

МОДЕЛЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ ДИФЕРЕНЦІЙНОГО СЕНСОРА ТЕМПЕРАТУРИ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

З. Ю. Готра¹, Р. Л. Голяка¹, О. В. Бойко²

¹Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра електронних приладів

² Львівський національний медичний університет імені Данила Галицького,
кафедра медичної інформатики

Ó Готра З. Ю., Голяка Р. Л., Бойко О. В., 2014

Наведено алгоритм SPICE моделювання та оптимізації режимів роботи диференціального сенсора температури на біполярних транзисторах. Сигнальний перетворювач сенсора реалізовано за схемою диференціального каскаду. Виявлена істотна залежність чутливості сенсора від режимів роботи транзисторів диференціального каскаду. Показано, що домінуючим параметром, який впливає на стабільність інформативного сигналу різницевої температури, є опорна напруга на базових електродах транзисторів. Оптимальне значення опорної напруги перебуває в межах $V_{REF0} = 1,20-1,25$ В.

Ключові слова: сенсор температури, SPICE модель, диференціальна скануюча калориметрія, біомедична електроніка.

Вступ

Значна кількість сучасних сенсорів температури в діапазоні вимірювання від -50 до $+120$ °С в якості первинних перетворювачів використовують напівпровідникові біполярні та польові транзисторні структури [1]. Інформативною величиною температури таких сенсорів слугують температурні залежності напруги на р-п переходах транзисторної структури, порогової напруги, вихідних та вхідних струмів, коефіцієнтів підсилення, коефіцієнтів перерозподілу струмів у транзисторних каскадах тощо [2–4].

У роботі розглянуті питання побудови та схемного моделювання сенсора різницевої температури на біполярних транзисторних структурах [5]. Такі сенсори різницевої температури широко використовують, зокрема, в термоанемометрах – засобах вимірювання параметрів потоку рідин чи газів [6, 7], та диференціальних скануючих калориметрах – засобах хімічного, біохімічного та структурного аналізу досліджуваних речовин [8].

Так, диференціальна скануюча калориметрія (ДСК) ґрунтується на вимірюванні кількості енергії, поглиненої зразком або, що виділилася зі зразка, при неперервному підвищенні чи зниженні температури. Серед сучасних пристроїв, що забезпечують автоматизацію ДСК є, зокрема, диференціальний скануючий калориметр Diamond DSC компанії PerkinElmer [7]. За останній час ДСК знайшла своє використання в інформаційно-вимірювальних системах біомедичного призначення. За їх допомогою проводять якісний та кількісний аналіз фармацевтичних засобів, білків, кісткової тканини, м'язів тощо [8, 9]. На жаль, існуючі пристрої ДСК не повною мірою забезпечують вимоги біомедичної сенсорики, зокрема, зменшення мінімально допустимої маси досліджуваної речовини (до декількох грам і менше) та підвищення точності вимірювання.

У цій роботі поставлено задачу розроблення алгоритму модельного дослідження та оптимізації режимів роботи сенсора температури ДСК на біполярних транзисторах. Сучасні транзистори характеризуються гранично малими розмірами (від міліметрів і до мікрометрів), а сигнальні перетворювачі термометрів на їх основі, забезпечують істотно вищу, порівняно з терморезисторами чи термопарами, температурну чутливість. Крім того, використання транзисторів відкриває можливість інтегрування двох функцій калориметра в одній структурі – контрольованого нагрівання струмом живлення транзисторів та використання останніх для високоточного вимірювання температури.

Дослідження проводилися з використанням SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) моделей. SPICE є визнаним стандартом більшості сучасних програмних засобів схематичного моделювання інтегральних схем [10].

Структурна реалізація диференціального сенсора температури

Первинні перетворювачі (зонди) диференціального сенсора температури реалізовані на двох мікрокорпусних біполярних транзисторах BC817 (або, аналогічні їм транзистори BC337) n-p-n типу провідності (рис. 1, а). Кремнієві чипи транзисторів розміром приблизно 0,5 x 0,5 x 0,3 (мм) розміщені в мікрокорпусах типу SOT23 з розмірами приблизно 1,0 x 1,5 x 3,0 (мм). Транзистори T₁, T₂ вмикають за схемою диференціального каскаду (рис. 1, б). Така схема сигнального перетворювача дозволяє сформувати набір сигналів, що є інформативними параметрами, як диференціальної (різницевої), так і абсолютної температури. Сигналами є температурні залежності колекторних струмів I_{C1}, I_{C2} транзисторів диференціального каскаду, які визначаються шляхом вимірювання спаду напруг V_{DT1}, V_{DT2} на резисторах навантаження R₁, R₂. Струм диференціального каскаду I_{ΣE} задає емітерний опір R₃. Величина цього струму керується опорною напругою V_{REF}. Напруга живлення E становить 5 В.

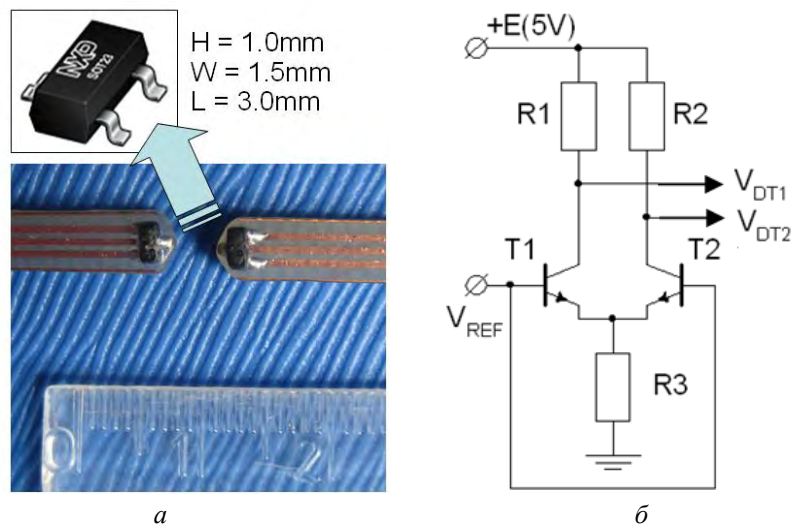


Рис. 1. Зонди (а) та схема диференціального каскаду (б) сенсора температури

Диференційний каскад на двох біполярних транзисторах з об'єднаними емітерами описується рівняннями [2]

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{E1}; \quad I_{C2} = \alpha_2 I_{E2}; \quad I_{E1} + I_{E2} = I_{\Sigma E},$$

де I_{C1}, I_{E1} – колекторний та емітерний струми транзистора T₁; I_{C2}, I_{E2} – аналогічно для транзистора T₂; α₁, α₂ – коефіцієнти передачі струму цих транзисторів (типово α = 0,99..0,995);

$$I_{E1} = I_{SE10} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{m_1 \phi_T} - 1\right); \quad I_{E2} = I_{SE20} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{m_2 \phi_T} - 1\right)$$

– залежності емітерних струмів транзисторів від спаду напруги V_{BE1}, V_{BE2} на їх емітерно-базових р-п переходах; I_{SE10}, I_{SE20}, m₁, m₂ – відповідно, струми насичення та коефіцієнти неідеальності цих р-п переходів; φ_T = kT/q – температурний

потенціал; k – стала Больцмана; T – абсолютна температура; q – заряд електрона; I_{ΣE} – сумарний струм, що втікає в емітерні р-п переходи транзисторів і задається стабілізуючим резистором емітерних кіл транзисторів.

Крім зондів у склад сенсора входить сигнальний підсилювач (рис. 2, а) на основі 24-розрядного аналого-цифрового перетворювача з вбудованим мікроконтролером типу ADuC834, USB інтерфейс та персональний комп'ютер зі спеціалізованим програмним забезпеченням (рис. 2, б).

Частково інформація про структурну реалізацію та параметри такого диференціального сенсора температури вже ми наводили в [5, 11–13]. Зокрема було показано, що спеціальні методи заводостійкого сигнального перетворення на основі мікроконтролера типу ADuC834 забезпечують роздільну здатність вимірювання різницевої температури двох транзисторів приблизно $0,001^{\circ}\text{C}$.

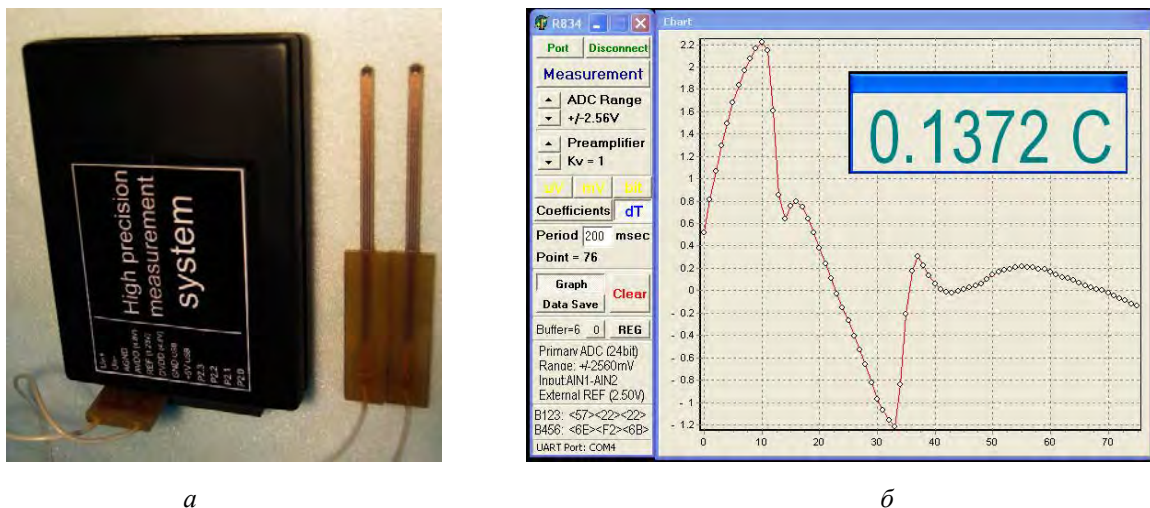


Рис. 2. Сигнальний перетворювач (а) та вікно програмного забезпечення (б) сенсора температури

Натомість, як це вже відзначалося, завданням цієї роботи є розроблення алгоритму модельного дослідження та оптимізації режимів роботи диференціального сенсора температури. Метою виконання такого завдання є мінімізація залежності крутизни функції вимірювального перетворення різницевої температури ΔT транзисторів за зміни їх усередненої абсолютної температури T .

Вольт-амперна та температурна характеристики диференціального каскаду

Схема та приклад модельного дослідження вольт-амперної характеристики (ВАХ) диференціального каскаду, а саме, залежності колекторних струмів I_{C1} , I_{C2} біполярних транзисторів від різниці напруг $dV_{in} = V_{BE1} - V_{BE2}$ наведено на рис. 3. Тут і надалі в наведених у статті даних, модельні дослідження проводилися з використанням SPICE моделей біполярних транзисторів у пакеті програм схемного моделювання Micro-Cap Spectrum Software. Цей пакет є одним з найпоширеніших, підтримує SPICE синтаксис, має широку бібліотеку компонентів та зручний графічний інтерфейс.

Використовувалася специфікація моделей транзисторів BC817/BC337, зокрема, Model Generated by MODPEX Symmetry Design Systems [11]. У відповідності до SPICE синтаксису колекторні струми транзисторів Q1, Q2 показані умовними позначеннями "IC(Q1)" та "IC(Q2)", позначення "m" по осі X означає мілівольти, а "u" по осі Y – мікроампери.

Інформативним сигналом диференціальної температури є різниця колекторних струмів $\Delta I_C(T) = I_{C2}(T) - I_{C1}(T)$ транзисторів, що обумовлена відповідною різницею температур транзисторних структур диференціального каскаду. Натомість, інформативним сигналом абсолютної (усередненої) температури є сумарний колекторний струм $\Delta I_{C\Sigma}(T) = I_{C1}(T) + I_{C2}(T)$. Температурно залежними параметрами транзисторів, що визначають інформативні сигнали, є $I_{SE0}(T)$, $\varphi_T(T)$, $\alpha(T)$, $V_{BE}(T)$.

У схемі диференціального каскаду основним параметром, що визначає температурну залежність колекторних струмів $I_{C1}(T)$, $I_{C2}(T)$ є спад напруги на р-п переходах база-емітер $V_{BE1}(T)$, $V_{BE2}(T)$. Температурний коефіцієнт цих напруг є від'ємним, залежним від струму та параметрів транзисторної структури і перебуває в мажах $d(V_{BE}) / dT \approx -(1,8-2.4)$ мВ/°С.

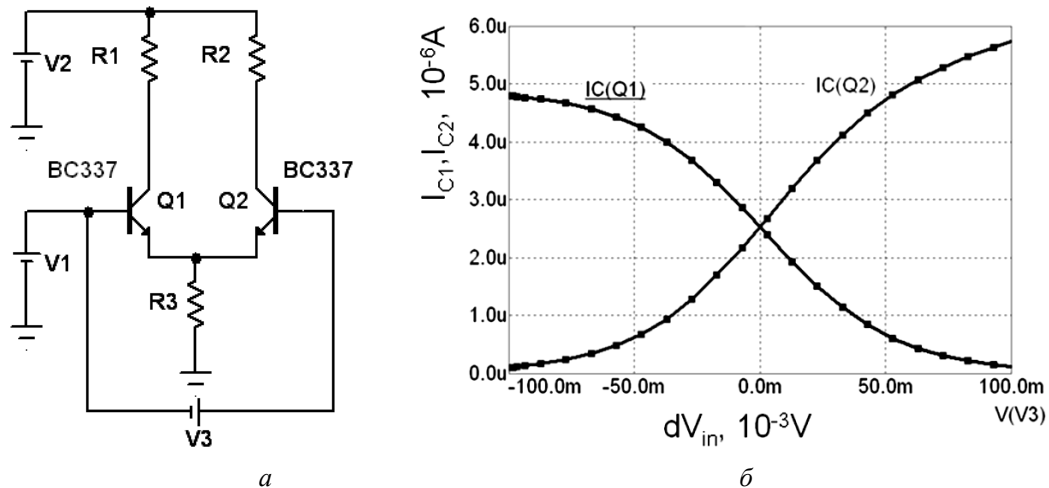


Рис. 3. Схема (а) та ВАХ диференціального каскаду (б)

У математичних моделях транзисторів переважно використовують [15] вираз температурної залежності

$$V_{BE}(T) = V_{G0} \left(1 - \frac{T}{T_R} \right) + \frac{T}{T_R} V_{BE}(T_R) - \eta \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_R} \right) + \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C(T)}{I_C(T_R)} \right),$$

де V_{G0} – апроксимоване значення ширини забороненої зони напівпровідника, зокрема, кремнію, при $T = 0\text{K}$ (в SPICE моделі це значення описується параметром EG; для кремнієвих транзисторів $EG \approx 1,2\text{V}$); T_R – певне значення опорної температури, відносно якого визначають нелінійність функції перетворення (в SPICE моделі температура TEMP задається в градусах Цельсія °С, зокрема, $TEMP = 0$ при $T_R = 273\text{K}$); η – коефіцієнт температурної залежності (в SPICE моделі це значення описується параметром ХТІ).

У більш спрощеному вигляді температурну залежність напруги визначають виразами

$$V_{BE}(T) = V_{BE0} - \lambda T + c(T),$$

$$c(T) = \frac{k}{T} (\eta - 1) \left(T - T_R - T \ln \left(\frac{T}{T_R} \right) \right),$$

де λ – лінійний, а $c(T)$ – нелінійний коефіцієнти, які визначаються електрофізичними параметрами транзисторної структури.

Приклад модельного дослідження температурної залежності $V_{BE}(T)$ для SPICE моделі транзистора BC817 / BC337 (за відповідних числових значень ХТІ = 1,1167, EG=1,206) наведено на рис. 4 (позначення TEMP відповідає SPICE системі позначень). У відповідності до схеми (рис. 4, а) напругу на р-п переході база-емітер V_{BE} транзистора представлено (верхній графік) напругою у вузлі 1 V(1). Дослідження проводили для трьох типових значень струму, яке задається джерелом І1: $I = [1, 10, 100]$ мкА. Можна бачити, що у разі збільшення струму I крутизна температурної залежності дещо спадає. Залежність останньої від струму подана (нижній графік) похідною $d(V_{BE}) / dT = DD(V(1)) = d(V(1)) / d(TEMP)$. Зокрема при $I = 1\text{мкА}$ крутизна $d(V_{BE}) / dT$ приблизно становить $-2,3\text{мВ/}^\circ\text{C}$, при $I = 10\text{мкА}$ – $d(V_{BE}) / dT \approx -2,1\text{мВ/}^\circ\text{C}$, а при $I = 100\text{мкА}$ –

$d(V_{BE}) / dT \approx -1,9 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$. Крім того, спостерігається певне зростання модуля крутизни $|d(V_{BE}) / dT|$ при збільшенні температури TEMP. Орієнтовно таке зростання $|d(V_{BE}) / dT|$ становить 0,1 мВ на 100 °С.

Отже, вищенаведені аналітичні вирази та результати проведених модельних досліджень показують наявність нелінійності температурної характеристики спади напруги на р-п переході біполярного транзистора, що, своєю чергою, обумовлює відповідну нелінійність функції вимірювального перетворення диференціальних сенсорів температури. Для таких сенсорів аналіз нелінійності функції перетворення є надзвичайно актуальним, адже необхідно визначити та мінімізувати нестабільність інформативного сигналу різницевої температури ΔT за зміни абсолютної температури T.

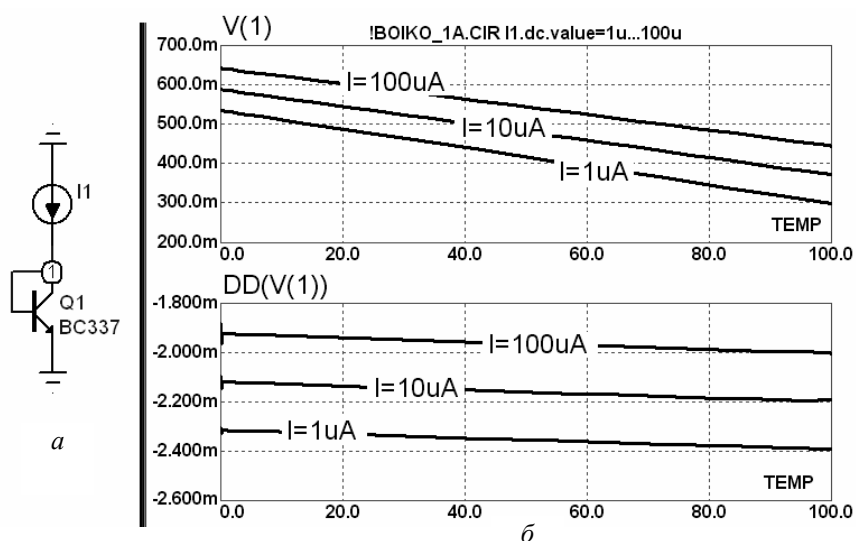


Рис. 4. Схема (а) та результат (б) дослідження температурної залежності напруги $V_{BE}(T)$ (V_{BE} представлено напругою у вузлі 1 V(1); $DD(V(1)) = d(V(1)) / d(TEMP)$ – похідна V_{BE} по TEMP)

Розглянемо алгоритм модельного дослідження нелінійності функції перетворення та оптимізації режиму живлення диференціального каскаду, що забезпечує мінімізацію вказаної нелінійності.

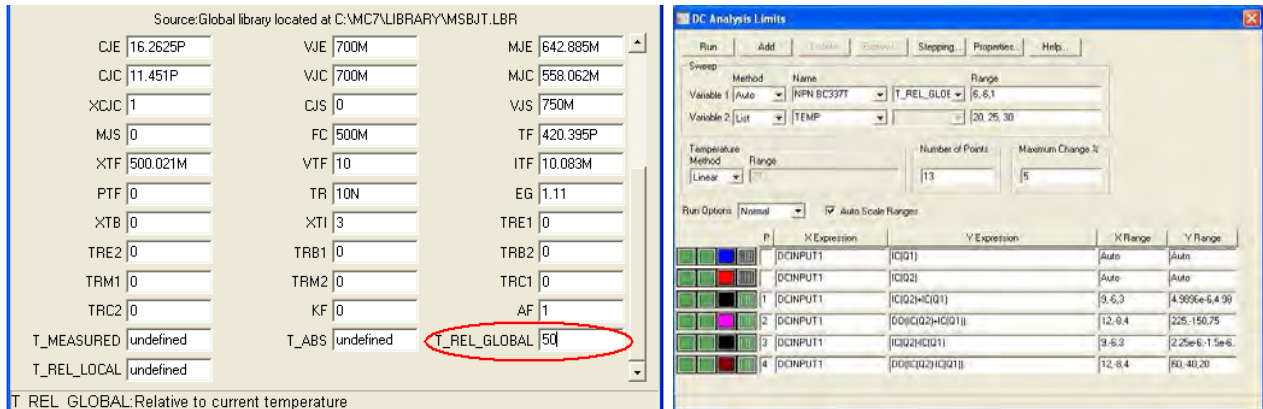
Алгоритм та результати модельних досліджень температурних характеристик

Алгоритм модельного дослідження ґрунтується на використанні параметра різницевої (відносної) температури, що забезпечує можливість моделювання схем з різними температурами її елементів. У SPICE моделі відносна температура елемента схеми описується величиною T_REL_GLOBAL (Relative to current temperature). У процесі модельних досліджень відносну температуру T_REL_GLOBAL здебільшого використовують як аргумент функціональної залежності (Variable 1).

На рис. 5 наведено фрагмент вікна специфікації моделі біполярного транзистора та режиму дослідження. Контуром обведено параметр T_REL_GLOBAL - відносної температури транзистора BC337T. Модель, яка описує елемент зі зміненою температурою, повинна мати власну назву, зокрема, назва моделі транзистора Q1 - BC337, а Q2 - BC337T.

Алгоритм дослідження передбачає встановлення відповідного діапазону зміни відносної температури T_REL_GLOBAL та кроку виводу числових даних, зокрема, Range:6,-6,1. У відповідності до синтаксису MicroCAP першою величиною є максимальне значення T_REL_GLOBAL

(у цьому випадку 6°C), другою величиною – мінімальне значення (-6°C), а третьою величиною – крок виводу числових значень (1°C). Відзначимо, що числове значення кроку зміни температури T_REL_GLOBAL при використанні її як аргумент на точність розрахунку не впливає – фактично розрахунок проводиться з кроком у соті частки градуса (крок визначається точністю, що встановлюється в наборі параметрів Global Settings).



a

б

Рис. 5. Вікна специфікації моделі (а) та режиму дослідження (б)

Особливістю алгоритму дослідження, результати яких наведені нижче, є використання температури не лише як аргумент функціональних залежностей, але і як величина, покроково зміна якої визначає сімейство температурних характеристик. Зокрема, аргументом може бути відносна температура транзистора диференціального каскаду, що визначає різницеву температуру ΔT , а величиною, яка визначає сімейство температурних характеристик – абсолютна температура $TEMP$. Такі дослідження дозволяють визначити чутливість сенсора до різничевої температури у разі зміни абсолютної температури. Як це вже відзначалося, в SPICE моделях абсолютна температура задається в шкалі Цельсія, тобто, з фізичної точки, є температурою схеми загалом в градусах $^{\circ}\text{C}$.

Є можливим два алгоритми отримання сімейства температурних характеристик. У першому алгоритмі використовують другу змінну Variable 2, вказуючи Name: Temp та дискретні значення абсолютної температури. Другий алгоритм передбачає використання методу Stepping, при якому встановлюється тип параметра Parameter Type: Model. Вікно DC Analysis Limits з специфікованими двома змінними: Variable 1 (Auto) NPN BC337T та Variable 2 (List) T_REL_GLOBAL наведено на рис. 5, б.

Характерний приклад результатів таких досліджень наведено на рис. 6. Наведено температурну залежність колекторних струмів $I_c(Q_1)$, $I_c(Q_2)$ диференціального каскаду для трьох значень різниці температур транзисторів $\Delta T = [0, 5, 10]^{\circ}\text{C}$. Показано, що в першому наближенні колекторні струми є лінійними функціями абсолютної температури $TEMP$, причому за збільшення різниці температур транзисторів диференціального каскаду ΔT відповідно збільшується асиметрія колекторних струмів цих транзисторів.

Так, при зростанні температури транзистора Q_2 на $\Delta T = 10^{\circ}\text{C}$ його колекторний струм зростає з $\approx 2,3$ мкА до $\approx 3,3$ мА (при $TEMP = 0^{\circ}\text{C}$), а струм транзистора Q_1 відповідно спадає з $\approx 2,2$ мкА до $\approx 1,3$ мА. У першому наближенні можна вважати, що в наведеному прикладі результату дослідження (при $TEMP = 0^{\circ}\text{C}$) температурний коефіцієнт залежності колекторних струмів від абсолютної температури становить $\approx 0,5\% / ^{\circ}\text{C}$, а різниці цих струмів від різниці температур транзисторів - $\approx 10\% / ^{\circ}\text{C}$.

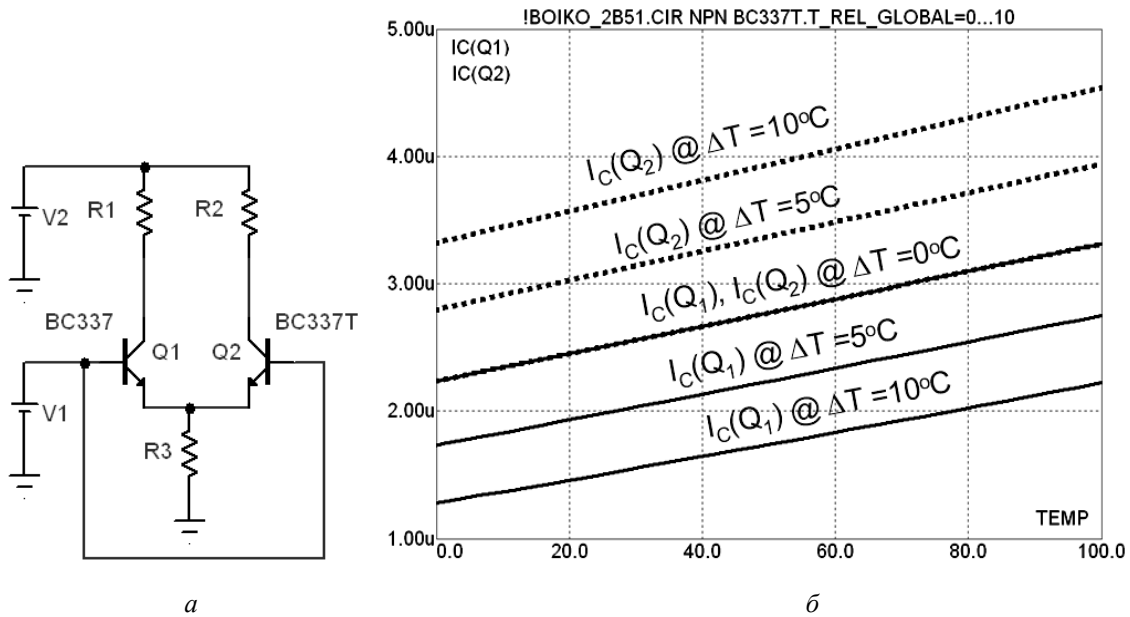


Рис. 6. Схема (а) та результат (б) дослідження температурної залежності колекторних струмів $I_C(Q_1)$, $I_C(Q_2)$ диференціального каскаду для трьох значень різниці температур транзисторів

Розглянемо алгоритм досліджень нелінійності температурних характеристик сигналів, за результатами вимірювання яких розраховують абсолютну та різницеву температури. Такий алгоритм передбачає використання як аргумент функціональних залежностей різницевої температури T_REL_GLOBAL . Так, на рис. 7 наведені залежності суми колекторних струмів $I_C(Q_1)+I_C(Q_2)$ та її похідної $DD(I_C(Q_1)+I_C(Q_2))$ від різниці температур T_REL_GLOBAL для трьох значень абсолютної температури $TEMP = [0, 50, 100]^\circ C$. Як це вже відзначалося, сума колекторних струмів є інформативним сигналом абсолютної температури. Результати аналогічних досліджень різниці колекторних струмів $I_C(Q_2)-I_C(Q_1)$, яка є інформативним сигналом різницевої температури ΔT , наведені на рис. 8.

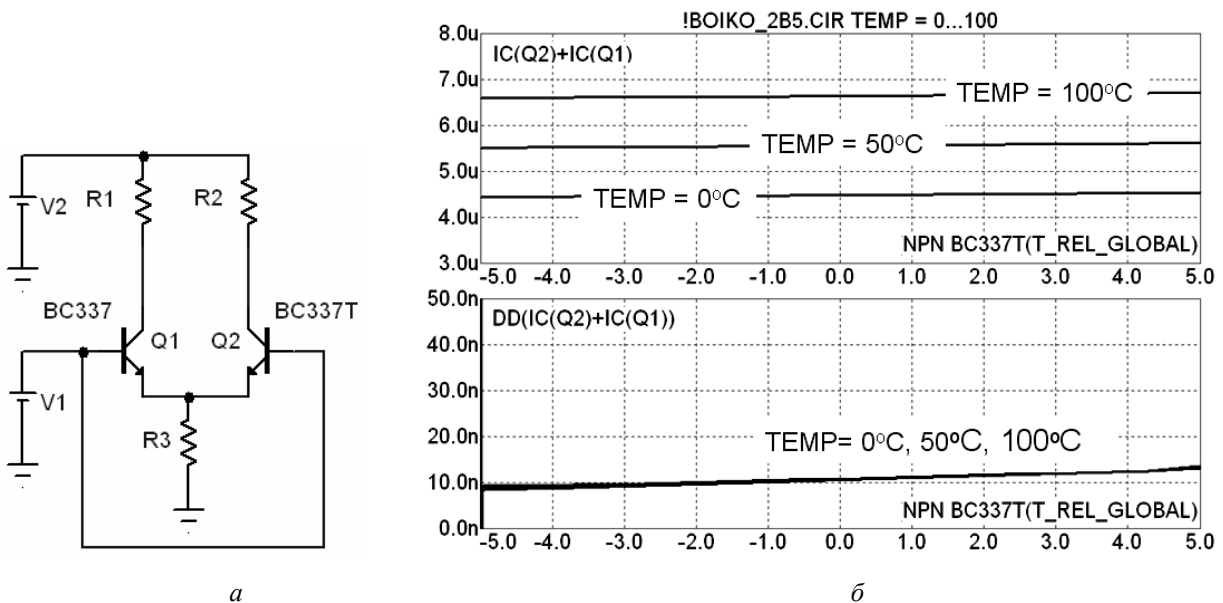


Рис. 7. Схема (а) та результат (б) дослідження суми колекторних струмів $I_C(Q_1)+I_C(Q_2)$ та її похідної $DD(I_C(Q_1)+I_C(Q_2))$ від різниці температур T_REL_GLOBAL

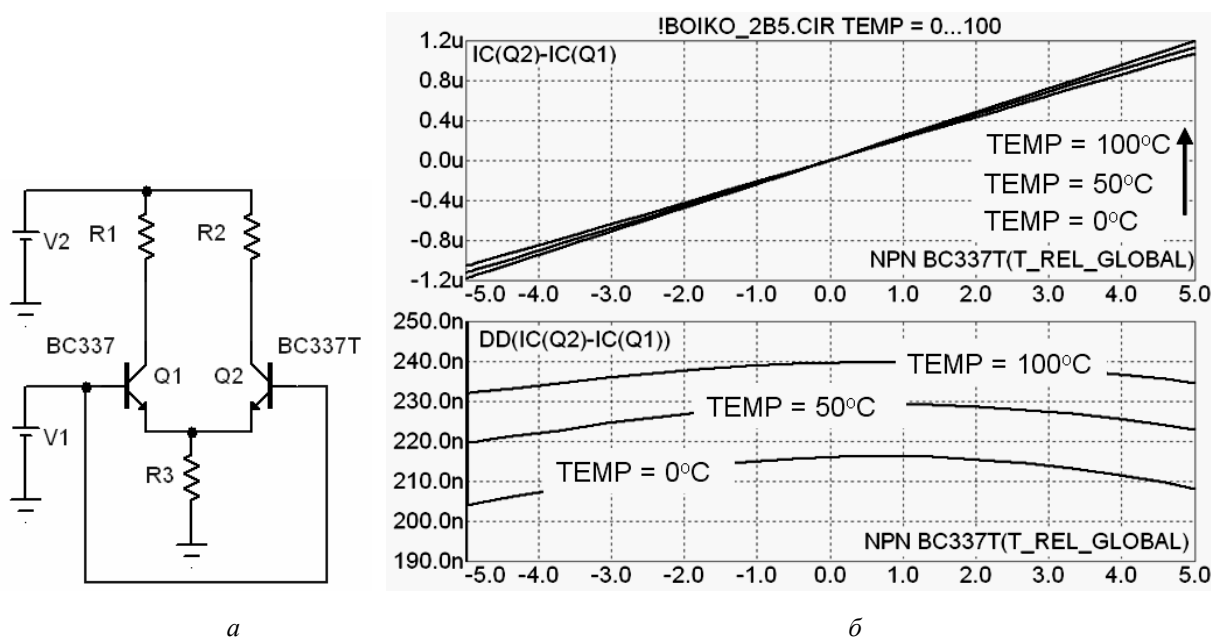


Рис. 8. Схема (а) та результат (б) дослідження різниці колекторних струмів $I_C(Q_2)-I_C(Q_1)$ та її похідної $DD(I_C(Q_2)-I_C(Q_1))$ від різниці температур T_REL_GLOBAL .

Принципово важливим результатом таких модельних досліджень є виявлена температурна залежність різниці колекторних струмів $d(\Delta I_C)/dT = d(I_C(Q_2)-I_C(Q_1))/dT = DD(I_C(Q_2)-I_C(Q_1))$, що є інформативним параметром різницевої температури ΔT , від абсолютної температури T (нижній графік рис. 8, б). Так, при $T_REL_GLOBAL = 0$ чутливість $DD(I_C(Q_2)-I_C(Q_1))$ зростає з ≈ 215 нА/°С при $TEMP = 0^\circ\text{C}$ до ≈ 240 нА/°С при $TEMP = 100^\circ\text{C}$. Таким чином виявлено паразитне зростання чутливості до різницевої температури на $\approx 1\%$ при збільшенні абсолютної температури на 10°C , що обумовлює відповідну нестабільність інформативного сигналу диференціального термометра.

Подальші дослідження показали можливість оптимізації режиму роботи диференціального каскаду сигнального перетворювача, що забезпечує мінімізацію вказаної нестабільності.

Оптимізація режиму роботи сигнального перетворювача

На основі вищенаведеного алгоритму та систематизованих результатів модельних досліджень виявлено істотну залежність нестабільності інформативного параметра $d(\Delta I_C)/dT = DD(I_C(Q_2)-I_C(Q_1))$ від режимів роботи транзисторів диференціального каскаду. Домінуючим параметром, який впливає на цю нестабільність, є опорна напруга V_{REF} на базових електродах транзисторів. Характерні приклади отриманих результатів дослідження за трьох значень опорної напруги $V_{REF} = 1$ В, 1,22 В, 1,5 В наведені на рис. 9, а систематизовані та зведені результати – на рис. 10.

Наведені результати досліджень показують, що має місце екстремальна залежність функції $d(\Delta I_C)/dT = f(V_{REF})$ – при $V_{REF} < V_{REF0}$ (де V_{REF0} – значення опорної напруги в точці екстремуму) чутливість до різницевої ΔT температури $d(\Delta I_C)/dT$ зростає при збільшенні абсолютної температури T , а при $V_{REF} > V_{REF0}$ – спадає. При $V_{REF} = V_{REF0}$ нестабільність $d(\Delta I_C)/dT$ від T прямує до нуля, причому для заданого типу транзистора (параметрів його моделі) V_{REF0} не залежить від інших режимів роботи диференціального каскаду, зокрема, напруги живлення, струму емітерного кола, опорів резисторів колекторних кіл тощо. Для цього типу транзистора (BC817 / BC337) оптимальним значенням опорної напруги є $V_{REF0} \approx 1,22$ В.

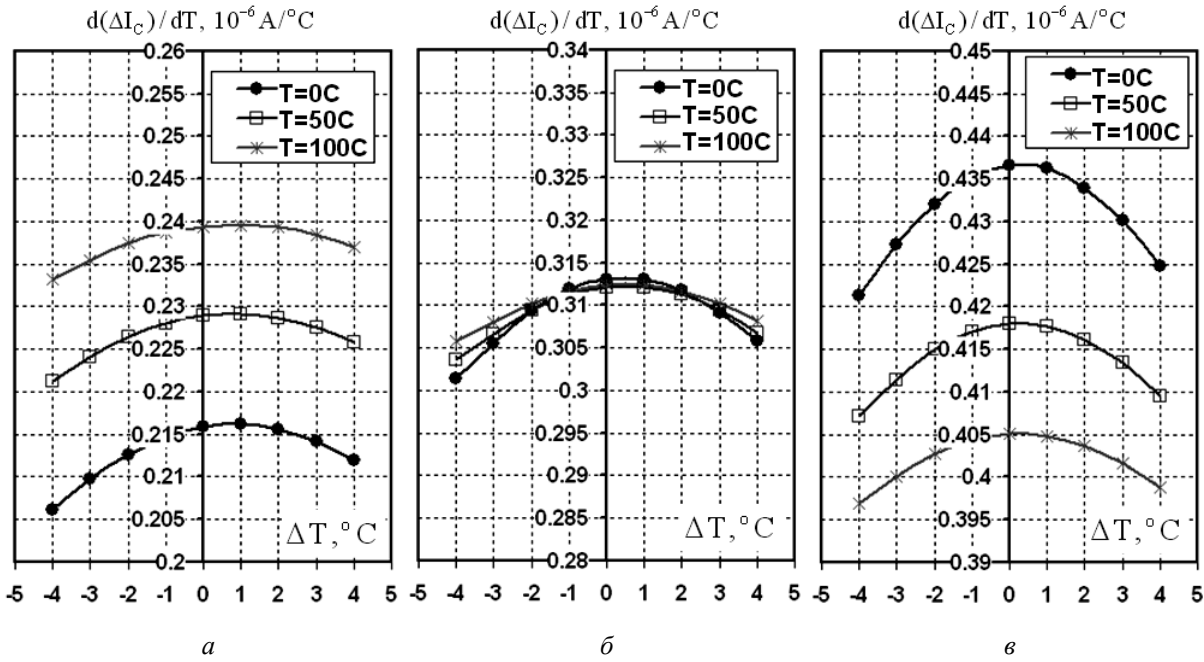


Рис. 9. Залежності $d(\Delta I_C)/dT$ при $V_{REF} = 1$ В (а), 1,22 В (б), 1,5 В (в)

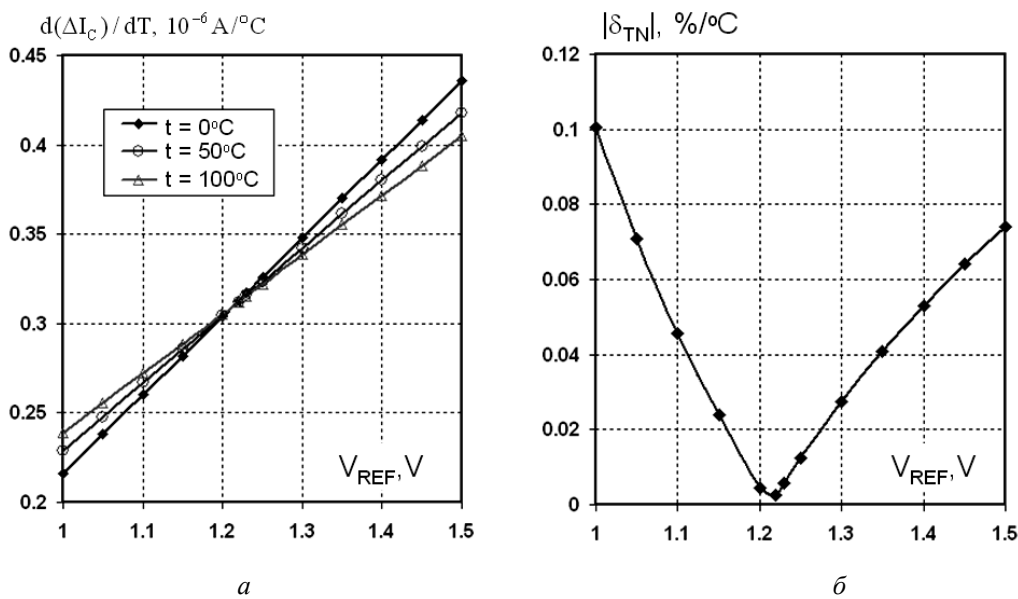


Рис. 10. Залежності $d(\Delta I_C)/dT$ (а) та $|\delta_{TN}|$ (б) від опорної напруги V_{REF}

На рис. 10, б наведено розрахунок модуля відносної похибки нелінійності функції перетворення диференціального термометра, яка визначалась за формулою

$$|\delta_{TN}| = \left| \frac{\frac{d(\Delta I_C)}{dT}[100^\circ\text{C}] - \frac{d(\Delta I_C)}{dT}[0^\circ\text{C}]}{100 \cdot \frac{d(\Delta I_C)}{dT}[50^\circ\text{C}]} \right| \cdot 100\% \text{ при } \Delta T = 0^\circ\text{C}.$$

Подальшими численними дослідженнями сигнального перетворювача на деяких інших біполярних транзисторах, що можуть використовуватися в диференціальних термометрах, зокрема у вимірювальних пристроях ДСК, показано незначний вплив параметрів цих транзисторів на

оптимальне значення опорної напруги V_{REF0} . Для всіх досліджених транзисторів це оптимальне значення перебуває в доволі вузьких межах - $V_{REF0} = 1,20-1,25$ В. Отже, показана можливість оптимізації режиму роботи сигнального перетворювача диференціальних сенсорів температури.

Висновки

Наведено алгоритм SPICE моделювання та оптимізації режимів роботи диференціального сенсора температури на біполярних транзисторах. Сигнальний перетворювач сенсора реалізовано за схемою диференціального каскаду, яка дозволяє сформувати набір сигналів, що є інформативними параметрами, як диференціальної (різницевої), так і абсолютної (усередненої) температури. Інформативним сигналом диференціальної температури є різниця колекторних струмів транзисторів $\Delta I_C(T) = I_{C2}(T) - I_{C1}(T)$, що зумовлена відповідною різницею температур транзисторних структур диференціального каскаду. Інформативним сигналом абсолютної температури є сумарний колекторний струм транзисторів $\Delta I_{C\Sigma}(T) = I_{C1}(T) + I_{C2}(T)$.

Виявлена істотна залежність нестабільності чутливості $d(\Delta I_C)/dT$ від режимів роботи транзисторів диференціального каскаду. Зокрема, показано паразитне зростання чутливості $d(\Delta I_C)/dT$ на $\approx 1\%$ за збільшення абсолютної температури на 10°C , що обумовлює відповідну нестабільність інформативного сигналу диференціального термометра.

Показано, що домінуючим параметром, який впливає на нестабільність $d(\Delta I_C)/dT$, є опорна напруга V_{REF} на базових електродах транзисторів. Має місце екстремальна залежність функції $d(\Delta I_C)/dT = f(V_{REF})$ – при $V_{REF} < V_{REF0}$ чутливість $d(\Delta I_C)/dT$ зростає у разі збільшення абсолютної температури T , а при $V_{REF} > V_{REF0}$ – спадає. При $V_{REF} = V_{REF0}$ нестабільність $d(\Delta I_C)/dT$ прямує до нуля, причому для заданого типу транзистора оптимальне значення V_{REF0} не залежить від інших режимів роботи диференціального каскаду і перебувають у межах $V_{REF0} = 1,20$ В– $1,25$ В.

- [1] Pertijs, M.A.P.; Niederkorn, A.; Xu Ma; McKillop, B.; Bakker, A.; Huijsing, J.H. A CMOS smart temperature sensor with a 3σ inaccuracy of $\pm 0.5^\circ\text{C}$ from -50°C to 120°C // IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 40, Issue 2 (2005) 454–461.
- [2] Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. Готри З., Голяки Р. / Вид. Державного університету "Львівська політехніка", Львів, 1999.
- [3] Gotra Z.Yu., Holyaka R.L., Khalavka A.I. et al. Application of the heat-transfer process to monolithic low-frequency IC design // Journal of Electrical Engineering, Vol.48, № 11-12 (1997) 307-311.
- [4] Sosna, C.; Buchner, R.; Lang, W. A Temperature Compensation Circuit for Thermal Flow Sensors Operated in Constant-Temperature-Difference Mode // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 59, Issue 6 (2010) 1715–1721.
- [5] Готра З.Ю., Павлов С.В., Голяка Р.Л. та ін. Мікроелектронні сигнальні перетворювачі теплових сенсорів потоку: монографія / ВНТУ, Вінниця, 2012.
- [6] Behme Robert, Brooke Dana. Heat of Fusion measurement of a low melting polymorph of carbamazepine that undergoes multiple phase changes during DSC analysis // J. Pharm Sci., Vol 80, Issue 10 (2006) 986-990.
- [7] Bruce Cassel, Robert Packer. Modulated Temperature DSC and the DSC 8500: A Step Up in Performance // PerkinElmer, Inc. <http://las.perkinelmer.com/>
- [8] Левицкий Д. И. Применение метода дифференциальной сканирующей калориметрии для структурно-функциональных исследований мышечных белков // Успехи биологической химии, Т. 44 (2004) 133-170.
- [9] Жнякина Л.Е., Мощенский Ю.В., Ткаченко М.Л. и др. Система дифференциальной сканирующей калориметрии для исследования лекарственных объектов // Химико-фармацевтический журнал, № 11 (2005) 46-49.
- [10] Micro-Cap 7.0, 8.0, 9.0 Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. Spectrum Software. 2001, 2005, 2008. www.spectrum-soft.com.
- [11] Голяка Р.Л., Бойко О.В., Дорош Н.В., Ільканич В.Ю. Транзисторний вимірювальний перетворювач біомедичного диференційного скануючого калориметра // Матеріали Науково-практичної конференції з міжнародною участю "Сучасні проблеми медичної інформатики", 2013. – С. 127–131.

- [12] Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Бойко О.В. Модельні дослідження характеристик диференційних сенсорів температури на транзисторних структурах // Матеріали III-ї міжнародної науково-практичної конференції “Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки”, 24–26 жовтня 2013 р., Чернівці, Україна, С. 179.
- [13] Zenon Hotra, Oksana Boyko, Roman Holyaka. Model Research of the Calorimetric Sensor Scheme Based on a Transistor Transducer // Proceedings of the XII International Conference “Modern problems of radio Engineering, telecommunications, and computer science”, Lviv-Slavske, Ukraine, 2014, p. 323-324.
- [14] Transistor BC817 / BC337 SPICE model, http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/BC817-25LT1.SIN.
- [15] Michiel A.P. Pertijs, Johan H. Huijsing. Precision temperature sensors in CMOS technology, Springer, 2006, 301 p.

TRANSDUCER CHARACTERISTIC SIMULATION OF DIFFERENTIAL TEMPERATURE SENSOR ON BIPOLAR TRANSISTOR

Z. Yu. Hotra¹, R. L. Holyaka¹, O. V. Boyko²

¹Lviv Polytechnic National University, Electronic Devices Department

²Danylo Halytsky Lviv National Medical University,
Department of medical informatics

Ó Hotra Z. Yu., Holyaka R. L., Boyko O. V., 2014

The SPICE simulation and optimization algorithm of a differential temperature sensor based on bipolar transistors is presented. The signal transducer of the sensor is implemented on a differential stage. A significant dependence of the sensor's sensitivity from differential stage transistor modes is revealed. It is shown that the dominant parameter that affects informative signal of differential temperature is a reference voltage on transistors base electrodes. The optimum value of the reference voltage are within $V_{REF0} = 1.20$ V...1.25 V.

Key words: temperature sensor, SPICE model, differential scanning calorimeter, biomedical electronics.