

УДК 621.3

**С. І. Мельничук, д. т. н., проф.; М. Р. Обертюх, д. ф.; О. Г. Муращенко,
к. т. н., доц.**

ТЕРМОКОМПЕНСОВАНІ ДЖЕРЕЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ДЛЯ СТРУМОВИХ ЦАП

Джерела опорної напруги та опорного струму є невід'ємною частиною будь-яких електронних схем. Особливо важливу роль джерела опорної напруги та струму грають в аналогових схемах, від них залежать багато кількісних параметрів роботи схем. Наприклад в аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачах значення повної шкали визначається опорним джерелом напруги. Сьогодні існує досить багато різноманітних підходів щодо побудови схем джерел постійного струму. Класичним варіантом побудови джерел опорної напруги є використання стабілітрону та ефектів зенеровського (тонельного) і лавинного пробію у ньому при зворотній напрузі зміщення. Зенеровський пробій відбувається за напруги менше п'яти вольт і має негативний температурний коефіцієнт, лавинний пробій відбувається при вищих напругах і має позитивний температурний коефіцієнт. За напруги пробію в діапазоні від п'яти до восьми вольт його сумарний позитивний ТКН дорівнює приблизно негативному ТКН діода, зміщеного в прямому напрямку. Джерела опорної напруги, визначаються напругою забороненої зони кремнію (бандгапи), забезпечують хороший ТКН при низьких напругах живлення. У схемі для досягнення термокомпенсації використовуються узгоджені транзистори з різницею в щільності струмів, що протікають через них. Метод формування опорної напруги забороненої зони привабливий для реалізації через порівняльну простоту, і низький рівень шумів. В статті запропоновано новий підхід до побудови термостабільних джерел опорного струму на основі біполярних транзисторів з використанням напруги забороненої зони напівпровідника та струмових дзеркал. В роботі здійснено схемотехнічний аналіз статичних характеристик запропонованих схем термокомпенсованих двополюсних джерел постійного струму кільцевого типу у заданому діапазоні температур та проаналізовані принципи завдяки яким досягається термокомпенсація. Здійснене комп'ютерне моделювання статичних характеристик вказаних генераторів опорного струму, таких як температурний дрейф струму, а також коефіцієнта стабілізації за зміни напруги живлення (навантажувальна здатність).

Ключові слова: *схемотехнічне моделювання, термостабільність, компенсація, генератор опорного струму.*

Вступ

У аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачах значення повної шкали визначається опорним джерелом. Низький рівень шумів та низький температурний коефіцієнт вихідного сигналу опорного джерела дуже важливий для продуктивності та високої роздільної здатності перетворювачів. Похибка ± 5 мВ джерела опорної напруги (ДОН) 5 відповідає абсолютній точності $\pm 0,1$ %, тобто 10 бітам. Температурний дрейф ДОН може становити більшу проблему, ніж абсолютна точність.

Актуальність

Сьогодні існує досить багато різноманітних підходів щодо побудови схем джерел постійного струму [1 – 4]. Найпростішим діодним ДОН є керований струмом діод, зміщений у прямому напрямку (або транзистор, включений як діод). Однак така схема ДОН має безліч недоліків: високий температурний коефіцієнт напруги (ТКН), приблизно $-0,3$ ррт/°С, чутливість до навантаження і мала гнучкість вихідної напруги (значення вихідної напруги належать ряду з кроком 600 мВ).

Іншим варіантом побудови ДОН є використання стабілітрону і в ньому може бути досягнута значно більша вихідна напруга. Зенерівський пробій відбувається при напругах

менше 5 В і має негативний температурний коефіцієнт, лавинний пробій відбувається при більш високих напругах і має позитивний температурний коефіцієнт. При нарузі пробою в діапазоні від 5 до 8 його сумарний позитивний ТКН приблизно дорівнює негативному ТКН діода, зміщеного в прямому напрямку. В результаті при певному струмі зсуву досягається сумарний ТКН порядку 100 ррт/°С. Але найкращі комбінації ТКН припадають на нестандартну напругу (наприклад, 6,2 В). Стабілітронні ДОН повинні працювати від джерела напруги, що значно перевищує 6 В, що перешкоджає їх застосуванню в системах з напруженнями живлення 5 В і менше. Крім того, ДОН, засновані на стабілітронах з малим ТКН, також мають значний рівень шуму, що є наслідком механізму пробою.

Розвиток джерел низької (< 5 В) опорної напруги, заснованих на нарузі забороненої зони кремнію [1 – 4], призвело до появи різноманітних інтегральних схем, які забезпечують хороший ТКН за низьких напруг живлення. У схемі для досягнення термокомпенсації використовуються узгоджені транзистори з різницею в щільності струмів, що протікають через них. Метод формування опорної напруги забороненої зони привабливий для реалізації в інтегральних схемах через порівняльну простоту, і відсутність стабілітронів і пов'язаних з ними шумів. А також ці ДОН працюють при низьких напругах живлення (менше 5 В). Тому тема статті, у якій аналізуються можливості побудови термокомпенсованих ДПС кільцевого типу, є актуальною

Мета цієї статті – запропонувати й проаналізувати нові методи побудови схем термокомпенсованих джерел постійного струму (ДПС) кільцевого типу підвищеної термостабільності побудовані з використанням властивостей ширини забороненої зони напівпровідника.

Задачі

1. Запропонувати та проаналізувати нові методи побудови термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу з використанням властивостей ширини забороненої зони напівпровідника.
2. Здійснити схемотехнічний аналіз статичних характеристик запропонованих схем термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу у заданому діапазоні температур.
3. Здійснити комп'ютерне моделювання статичних характеристик вказаних генераторів опорного струму, таких як температурний дрейф струму ДПС, а також коефіцієнт стабілізації за зміни напруги живлення (навантажувальна здатність).

Розв'язання задач

Схема ДПС із простою компенсацією температурного дрейфу показана на рис. 1а [5 – 6]

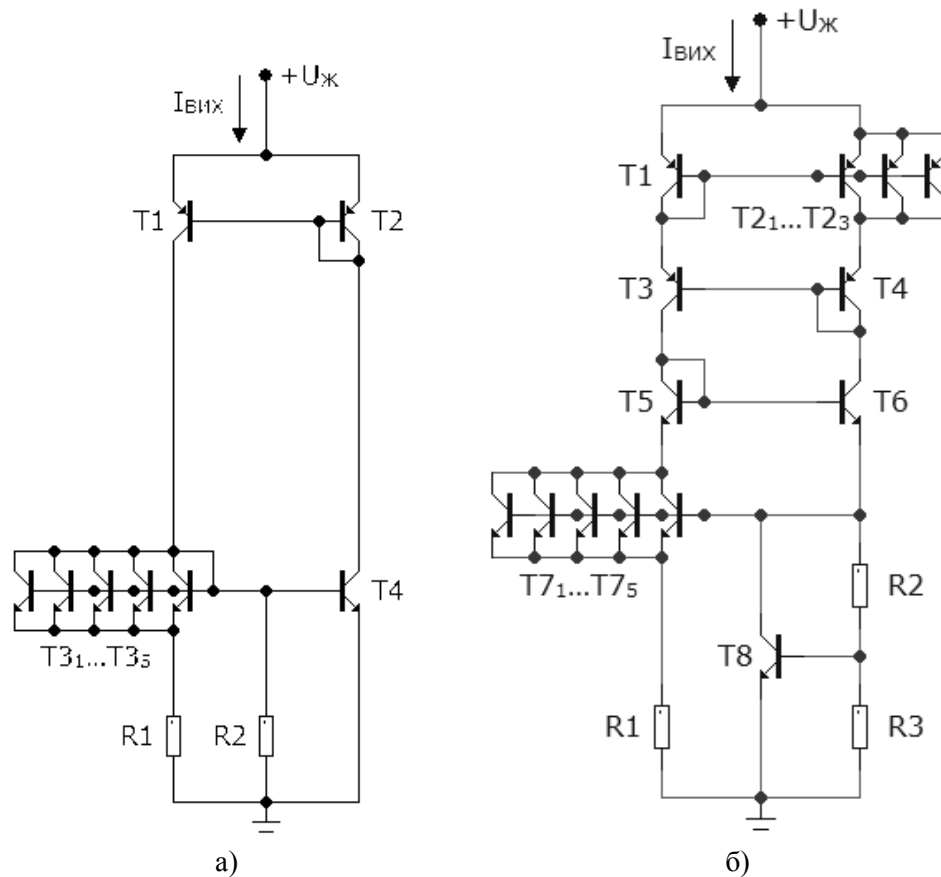


Рис. 1. Принципові схеми ДПС: а) із простою компенсацією температурного дрейфу; б) з покращеною компенсацією температурного дрейфу

Опишемо роботу схеми, зображеної на рис. 1а. Струм протікає через транзистор Т4 за допомогою струмового дзеркала на транзисторах Т1 і Т2 передається на паралельно з'єднані резистор R2 і ланцюг складається з послідовно з'єднаних резистора R1 і групи транзисторів Т3₁₋₅. Транзистори Т3_і з'єднані паралельно для зменшення струму, що протікає через них. Таким чином, струм, який протікає через кожен транзистор Т3_і буде приблизно в десять разів менше, ніж струм, що протікає через транзистор Т4. Залежність напруги на р-п переході від струму через нього визначається формулою [7]:

$$\text{для } I > I_T \quad U \approx \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I}{I_T}\right). \quad (1)$$

Значення теплового струму задається формулою [7]:

$$I_T = I_{T0} \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{q \cdot E_G}{k \cdot T}}, \quad (2)$$

де k – постійна Больцмана, q – заряд електрона, T – абсолютна температура, I_T – тепловий струм р-п переходу. I_{T0} – деяка константа, E_G – напруга забороненої зони напівпровідника. Підставляючи це значення в попередній вираз, отримуємо:

$$U = \frac{k \cdot T}{q} \cdot (\ln(I) - \ln(I_{T0}) - 3 \cdot \ln(T)) + E_G. \quad (3)$$

Знайдемо похідну від цієї функції, що визначає швидкість зміни напруги з температурою (за умови постійного струму через р-п перехід):

$$\text{для } I \approx \text{const} \quad \frac{dU}{dT} = \frac{k}{q} \cdot (\ln(I) - \ln(I_{T0}) - 3 \cdot \ln(T) - 3). \quad (4)$$

Похідна буде мати негативне значення (напруга на р-п переході зменшується зі зростанням температури) і виходячи з цієї формули можна бачити, що чим менше струм протікає через р-п перехід тим вона буде менше (напруга буде меншати швидше).

За умови досягнення термокомпенсації струм через транзистор Т4 залишатиметься постійним. Звідки випливає, що напруга на резисторі R2 і струм через нього будуть спадати зі зростанням температури і задаватися формулою (3). Оскільки напруга на емітерних переходах транзисторів Т3_i буде зменшуватися швидше (за умови незмінності струму, що протікає), ніж на емітерному переході транзистора Т4 за рахунок значно меншого струму, що протікає (як було зазначено раніше), то напруга на резисторі R1 і струм через нього будуть зростати:

$$U_{R1} = U_{beT4} - U_{beT3} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot (\ln(I_{T4}) - \ln(I_{T3})) \quad (5)$$

Таким чином, зменшення струму через резистор R2 зі зростанням температури буде компенсуватися збільшенням струму через резистор R1, і при відповідному підборі резисторів R1 і R2 сумарний струм джерела струму не залежатиме від температури. Підібравши номінали відповідних резисторів можна досягти повної компенсації.

На рис. 2а та рис. 2б зображено результати моделювання схеми у програмі MicroCap 11, у верхній частині рис. 2а показані зміни струмів через резистори R1, R2 і транзистор Т4, в нижній частині рис. 2а показані зміни напруги через р-п переходи транзисторів Т4 і Т3_i. На рис. 2б показана залежність вихідного струму ДПС від температури, максимальний температурний дрейф становить 3 мкА на 100°C (0,03 ppm/°C).

Ця схема дозволяє здійснити лише найпростішу компенсацію температурного дрейфа ДПС (як випливає з (4), (5) зі зростанням температури зменшення напруги на R2 буде прискорюватися, а зменшення напруги через R1 залишатиметься приблизно постійним). Окрім того, ця схема характеризується низьким вихідним опором (близько 13 кОм).

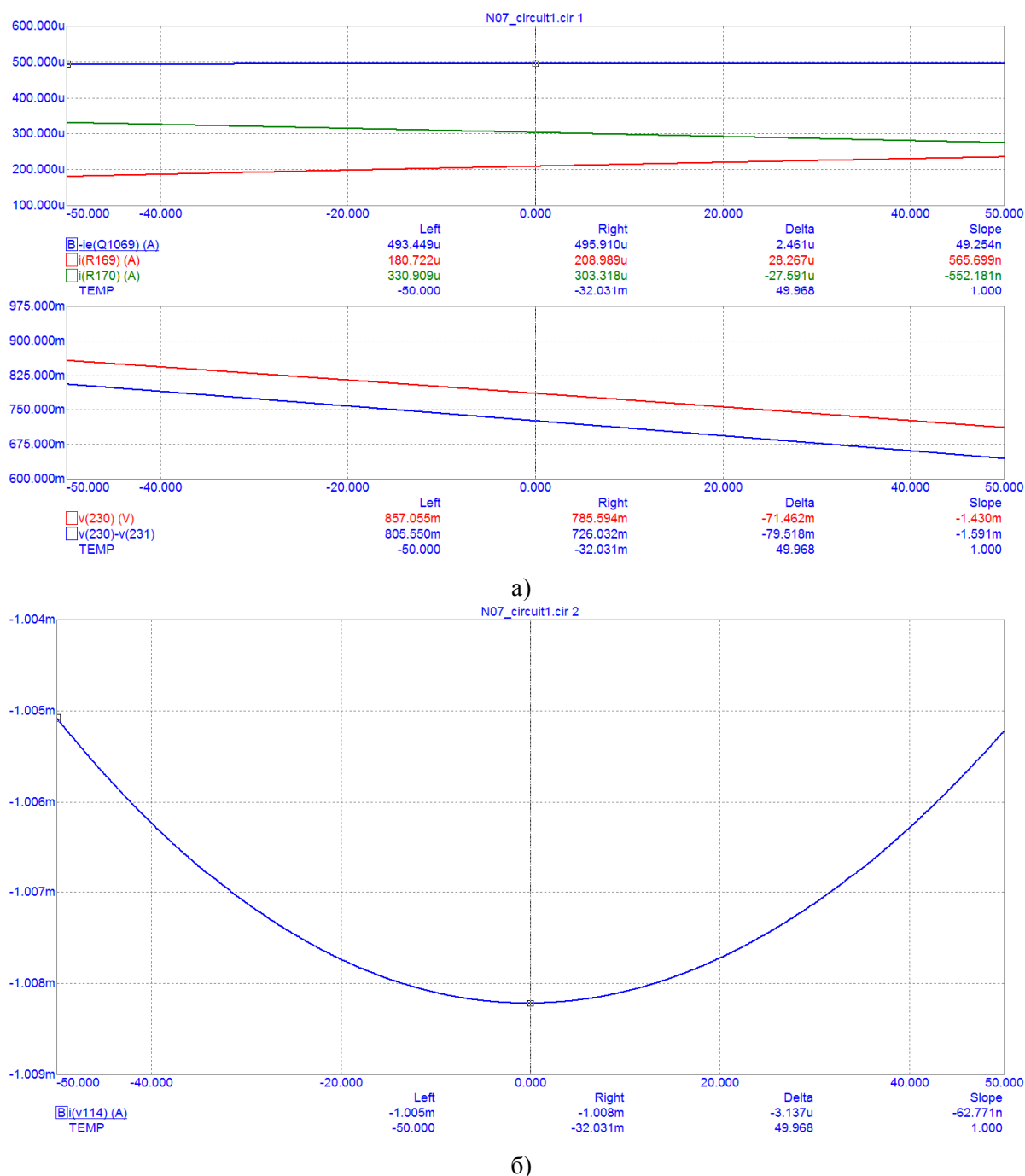


Рис. 2. ДПС із простою компенсацією температурного дрейфу: а) зміни струмів і напруг через р-п переходи елементів схеми; б) залежність вихідного струму від температури

Схема ДПС з покращеною компенсацією температурного дрейфу показана на рис. 16. Працює вона таким чином. Струм протікає через резистор R1 і транзистори T7₁₋₅ за допомогою струмового дзеркала на транзисторах T1 і T2₁₋₃ передається на паралельно з'єднані транзистор T8 і ланцюг, що складається з послідовно з'єднаних резисторів R2 і R3, резистивний ділянок утворений цими резисторами. Транзистори T7_i з'єднані паралельно для зменшення струму, що протікає через них. Паралельно з'єднані транзистори T3_j задають коефіцієнт відображення струмового дзеркала один до трьох (1:3). Таким чином струм протікає через кожен транзистор T7_i приблизно в десять разів менше, ніж струм, що протікає через транзистор T8. Каскоди на транзисторах T3, T4 і T5, T6 служать для визначення

вихідного опору схеми.

За умови досягнення термокомпенсації струм через резистор R1 і транзистори T7_i буде залишатися постійним. Звідки випливає, що напруги на базах транзисторів T7_i будуть спадати зі зростанням температури. Напруга на базі транзистора T8 складатиме:

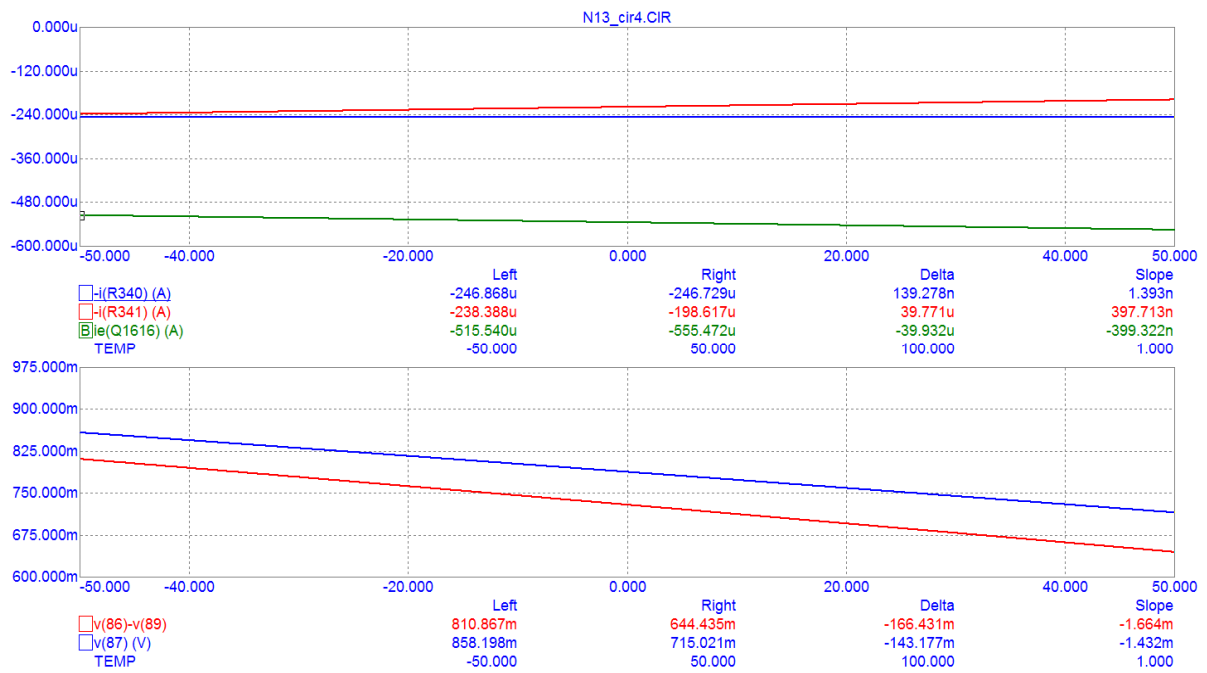
$$U_{R3} = \frac{R3}{R2 + R3} \cdot \left(R1 \cdot n \cdot I_{T7} + \frac{k \cdot T}{q} \cdot (\ln(I_{T7}) - \ln(I_{T0}) - 3 \cdot \ln(T)) + E_G \right) \quad (6)$$

Як можна бачити з вищенаведеної формули лише одна складова напруги зменшується з температурою. При цьому швидкість зменшення напруги на базі транзистора T8 буде менше ніж швидкість зміни напруги на р-п переході база-емітер транзистора T8 за умови незмінності струму через нього згідно (3). Результатом чого стане збільшення струму через транзистор T8 зі зростанням температури. Таким чином, зменшення струму через резистори R2 і R3 зі зростанням температури компенсуватиметься збільшенням струму через транзистор T8, і при відповідному підборі номіналів всіх резисторів сумарний струм джерела струму не залежатиме від температури.

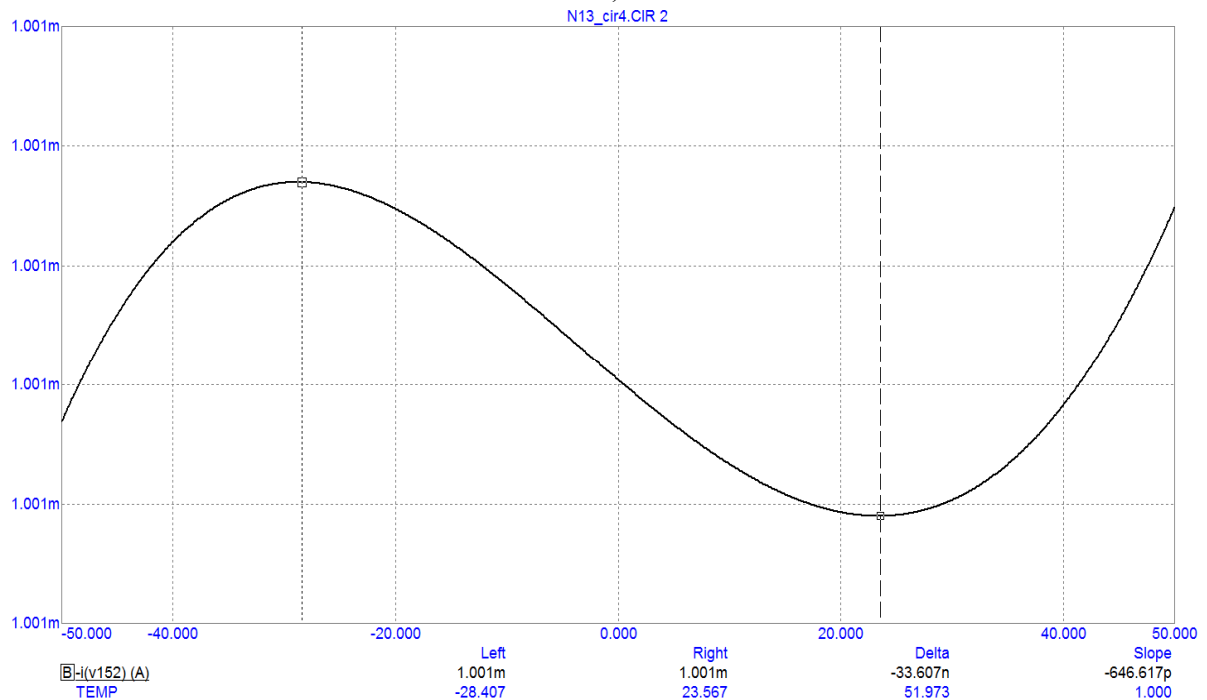
На рис. 3а та рис. 3б зображено результати моделювання схеми у програмі MicroCap 11. У верхній частині рис. 3а показані зміни струмів через резистори R1 та R3 транзистор T8, в нижній частині рис. 3а показані зміни напруги через р-п переходи транзисторів T8 і T7_i. На рис. 3б показана залежність вихідного струму ДПС від температури, максимальний температурний дрейф становить 33 нА на 100°C (0,0003 ppm/°C).

Ця схема дозволяє здійснити більш повну компенсацію температурного дрейфу ДПС (як впливає з (4) (6) зі зростанням температури швидкість зменшення напруги на ділянку R2, R3 буде прискорюватися, але швидкість збільшення напруги на T8 буде також прискорюватися). Таким чином можна досягти також компенсації прискорення зменшення струму через резистивний ділянку на R2 і R3, прискоренням збільшення струму через T8. Ця схема характеризується вищим вихідним опором (близько 505 кОм) з допомогою запровадження каскодів на транзисторах T3, T4 і T5, T6.

Схема ДПС із дуже гарною компенсацією температурного дрейфу показана на рис. 4а. Працює ця схема у значній частині подібно до попередньої. Струм протікає через резистор R4 і транзистори T11₁₋₅ за умови досягнення термокомпенсації залишатиметься постійним. Звідки випливає, що напруга на базах транзисторів T11_i зменшуватиметься зі зростанням температури. Вона ж буде надходити на резистивний ділянку утворений резисторами R2 і R3. Ці резистори задають робочу точку транзистора T12. Транзистори T11_i з'єднані паралельно для зменшення струму, що протікає через них. Як і в попередньому випадку (6) швидкість зменшення напруги на базі транзистора T12 буде меншою ніж швидкість зміни напруги на р-п переході база-емітер транзистора T12 за умови незмінності струму через нього згідно (3). Результатом чого стане збільшення струму через транзистор T12 зі зростанням температури. Струм транзистора T12 за допомогою струмового дзеркала на транзисторах T1, T2 і T10, T9 буде передаватися на ділянку резистивний утворений резисторами R2 і R3. Оскільки струмове дзеркало не абсолютно симетричне, то струм через транзистори T10 і T9 трохи буде розрізнятися (через T10 він буде менше) і відповідно будуть відрізнятися падіння напруги на їх емітерних р-п переходах і швидкість зміни останніх з температурою. Як наслідок цього через резистор R1 протікатиме залежний від температури струм. Каскоди на транзисторах T3-T5 і T6-T8 служать для збільшення вихідного опору схеми.



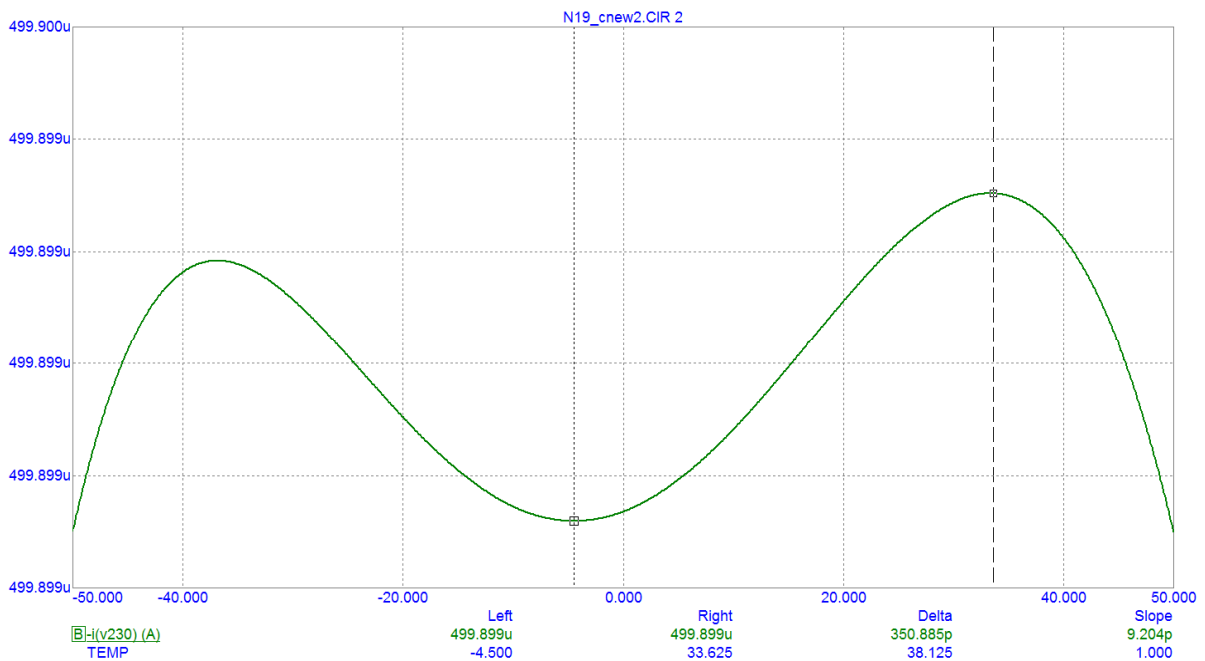
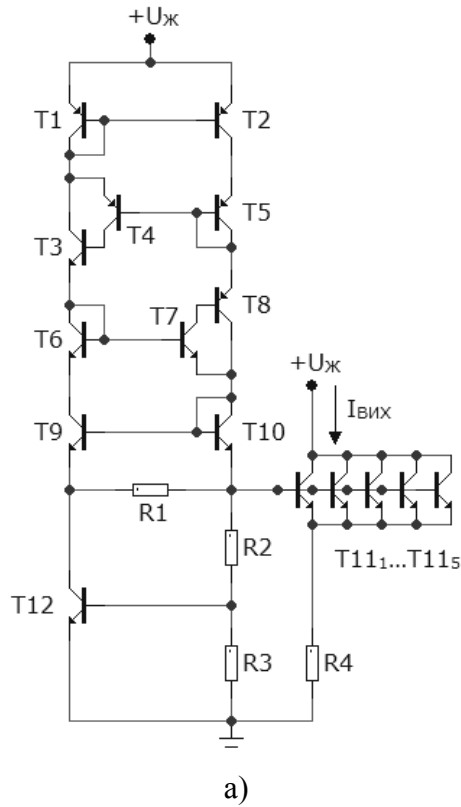
a)



б)

Рис. 3. ДПС з покращеною компенсацією температурного дрейфу: а) зміни струмів та напруг через р-п переходи елементів схеми; б) залежність вихідного струму від температури

На рис. 4б показана залежність вихідного струму ДПС від температури, максимальний температурний дрейф становить 350пА на 100°C (0,000003 ppm/°C). Ця схема дозволяє здійснити майже повну компенсацію температурного дрейфу ДПС. Також ця схема характеризується вищим вихідним опором (близько 7,8 МОм).



б)

Рис. 4. ДПС з дуже високою компенсацією температурного дрейфу: а) принципова схема; б) залежність вихідного струму від температури.

В цій статті описані методи побудови термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу з використанням властивостей ширини забороненої зони напівпровідника та струмових дзеркал з різними ступенями термокомпенсації від $0,03 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ для найпростішої схеми рис. 1а до $0,000003 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ для схеми з найкращою термокомпенсацією рис 4а. Показана також можливість підвищення навантажувальної здатності ДПС за рахунок використання каскодів в схемах до 505 кОм , та за рахунок використання каскодів зі складеними транзисторами до

7,8 МОм. Але ціною покращеної термокомпенсації є підвищені вимоги то точності деяких резисторів схем: 1 % – 0,1 % для схеми на рис 1а, 0,01 % – 0,001 % для схеми на рис 1б, 0,0001 % – 0,00001 % для схеми на рис 4а.

Висновки

1. Були запропоновані нові методи побудови термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу з використанням властивостей ширини забороненої зони напівпровідника та струмових дзеркал з різними ступенями термокомпенсації.

2. Здійснено схемотехнічний аналіз статичних характеристик запропонованих схем термокомпенсованих двополюсних ДПС кільцевого типу. Описані принципи їх роботи та засоби за рахунок яких досягається термокомпенсація, а також засоби підвищення навантажувальної здатності ДПС.

3. Здійснено комп'ютерне моделювання статичних характеристик вказаних ДПС, таких як температурний дрейф струму (від 0,03 ppm/°C для найпростішої схеми до 0,000003 ppm/°C для схеми з найкращою термокомпенсацією), а також коефіцієнт стабілізації за зміни напруги живлення (навантажувальна здатність), яка становить від 13 кОм для найпростішої реалізації до 7,8 МОм.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Sze Simon M. Physics of Semiconductor Devices / Simon M. Sze. – Great Britain : Wiley, 2021. – 944 p.
2. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design / B. Alan. – New Jersey : John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts, 2002. – 912 p.
3. R. van der Plassche. CMOS integrated analog-to-digital and digital-to-analog converters. 2nd Edition / R. van der Plassche. – Dordrecht, The Netherlands : Kluwer Academic Publishers, 2003. – 588 p.
4. Harrison L. T. Current Sources & Voltage References / L. T. Harrison. – Burlington, USA : Newnes, 2005. – 621 p.
5. Азаров О. Д. Термокомпенсовані двополюсні джерела постійного струму кільцевого типу / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, М. Р. Обертюх // Вісник вінницького політехнічного інституту. – 2017. – № 1 (130). – С. 78 – 84.
6. Азаров О. Д. Джерело опорної напруги на основі генератора термостабільного струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, М. Р. Обертюх // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2017. – № 1 (38). – С. 41 – 47.
7. Lee T. C. The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits / T. C. Lee. – Cambridge University Press, 2004. – 797 p. – ISBN 9780521835398.

Стаття надійшла до редакції 16.06.2023.

Стаття пройшла рецензування 20.06.2023.

Мельничук Степан Іванович – д. т. н., професор, завідувач кафедри комп'ютерних систем і мереж, stepan.melnychuk@ukd.edu.ua.

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу.

Обертюх Максим Романович – доктор філософії, старший викладач кафедри обчислювальної техніки, maxx331@protonmail.com.

Муращенко Олександр Геннадійович – к. т. н., доцент кафедри обчислювальної техніки, oleksandr.murashchenko@gmail.com.

Вінницький національний технічний університет.