

Джерела стабільного струму для багаторозрядних АЦП і ЦАП

Олексій Азаров, Максим Обертюх
кафедра обчислювальної техніки,
Вінницький національний технічний університет
Вінниця, Україна
azarov2@vntu.edu.ua

Constant current sources for multibit ADC and DAC

Olexiy Azarov, Maxim Obertuh
Department of Computer Technique
Vinnytsia National Technical University
Vinnytsia, Ukraine,
azarov2@vntu.edu.ua

Анотація—в роботі проаналізовано схеми термостабільних двополюсних джерел постійного струму, визначено їх переваги та недоліки. Запропоновані методи дозволяють отримувати термостабільний струм в достатньо широких діапазонах на виході схеми. Наведено аналітичні вирази, що описують функціонування запропонованих схем та демонструють можливість отримання низького температурного дрейфу. Результати розрахунків на основі аналітичних виразів підтверджено шляхом комп'ютерного моделювання.

Abstract—in this article authors analyze schemes of thermo-stable two-polar constant current sources also identify their advantages and disadvantages. The proposed methods allow obtaining the thermo-stable current and reference voltage in wide ranges. The authors give analytical expressions which describing the operation of the proposed schemes and demonstrate the possibility of obtaining a low temperature drift. Result of calculations based on the analytical expressions is confirmed by computer simulation.

Ключові слова—ДПС, термостабільність, компенсація, схемотехнічне моделювання, температурний дрейф.

Keywords—CCS, stability, compensation, circuit simulation, temperature drift.

I. ВСТУП

Джерела постійного струму (ДПС) використовуються в різних електронних пристроях: підсилювачах постійного струму [1], АЦП, ЦАП [2], пристроях вибірки-зберігання аналогових сигналів, стабілізаторах напруги та інших. При цьому точносні та температурні характеристики

останніх залежать від аналогічних характеристик ДПС.

У деяких випадках ДПС повинні відповідати досить жорстким вимогам щодо їх температурної стабільності та внутрішнього опору. У багатьох науково-технічних літературних джерелах, наприклад, [3] викладено принципи побудови цих елементів. Водночас, публікацій, в яких розглядається побудова двополюсних схем джерел струму кільцевого типу є небагато [4]. Одним із підходів щодо побудови найпростіших двополюсних схем джерел струму є використання кільцевої структури на базі стабілітронів. Проте такі схеми є неекономічними внаслідок застосування двох стабілітронів з опорною напругою на рівні 5,5...9,0 В та мінімальною напругою живлення не менше 12 В і отже великою споживаною потужністю. Досліджень з покращення їх температурної стабільності зовсім обмаль. Тому тема статті, в якій аналізуються можливості побудови термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу, є актуальною.

II. ВАРІАНТИ ПОБУДОВИ ТЕРМОСТАБІЛЬНИХ ДПС КІЛЬЦЕВОГО ТИПУ

У зв'язку з вищевказаним існує науково-технічна задача створення нових схем двополюсних ДПС кільцевого типу за умови зниження мінімальної напруги живлення і споживаної потужності, відповідно. Крім цього важливою характеристикою є температурна стабільність [8].

Розглянемо методи побудови термокомпенсованих ДПС із мінімальною напругою живлення. На рисунку 1 показано два варіанти побудови двополюсних ДПС кільцевого

типу. Елементи цих схем формують єдиний кільцевий контур, охоплений додатним зворотним зв'язком, тому треба вживати заходи, щоб глибина зворотного зв'язку χ була менше 1, інакше це приведе до тригерних ефектів і автоматичного виходу схеми з робочого режиму.

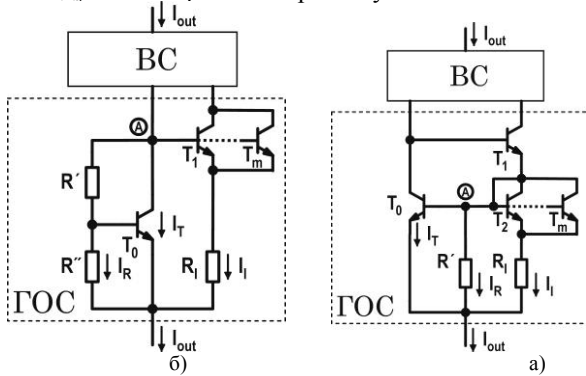


Рис. 1. Схеми термокомпенсованих джерел постійного струму кільцевого типу з низькою напругою живлення: а — $U_{ж} \geq 2,0$ В; б — $U_{ж} \geq 2,3$ В;

Схему, що реалізує перший метод, показано на рис. 1а. Вона містить термокомпенсований генератор опорного струму (ГОС) і відбивач струму (ВС). ГОС побудовано на біполярних транзисторах T_0 і T_1-T_m , де m – їх число, дільнику напруги на резисторах R' і R'' та струмозадаючому резисторі R_i . ВС забезпечує співвідношення струмів як $I:n$, де n – ціле число.

Падіння напруги на р-п переході визначається формулою Шоклі[9]:

$$U_{p-n} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_S} \right), \quad (1)$$

де $\phi_T = kT/q$ – термопотенціал, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – стала Больцмана, T – абсолютна температура, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона, I – струм через р-п перехід, I_S – зворотній струм насичення р-п переходу, згідно [9], значення якого дорівнює:

$$I_S = I_{S0} \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}},$$

де I_S – емпірично визначаєма константа, $E_g = 1,11$ еВ – ширина забороненої зони р-п переходу, звідки:

$$U_{p-n} = \frac{E_g}{q} + \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_{S0} \cdot T^3} \right). \quad (2)$$

У діапазоні робочих температур і струмів звичайних діодів і транзисторів значення $I/(I_{S0} \cdot T^3)$ менше одиниці і відповідний логарифм є від'ємним, звідки витікають два наслідки – напруга на р-п переході зменшується зі збільшенням температури і чим менше струм I , тим її дрейф по модулю більше.

Через перехід колектор-емітер T_0 протікає струм I_T , внаслідок чого на резисторі R'' утворюється падіння напруги U_{BET0} , відповідно (1):

$$U_{BET0} = \phi_T \cdot \ln \left(\frac{I_T}{I_S} \right),$$

і формується струм $I_R = U_{BET0}/R''$. Водночас на колекторі T_0 з'являється напруга

$$U_A = \left(I + \frac{R'}{R''} \right) \cdot \phi_T \cdot \ln \left(\frac{I_T}{I_S} \right),$$

яка подається на бази транзисторів T_1-T_m . Струм через переходи емітер-база цих транзисторів буде дорівнювати $(I_R + I_T)/(m \cdot n)$. При цьому падіння напруги на переходах база-емітер цих транзисторів буде складати:

$$U_{BET1} = \phi_T \cdot \ln \left(\frac{I_T + I_R}{n \cdot m \cdot I_S} \right).$$

Залежно від значення R'' струм I_R може бути більшим чи меншим I_T . При підборі відповідних n , m та I_R (наприклад при завданні $I_R < I_T$ і $(m \cdot n) > 2$) струм $(I_R + I_T)/(m \cdot n)$ буде меншим I_T і отже відповідно (2) температурний дрейф U_{BET1} буде більшим U_{BET0} , але напруга в точці А – $U_A = (I + R'/R'') \cdot U_{BET0}$ і відповідно температурний дрейф будуть більшими в $(I + R'/R'')$ разів U_{BET0} . Підбираючи величини n , m , R' , R'' можна досягти рівності температурних дрейфів

$\Delta U_A(T) = \Delta U_{BET0}(T)$. Таким чином виникає можливість сформулювати термостабільний опорний струм через резистор R_i : $I_i = (U_A - U_{BET0})/R_i$, де дрейфи окремих елементів взаємокомпенсуються.

У випадку застосування інтегральних транзисторів типу NFA3046/3096/3127/3128 фірми Intersil [10] і заданого $I_{OUT} \approx 1$ мА, $n=2$, $m=5$ потрібні номінали резисторів: $R' = 1,234$ кОм; $R'' = 8,89$ кОм; $R_i = 492$ Ом. Температурний дрейф $\Delta I_{OUT}(T)$, отриманий шляхом комп'ютерного моделювання за допомогою програми MicroCAP 9, показано у вигляді графіка на рис. 2, крива 1. Аналіз отриманого результату в діапазоні температур – $50 \dots 50^\circ\text{C}$, показує, що $\delta I_{OUT}(T) = \Delta I_{OUT}(T)/I_{OUT} \leq 0,05\%$, це дає можливість використовувати це джерело струму у прецизійних електронних пристроях.

Схему, що реалізує другий метод, показано на рис. 1б. Вона також містить термокомпенсований ГОС і відбивач струму. ГОС побудовано на біполярних транзисторах T_0 , T_1 і T_2-T_m , де m – їх кількість, балансовому резисторі R' та резисторі R_i , що задає струм. ВС забезпечує співвідношення струмів як $I:n$, де n – ціле число.

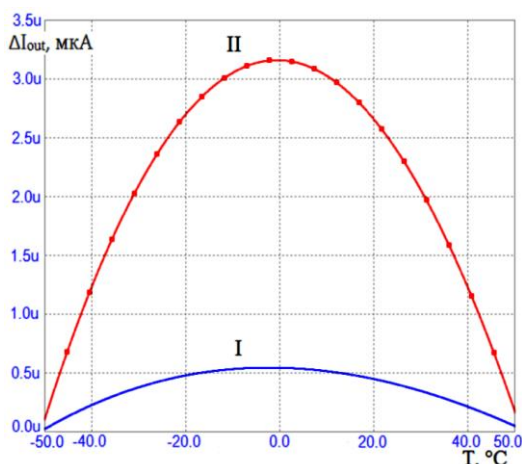


Рис. 2. Графіки абсолютного температурного дрейфу $\Delta I_{OUT}(T)$ термокомпенсованих джерел струму для схем: I — $U_{SMIN} \geq 2,0$ В; II — $U_{SMIN} \geq 2,3$ В

Через перехід колектор-емітер T_0 протікає струм I_T , при цьому на резисторі R' виникає падіння напруги U_{BETO} . Згідно (1) маємо напругу:

$$U_{BETO} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_T}{I_S}\right),$$

яка подається на бази транзисторів T_2-T_m . При цьому на резисторі R' формується струм $I_R = U_{BETO}/R'$. Струм через транзистори T_2-T_m буде дорівнювати $(I_T/n - I_R)/m$. При цьому падіння напруги на переходах база-емітер цих транзисторів буде складати:

$$U_{BET2} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_T/n - I_R}{m \cdot I_S}\right).$$

Струм $(I_T/n - I_R)/m$ завжди буде меншим I_T і отже відповідно (2) температурний дрейф переходу база-емітер транзисторів T_2-T_m U_{BET2} буде більшим U_{BETO} . Таким чином зі зростанням температури напруга U_{BETO} та струм $I_R = U_{BETO}/R'$ на резисторі R' буде зменшуватися, а напруга $(U_{BETO} - U_{BET2})$ та струм $I_I = (U_{BETO} - U_{BET2})/R_I$ на резисторі R_I збільшуватися. Підбираючи значення n , m , R' , R_I можна досягти рівності температурних дрейфів $\Delta I_R(T) = \Delta I_I(T)$. Таким чином виникає можливість сформувати термостабільний опорний струм $(I_R + I_I)$, де температурні дрейфи окремих струмів взаємокомпенсуються.

При застосування інтегральних транзисторів типу HFA3046/3096/3127/3128 та задаючи $I_{OUT} \approx 1$ мА, $n=1$, $m=5$ потрібні резистори з номіналами: $R' = 2,89$ кОм; $R_I = 285$ Ом. За допомогою комп'ютерного моделювання (програми МісгоСАР 9) визначено, що температурний дрейф $\Delta I_{OUT}(T) \approx 3,5$ мкА (він представлений у вигляді графіка на рис. 2, крива II). Аналіз результатів отриманих діапазоні $-50...50^\circ\text{C}$, показує, що $\delta I_{OUT}(T) = \Delta I_{OUT}(T)/I_{OUT} \leq 0,35$.

III. ВИСНОВКИ

Доведено, що запропоновані методи побудови дозволяють створювати термокомпенсовані двополосні ДПС кільцевого типу.

У рамках розглянутих методів побудови двополосних ДПС розглянуто базові схеми пристроїв, які забезпечують їх функціонування в широкому температурному діапазоні і отримано аналітичні вирази, що описують характеристики цих схем.

Здійснено комп'ютерне моделювання статичних характеристик запропонованих ДПС, зокрема, внутрішніх опорів, температурного дрейфу струмів, оцінено похибки їх функціонування в широкому температурному діапазоні. Отримані характеристики підтверджують адекватність аналітичних виразів і доводять можливість досягнення високих точносних показників указаних пристроїв.

ЛИТЕРАТУРА REFERENCES

- [1] Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються : монографія / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011. — 156 с.
- [2] Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю : монографія / О. Д. Азаров. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. — 232 с.
- [3] А. С. 1256147, МПК H03F 3/45. Источник тока / А. Д. Азаров, В. Я. Стейскал, В. П. Марценюк, С. М. Шушляпин (СССР). — No 3863416/24-09 ; заявл. 04.03.1985 ; опубл. 07.09.1986 , Бюл. No 33. — 2 с. : черт.
- [4] Джонс М. Х. Электроника — практический курс / М. Х. Джонс. — М. : Техносфера, 2013. — 512 с.
- [5] Alan V. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design. — New Jersey : John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts, 2002. — 912 p.
- [6] Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство = Halbleiter- Schaltungstechnik (Funfte, uberarbeitete Auflage) / Перевод с нем. под ред. д-ра техн. наук А. Г. Алексенко. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
- [7] Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем / А. Б. Гребен — М. : Энергия, 1976. — 256 с.
- [8] Азаров О. Д. Термокомпенсовані двополосні джерела постійного струму кільцевого типу / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, М. Р. Обертюх // Вісник вінницького політехнічного інституту. - В. ВНТУ, 2017. - № 1(130). - С.78-84.
- [9] Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн. 1. Пер. с англ. - 2-е перераб. и доп. изд. - М.: Мир, 1984. - 456 с., ил.
- [10] Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note, Intersil, 1994. — 5 p.
- [11] Азаров О. Д. Джерело опорної напруги на основі генератора термостабільного струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, М. Р. Обертюх // Інформаційні технології та компютерна інженерія. - В. ВНТУ, 2017. - № 1(38). - С.41-47.
- [12] Теоретичні основи комп'ютерних напівпровідникових електронних компонентів : навч. посіб. / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, Т. Г. Сапсай, В. П. Тарасенко. — Вінниця : ВНТУ, 2015. — 134 с.