

ЦИМБАЛ О.В.,

Національний технічний університет України «Київський Політехнічний Інститут імені Ігоря Сікорського»
olexandr.tsybala97@gmail.com

КОРНЄВ В.П.,

Національний технічний університет України «Київський Політехнічний Інститут імені Ігоря Сікорського»
<https://orcid.org/0000-0001-7608-6726>
v.kornev@kpi.ua

БОНДАРЕНКО В.М.

Національний технічний університет України «Київський Політехнічний Інститут імені Ігоря Сікорського»
<https://orcid.org/0000-0003-1663-4799>
vicbondarenko@gmail.com

ТЕМПЕРАТУРНО-НЕЗАЛЕЖНЕ ДЖЕРЕЛО ОПОРНОЇ НАПРУГИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ З НИЗЬКОЮ НАПРУГОЮ ЖИВЛЕННЯ

Розглянуто принципи побудови джерел опорної напруги (ДОН) інтегральних мікросхем і шляхи досягнення їх температурної незалежності. Відмічена існуюча проблема реалізації якісного джерела напруги для сучасних мікросхем, що працюють з напругою живлення нижче 1 В, попит на які останнім часом стрімко зростає. Проаналізовано типову схему джерела опорної напруги, температурна незалежність якого базується на сукупному ефекті застосування вузлів з протилежною температурною залежністю. Розглянуто переваги і недоліки існуючих архітектурних рішень джерел опорної напруги. Показано, що причиною нестабільності і нелінійності вихідної опорної напруги при низьких значеннях напруги живлення є те, що принцип дії цих ДОН базується на властивості р-п переходу напівпровідника, і залежить від його так званої ширини забороненої зони, яка для кремнію становить 1,25В. Температурну залежність одного «плеча» ДОН вдається компенсувати протилежною температурною залежністю другого «плеча». Але при низьких напругах становляться відчутними нелінійності вищих порядків, що негативно позначається на якості результуючої вихідної напруги. Запропоновано інше архітектурне рішення побудови джерела опорної напруги із застосуванням двох ДОН, реалізованих на паразитних р-п-р і п-р-п біполярних транзисторах, що присутні у будь-якій КМОП технології, з наступним відніманням сформованих струмів за допомогою струмових дзеркал. В результаті вдається отримати температурно-незалежний результуючий струм і вихідна опорна напруга, що виділяється на вихідному резисторі, буде мати низьку температурну залежність, обумовлену лише температурною залежністю опору вихідного резистора. Таким чином вдається отримати джерело опорної напруги з низькою температурною залежністю, здатне працювати при напрузі живлення рівній або нижче 1 В. Дане рішення має можливість реалізації в стандартній КМОП технології виготовлення інтегральних схем. Запропоновані шляхи подальшого удосконалення системи.

Ключові слова: Джерело опорної напруги, КМОП технологія, температурна залежність, температурний коефіцієнт.

OLEKSANDR TSYMBAL, VOLODYMYR KORNIEV, VIKTOR BONDARENKO
National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

TEMPERATURE-INDEPENDENT SOURCE OF REFERENCE VOLTAGE FOR INTEGRATED MICROCIRCUITS WITH LOW SUPPLY VOLTAGE

The principles of developing reference voltage sources (RVS) of integrated microcircuits and ways of achieving their temperature independence are considered. The existing problem of implementing a high-quality voltage source for modern microcircuits operating with a supply voltage below 1 V, the demand for which is growing rapidly recently, is noted. A typical circuit of the reference voltage source, whose temperature independence is based on the cumulative effect of using units with opposite temperature dependence, has been analyzed. Advantages and disadvantages of existing architectural solutions of reference voltage sources are considered. It is shown that the reason for the instability and nonlinearity of the output reference voltage at low values of the supply voltage is that the principle of operation of these RVSs is based on the properties of the p-n junction of the semiconductor, and depends on its so-called band gap, which for silicon is 1.25V. The temperature dependence of one "shoulder" of the RVS can be compensated by the opposite temperature dependence of the second "shoulder". But at low voltages, nonlinearities of higher orders become noticeable, which negatively affects the quality of the resulting output voltage. Another architectural solution for developing a reference voltage source using two RVSs implemented on parasitic p-n-p and n-p-n bipolar transistors, which are present in any CMOS technology, with subsequent subtraction of the generated currents using current mirrors, is proposed. As a result, it is possible to obtain a temperature-independent resulting current, and the output reference voltage released on the output resistor will have a low temperature dependence, due only to the temperature dependence of the resistance of the output resistor. In this way, it is possible to obtain a reference voltage source with low temperature dependence, capable of operating at a supply voltage equal to or below 1 V. This solution has the possibility of implementation in the standard CMOS technology of manufacturing integrated circuits. Ways for further improvement of the system are suggested.

Keywords: Reference voltage source, CMOS technology, temperature dependence, temperature coefficient

Вступ

Попит на інтегральні мікросхеми (ІС) у сучасному світі постійно зростає. Одним з найважливіших завдань при проектуванні ІС є генерування точних напруг для всіх елементів схеми. Це важливий компонент для багатьох застосувань, починаючи від повністю аналогових мікросхем, мікросхем змішаного типу і навіть суто цифрових систем. Перетворювачі напруги, контролери флеш-пам'яті і аналого-цифрові

перетворювачі – лише деякі приклади застосувань, що потребують точної напруги живлення. Схеми, які створюють ці напруги, часто називають джерелами опорної напруги (ДОН) [1]. Вони повинні мати властивість низької чутливості до зміни напруги живлення та температури експлуатації. Отримання температурної незалежності по суті є складною проблемою, оскільки електричні властивості транзисторів і резисторів – основних компонентів при проектуванні схем – сильно залежать від температури. Одним із стандартних шляхів отримання опорної високостабільної напруги є використання схем типу bandgap. Цей термін можна перекласти як «бар'єрний потенціал p-n переходу» або ж джерело опорної напруги на ширині забороненої зони напівпровідника. Цей вид джерел відрізняється значно меншим споживанням струму, що особливо важливо для застосування у сучасних пристроях. Але одним із недоліків таких схем є неможливість працювати з напругою живлення нижче 1 В [2, 3]. Це викликано тим, що їх принцип роботи базується на ширині забороненої зони кремнію рівною 1,25В, що вже перевищує 1 В живлення [2, 4]. В той же час саме на джерела опорної напруги з низькою напругою живлення є особливий попит, оскільки це необхідно для роботи сучасних гаджетів, мобільних телефонів, камер і т.п. Тому проблема покращення характеристик ДОН, а саме зниження їх температурної залежності саме при роботі з напругою живлення близькою або нижче 1 В є актуальною.

Постановка задачі

Задача полягає в розробці джерела опорної напруги, що має низькі коефіцієнти залежності вихідної напруги від зміни напруги живлення і температури, може працювати при напрузі живлення рівній або нижче 1 В, а також з можливістю реалізації в стандартному КМОП технологічному процесі виготовлення ІС.

Базовий принцип роботи джерел опорної напруги

Температурна незалежність електронної схеми може бути досягнута шляхом сумарного ефекту двох явищ, що мають протилежні температурні коефіцієнти (ТК). Якщо зробити так, що вихідна напруга ДОН буде сумою елемента, напруга якого пропорційна абсолютній температурі (PTAT), та елемента, з напругою обернено пропорційної абсолютній температурі (CTAT), то ці зміни можуть компенсувати одна одну, що призведе до отримання постійної напруги на виході, яка в ідеалі не залежить від змін температури. Математично це може бути виражено наступним чином:

$$V_{\text{out}}(T) = V_{PTAT}m_1(T) + V_{CTAT}m_2(T), \quad (1)$$

звідки для отримання температурної залежності необхідно взяти похідну по температурі:

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dT} = m_1 \frac{dV_{PTAT}}{dT} + m_2 \frac{dV_{CTAT}}{dT} = 0, \quad (2)$$

де m_1 і m_2 – коефіцієнти для отримання суми такої, що $\frac{dV_{\text{out}}}{dT}$ стане рівним нулю.

Частина $\frac{dV_{PTAT}}{dT} > 0$, а частина $\frac{dV_{CTAT}}{dT} < 0$.

Принцип роботи ДОН в загальному випадку базується на ширині забороненої зони кремнію [1]. Тому більшість методів побудови джерел опорної напруги (ДОН) містять в собі діоди, або ж мають діодне включення біполярних транзисторів. Загальна блок-схема наведена на рис.1 [5].

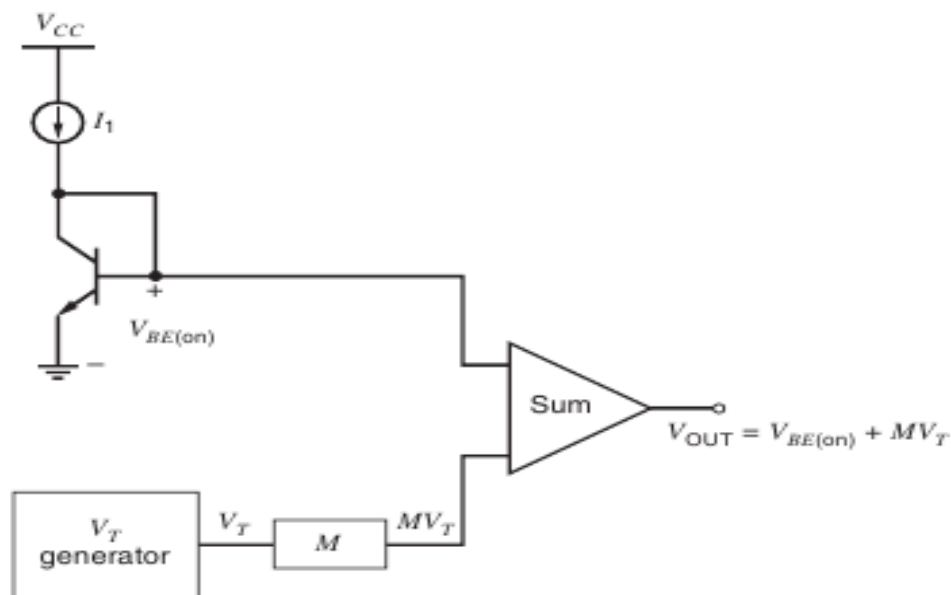


Рис.1. Спрощена блок-схема джерела опорної напруги

В якості генератора СТАТ (рис.1) напруги застосовано p-n-перехід біполярного n-p-n транзистора, що зміщений постійним струмом I_1 , який генерує напругу база-емітер $V_{BE(on)}$. Відомо, що ця напруга має температурний коефіцієнт близький до $-2 \frac{mV}{^\circ C}$, що означає зменшення напруги на 2 мВ при збільшенні температури на $1^\circ C$ (рис.2) [6]. Іншою РТАТ складовою блок-схеми на рис.1 є генератор напруги V_T , яка є пропорційною до абсолютної температури і обраховується за формулою (1):

$$V_T = \frac{kT}{q}, \tag{3}$$

де k - стала Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{Дж}{К}$;
 T – абсолютна температура, К;
 q – елементарний заряд, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл.

Напруга V_T має позитивний температурний коефіцієнт рівний $+0,085 \frac{mV}{^\circ C}$ (рис.3) [7].

Оскільки за абсолютним значенням РТАТ напруга має менший ТК, то необхідно цю напругу підсилити, в ролі чого виступає блок М (див. рис.1). Величина параметра М розраховується так, щоб РТАТ і СТАТ напруги в однаковій мірі компенсували один одного. Також на блок схеми присутній суматор, який сумує РТАТ і СТАТ напруги, в результаті чого на виході отримується температуро незалежна напруга (рис.4).

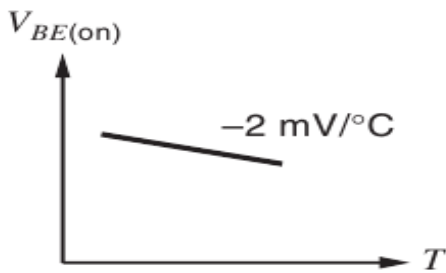


Рис.2. Температурна залежність напруги СТАТ

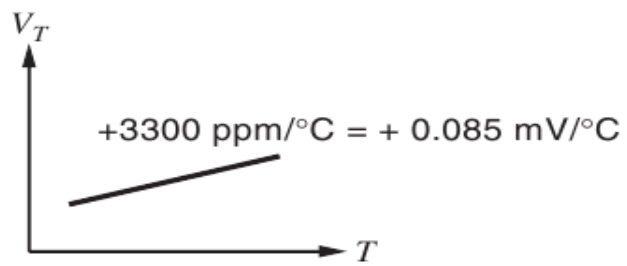


Рис.3. Температурна залежність напруги РТАТ

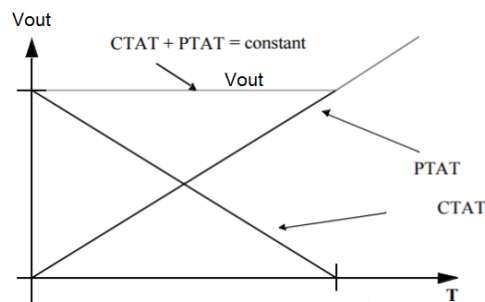


Рис. 4. Температурна залежність вихідної напруги V_{out}

Типова схема реалізації джерела опорної напруги

Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОП технології наведена на рис.5. В цій схемі вихідна напруга є сумою напруги база-емітер біполярного транзистора (V_{BE}) і падіння напруги на резисторі R2.

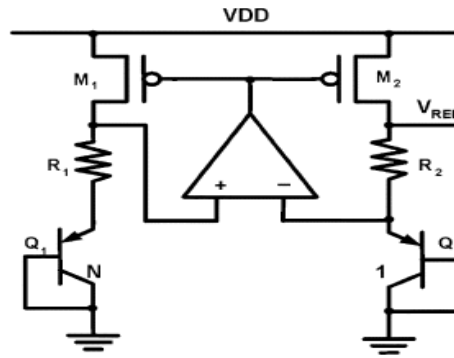


Рис.5. Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОП технології

Біполярні транзистори Q1 і Q2 є типовим діодним включенням вертикальних p-n-p транзисторів, що присутні у будь-якій КМОП технології. Вихідна напруга даної типової схеми реалізації джерела опорної напруги може бути записана такою формулою:

$$V_{REF} = |V_{BE2}| + \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln(N), \quad (4)$$

де N – співвідношення площ емітерів Q1 і Q2.

У формулі (4) друга частина є напругою пропорційною абсолютній температурі (РТАТ напруга), що використовується для компенсації негативного температурного коефіцієнта напруги V_{BE} . Але напруга база-емітер біполярного транзистора залежить від температури нелінійно [8]:

$$V_{BE} = V_G(T_0) + \frac{T}{T_0} [V_{BE}(T_0) + V_G(T_0)] - (\eta - m) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right), \quad (5)$$

де V_G – напруга забороненої зони кремнію екстрапольована при 0 °К;

T – абсолютна температура, К;

η – температурна константа, що залежить від технології;

m – порядок температурної залежності струму колектора;

T_0 – опорна температура(типове значення кімнатної температури рівне 25 °С.

В рівнянні (5) частина $T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)$ надає нелінійність залежності напруги V_{BE} від температури.

Якщо рівняння (5) представити у вигляді ряду Тейлора, то воно матиме вигляд [5]:

$$V_{BE} = \alpha_0 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2 + \dots + \alpha_n T^n, \quad (6)$$

де $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ – відповідні коефіцієнти.

Співвідношення між температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю $V_{РТАТ}$ у вихідній напрузі джерела опорної напруги наведено на рис.6. Таким чином, враховуючи вище викладене, у вихідній напрузі відбувається скорочення температурної залежності першого порядку за допомогою сумування із РТАТ напругою, але при цьому залишаються нелінійності вищих порядків. Звідси випливає проблема того, що при низькому живленні типова схема реалізації ДОН буде давати велику відносну похибку. При цьому стабільність вихідної напруги в залежності від температури буде сильно залежати від співвідношення резисторів як видно із формули (4). А отже, при невеликому відхиленні від номіналів резисторів R2, R1, обумовлених технологією виготовлення ІС, температурна залежність вихідної напруги буде змінюватися і погіршуватися.

До переваг даного рішення можна віднести: стабільність вихідної напруги в широкому діапазоні температур; низьке споживання струму; доступність у будь-якій КМОП технології. До недоліків - складність схемотехнічних рішень; необхідність додаткової компенсації температурної залежності.

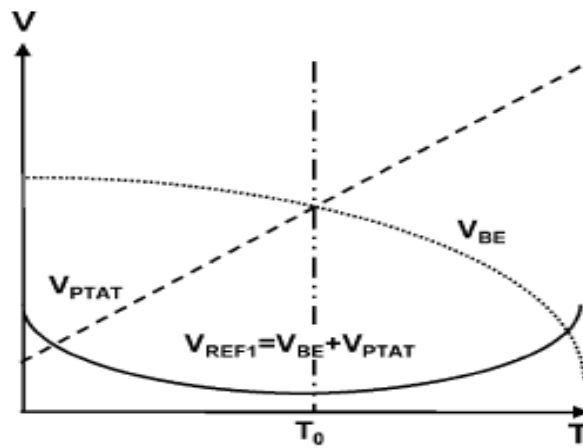


Рис. 6. Співвідношення між нелінійною температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі ДОН

Метод компенсації температурної залежності. Блок-схема запропонованого рішення

Запропонована блок-схема ДОН, що використовує інший підхід до зменшення температурної залежності, наведена на рис.7.

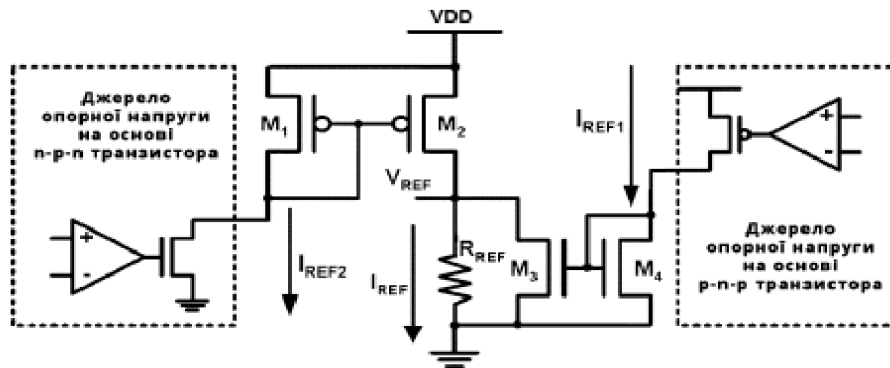


Рис.7. Запропонована блок-схема ДОН

На даній блок-схемі є два типи ДОН, реалізованих за допомогою стандартної КМОП технології. Перший тип використовує паразитні p-n-p біполярні транзистори для реалізації ДОН. Другий тип реалізований за допомогою паразитних вертикальних n-p-n біполярних транзисторів.

Ця схема (рис.7) має два виходи опорних струмів, I_{REF1} і I_{REF2} , які в свою чергу формуються двома ДОН. Струм I_{REF1} отримується із ДОН реалізованого на p-n-p біполярних транзистора, а I_{REF2} отримується із ДОН реалізованого на n-p-n біполярних транзисторах. Вихідний опорний струм діє в діапазоні температур з однаковою опорною температурою T_0 , де температурні коефіцієнти I_{REF1} і I_{REF2} є нульовими. Наступним кроком є віднімання цих струмів. Це реалізовано за допомогою струмових дзеркал M1-M2 і M4-M3. В результаті отримуємо температуро незалежний струм I_{REF} для компенсації температурної залежності вищих порядків напруги V_{BE} . На рис.7 вихідна опорна напруга V_{REF} може бути отримана на резисторі R_{REF} і буде мати низьку температурну залежність.

Рівень вихідної напруги V_{REF} можна змінювати шляхом налаштування значення опору R_{REF}

До недоліків даного ДОН можна віднести те, що резистор R_{REF} , на якому виділяється вихідна напруга V_{REF} , має власний температурний коефіцієнт опору, а отже при протіканні незалежного від температури струму через нього, напруга, що падатиме на резисторі, буде змінюватися із зміною опору цього резистора.

Висновки

Проведено аналіз сучасного стану джерел опорної напруги, бо це є одним із основних блоків кожної інтегральної мікросхеми. З'ясовано, що до ДОН висувають ряд вимог: вони повинні мати низьку чутливість до зміни напруги живлення і температури. При цьому ДОН повинні працювати при напрузі живлення рівній або меншій 1 В, щоб відповідати сучасним умовам застосування. Розглянуто базові принципи побудови джерел опорної напруги. Проведено аналіз можливих джерел похибок, що погіршують точність вихідної напруги ДОН. Запропоновано можливий підхід до побудови джерела опорної напруги, що має температурно-незалежну вихідну напругу і здатне працювати при напрузі живлення рівній або меншій 1 В.

Подальше удосконалення системи можливо за рахунок використання в якості резистора R_{REF} , на якому виділяється вихідна напруга, послідовно ввімкнених двох резисторів із протилежними за знаками температурними коефіцієнтами опору, а також розроблення схеми налаштування опору резистору R_{REF} для можливості, по-перше, – регулювання рівня вихідної напруги, по-друге, налаштування температурних коефіцієнтів опорів так, щоб сумарний опір резистора був температурно-незалежним.

References

1. Voltage reference. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Voltage_reference (date of access: 30.10.2023).
2. K. N. Leung and K. T. Mok. A sub-1-V 15-ppm/°C CMOS bandgap voltage reference without requiring low threshold voltage device, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 4, pp. 526–529, Apr. 2002. DOI: 10.1109/4.991391
3. H. Neuteboom, B. M. J. Kup, and M. Janssens. A DSP-based hearing instrument IC. *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 11, pp. 1790–1806, Nov. 1997
4. P. Malcovati, F. Maloberti, M. Pruzzi, and C. Focci. Curvature compensated BiCMOS bandgap with 1-V supply voltage. *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 7, pp. 1076–1081, Jul. 2001. DOI: 10.1109/4.933463
5. Paul R. Gray, Robert G. Meyer. Analysis and design of analog integrated circuits, - 5th ed. p. cm". New York : Wiley, 683 p. ISBN 978-0-470-24599-6
6. Phillip E. Allen and Douglas R. Holberg. CMOS Analog Circuit Design. 2nd ed. New York, Oxford: Oxford University Press, 2002
7. Boltzmann constant. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Boltzmann_constant (date of access: 30.10.2023).
8. G. A. Rincon-Mora. Voltage Reference-From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits. New York: Wiley, 2002