

ДЖЕРЕЛА ОПОРНОГО СТРУМУ З ВИСОКОЮ ТЕРМОСТАБІЛЬНІСТЮ ДЛЯ СТРУМОВИХ ЦАП

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

Анотація.

Запропоновано новий підхід до побудови термостабільних джерел опорного струму на основі біполярних транзисторів з використанням напруги забороненої зони напівпровідника та струмових дзеркал. 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 при змінній напрузі живлення (навантажувальна здатність).

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

Abstract.

Proposes a new approach to the construction of thermally stable reference current sources based on bipolar transistors using the semiconductor bandgap voltage and current mirrors. A circuit analysis of the static characteristics of the proposed circuits of thermally compensated two-pole direct current sources of ring type in a given temperature range is carried out and the principles by which thermal compensation is achieved are analyzed. A computer simulation of the static characteristics of these reference current generators, such as the temperature drift of the current, as well as the stabilization coefficient with a change in the supply voltage (load capacity), has been carried out.

Key words: thermal stability, compensation, reference current generator.

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 ДОН 5 відповідає абсолютній точності $\pm 0,1$ %, тобто всього 10 бітам. Температурний дрейф може становити більшу проблему, ніж абсолютна точність.

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

Результати дослідження

Схема ДПС із простою компенсацією температурного дрейфу показана на рис. 1а. Опишемо її роботу. 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, що протікає через них струму. 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 [5]:

$$U = \frac{k \cdot T}{q} \cdot (\ln(I) - \ln(I_{T0}) - 3 \cdot \ln(T)) + E_G \quad (1)$$

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. Похідна від цієї функції, що визначає швидкість зміни напруги з температурою (за умови постійного струму через р-п

перехід) буде мати негативне значення (напруга на р-п переході зменшується зі зростанням температури) і виходячи з даної формули можна бачити, що 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 (1). Оскільки напруга на емітерних переходах транзисторів Т3_і 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:

$$U_{R1} = U_{beT4} - U_{beT3} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot (\ln(I_{T4}) - \ln(I_{T3})) \quad (2)$$

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. Максимальний температурний дрейф становить 3мкА на 100°C (0,03 ppm/°C). Дана схема дозволяє здійснити лише найпростішу компенсацію температурного дрейфа ДПС (як випливає з (2) зі зростанням температури зменшення напруги на R2 буде прискорюватися, а зменшення напруги через R1 залишатиметься приблизно постійним), крім того, дана схема характеризується низьким вихідним опором (близько 13кОм).

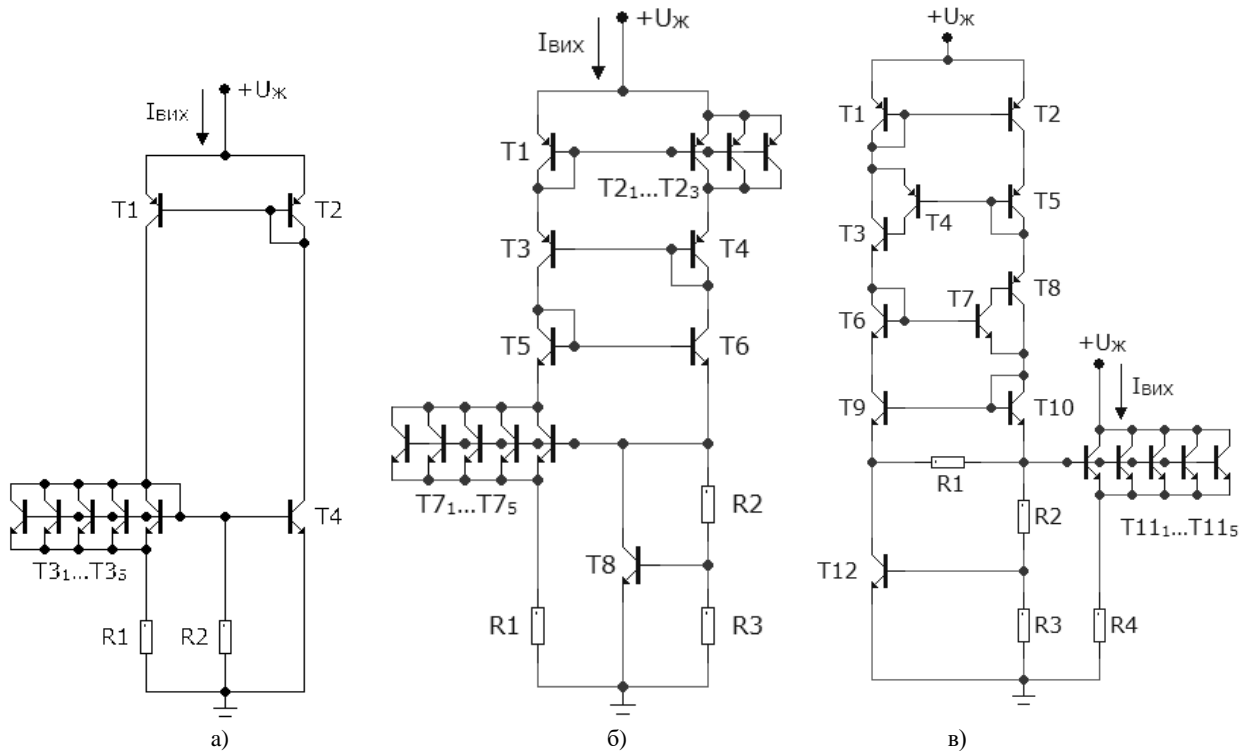


Рисунок 1 – Принципові схеми ДПС: а) із простою компенсацією температурного дрейфу; б) з покращеною компенсацією температурного дрейфу; з дуже високою компенсацією температурного дрейфу

Схема ДПС з покращеною компенсацією температурного дрейфу показана на рис. 1б. Працює вона в такий спосіб. Струм протікає через резистор R1 і транзистори Т7₁₋₅ за допомогою струмового джерела на транзисторах Т1 і Т2₁₋₃ передається на паралельно з'єднані транзистор Т8 і ланцюг складається з послідовно з'єднаних резисторів R2 і R3, резистивний дільник утворений цими резисторами. Транзистори Т7_і з'єднані паралельно для зменшення струму, що протікає через них. Паралельно з'єднані транзистори Т3_і задають коефіцієнт відображення струмового дзеркала один до трьох (1:3). Таким чином струм протікає через кожен транзистор Т7_і приблизно в десять разів менше, ніж струм, що протікає через транзистор Т8. Каскоди на транзисторах Т3, Т4 і Т5, Т6 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 з зростанням температури. Напруга на базі транзистора T8 складатиме:

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

Як можна бачити з вищенаведеної формули лише одна складова напруги зменшується з температурою і 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 (1). 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. Максимальний температурний дрейф становить 33нА на 100°C (0,0003 ppm/°C). Дана схема дозволяє здійснити більш повну компенсацію температурного дрейфу ДПС (як випливає з (3) зі зростанням температури швидкість зменшення напруги на ділянках R2, R3 буде прискорюватися, але швидкість збільшення напруги на T8 буде також прискорюватися). 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 дана 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. Воно ж буде постати 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 (3) 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 (1). 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 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 збільшення вихідного опору схеми. Максимальний температурний дрейф становить 350пА на 100°C (0,000003 ppm/°C). Ця схема дозволяє здійснити майже повну компенсацію температурного дрейфу ДПС. Також дана схема характеризується вищим вихідним опором (близько 7,8 МОм).

Висновки

Запропоновані нові методи побудови термокомпенсованих двополосних ДПС кільцевого типу з використанням властивостей ширини забороненої зони напівпровідника та струмових дзеркал з різними ступенями термокомпенсації. Здійснено схемотехнічний аналіз статичних характеристик та комп'ютерне моделювання статичних характеристик вказаних ДПС.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Sze, Simon M., et al. Physics of Semiconductor Devices. Great Britain, Wiley, 2021. – 944 p.
2. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design. – 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. – Dordrecht, The Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2003. – 588 p.
4. L. T. Harrison, Current Sources & Voltage References, – Burlington, USA:Newnes, 2005. – 621p.
5. Lee, T. C. The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits. — Cambridge University Press, 2004. — P. 271-272. — 797 p. — ISBN 9780521835398.

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

Obertiukh Maksym Romanovych – Ph.D., senior lecturer of the department of computer technology of the Vinnytsia National Technical University, maxx331@protonmail.com