівська політехніка"  
*Реєстраційне свідоцтво серії ДК № 751 від 27.12.2001 р.*

Поліграфічний центр Видавництва  
Національного університету "Львівська політехніка"  
*вул. Ф.Колесси, 2, 79000, Львів*