

У роботі [3] показано, що теплове розширення вольфраму може бути описане формулою (1) при $m=7$. Результати апроксимаційного моделювання з використанням методу найменших квадратів, подані у згаданій роботі, мають такий вигляд:

$$F(x) = -0.00129 + 0.37078 \cdot 10^{-5} x + 0.1464 \cdot 10^{-8} x^2 - 0.11225 \cdot 10^{-11} x^3 + 0.5495 \cdot 10^{-15} x^4 - \\ 0.9645 \cdot 10^{19} x^5 + 25.6 e^{-\frac{28188.7038}{x}}$$

і стандартне відхилення становить $3.76 \cdot 10^{-5}$ відносних одиниць.

Запропонований алгоритм для того самого випадку дає результат:

$$F(x) = -0.001874600585 + 0.6821307249 \cdot 10^{-5} x - 0.4888288231 \cdot 10^{-8} x^2 + 0.4933436495 \cdot \\ 10^{-11} x^3 - 0.2147275952 \cdot 10^{-14} x^4 + 0.3591870913 \cdot 10^{-18} x^5 - 39.01174944 e^{-\frac{26727.87463}{x}}$$

із стандартним відхиленням $0.80 \cdot 10^{-5}$ відносних одиниць.

1. Демьянов В.Ф., Малоземов В.Н. Введение в минимакс. М., 1972. 2. Лабутин С.А., Чальий В.В. Дробно-степенная аппроксимация экспериментальных зависимостей // Электронное моделирование, № 2. Т.18, 1996. С. 12-16. 3. Шрюфер Е. Обработка сигналов: цифровая обработка дискретизованных сигналов: Підручник / За ред. В.П. Бабака. К., 1992. 4. Langheinrich P. Meßapparatur zur Bestimmung des Längenausdehnungskoeffizienten von hochschmelzenden Metallen bis zum Schmelzpunkt sowie der Gleichgewichtskonzentration von Eigenfehlstellen. Dissertation. Max-Planck-Institut für Metallforschung, Institute für Physik Stuttgart, 1998. 5. Monagan M.B., Geddes K.O., Heal K.M. et. al. Maple V, Release 5. Programming Guide.-N.Y., 1998.

УДК 621.382

АНАЛІЗ НЕСТАБІЛЬНОСТІ РОБОЧИХ РЕЖИМІВ ВУЗЛІВ ПЕРВИННОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТЕРМОСЕНСОРНИХ БІПОЛЯРНИХ ІС

© Готра О.З., 2000

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра “Інформаційно-вимірювальна техніка”

Проаналізовано нестабільність вихідних сигналів вузла первинного перетворення, визначальними факторами якої є зміна струмів базових кіл та модуляція колекторною напругою вхідної характеристики транзисторів. Показано, що при збільшенні напруги живлення вихідний струм стабілізатора I_{out} може не лише зростати, але й, переходячи точку з нульовим приростом, спадати. Отже, даний режим може бути використаним при роботі перетворювачів з мінімальною залежністю сигналів від напруги живлення.

The nonstability of output signals of unit of primary transduction the main factors of what are the base circuits current change and modulation of input characteristic of transistors by collector voltage is analyzed. It is shown that the output current of stabilizer I_{out} at supply voltage increase can not only increase but decrease transiting through the point with zero increment. Such regime can be used at operation of transducers with minimum dependence of signals on supply voltage.

Новим поколінням термосенсорних пристроїв є однокристальні термосенсорні ІС. Діапазон вимірювання температури такими ІС становить $(-50...125)^{\circ}\text{C}$, а похибка функції перетворення – $(1...3)\%$. Їх перевагами є взаємозамінність, простота вмикання, малі розміри, невелика собівартість. Такі пристрої все ширше застосовують у побутовій техніці, біомедичній електроніці, апаратурі екологічного моніторингу [1, 2].

Основним елементом термосенсорних ІС, який визначає їх параметри, є вузол первинного перетворення. У статті наведено результати розробки та проаналізовано вузол первинного перетворення, що відповідає вимогам сучасних термосенсорних ІС. До складу перетворювача входять функціональний стабілізатор (рис.1) – формувач струму I_T на елементах T_1-T_4 , R_E , R_Z , струмове дзеркало – подільник на T_5-T_7 та елементи формування відносної температуропровідної шкали D , R_T , R_L , R_0 . Залежно від вимог до параметрів вихідного сигналу перетворювач може мати модифікації, наведені на рис.1,а,б.

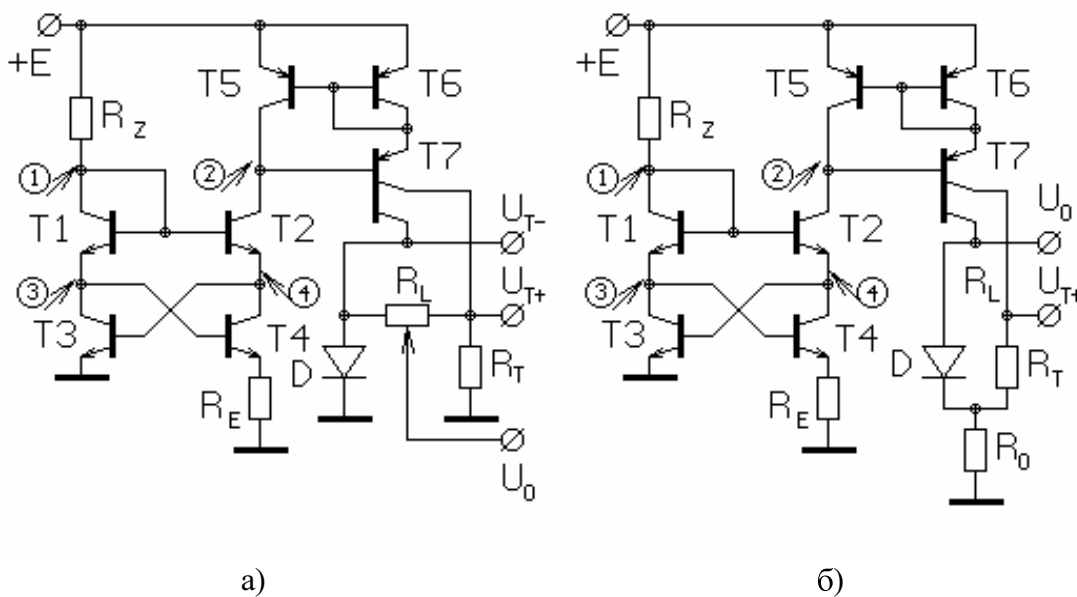


Рис.1. Електричні схеми вузлів первинного перетворення з відліком відносної температури.

Розглянемо принцип функціонування стабілізатора струму. Відповідно до його схеми можна записати систему рівнянь:

$$\begin{cases} U_1 = U_{be2} + U_{be3}, \\ U_1 = U_{be1} + U_{be4} + I(R_E)R_3, \\ I_Z = I(R_Z) \approx I_{c1} \approx I_{c3}, \\ I_T = I_{c2} \approx I_{c4} \approx I(R_E), \end{cases}$$

де U_{be_i} – напруги на емітерних р-п- переходах транзисторів (T_i), I_c – вихідні (колекторні) струми транзисторів (T_i).

Врахуємо, що для кремнієвих р-п-переходів при напругах $U_{be} \gg \varphi_T$, тобто нормальних напругах їх прямого зміщення, вольт-амперна характеристика (ВАХ) може

бути спрощена $\left(\exp \frac{U_{be}}{m\varphi_T} \gg 1 \right)$

$$I = I_0 \left(\exp \frac{U_{be}}{m\varphi_T} - 1 \right) \approx I_0 \exp \frac{U_{be}}{m\varphi_T},$$

де I_0 – струм насичення; $\varphi_T = kT/q$; m – коефіцієнт неідеальності р-п переходу; k – стала Больцмана; q – заряд електрона; T – абсолютна температура. Знехтувавши базовими струмами, запишемо:

$$m\varphi_T \ln \frac{I_2}{I_{02}} + m\varphi_T \ln \frac{I_3}{I_{03}} = m\varphi_T \ln \frac{I_1}{I_{01}} + m\varphi_T \ln \frac{I_4}{I_{04}} + I_T R_E.$$

Після відповідного зведення отримуємо

$$I_T = \frac{m\varphi_T}{R_E} \ln \frac{I_2 \cdot I_3 \cdot I_{01} \cdot I_{04}}{I_1 \cdot I_4 \cdot I_{02} \cdot I_{03}}.$$

Прийемо, що активна площа транзисторів T_1 - T_3 та електрофізичні параметри їх структур взаємототожні, тобто $I_{01}=I_{02}=I_{03}=I_0$, а активна площа емітера T_4 в p разів більша, ніж у T_1 - T_3 , тобто $I_{04}=pI_0$, та, враховуючи вихідні рівняння наведеної системи, отримуємо:

$$I_T = \frac{m\varphi_T \ln p}{R_E} = \frac{mk \ln p}{qR_E} T.$$

Отже, струм I_T в першому наближенні не залежить від напруги живлення та струму через резистор R_Z , тобто відбувається стабілізація режиму живлення. Крім того, величина I_T характеризується лінійною залежністю від абсолютної температури T , а крутизна цієї залежності становить

$$\frac{dI_T}{dT} = \frac{mk \ln p}{qR_E}.$$

Розглянемо залежність вихідного струму стабілізатора $I_{out}=I_{c2}$ та струму через задаючий резистор R_E $I(R_E)=I_T$ при зміні напруги живлення схеми. Нестабільність величин I_{out} , I_T пов'язана з наявністю відповідних струмів у базових колах транзисторів. Ці струми призводять до невиконання рівностей $I_{e1} \neq I_{e3}$, $I_{e2} \neq I_{e4}$, а саме:

$$I_{e1} = I_Z - I_{b2}; I_{e2} = I_{e4} + I_{b3}; I_{e3} = (I_{e1} - I_{b4})(\beta + 1)/\beta; I_{e4} = I_T = I(R_E).$$

Тоді, визначивши відносне значення неадекватності струмів

$$\delta_p = \frac{I_{e2} I_{e3}}{I_{e1} I_{e4}}$$

та прийнявши умову

$$p = \frac{I_{01} I_{04}}{I_{02} I_{03}},$$

запишемо

$$I_T = \frac{m\varphi_T}{R_E} \ln(p\delta_p) = \frac{m\varphi_T}{R_E} \ln p \left(1 + \frac{\ln \delta_p}{\ln p} \right) = I_{T.nom} \left(1 + \frac{\ln \delta_p}{\ln p} \right).$$

Однак такий аналіз забезпечує задовільну точність лише при значних величинах напруги Ерлі U_a транзисторів. При величинах $U_a < 300\text{В}$ існують не лише кількісні відмінності між теоретичними та експериментальними даними, але і принципово новий ефект – перехід ВАХ стабілізатора через екстремум та виникнення від'ємних значень вихідної диференційної провідності.

Аналіз даного ефекту доцільно провести на прикладі сімейств ВАХ стабілізаторів з різними значеннями напруги Ерлі U_a . Дані сімейства для $|U_a| \rightarrow \infty$, $|U_a|=70\text{В}$, $|U_a|=30\text{В}$ наведені на рис.2,а,б,в,г.

Як впливає з рис.2, екстремум ВАХ при $|U_a| \rightarrow \infty$ не спостерігається. Однак зменшення струму I_T , що відбувається зокрема при $|U_a|=70\text{В}$, $|U_a|=30\text{В}$, не супроводжується зменшенням напруги у вузлі (1) – абсолютне значення вхідної напруги (потенціал без T_1, T_2) продовжує зростати при збільшенні напруги живлення (рис.2,б). При цьому спостерігається аномальне зменшення напруги у вузлі (3) (рис.2,в), яке супроводжується приблизно таким же зменшенням напруги на емітерному р-п-переході транзистора T_3 (рис.2,г). Враховуючи, що саме на транзисторі T_2 відбувається значна зміна колекторної напруги, зменшення падіння напруги на його емітерному р-п-переході пояснюється ефектом модуляції прямої ВАХ емітерного переходу – ефектом Ерлі.

Дамо кількісну характеристику впливу ефекту Ерлі на ВАХ стабілізатора-формувача. Для цього запишемо в загальному вигляді:

$$U_{be3}(U_{cb3}) + U_{be2}(U_{cb2}) = U_{be1}(U_{cb1}) + U_{be4}(U_{cb4}) + I_T R_E.$$

Враховуючи, що потенціали колекторів T_1, T_2, T_3, T_4 практично не залежать від напруги живлення, та припустивши для подальшого аналізу, що колектор T_2 безпосередньо під'єднано до плюса джерела живлення, отримуємо

$$dU_{be1}/dU_Z = 0; dU_{be3}/dU_Z = 0; dU_{be4}/dU_Z = 0; U_{cb2} = U_Z = U(E) - 1.3\text{В}.$$

Отже,

$$\frac{dI_T}{dU_Z} = \frac{1}{R_E} \frac{dU_{be2}}{dU_{cb2}} = \frac{1}{R_E} \frac{dU_{be2}}{dU_Z}.$$

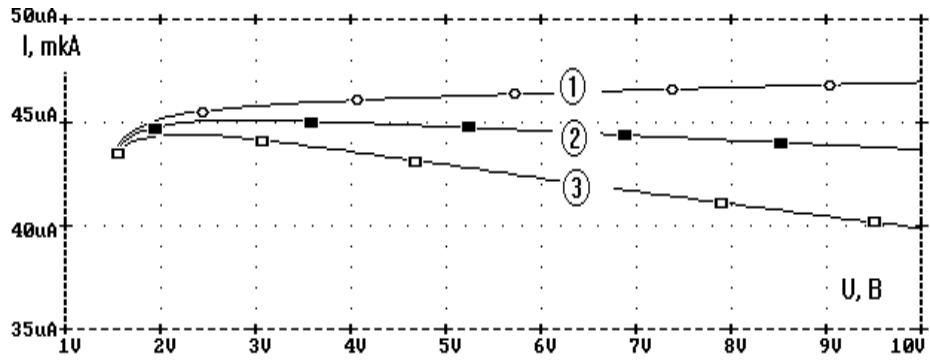
Оскільки

$$\frac{dU_{be}}{dU_{cb}} = \frac{d}{dU_{cb}} \left(m\varphi_T \ln \frac{I_e}{I_0} \right) = m \left[\frac{d(\ln I_e)}{dU_{cb}} - \frac{d(\ln I_0)}{dU_{cb}} \right],$$

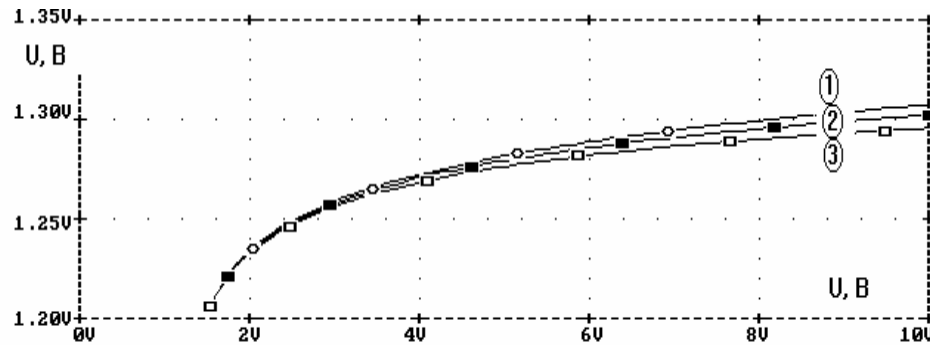
де $\frac{d(\ln I_0)}{dU_{cb}} = 0, I_e \approx I_e, \frac{dU_{cb}}{dU_{cb}} < 0,$

отримуємо

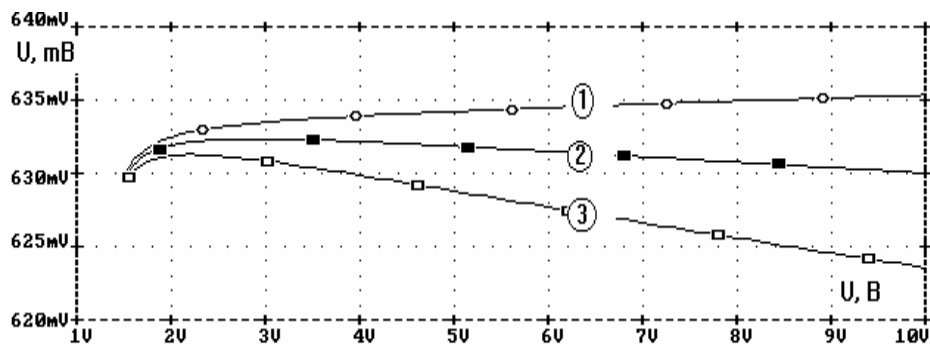
$$\frac{dU_{be}}{dU_{cb}} = - \frac{m\varphi_T}{I_e} \frac{dI_e}{dU_{cb}}.$$



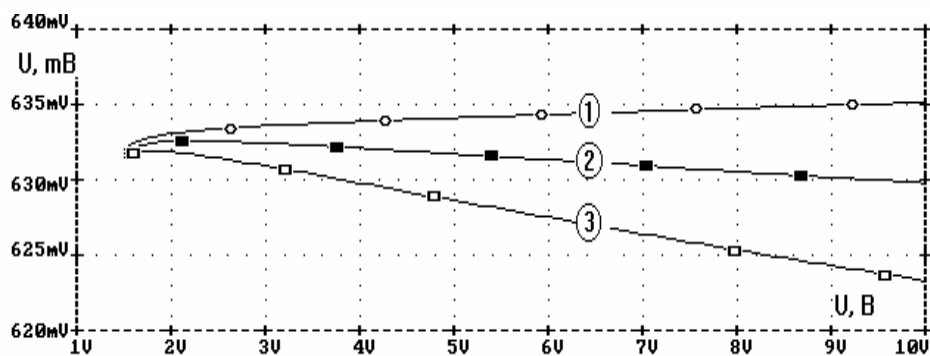
а



б



в



г

Рис.2. Залежності струму через задаючий резистор $I(R_E)$ - (а), напруг відповідно у вузлах $V_{(1)}$ - (б), $V_{(3)}$ - (в) та падіння напруги на емітерному р-п переході T_2 $V_{eb2} = V_{(1)} - V_{(4)}$ - (г) від напруги живлення при напругах Ерлі $|V_a| \rightarrow \infty$ - ①, $|V_a| = 70\text{В}$ - ②, $|V_a| = 30\text{В}$ - ③.

Враховуючи, що малосигнальна провідність колекторного переходу описується у вигляді

$$\frac{dI_c}{dU_{cb}} = -I_c N_p(x_b) \left[\int_0^{x_b} N_p dx \right]^{-1} \cdot \frac{dx_b}{dU_{cb}} = -\frac{I_c}{U_a} = \frac{I_c}{|U_a|},$$

де N_p – концентрація домішки в базі; $[0, X_b]$ – границі квазінейтральної області бази транзистора; U_a – напруга Ерлі; та продиференціювавши пряму ВАХ емітерного р-п-переходу по аргументу U_{cb} , знаходимо

$$\frac{dU_{bc}}{dU_{cb}} = -\frac{m\varphi_T}{|U_A|}.$$

На рис.3 наведено результати дослідження модуляції прямої ВАХ колекторною напругою для транзисторів з $|U_a| = 30\text{В}, 70\text{В}, 150\text{В}, 300\text{В}$ та $|U_a| \rightarrow \infty$. Зокрема, при струмі $I_c = 100\text{мкА}$ для транзисторів з $|U_a| = 70\text{В}$ та коефіцієнтом неідеальності емітерного р-п-переходу $m=1,1$ падіння напруги U_{bc} змінюється $\Delta U_{bc} = -4\text{мВ}$ при $\Delta U_{cb} = 10\text{В}$. Для цього випадку розрахункове значення становить

$$\Delta U_{bc} = -(1,1 \cdot 25 \text{ мВ} / 70 \text{ В}) 10 \text{ В} = -3,93 \text{ мВ},$$

що підтверджує коректність розрахунків.

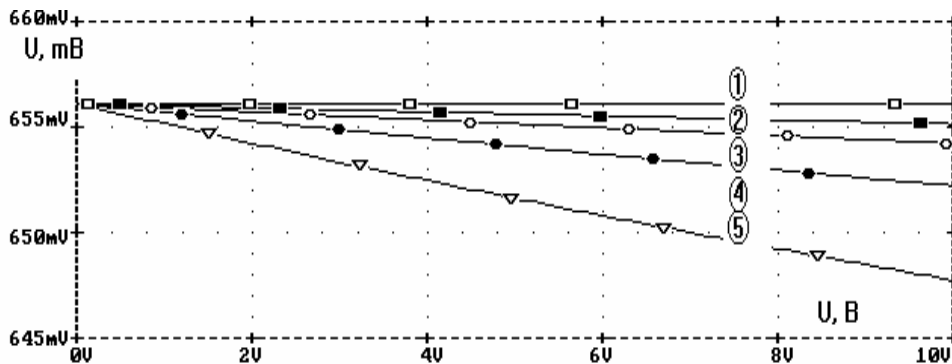


Рис.3. Модуляція прямої ВАХ емітерного р-п-переходу транзисторів колекторною напругою при напругах Ерлі $|U_a| \rightarrow \infty$ - ①, $|U_a| = 300\text{В}$ - ②, $|U_a| = 150\text{В}$ - ③, $|U_a| = 70\text{В}$ - ④, $|U_a| = 30\text{В}$ - ⑤.

Як було зазначено, зменшення напруги на емітерному р-п-переході спостерігається лише в транзисторі T_2 , що і призводить до зменшення струму I_T з крутизною

$$\frac{dI_T}{dU_Z} = -\frac{m\varphi_T}{R_E |U_A|}.$$

Провівши інтегрування

$$I_T(U_Z) = \int \frac{dI_T}{dU_Z} = C - \frac{m\varphi_T U_Z}{R_E |U_A|}$$

при початковій умові

$$I_T = \frac{m\varphi_T}{R_E} \ln p$$

для $U_Z=0$ отримуємо

$$I_T(U_Z) = \frac{m\varphi_T}{R_E} \left(\ln p - \frac{U_Z}{|U_A|} \right).$$

У процесі досліджень була встановлено залежність струму I_T від напруги живлення при заміні резистора R_Z на відповідне джерело постійного струму. Такі дослідження дозволяють відокремити вплив зміни струму I_Z . Встановлено, що результати добре узгоджуються. Зокрема, при $p=5$, $|U_A|=70\text{В}$, $\Delta U_Z=7\text{В}$ розрахункове зменшення струму становить 6.2%, а реальне - 6.5%.

Тоді величина струму I_T як функція, що враховує втрати в базових колах транзисторів та ефект модуляції ВАХ емітерних переходів напругою вихідного кола стабілізатора, описується залежністю

$$I_T = \frac{m\varphi_T}{R_E} \left(\ln p - \frac{U_Z}{|U_A|} \right) \left(1 + \frac{\ln \delta_p}{\ln p} \right).$$

Аналогічно до I_T вихідний струм функціонального стабілізатора-формувача описується як

$$I_{out} = \frac{m\varphi_T}{R_E} \left(\ln p - \frac{U_Z}{|U_A|} \right) \left(1 + \frac{\ln \delta_p}{\ln p} \right) \delta_T.$$

Отже, зробимо деякі принципові висновки:

- по-перше: струми I_T , I_{out} характеризуються комплексною залежністю від параметрів транзисторів β , U_a , коефіцієнта масштабування їх активних площ, співвідношення між резисторами R_Z/R_E , напругами живлення та вихідного кола;

по-друге: функціональні залежності I_T , I_{out} від напруги живлення схеми можуть бути як монотонно зростаючими чи спадаючими, так і екстремальними;

по-третє: ефект синтезу від'ємної диференційної провідності стабілізатора не пов'язаний з наявністю додатних зворотних зв'язків, у схемі відсутнє підсилення струмів, що запобігає появі паразитної генерації і забезпечує високу стабільність функціонування; даний ефект може бути використано для підвищення коефіцієнта стабілізації, а, отже, підвищення прецизійності вузла первинного перетворювача.

1. Вуглеб Г. Датчики: Пер. с нем.: Мир. 1989. 2. Smart temperature sensors // Electronics & Wireless world. 1989. V.95. № :1636. P.189-190.