

УДК 621.325

Ю.В. Шабатура, К.В. Овчинников*

Вінницький національний технічний університет,

*Національний університет “Львівська політехніка”

ДОСЛІДЖЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТОВЩИНИ ДІЕЛЕКТРИЧНОГО ПОКРИТТЯ МЕТАЛЕВИХ ПОВЕРХОНЬ З ЧАСОВИМ ПРЕДСТАВЛЕННЯМ ІНФОРМАЦІЇ

© Шабатура Ю.В., Овчинников К.В., 2006

Виконано детальний аналіз фізичних принципів функціонування індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача з часовим поданням інформації. Здійснений синтез математичної моделі такого вимірювального перетворювача. Теоретично виведено рівняння перетворення та проаналізовано основні метрологічні характеристики.

The detail analysis of physical functional principles of inductive-resonance measurement converter was produced. The mathematical model of such measurement converter was created. Equation of conversion was theoretically deduced and basic metrological characteristic was analyzed.

Вступ. Магістральний напрямок вдосконалення вимірювальних перетворювачів як основних елементів вимірювальних систем сьогодні концентрується на підвищенні точності вимірювання електричних параметрів вихідного аналітичного сигналу таких перетворювачів. Принципи зваженого перетворення основних фізичних величин в електричний сигнал давно відомі, тому для отримання достовірної інформації про вимірювальну величину необхідно підвищувати точність вимірювання інформативного параметра електричного сигналу (напруги, струму, заряду тощо). Такий підхід вимагає створення складних за будовою та принципом дії схем, що само по собі не покращує метрологічні характеристики вимірювальної системи загалом. Тому перспективним напрямком вдосконалення вимірювальних перетворювачів є розроблення нових принципів отримання інформації про об'єкт вимірювання [1, 2].

Постановка задачі дослідження. Виконати синтез математичної моделі індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача товщини діелектричного покриття металевої поверхні, здійснити комп'ютерне дослідження функціонування вимірювального перетворювача. Вивести аналітичні співвідношення для функції перетворення і основних метрологічних характеристик перетворювача.

Принципи функціонування вимірювального перетворювача. Принцип роботи вимірювального перетворювача [3, 4] оснований на властивості резонансного коливального LC- контуру змінювати час затухання вільних коливань, ударно збуджених в такому контурі, відповідно до зовнішніх умов та взаємного розташування осердя котушки індуктивності і об'єкта вимірювання. При перетинанні силовими лініями магнітного поля котушки електропровідного матеріалу, в ньому збуджуються вихрові струми, які утворюють власне магнітне поле, потік якого спрямований зустрічно до потоку котушки. Під час взаємодії полів відбувається зміна добротності котушки, що призводить до зміни часу затухання вільних коливань, збуджених в контурі.

За умови відсутності поблизу котушки електропровідних об'єктів при надходженні ударного

імпульсу в контурі виникають вільні коливання з частотою f_0 , яка визначається за формулою:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (1)$$

де L – індуктивність котушки, C – ємність конденсатора коливального контуру.

На практиці такі коливання завжди будуть затухаючими, оскільки в контурі спостерігатимуться втрати енергії, зумовлені переважно активним опором котушки контуру. У такому разі якість котушки індуктивності буде характеризуватись її добротністю Q

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_L}, \quad (2)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$ – кругова резонансна частота, R_L – активний опір котушки.

Характер перехідного процесу буде залежати від відношення активного та хвильового опору контуру [5], а коливальний процес в контурі буде виникати за умови:

$$\alpha < \omega_0, \text{ або } R_L < 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 2\rho, \quad (3)$$

де $\alpha = \frac{R_L}{2L}$ – коефіцієнт затухання контуру, ρ – хвильовий опір коливального контуру.

Швидкість затухання коливань залежить від коефіцієнта затухання і пропорційна до активного опору контуру, а після закінчення часу, що дорівнює $\tau_k = \frac{1}{\alpha}$ (від початку перехідного процесу), амплітуда коливань зменшиться в $e = 2,72$ рази

$$\tau_k = \frac{1}{\alpha} = \frac{2L}{R_L} = \frac{2Q}{\omega_0}. \quad (4)$$

Упродовж цього часу у контурі відбудеться N періодів власних коливань, кількість яких можна розрахувати за формулою

$$N = \frac{\tau_k}{T_0} = \frac{Q}{\pi} = \frac{\omega_0 L}{\pi R_L}, \quad (5)$$

де T_0 – період власних коливань в контурі.

Оцінити швидкість затухання коливань в контурі можна за допомогою декременту затухання δ , який обчислюється як натуральний логарифм відношення сусідніх амплітуд одного знака. Враховуючи те, що коливальні контури, які використовують на практиці, мають невеликий опір втрат, можна вважати, що частота вільних коливань дорівнює резонансній частоті контуру $\omega_e \approx \omega_0$.

Отже, декремент затухання можна обчислити за формулою:

$$\delta = \ln \left(\frac{e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}}}{e^{-\frac{\omega_0 (t+T_0)}{2Q}}} \right) = \frac{\omega_0 T_0}{2Q} = \frac{R_L}{2Q} T_0 = \alpha T_0 = \frac{\pi}{Q} \quad (6)$$

Отже, характер перехідного процесу в контурі та швидкість його затухання істотно залежать від активного опору цього контуру, а враховуючи те, що основною складовою цього опору є активний опір котушки індуктивності, а іншими складовими за умови збудження резонансних коливань у

контурі можна знехтувати, відзначимо, що характер і швидкість перехідного процесу практично визначатимуться активним опором котушки індуктивності R_L .

Синтез математичної моделі вимірювального перетворювача. Визначимо зміни активного та реактивного опору котушки, до відкритого торця якої наближається електропровідний матеріал з нанесеним на нього шаром діелектричного покриття товщиною l , визначення якої власне і є завданням дослідного вимірювального перетворювача. Для цього запишемо рівняння повного опору втрат котушки індуктивності

$$Z_{вт} = Z_0 + Z_{вн} = Z_0 + 2\pi f M \Psi(\beta, \gamma), \quad (7)$$

де $Z_{вт}$ – повний опір втрат, Z_0 – повний опір котушки під час відсутності в її полі електропровідного матеріалу, $Z_{вн}$ – додатковий опір (внесений), який виникає у разі появи в полі котушки електропровідного матеріалу, M – коефіцієнт взаємодії котушки індуктивності та електропровідного матеріалу, $\Psi(\beta, \gamma)$ – функція, що характеризує розміри, провідність, орієнтацію та інші параметри електропровідного матеріалу.

Власні експериментальні дослідження та дослідження, описані в [6], показали, що коефіцієнт взаємоіндукції M котушки індуктивності і електропровідного матеріалу є експоненційною функцією залежності від відстані ℓ між торцем осердя котушки і поверхнею електропровідного матеріалу.

$$M = M_0 e^{-\frac{6\ell}{d_e}}, \quad (8)$$

де M_0 – коефіцієнт взаємоіндукції між котушкою індуктивності та її дзеркальним відображенням при нульовому зазорі між торцями їхніх осердь, d_e – еквівалентний діаметр котушки індуктивності. Зручним для розрахунків є значення еквівалентного діаметра, що дорівнює середньому діаметру котушки.

Значення коефіцієнта M_0 можна знайти з формули:

$$M_0 = \frac{U_0}{I_0}, \quad (9)$$

значення U_0 та I_0 знаходять експериментально за таких умов: дві однакові котушки індуктивності (опорного та вимірювального каналів) з'єднують осердями; через одну з них пропускають фіксований струм I_0 , а на кінцях обмотки другої в цей час вимірюють напругу U_0 .

Для неферомагнітної плоскої електропровідної пластини функція $\Psi(\beta, \gamma)$ має вигляд:

$$\Psi(\beta, \gamma) = -j \frac{2\beta^2 + th \frac{\gamma}{4} \sqrt{9 + j4\beta^2}}{3\sqrt{9 + j4\beta^2} + (9 + j2\beta^2) th \frac{\gamma}{4} \sqrt{9 + j4\beta^2}}, \quad (10)$$

де $\beta = \frac{d_e}{2} \sqrt{2\pi f \mu \sigma}$, $\gamma = \frac{4h}{d_e}$, μ – магнітна провідність пластини, σ – питома електропровідність матеріалу пластини, h – товщина пластини.

Підставивши (10) і (8) у вираз (7), отримаємо залежність для повного опору втрат коливального

контур

$$Z_{em} = Z_0 - j2\pi f M_0 e^{-\frac{6l}{d_e}} \frac{2\beta^2 + th(\frac{\gamma}{4}\sqrt{9+j4\beta^2})}{\sqrt[3]{9+j4\beta^2} + (9+j2\beta^2)th(\frac{\gamma}{4}\sqrt{9+j4\beta^2})} \quad (11)$$

Як видно з (11), для забезпечення максимальної чутливості сенсора необхідно, щоб плоский електропровідний об'єкт визначених розмірів (у разі металева жерсть) у разі наближення до котушки індуктивності вносив в контур максимальне значення повного опору. Схематичне розташування сенсора товщини діелектричного покриття і металевої основи об'єкта зображено на рис. 1.

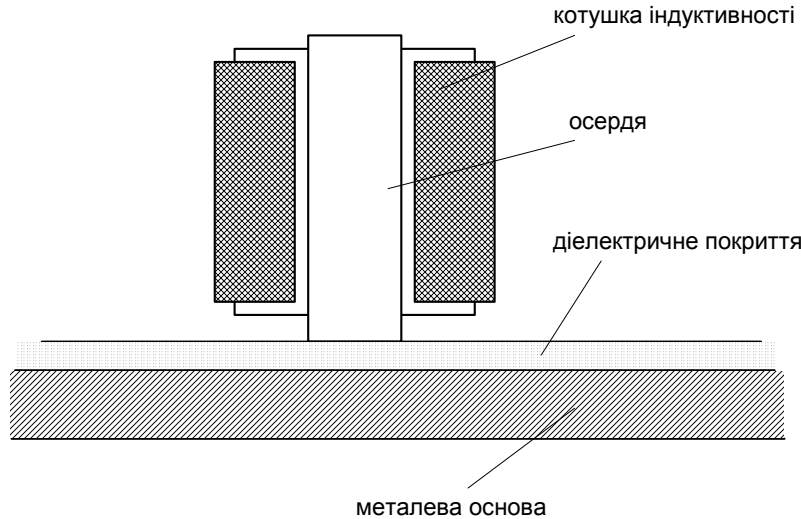


Рис. 1. Схематичне зображення розташування сенсора товщини діелектричного покриття на металевій основі дослідного об'єкта

Активна та реактивна складові внесеного в контур опору визначають за формулами:

$$R_{вн} = 2\pi f M_0 e^{-\frac{6l}{d_e}} \Re(\Psi(\beta, \gamma)),$$

$$X_{вн} = 2\pi f M_0 e^{-\frac{6l}{d_e}} \Im(\Psi(\beta, \gamma)); \quad (12)$$

де $\Re(\Psi(\beta, \gamma))$ – дійсна складова функції $\Psi(\beta, \gamma)$, $\Im(\Psi(\beta, \gamma))$ – уявна складова функції $\Psi(\beta, \gamma)$.

Оскільки контур працює в резонансному режимі, то реактивною складовою внесеного опору можна знехтувати, а враховуючи вищенаведені формули, вираз для обчислення сталої часу затухання коливань в контурі матиме такий вигляд

$$\tau_k = \frac{2L}{R_L} = \frac{2L}{Z_{em}} = \frac{2L}{Z_0 + Z_{вн}} \quad (13)$$

Здійснюючи підстановку в цю формулу вищенаведених співвідношень, отримаємо функцію, яка описує залежність часу затухання від відстані до поверхні металевого об'єкта індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача.

$$\tau_k = \frac{-2L \frac{K}{Z_0} (9 + 54P + 81P^2 + 4\beta^4 P^2)}{(-9K - 54KP - 81KP^2 - 4K\beta^4 P^2 + 4Y\beta^2 P^2 \frac{K}{Z_0} + 6Y\beta^2 \sqrt{\frac{2K}{Z_0} - 18} + 4Y\beta^4 P \sqrt{\frac{2K}{Z_0} + 18} + 18\beta^2 P \sqrt{\frac{2K}{Z_0} - 18})}, \quad (14)$$

де $K = Z_0 \sqrt{81 + 16\beta^4}$, $P = th\left(\frac{1}{4}\gamma\right)$, $Y = \pi f M_0 e^{-\frac{6l}{d_e}}$.

Використовуючи програмне середовище пакета програм Maple V Release 4, та основні параметри резонансного контуру експериментального зразка ($L = 355 \mu H$, $C = 0.22 \mu F$), було виконано математичне моделювання функціонування розробленого сенсора. Графічне зображення результатів моделювання, що відображають функцію залежності сталої часу затухання вільних коливань в контурі від відстані електропровідної основи до відкритого торця осердя котушки індуктивності, наведено на рис. 2.

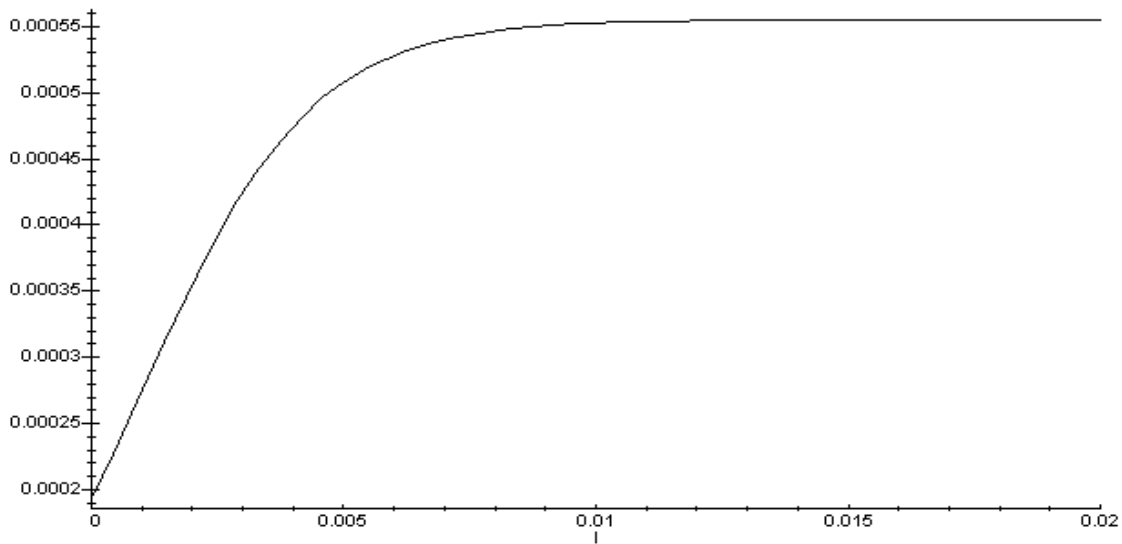


Рис. 2. Графік залежності сталої часу затухання коливань від відстані до електропровідної основи

Отже, як чітко видно з графіка, функція перетворення має близький до лінійного характер в діапазоні відстані до електропровідного матеріалу від 0 до 0.005 мм. Тим самим підтверджується висока якість вимірювання за допомогою цього сенсора товщини діелектричного покриття на металевій основі (зокрема, лакового покриття, товщина якого лежить в межах 0 – 0,004 мм).

Аналітично визначимо основні статичні метрологічні характеристики досліджуваного вимірювального перетворювача. Для цього необхідно здійснити розклад функції перетворення в ряд Тейлора в околицях визначеної точки, що розміщена на лінійній ділянці області її зміни. Чутливість

індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача є складовою ряду і визначається співвідношенням:

$$S_l = \frac{\partial \tau_k}{\partial l} = \frac{2LK(9+54P+81P^2+4\beta^4 P^2) \cdot \left(\frac{48Y\beta^2 P^2 K}{d_e Z_0} - \frac{72Y\beta^2 \sqrt{\frac{2K}{Z_0}-18}}{d_e} \right)}{\left(\frac{48Y\beta^4 P \sqrt{\frac{2K}{Z_0}+18}}{d_e} \right)} \cdot Z_0 \left(\begin{aligned} & -9K - 54KP - 81KP^2 - \\ & -4K\beta^4 P^2 + \frac{8Y\beta^2 P^2 K}{Z_0} + \\ & +12Y\beta^2 \sqrt{\frac{2K}{Z_0}-18} + \\ & +8Y\beta^4 P \sqrt{\frac{2K}{Z_0}+18} + \\ & +18\beta^2 P \sqrt{\frac{2K}{Z_0}-18} \end{aligned} \right)^2 \quad (15)$$

На рис. 3 наведено графік зміни чутливості вимірювального перетворювача від відстані до електропровідної основи об'єкта (товщини діелектричного покриття).

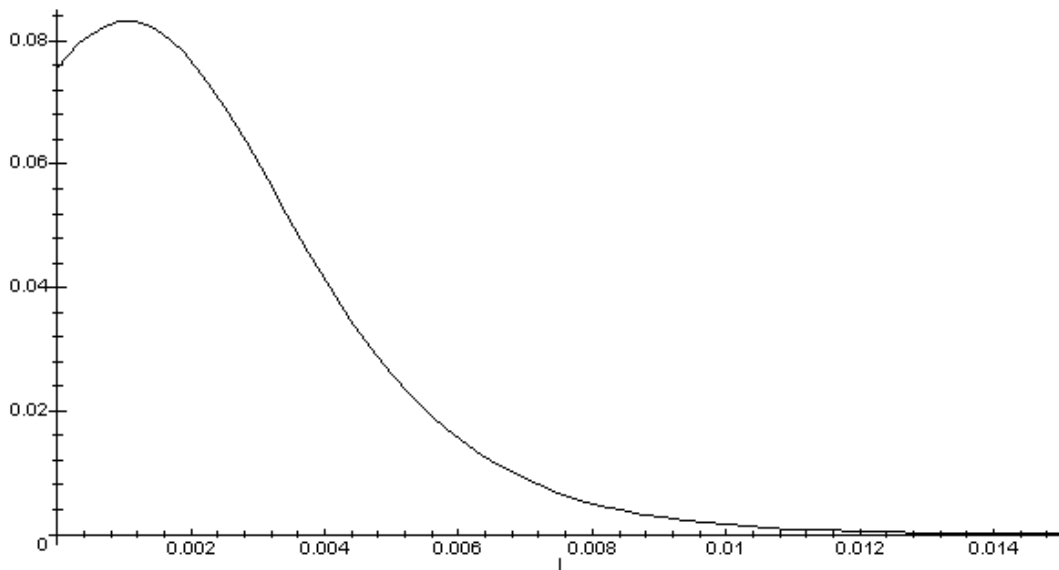


Рис. 3. Графік функції зміни чутливості вимірювального перетворювача від відстані до електропровідної основи об'єкта

З графіка видно, що вимірювальний перетворювач має максимальну чутливість у разі зміни відстані в діапазоні від 0 до 0.003 мм.

Зміна чутливості по діапазону такого вимірювального перетворювача визначається співвідношенням:

$$S'_i = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \tau_k}{\partial l^2} = \frac{144LK(9+54P+81P^2+4\beta^4 P^2)Y\beta^2 \cdot \left(\begin{array}{l} -8Y\beta^2 P^2 K - 12Y\beta^2 X - \\ -8Y\beta^4 PX - 9KZ_0 - \\ -54KPZ_0 - 81K^2 Z_0 - \\ -4K\beta^4 P^2 Z_0 + 18\beta^2 PX \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{l} -9KZ_0 - 54KPZ_0 - \\ -81K^2 Z_0 - 4K\beta^4 P^2 Z_0 + \\ + 8Y\beta^2 P^2 K + 12Y\beta^2 X + \\ + 8Y\beta^4 PX + 18\beta^2 PX \end{array} \right)^3} d_e^2 \quad (16)$$

де $X = \sqrt{2} \sqrt{\frac{K - 9Z_0}{Z_0}} Z_0$

На рис. 4 наведено графік зміни чутливості вимірювального перетворювача по діапазону від відстані до електропровідної основи дослідного об'єкта.

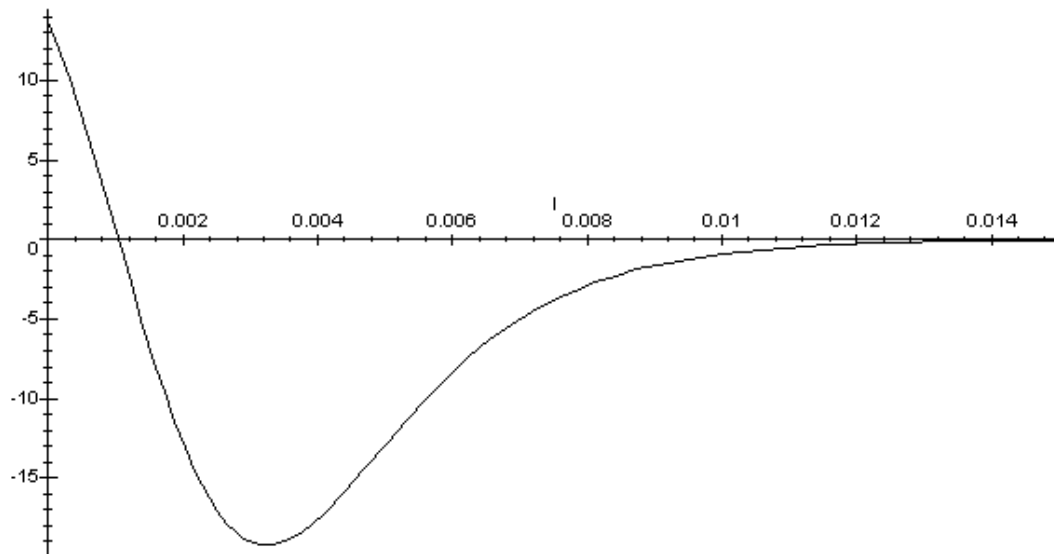


Рис.4. Графік функції зміни чутливості по діапазону вимірювального перетворювача від відстані до електропровідної основи об'єкта

З графіка видно, що лінійний характер зміни чутливості спостерігається на ділянці зміни відстані від 0 до 0.003 мм. Отже, такий вимірювальний перетворювач має обмеження за діапазоном вимірювання, а товщини, які можна вимірювати таким сенсором лежать в межах від 0 до 0,005 мм. Отже, цей вимірювальний перетворювач цілком придатний для вимірювання товщин діелектричних покриттів, зокрема лакових покриттів електропровідної основи.

Висновки. Виконано детальний аналіз фізичних принципів функціонування індуктивно-резонансного вимірювального перетворювача товщини діелектричних покриттів металевих поверхонь. Здійснено синтез математичної моделі такого вимірювального перетворювача. Теоретично виведено рівняння перетворення та проаналізовано основні метрологічні характеристики, виконано комп'ютерне моделювання.

1. Вимірювальний перетворювач фізичних величин в інтервал часу: Патент на корисну модель №5783 Україна, МКИ G01R27/00/ Ю.В.Шабатура. Заявлено 21.08.04; опубліковано 15.03.05 Бюл. №3.

2. Вимірювальний перетворювач з часовим представленням інформації: патент на корисну модель №5086 Україна, МКИ G01B9/02/ Ю.В.Шабатура. Заявлено 01.07.04; опубліковано 15.02.05 Бюл. №2.
3. Індуктивно-резонансний вимірювальний перетворювач з часовим представленням вимірювальної інформації: патент на корисну модель №7264 Україна, МКИ G01N27/72/ Ю.В.Шабатура. Заявлено 15.11.04; опубліковано 15.06.05 Бюл. №6.
4. Шабатура Ю.В. Індуктивно-резонансний вимірювальний перетворювач ІВС з часовим представленням інформації.: Наукові праці Донецького національного технічного університету. – Донецьк, 2005.– С. 156–163.
5. Кублановский А.С. Переходные процессы. – М., 1974. 6. Адуллаев А.А., Набиев И.А., Гусейнов М.Ш., Исаев Д.Г. Дискретные средства преобразования и сбора измерительной информации. – М., 1982.

УДК 621.317

І.Я. Обух, В.О. Яцук, П.П. Скебський
Національний університет “Львівська політехніка”
кафедра метрології, стандартизації та сертифікації

РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ УНІФІКАЦІЇ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СЕНСОРІВ ТЕМПЕРАТУРИ

© Обух І.Я., Яцук В.О., Скебський П.П., 2006

Проаналізовано результати вимірювань для різних типів транзисторів та максимальний розкид показів цифрового термометра для кожного типу транзистора без послідовно увімкненого опору та з послідовно ввімкненим опором. Проаналізовано результати вимірювань для одного типу транзистора за умов, що сенсори температури розташовувались в нуль-термостаті, в паровому термостаті та при температурі довкілля.

The results of measurements for different kinds of transistors in determined conditions and the showings of numerical thermometer of each type are analyzed in this paper.

1. Вступ. Напівпровідникові прилади практично одразу ж після їхнього створення використовувались як температурні сенсори [1, 2]. Від температури залежить більшість параметрів р-п-переходів: прямі і зворотні струми, спадки напруги на прямозмішених переходах, опір бази, коефіцієнт підсилення струму, гранична частота підсилення транзисторів тощо [3]. З практичного погляду найкращий комплекс характеристик – лінійність, ширина діапазону вимірювання, стабільність, ідентичність параметрів різних зразків, простота реалізації – притаманні спадку напруги на прямозміщеному р-п-переході [4]. Однак через великий технологічний розкид параметрів (до ± 30 ϵ C від зразка до зразка при кімнатних температурах) їхнє застосування досі обмежувалось тільки лабораторними умовами. Для уніфікації характеристик перетворення діодних сенсорів запропонований метод модуляції їхнього вимірювального струму із знаходженням різниць результатів перетворень спадків напруги на них при трьох значеннях цього струму [5, 6]. Але цим методом практично можна користуватися тільки для германієвих р-п-переходів. Тому в [7] досліджено потенційні можливості методу модуляції струмів для перспективніших і широкодіапазонних кремнієвих сенсорів.

2. Обґрунтування вибору напівпровідникових сенсорів для експериментального дослідження уніфікації. Як напівпровідникові сенсори можна використовувати будь-які діоди, зокрема безкорпусні, що уможливорює “точкові” вимірювання температури. Точність вимірювання температури визначається тільки похибками відношення опорів резисторів, може сягати значень