

КОНСТРУЮВАННЯ ТА ТЕХНОЛОГІЯ ВИРОБНИЦТВА РАДІОАПАРАТУРИ

УДК 621.319.12

Михайло Матвійків, Юрій Івасик

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електронних засобів інформаційно-комп’ютерних технологій

ВИЗНАЧЕННЯ РЕАКЦІЇ ЕЛЕМЕНТАРНИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ВУЗЛІВ ІНТЕГРАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ НА ВПЛИВ ВНУТРІШНІХ МЕХАНІЧНИХ НАПРУЖЕНЬ

© Матвійків Михайло, Івасик Юрій, 2001

Здійснюється математичний аналіз впливу внутрішніх механічних напружень на параметри основних функціональних складових аналогових інтегральних пристроїв.

The calculus of influencing of internal mechanical pressure on parameters of the basic functional compound analogue integral devices implements.

У технологічних процесах виготовлення інтегральних пристроїв (ІП), на етапах формування радіоелементів завдяки великій різниці температурних режимів та матеріалів часткових технологічних процесів (ТП), наявності структурних дефектів матеріалів у елементах виникають внутрішні механічні напруження (ВМН) [1]. У [2] доведено, що вплив ВМН залежно від конструкції елементів, технологічних процесів їх формування, що використовуються, неоднаковий: від зміни електрофізичних параметрів, до руйнування при перевищенні ВМН межі міцності матеріалів. Такий вплив можна характеризувати за допомогою деформаційного коефіцієнта [2] або деформаційних потенціалів [3]. У кожному конкретному випадку можна використовувати будь-який із них, оскільки між ними існує аналітична залежність.

Оскільки радіоелементи є складовими більш складних систем, а саме ІП, то відповідно зміни параметрів елементів впливають на вихідні параметри ІП [4, 5, 6]. В [6] для визначення цього впливу запропоновано використовувати метод визначення коефіцієнтів вагомості кожного елемента на певний параметр пристрою [7]. Такий підхід дозволяє створювати порівняно прості математичні моделі залежності впливу від зміни елементів на вихідний параметр ІП. Крім того, визначивши коефіцієнт впливу в кожному конкретному випадку, можна вибрати кілька найбільш впливових елементів та увесь подальший аналіз здійснювати на їх основі, відкинувши решту як мало вагомі.

Аналогові ІП мають складну схемотехніку та, як правило, всі вони у своїй основі мають функціонально-модульну будову на рівні схеми електричної принципової. Найпростішими елементами в багатьох аналогових ІС є елементарні транзисторні підсилювальні каскади, котрі у комбінації з’єднань утворюють складніші модулі. Звідси напрашується висновок, що першим етапом вивчення впливу ВМН на параметри ІП має стати дослідження впливу ВМН на найпростіші функціональні вузли, що використовуються в ІП. У цій роботі такими вузлами

будемо вважати транзисторні підсилювальні каскади зі спільним емітером, спільним колектором та спільною базою [8]. Схемне представлення деяких підсилювальних каскадів показано на рис.1.

У [8] для визначення аналітичної залежності вихідних параметрів пристрою на основі схеми електричної принципової пропонується використовувати матрицю провідностей, що будується на основі запису провідностей кожного вузла схеми у відповідні позиції матриці. Для цього кожному вузлу принципової схеми присвоюється свій чітко визначений номер. Далі на основі визначених співвідношень відповідних детермінантів матриці провідностей визначають потрібні аналітичні залежності для вихідних параметрів пристрою. Хорошою особливістю цього методу є те, що в матрицю провідностей можна вписувати як резистивні, так і ємнісні елементи разом із комплексною складовою. Це дозволяє досліджувати частотні параметри функціональних вузлів.

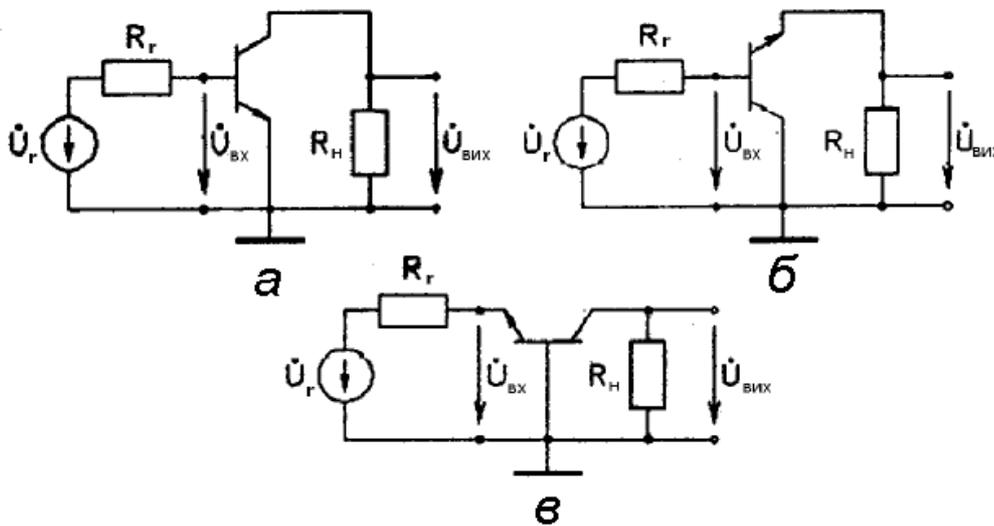


Рис. 1. Узагальнені принципові схеми елементарних підсилювальних каскадів:
а – із спільним емітером; б – із спільним колектором; в – із спільною базою

Отже, для підсилювального каскаду зі спільним емітером складена така матриця провідностей:

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_r} & -\frac{1}{R_r} & 0 \\ -\frac{1}{R_r} & \frac{1}{R_r} + \frac{1}{r_{\text{бе}}} & 0 \\ 0 & \frac{\beta}{r_{\text{бе}}} & \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_i} \end{pmatrix} \quad (1)$$

де β – коефіцієнт передачі струму у біполярному транзисторі; $r_{\text{бе}}$ – опір між базою та емітером біполярного транзистора; R_i – вихідний опір транзистора в схемі зі спільним емітером.

За аналогією були складені матриці провідностей для інших функціональних вузлів (рис. 1, б, в). На основі цієї матриці провідностей можна визначити такі вихідні параметри [8]: коефіцієнт передачі каскаду за напругою –

$$K_u = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{11}}; \quad (2)$$

коефіцієнт передачі каскаду за струмом –

$$K_i = \frac{I_{вих}}{I_{вх}} = \frac{\Delta_{13}}{\Delta}; \quad (3)$$

вхідний опір –

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta}; \quad (4)$$

вихідний опір –

$$R_{вих} = \frac{U_{вих}}{I_{вих}} = \frac{\Delta_{11.33}}{\Delta_{11}}. \quad (5)$$

У результаті для кожної з вищенаведених схем був визначений аналітичний вираз для коефіцієнта передачі напруги [8]:

підсилювальний каскад із спільним емітером –

$$K_u = -\frac{\beta \cdot R_i \cdot R_H}{(r_{\bar{o}e} + R_r) \cdot (R_i + R_H)}; \quad (6)$$

підсилювальний каскад із спільним колектором –

$$K_u = \frac{1}{1 + \frac{(1/R_H + 1/R_i) \cdot (r_{\bar{o}e} + R_r)}{(1 + \beta)}}; \quad (7)$$

підсилювальний каскад із спільною базою –

$$K_u = \frac{R_H \cdot (\beta / r_{\bar{o}e} + 1 / R_i)}{1 + \frac{R_H}{R_i} + R_r \cdot \left(\frac{1}{R_i} + \frac{(1 + \beta)}{r_{\bar{o}e}} + \frac{R_H}{R_i r_{\bar{o}e}} \right)}. \quad (8)$$

На основі цих виразів визначені коефіцієнти впливу [5] кожного з елементів на вихідний параметр функціонального вузла. Для підсилювального каскаду зі спільним емітером (рис.1.а) вони визначаються виразами (індекс у позначенні коефіцієнта позначає параметр, для котрого він визначений)

$$A_\beta = 1; \quad A_{R_i} = \frac{R_H}{R_i + R_H}; \quad A_{R_H} = \frac{R_i}{R_i + R_H}; \quad (9,10,11)$$

$$A_{r_{\bar{o}e}} = -\frac{r_{\bar{o}e}}{r_{\bar{o}e} + R_r}; \quad A_{R_r} = -\frac{R_r}{r_{\bar{o}e} + R_r}. \quad (12,13)$$

Аналітичний вираз для визначення впливу ВМН на вихідний параметр функціонального вузла матиме вигляд

$$\delta K_u = A_\beta \delta \beta + A_{R_i} \delta R_i + A_{R_H} \delta R_H + A_{r_{\bar{o}e}} \delta r_{\bar{o}e} + A_{R_r} \delta R_r; \quad (14)$$

де $\delta K_u, \delta \beta, \delta R_i, \delta R_H, \delta r_{\bar{o}e}, \delta R_r$ – відносні величини змін відповідних параметрів від впливу ВМН.

Для проведення експерименту використовували тонкоплівкові резистори з танталу, оскільки вони володіють стійкими в часі параметрами, мають прийнятний діапазон значень опору. Крім того, на відміну від багатьох інших матеріалів, для танталових резисторів є довідникові дані, що стосуються їх пружних властивостей. Елементи вузлів були нанесені, відповідно до тестового методу [1,2], на ситалову підкладку розміром 48×5 мм, транзистори монтували на балкових виводах, що зумовлювало виникнення в них внутрішніх механічних

напружень. Використовували транзистори типу КТ3102А із відповідними їм електричними параметрами. Номінали резисторів для каскаду зі спільним емітером узяті такі: $R_r=12$ кОм, $R_n=1,5$ кОм. У танталових резисторах, залежно від технології їх нанесення, будуть виникати стискуючі або розтягуючі напруження [1,2]. У цьому випадку спостерігались стискуючі напруження значення порядку 10^8 Па. У транзисторі ВМН мали значення порядку 10^6 Па.

Значить коефіцієнти впливу будуть мати такі значення: $A_\beta=1$; $A_{R_i}=0,992$; $A_{R_n}=0,00794$; $A_{r_{ге}}=-0,0385$; $A_{R_r}=-0,962$.

Оскільки в цьому випадку для наведених вище значень номіналів елементів коефіцієнти впливу A_{R_n} та $A_{r_{ге}}$ мають незначне значення, то ними у першому наближенні, як вище було відмічено, можна знехтувати. У результаті (14) набуде вигляду

$$\delta K_u = A_\beta \delta \beta + A_{R_i} \delta R_i + A_{R_r} \delta R_r, \quad (15)$$

$$\delta K_u = \beta \cdot K_\beta \cdot \delta \sigma + 0,992 \cdot R_i \cdot K_{R_i} \cdot \delta \sigma - 0,962 \cdot \delta R_r \cdot K_{R_r} \cdot \delta \sigma. \quad (16)$$

де $\delta I = K_i \cdot \delta \sigma$ – відносна зміна відповідного елемента, під дією ВМН [2]; K_i – деформаційний коефіцієнт для відповідного елемента; $\delta \sigma$ – відносна зміна ВМН.

З (16) видно, що при взятих номіналах та типах радіоелементів, другий та третій доданки, за умови однакового впливу на них ВМН, будуть майже компенсувати один одного. Це при подальшому аналізі дозволяє контролювати вплив ВМН у даному конкретному функціональному вузлі тільки на коефіцієнт передачі транзистора за струмом.

Зміна параметрів елементів визначається за допомогою деформаційних коефіцієнтів, що знаходяться експериментально. Деформаційні коефіцієнти знаходяться здебільшого у межах 0,05–10 відсотків [2, 9]. Графік залежності (15) буде мати лінійний характер.

На рис. 2. зображений графік залежності вихідної характеристики даного вузла від зміни кожного з його елементів при фіксованих значеннях інших

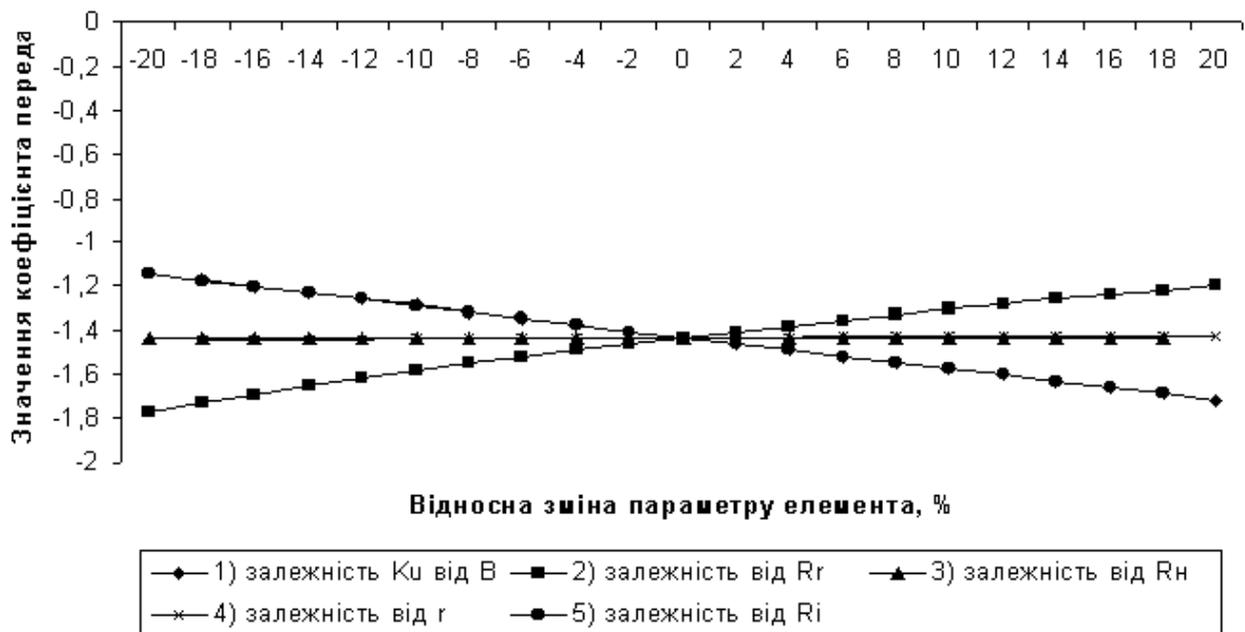
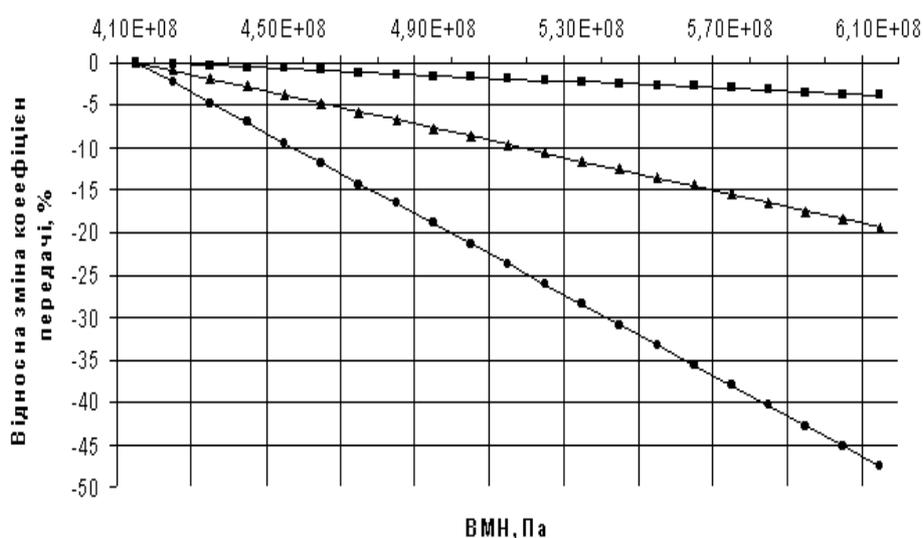


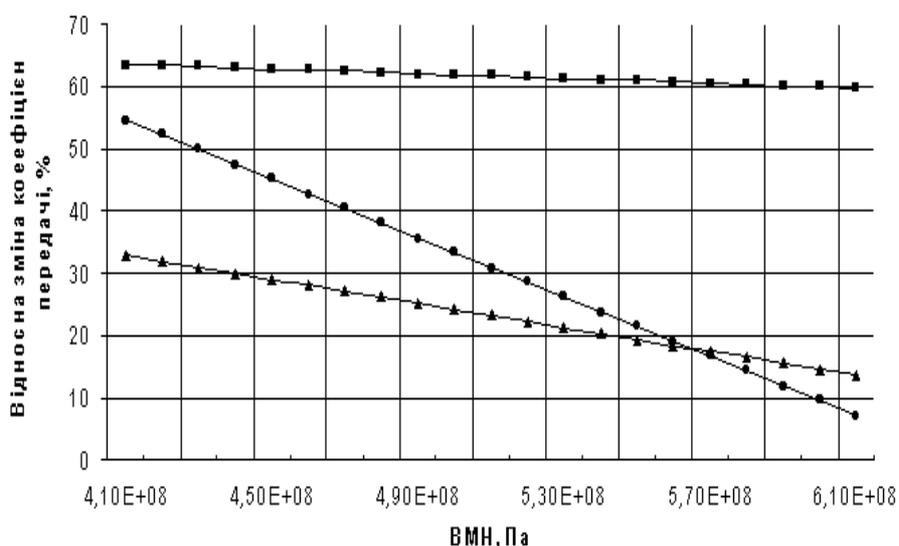
Рис. 2. Залежності коефіцієнта передачі напруги каскаду зі спільним емітером від параметрів його елементів

З рис. 2 видно, що графіки залежності вихідного параметра від параметрів елементів з близькими за значенням коефіцієнтами впливу, майже перекриваються (1, 5 та 3, 4), а елементи з коефіцієнтами, близькими за значенням до нуля, мають дуже мізерний вплив на вихідний параметр функціонального вузла (3, 4). Це підтверджує правомірність нехтування маловагомих елементів при створенні кінцевої моделі впливу ВМН на вихідні параметри.

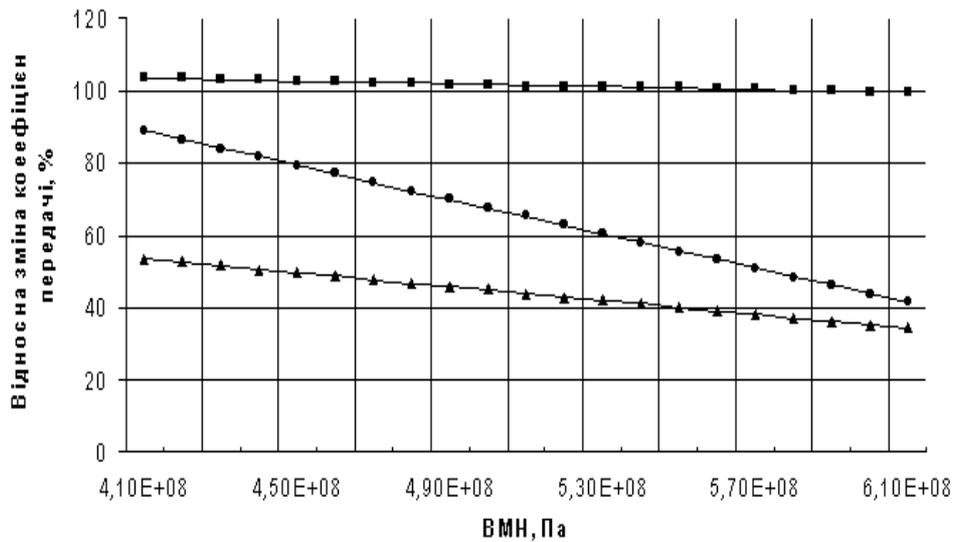
На рис.3 показані результати моделювання впливу ВМН на коефіцієнти передачі каскадів із спільним емітером, спільним колектором та спільною базою. Деформаційні коефіцієнти для транзистора обчислені на основі [3], для пасивних елементів на основі [2]. Із наведених залежностей видно, що при даних параметрах схемних елементів, найменшою чутливістю до ВМН володіють вузли на основі каскадів із спільною базою, найбільшою – із спільним емітером.



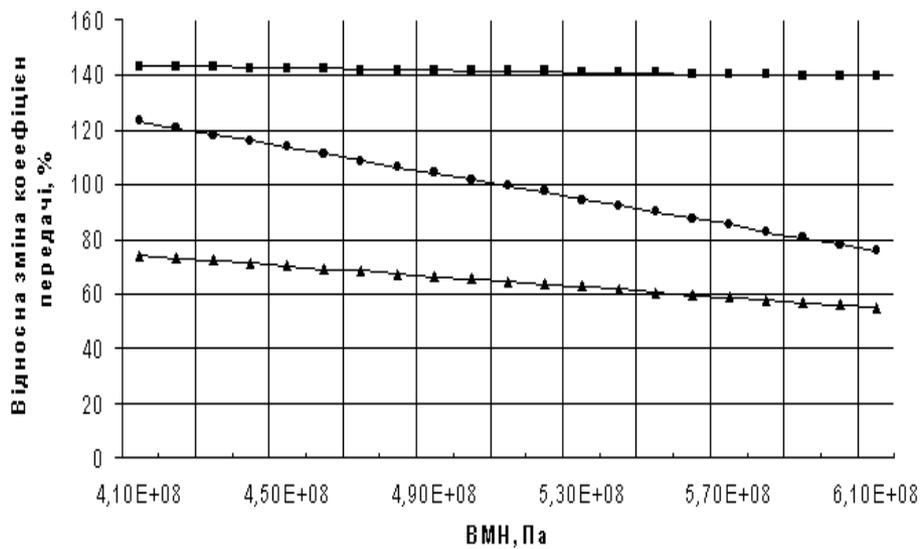
а) —●— Спільний емітер —■— Спільний колектор —▲— Спільна база



б) —●— Спільний емітер —■— Спільний колектор —▲— Спільна база



В) —●— Спільний емітер —■— Спільний колектор —▲— Спільна база



Г) —●— Спільний емітер —■— Спільний колектор —▲— Спільна база

Рис. 3. Залежність коефіцієнтів передачі за напругою транзисторних підсилювальних каскадів від VMH (по горизонтальній осі напруження в резисторах, напруження в транзисторі відповідно дорівнюють: а – $3 \cdot 10^6$ Па; б – $3,8 \cdot 10^6$ Па; в – $4,3 \cdot 10^6$ Па; г – $4,8 \cdot 10^6$ Па)

Отже, проведені дослідження впливу VMH на параметри функціональних вузлів, з використанням раніше запропонованого методу, дозволили виявити деформаційні зміни їх параметрів, що можна використати для оперативного втручання у технологічний процес та його контролювання, з метою коригування параметрів елементів для підвищення рівня параметричної надійності готових ІІ.

1. Романов А.С., Щеглова В.В. *Обзоры по электронной технике: механические напряжения в тонких пленках.* М., 1981. 2. Матвийкив М.Д. *Паразитные деформационные эффекты в гетероструктурах гибридных интегральных микросхем,* Деп. в ГНТБ Украины.

№ 554-УК96 от 15.02.96. К., 1996. 3. Полякова А.Л. Деформация полупроводников и полупроводниковых приборов. М., 1979. 4. Захаров Н.П., Багдасарян А.В. Механические явления в интегральных структурах. М., 1992. 5. Матвійків М., Івасик Ю. Теоретичні основи моделювання впливу внутрішніх механічних напружень на параметри ІС // Вісн. НУ "Львівська політехніка". 2001, № 415. С. 130 – 133. 6. Матвійків М., Івасик Ю. Аналіз можливого впливу внутрішніх механічних напружень на параметри інтегральних пристроїв // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". 2000. № 399. С. 191 – 193. 7. Фролов А.Д. Радиодетали и узлы. М., 1975. 8. Мандзій Б.А., Желяк Р.І. Основи аналогової мікро схемотехніки. Львів, 1993. 9. Сергеев В.С., Кузнєцов О.А., Захаров Н.П. и др. Напряжения и деформации в элементах микросхем. М., 1987.

УДК 536.532

Геннадій Юрчик

Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій

ВИСОКОТОЧНИЙ ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНИЙ ТЕРМОМЕТР ДЛЯ КОНТРОЛЮ ВИСОКИХ ТЕМПЕРАТУР АГРЕСИВНИХ СЕРЕДОВИЩ

© Юрчик Геннадій, 2001

Розглядається термоелектричний термометр, який дозволяє вимірювати температуру агресивного середовища з високою точністю в умовах швидкого старіння первинного перетворювача термометра і прогресуючого дрейфу його градувальної характеристики.

The thermoelectrical thermometer is considered, which allows the aggressive environment temperature measurement with high accuracy under the conditions of primary converter fast ageing and its grading characteristic progressive drift.

Широке застосування в радіопромисловості знайшли контактні електричні методи вимірювання температур термоелектричними термометрами (ТТ), що пояснюється їх високою надійністю, працездатністю в будь-яких умовах, порівняно невисокою вартістю. Найбільш масовий контроль високих температур з підвищеною точністю здійснюється при виробництві інтегральних мікросхем, напівпровідникових приладів з метою забезпечення високої відтворюваності їх параметрів у технологічних процесах дифузії, окислення та епітаксії.

Найбільше розповсюдження в інтегральній технології при контролі високих температур в діапазоні 1100...2500 °С отримали ТТ, первинними перетворювачами температури, в яких використовують термопари з благородних металів типу ТПП (платинородій – платина) і на основі тугоплавких металів типу ТВР (вольфрам – реній), які характеризуються високою лінійністю статичних характеристик в усьому діапазоні робочих температур [1]. Основним недоліком ТТ, який не дозволяє задовольнити вимоги сучасних технологій є недостатня точність, зумовлена в основному появою домінуючих прогресуючих похибок термопари внаслідок її швидкого старіння і руйнування при контролі високих температур агресивних середовищ (атмосфери водню, оксиду вуглецю, парів різних металів). Значне