

УДК 621.3.027.212

Цимбал О.В.,

orcid.org/0000-0002-0739-778X

Корнєв В.П., к.т.н.

orcid.org/0000-0001-7608-6726

МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ ОСНОВНИХ КОМПОНЕНТІВ ДЖЕРЕЛ ОПОРНОЇ НАПРУГИ НА ВИХІДНУ НАПРУГУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»

olexandr.tsymbal97@gmail.com

Вступ

В сучасному світі інтегральні мікросхеми (ІС) є ядром практично всіх електронних систем. При проектуванні багатьох ІС одним із найважливіших завдань 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 напруг, 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, параметрів технологічного процесу виготовлення 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. Джерела опорної напруги виготовляються як у виді окремих мікросхем, так і як складова частина ІС. Вартість виготовлення останніх зазвичай складає малу частину всієї мікросхеми, але результуючі характеристики даних компонентів сильно впливають на працездатність і характеристики всіх вузлів.

Одним із стандартних шляхів отримання опорної високостабільної опорної 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 принцип роботи базується на ширині забороненої зони кремнію рівною 1,25 В, що вже перевищує 1 В живлення [2], [4].

Тому актуальною проблема покращення характеристик ДОН, а саме температурної залежності останніх при роботі з напругою живлення близькою або нижче 1 В.

Також у сучасній літературі зазвичай наведені математичні обрахунки характеристик джерел опорної напруги в аналітичному виді. При цьому відсутні адекватні моделі, що здатні промоделювати вплив тих чи інших параметрів на характеристики джерел опорної напруги. Тому актуальною є задача побудови моделі джерела опорної напруги, що міститиме в собі параметри, від яких залежать характеристики вихідної напруги джерел. Таку модель можна буде використати для оцінки впливу відхилень значень елементів, викликаних технологічним процесом, зміною температури, напруги живлення, а також використовувати ці дані для покращення характеристик ДОН.

Мета

Метою дослідження є розробка моделі джерела опорної напруги, що здатна промоделювати вплив параметрів основних структурних складових ДОН на точність і температурну стабільність вихідної напруги.

Аналіз базових принципів роботи джерел опорної напруги

Джерела опорної напруги використовуються значно частіше ніж джерела опорного струму через кращу точність і більш передбачувану поведінку. Також спроектувати точне джерело струму значно складніше [5]. Похибки з'являються від технологічних відхилень параметрів ключових елементів: резисторів, транзисторів, конденсаторів.

В джерелах опорної напруги часто використовуються як основний елемент діод, оскільки відхилення його параметрів при виготовленні становить в середньому близько 1-2%. Тому більшість методів побудови джерел опорної напруги (ДОН) містять в собі діоди, або ж мають діодне включення біполярних транзисторів.

Джерела опорної напруги можна умовно поділити на категорії в залежності від їх температурної залежності – першого, другого, третього порядків, що наведено на рисунку 1.

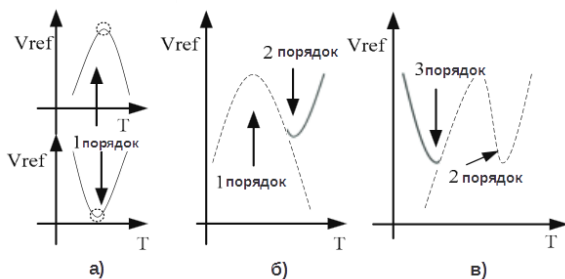


Рис. 1. Компенсація температурної залежності вихідної напруги джерел опорної напруги а) 1-го порядку; б) 2-го порядку; в) 3-го порядку

Базові принципи роботи джерел опорної напруги

ДОН першого порядку мають компенсацію температурної залежності першого порядку. Принцип роботи таких ДОН в за-

гальному випадку базується на ширині забороненої зони кремнію [1]. Загальна блок-схема наведена на рисунку 2 [5].

ДОН забезпечує опорну напругу на виході, що не залежить від зміни температури. Температурна незалежність може бути досягнута шляхом комбінування двох явищ, що мають протилежні температурні коефіцієнти (ТК).

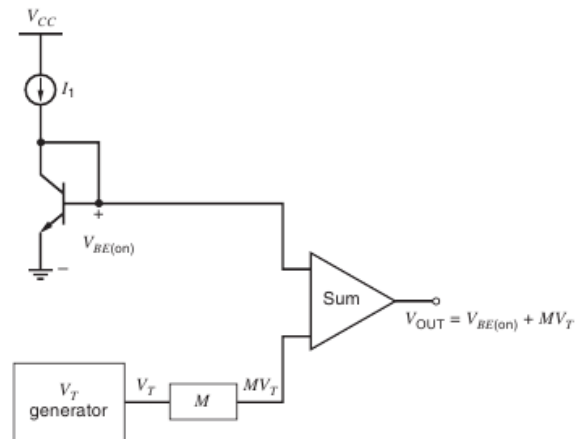


Рис. 2. Спрощена блок-схема джерела опорної напруги.

Таким чином, вихідна напруга ДОН – це сума напруги пропорційної абсолютній температурі (РТАТ) та напруги обернено пропорційної абсолютній температурі (СТАТ), які можуть компенсувати одна одну для отримання постійної напруги на виході, що в ідеалі не залежить від змін температури.

На рис.3 в якості генератора СТАТ напруги використовується p-n-перехід біполярного n-p-n транзистора, що зміщений постійним струмом I_1 і 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.3) [5]. Іншою складовою блок-схеми на рис.2 є генератор напруги V_T , яка є пропорційною до абсолютної температури і обраховується за формулою (1):

$$V_T = \frac{kT}{q}, \quad (1)$$

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

Напруга V_T має позитивний температурний коефіцієнт рівний $+0,085 \frac{мВ}{°C}$ (рис.4) [6].

Оскільки за абсолютним значенням $PTAT$ напруга має менший ТК, то необхідно цю напругу підсилити, в ролі чого виступає блок M згідно з рис.2. Величина параметра M розраховується так, щоб $PTAT$ і $STAT$ напруги в однаковій мірі компенсували один одного. Також на блок схемі присутній суматор, який сумує $PTAT$ і $STAT$ напруги, в результаті чого на виході отримується температурно незалежна напруга (рис.5).

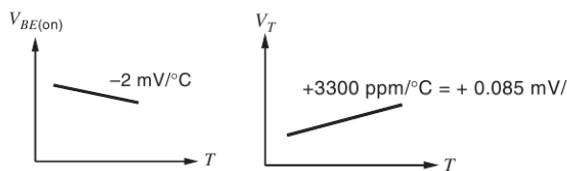


Рис. 3. Температурна залежність напруги $STAT$.

Рис. 4. Температурна залежність напруги $PTAT$.

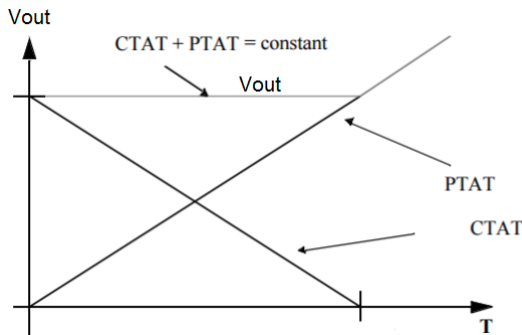


Рис. 5. Температурна залежність вихідної напруги V_{OUT} .

Математично це може бути виражено наступним чином:

$$V_{out}(T) = V_{PTAT}m_1(T) + V_{STAT}m_2(T), \quad (2)$$

звідки для отримання температурної залежності необхідно взяти похідну по температурі:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = m_1 \frac{dV_{PTAT}}{dT} + m_2 \frac{dV_{STAT}}{dT} = 0, \quad (3)$$

де m_1 і m_2 – коефіцієнти для отримання суми такої, що $\frac{dV_{out}}{dT}$ стане рівним нулю. Частина $\frac{dV_{PTAT}}{dT} > 0$, а частина $\frac{dV_{STAT}}{dT} < 0$.

Напруга $STAT$ отримується шляхом використання діодного ввімкнення біполярного транзистора, а напруга $PTAT$ напругою V_T , що з'являється у результаті існування різниці напруг база-емітер двох біполярних транзисторів різної площі. У технології КМОН у якості транзисторів можна використати паразитні вертикальні біполярні транзистори, що утворюються у результаті існування р- або n- карманів, що присутні у технології виготовлення ІС.

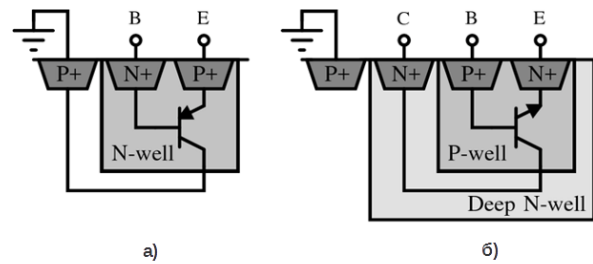


Рис. 6. Переріз вертикальних а) р-п-р; б) п-р-п – біполярних транзисторів, присутніх у стандартному КМОН технологічному процесі

Вихідна напруга типової схеми реалізації джерела опорної напруги може бути записана наступною формулою:

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

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

У формулі (4) друга частина є напругою пропорційною абсолютній температурі ($PTAT$ напруга), що використовується для компенсації негативного температурного коефіцієнта напруги V_{BE} . Але напруга база-емітер біполярного транзистора залежить від температури нелінійно[5]:

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

де V_G – напруга забороненої зони кремнію екстрапольована при 0°K ; T – абсолютна температура, K ; η – температурна константа, що залежить від технології; m – порядок температурної залежності струму колектора; T_0 – опорна температура (типове значення кімнатної температури рівне 25°C).

В рівнянні (5) частина $T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)$ є нелінійною залежністю від температури напруги V_{BE} . 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_{PTAT} у вихідній напрузі джерела опорної напруги наведено на рис.7. Таким чином, враховуючи вище викладене, у вихідній напрузі відбувається скорочення температурної залежності першого порядку за допомогою сумування із $PTAT$ напругою, але при цьому залишаються нелінійності вищих порядків. Звідси впливає проблема того, що при низькому живленні типова схема реалізації ДОН буде давати велику відносну похибку.

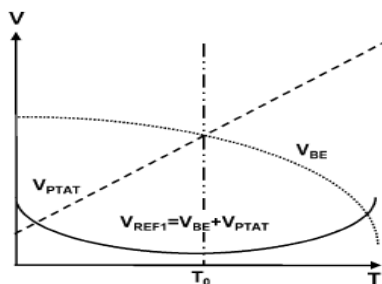


Рис. 7. Співвідношення між нелінійною температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі ДОН.

Метод компенсації температурної залежності. Блок-схема запропонованого рішення

Запропонована блок-схема ДОН, що використовує інший підхід до зменшення температурної залежності, наведена на рис.8 [7].

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

Запропонована блок-схема 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 транзисторах, 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. В результаті отримуємо температуро незалежний струм I_{REF} для компенсації температурної залежності вищих порядків напруги V_{BE} . На рис.8 вихідна опорна напруга V_{REF} може бути отримана на резисторі R_{REF} і буде мати низьку температурну залежність. Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF} наведені на рис.9.

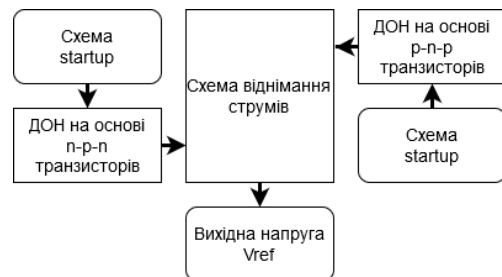


Рис. 8. Запропонована структурна схема.

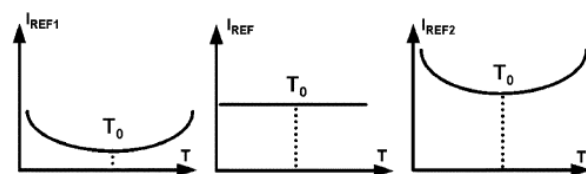


Рис. 9. Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF} .

Дана структурна схема складається із двох джерел опорної напруги на n - p - n і p - n - p біполярних транзисторах, що генеруються струми I_{REF1} , I_{REF2} як було описано

вище, схеми віднімання струмів для отримання температурно незалежного струму I_{REF} , а також схеми startup для кожного із ДОН. Дана схема необхідна для того, щоб вивести джерела в робочий режим [5].

Структурну схему реалізовано схемотехнічно з використанням КМОН технології із технологічним стандартом 0.18 мкм (рис.10).

Принцип роботи схеми наступний [7] – струм I_{REF1} , що генерується схемою ДОН на p-n-p транзисторах можна описати формулою (7).

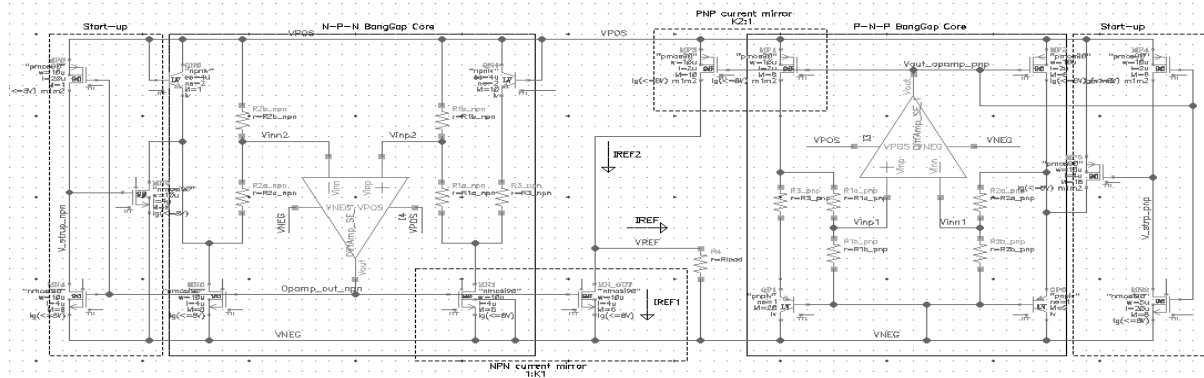


Рис. 10. Схемотехнічна реалізація структурної блок-схеми (рис.8).

Струм I_{REF2} , що генерується схемою ДОН на n-p-n транзисторах можна описати формулою (8)

$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{pnp}}|}{R_{1pnp}} + \frac{1}{R_{3pnp}} \frac{kT}{q} \ln(N_{pnp}) \quad (7)$$

де R_{1pnp} – встановлюється рівний $R_{1a_{pnp}} + R_{1b_{pnp}}$ (або $R_{2a_{pnp}} + R_{2b_{pnp}}$), звідки випливає що $R_{1a_{pnp}} = R_{2a_{pnp}}, R_{1b_{pnp}} = R_{2b_{pnp}}$.

$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{nnp}}|}{R_{1nnp}} + \frac{1}{R_{3nnp}} \frac{kT}{q} \ln(N_{nnp}) \quad (8)$$

де R_{1nnp} – встановлюється рівний $R_{1a_{nnp}} + R_{1b_{nnp}}$ (або $R_{2a_{nnp}} + R_{2b_{nnp}}$), звідки випливає що $R_{1a_{nnp}} = R_{2a_{nnp}}, R_{1b_{nnp}} = R_{2b_{nnp}}$.

Результуючий струм I_{REF} отримується за рахунок схеми віднімання, реалізованої на струмових дзеркалах і може бути записаний формулою:

$$I_{REF} = K_2 I_{REF2} - K_1 I_{REF1} = \left(\frac{K_2 V_{BE_{nnp}}}{R_{1nnp}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R_{1pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{nnp})}{R_{3nnp}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R_{3pnp}} \right) \quad (9)$$

де K_1, K_2 – коефіцієнти передачі струмових дзеркал MN1-MN_OUT і MP4-MP3 відповідно згідно рис.10.

Якщо частини $\ln(N_{nnp})$ і $\ln(N_{pnp})$ мають однакове значення і відповідні значення для $R_{1pnp}, R_{1nnp}, R_{3pnp}, R_{3nnp}, K_1, K_2$ вибрані, то струм I_{REF} буде наближено незалежний від температури. Для отримання температурно незалежної напруги V_{REF} можна використати резистор R_{REF} з низьким температурним коефіцієнтом опору. Отже, вихідна напруга V_{REF} описується рівнянням:

$$V_{REF} = I_{REF} * R_{REF} \quad (10)$$

Шляхом підстановки (9) у (10) отримуємо результуюче рівняння для вихідної напруги V_{REF} :

$$V_{REF} = R_{REF} * \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{nnp}}}{R_{1nnp}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R_{1pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{nnp})}{R_{3nnp}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R_{3pnp}} \right) \right] \quad (11)$$

Як видно з рівняння (11), рівень вихідної напруги V_{REF} можна змінювати шляхом підлаштування значення опору R_{REF} .

Оскільки використовуваний операційний підсилювач не є ідеальним, а отже містить напругу зміщення, що впливає на похибку вихідної напруги. Це викликано відхиленням пристроїв від їх номінальних значень, викликаних технологічним про-

цесом. Співвідношення між вихідною напругою і напругою зміщення операційного підсилювача можна записати як:

$$V_{REF} = R_{REF} * \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{npn}}}{R_{1npn}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R_{1pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{npn})}{R_{3npn}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R_{3pnp}} \right) + \frac{K_2 R_{1npn}}{R_{1bnpn}} V_{OS} - \frac{K_1 R_{1pnp}}{R_{1bpnp}} V_{OS} \right], \quad (12)$$

де V_{OS} – напруга зміщення операційного підсилювача.

Як видно із рівняння (12) ефект напруги зміщення V_{OS} підсилюється на величину співвідношення резисторів $\frac{K_2 R_{1npn}}{R_{1bnpn}}$ і $\frac{K_1 R_{1pnp}}{R_{1bpnp}}$.

В даному підході схему електричну принципову побудовано так, щоб можна було замінити резистори і операційний підсилювач на ідеальні моделі, параметри яких можна легко змінювати.

Джерела похибок і їх внесок у похибку вихідної напруги джерела опорної напруги наведені у таблиці 1 [8].

Таблиця 1 – Типи джерел похибки та їх внесок у похибку вихідної напруги джерела опорної напруги у стандартному КМОН технологічному процесі

Тип джерела похибки	Типові значення джерел похибки	Внесок у похибку вихідної напруги
Напруга зміщення ОП	± 10 мВ	$\pm 8\%$
Відхилення струму насичення біполярних транзисторів	$\pm 40\%$	$\pm 0.8\%$
Відхилення коефіцієнта передачі по струму біполярних транзисторів	$\pm 40\%$	$\pm 0.06\%$
Відхилення номінальних значень опорного резистора	$\pm 30\%$	$\pm 0.6\%$
Неузгодженість резисторів	$\pm 1\%$	$\pm 0.5\%$
Опір бази біполярних транзисторів	250 Ом	$\pm 0.04\%$
Нелінійність напруги V_{BE}	3-4 мВ	$\pm 0.02\%$

Як видно із таблиці 1 – найбільший внесок у похибку вихідної напруги вносить напруга зміщення операційних підсилювачів. Також варто зауважити, що відхилення струму насичення, коефіцієнта передачі по струму, опорного резистора, нелінійність напруги V_{BE} біполярних транзисторів обумовлені технологічним процесом і їх складно контролювати й імплементувати моделювання їх впливу на вихідну напругу. Таким чином в ідеальній моделі замінено на ідеальні лише операційний підсилювач і резистори. Це дасть змогу нівелювати вплив відхилення номінальних значень опорного резистора і їх неузгодженість між собою. При цьому є можливість контролювати такі ключові параметри операційних підсилювачів як вхідна напруга зміщення, коефіцієнт підсилення, вихідний опір, частотна смуга пропускання.

Модель операційного підсилювача

Модель операційного підсилювача реалізована за допомогою мови опису поведінки аналогових пристроїв Verilog-A. Еквівалентна моделі схема наведена на рисунку 11.

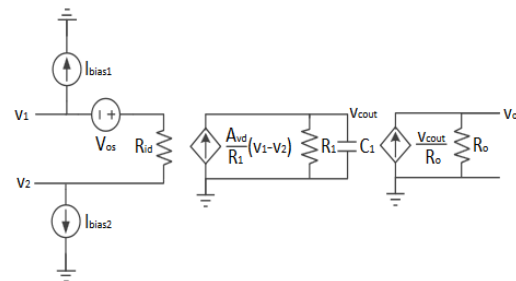


Рис. 11. Модель операційного підсилювача з частотною залежністю і сталим вихідним опором.

В даній моделі струм $I_{bias1,2}$ моделює вхідний струм зміщення, V_{OS} – вхідну напругу зміщення, R_{id} – вхідний опір, A_{vd} – диференціальний коефіцієнт підсилення, R_{out} – вихідний опір. Також в схему введено елементи R_1 і C_1 для того, щоб промоделювати частотну залежність операційного підсилювача. В якості реального операційного підсилювача використано схему наведену в [9].

Моделювання роботи джерела опорної напруги

В якості ключових параметрів по яких буде оцінюватися ДОН використано температурний коефіцієнт, номінальна вихідна напруга і мінімальна напруга живлення.

Номінальна вихідна напруга (V_{REF_25C}) – напруга, що присутня на виході джерела при умовах кімнатної температури і номінальної напруги живлення.

Температурний коефіцієнт (ТК) – показує на скільки велика зміна вихідної напруги із зміною температури. Обраховується він за методом «box-method» [10]. Квадрат, що утворюється, відображає граничні значення мінімуму/максимуму для номінальної вихідної напруги в діапазоні робочих температур. Обраховується за формулою (13) і зображено на рисунку 12:

$$TC = \left[\frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{nom} * (T_{MAX} - T_{MIN})} \right] * 10^{-6}, \quad (13)$$

де TC – температурний коефіцієнт, що визначається у $\frac{ppm}{^\circ C}$; V_{MAX} – максимальне значення напруги на виході; V_{MIN} – мінімальне значення напруги на виході; T_{MAX} – максимальна робоча температура; T_{MIN} – мінімальна робоча температура; V_{nom} – номінальна (при кімнатній температурі $T = 25^\circ C$) вихідна напруга;

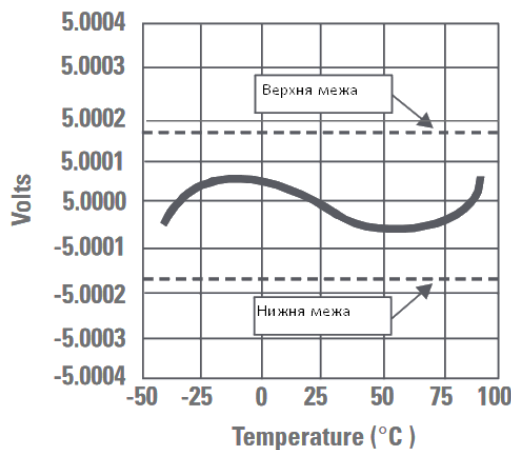


Рис. 12. Застосування «box» методу для обчислення температурного коефіцієнта.

Результати моделювання ДОН із ідеальними елементами наведено на рис.13.

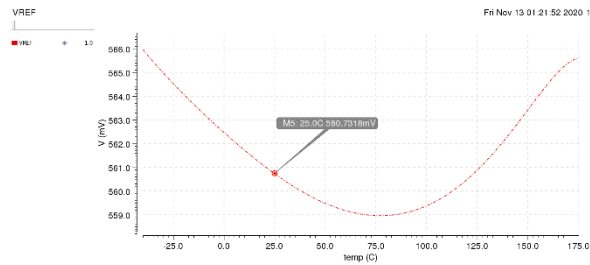


Рис. 13. Температурна залежність вихідної напруги ДОН V_{REF} від температури.

В результаті моделювання отримано значення ТК, що рівне $58.09 \frac{ppm}{^\circ C}$, а $V_{REF_25C} = 560.7$ мВ. Під час моделювання схеми з реальними елементами (операційний підсилювач і резистори) отримано наступні значення: $TK = 56.67 \frac{ppm}{^\circ C}$, а $V_{REF_25C} = 562.6$ мВ. Бачимо, що різниця результатів нехтовно мала, а отже можна стверджувати про адекватність моделі ДОН із використанням ідеальних резисторів і операційних підсилювачів.

Також здійснено моделювання ДОН із реальними елементами при різних напругах живлення. Результати наведені на рисунку 14.

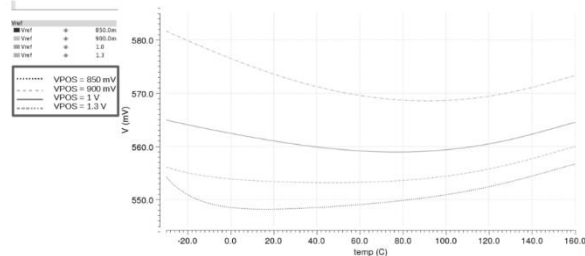


Рис. 14. Температурна залежність вихідної напруги ДОН при різних значення напруги живлення.

Бачимо що зі зміною напруги живлення змінюється номінальне значення напруги і ТК. Але при цьому вихідна напруга має низьку температурну залежність.

З рисунка 15 можемо бачити, що мінімальна напруга живлення для коректної роботи ДОН становить близько 850 мВ, а максимальна – 1.3В. При чому значення максимальної напруги живлення може бути збільшено переналаштуванням схеми Start-up.

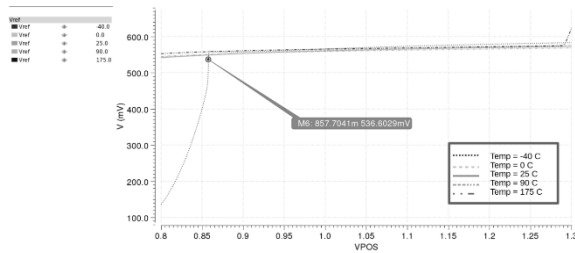


Рис. 15. Залежність вихідної напруги ДОН від напруги живлення при різних значеннях температур.

Також для того, щоб промоделювати вплив технологічних відхилень (mismatch) було проведено серію Монте Карло симуляцій. [11]

Результати девіації номінальної вихідної напруги і ТК наведені на рисунках 16 і 17 відповідно. Як видно із рисунків, відхилення вихідної напруги незначні, а відхилення ТК в найгіршому випадку близькі до $500 \frac{ppm}{^\circ C}$, що є досить багато. Це обумовлено статистичним розкидом параметрів ключових елементів схеми – резисторів, біполярних транзисторів і коефіцієнту передачі по струму струмових дзеркал.

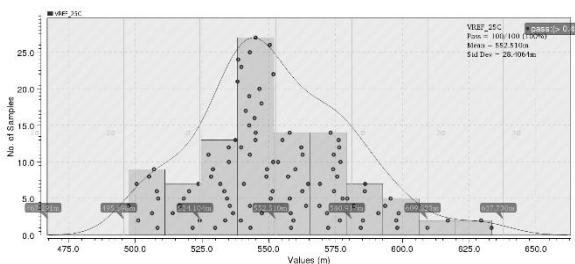


Рис. 16. Варіація номінальної вихідної напруги при Монте Карло симуляції.

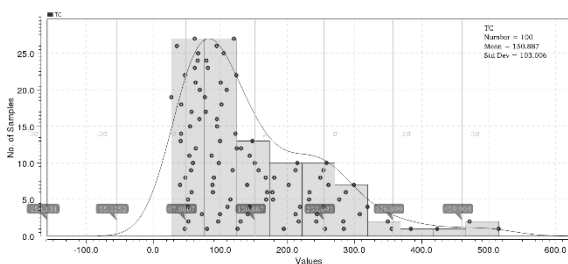


Рис. 17. Варіація ТК при Монте Карло симуляції

При створенні ідеалізованої моделі ДОН з можливістю керувати ключовими характеристиками операційних підсилювачів було проведено ряд симуляцій для встановлення залежності вихідної напруги

від вхідної напруги зміщення (V_{OS}), вихідного опору (R_{out}), коефіцієнту підсилення по напрузі (Gain), частотної смуги пропускання (GBW) операційного підсилювача. Результати наведені в таблиці 2.

Таблиця 2 – Вплив параметрів операційного підсилювача на номінальну вихідну напругу V_{REF_25C} і ТК.

		V_{REF_25C} , мВ	ТК, $\frac{ppm}{^\circ C}$
Gain	60 дБ	560,7	71,9
	80 дБ	560,7	61,4
	100 дБ	560,7	60,4
GBW	100 кГц	560,7	300,6
	1 МГц	560,7	60,4
	10 МГц	560,7	60,4
R_{out}	100 Ом	560,7	60,4
	500 Ом	560,7	60,4
V_{OS}	0	560,7	60,4
	2 мВ	506,2	53,6
	5 мВ	413	67,8

Як видно із таблиці 2, коефіцієнт підсилення по напрузі (Gain) впливає на ТК, але при цьому не впливає на номінальне значення вихідної напруги. Отже використовуючи дану модель можна вирахувати необхідне значення коефіцієнту підсилення. Частотна смуга пропускання (GBW) також впливає лише на ТК, при чому при малих значеннях смуги сильно зростає ТК. Вихідний опір операційного підсилювача (R_{out}) не впливає на характеристики ДОН. Вхідна напруга зміщення (V_{OS}), має сильний вплив на номінальну вихідну напругу і менший вплив на ТК. При чому можемо бачити із таблиці 2, що для малого(але не нульового) значення вхідної напруги живлення ТК зменшується. Це можна пояснити тим, що вхідна напруга зміщення операційного підсилювача компенсує відхилення технологічного процесу струмових дзеркал, якими керує операційний підсилювач.

Математична модель генерованих схемою струмів

Відповідно до схеми наведеної на рисунку 10, у схемі генеруються струми I_{REF1} (струм із ДОН на основі n-p-n біполярних транзисторів), I_{REF2} (струм із ДОН на основі p-p-n біполярних транзисторів), I_{REF} (вихідний струм). Для формалізації

процедури вибору коефіцієнтів передачі струмових дзеркал MN1-MN_OUT (K_1) і MP4-MP3(K_2) здійснено регресійний аналіз у середовищі Matlab [12]. Для дослідження було взято струм на вході MN1 і виході MN_OUT NPN струмового дзеркала (відповідно до рис.10), струм на вході MP4 і виході MP3 PNP струмового дзеркала (відповідно до рис.10). Для цих струмів побудовано поліном 4-го порядку вигляду:

$$I = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4, \quad (14)$$

де b_n – коефіцієнти отримані в результаті регресійного аналізу.

Маючи поліном, що описує температурну залежність струму, можна підібрати такі коефіцієнти передачі струмових дзеркал K_1 і K_2 , що при відніманні один від одного струмів I_{REF1} і I_{REF2} у результуючому струмі I_{REF} скорочувалася температурна залежність.

Результати регресійного аналізу наведені у таблиці 3.

Таблиця 3 – Результати регресійного аналізу – коефіцієнти поліномів.

	b_in_npn	b_npn	b_in_pnp	b_pnp	b_out
b ₀	5.47*10 ⁻⁶	4.17*10 ⁻⁶	5.57*10 ⁻⁶	6.99*10 ⁻⁶	2,81*10 ⁻⁶
b ₁	-1.08*10 ⁻⁹	-3.41*10 ⁻¹⁰	-5.85*10 ⁻¹⁰	-7.46*10 ⁻¹⁰	-4,05*10 ⁻¹⁰
b ₂	1.51*10 ⁻¹²	5.09*10 ⁻¹²	2.21*10 ⁻¹²	5.96*10 ⁻¹²	8,98*10 ⁻¹³
b ₃	-6.87*10 ⁻¹⁵	-1.11*10 ⁻¹⁴	2.21*10 ⁻¹⁴	1.21*10 ⁻¹⁴	2,28*10 ⁻¹⁴
b ₄	-3.74*10 ⁻¹⁷	-1.47*10 ⁻¹⁷	-9.11*10 ⁻¹⁷	-8,07*10 ⁻¹⁷	-6,48*10 ⁻¹⁷

У таблиці 3 b_in_pnp – коефіцієнти поліному для струму на вході MN1, b_pnp – для струму на виході MN_OUT, b_in_npn – для струму на вході MP4, b_npn – для струму на виході MP3, b_out – для вихідного струму I_{REF} .

Коефіцієнти передачі струмових дзеркал K_1 і K_2 були вибрані відповідно 0.75 і 1.25. Це допомогло зменшити вплив температурної залежності 1-го і 2-го порядків, але при цьому майже не вплинуло на складові вищих порядків. Це обумовлено тим, що складові вищих порядків мають нехтовно малі значення – порядок 10⁻¹⁴ - 10⁻¹⁷, а при таких значення вплив середовища для симуляцій на точність обрахунків стає значним.

Висновки

Проведено аналіз сучасного стану джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах, що це є одним із основних блоків кожної мікросхеми. З'ясовано, що до ДОН висувають ряд вимог: вони повинні

володіти низькою чутливістю до зміни напруги живлення, температури, та до відхилень параметрів технологічного процесу виготовлення. При цьому ДОН повинні працювати при напрузі живлення рівній або меншій 1 В, щоб відповідати сучасним умовам застосування.

Запропоновано можливий підхід до побудови джерела опорної напруги, що має температуру незалежну вихідну напругу і здатне працювати при напрузі живлення рівній або меншій 1 В.

Проведено аналіз можливих джерел похибки, що погіршують точність вихідної напруги джерела опорної напруги. Встановлено, що найбільш сильно на точність вихідної напруги впливає напруга зміщення операційних підсилювачів.

Запропоновано ідеалізовану модель, що містить ідеальні резистори і операційні підсилювачі – компоненти, що найбільш сильно впливають на точність і стабільність вихідної напруги ДОН.

Розроблено модель операційного підсилювача, що здатна моделювати вплив на вихідну напругу його ключових характеристик, а саме: вхідного струму і вхідної напруги зміщення, вхідного опору, диференційного коефіцієнту підсилення, вихідного опору, а також частотну залежність операційного підсилювача.

Досліджено вплив коефіцієнту підсилення по напрузі, частотної смуги пропускання, вихідного опору операційного підсилювача, вхідної напруги зміщення на номінальну вихідну напругу і на температурний коефіцієнт.

Проведено регресійний аналіз для відображення у вигляді поліному 4-го порядку вигляду $I = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4$ температурної залежності генерованих в схемі струмів. Це дозволяє вибрати коректні значення коефіцієнтів передачі струму у струмових дзеркалах для зменшення температурної залежності вихідної напруги.

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 підлаштування опору резистору R_{REF} для можливості, по-перше, – регулювання рівня вихідної напруги, по-друге, підлаштування температурних коефіцієнтів опорів так, щоб сумарний опір резистора був температуро незалежний. Також необхідно розробити методи зменшення впливу напруги зміщення операційного підсилювача на точність вихідної напруги джерела опорної напруги.

Література

1. Джерело опорної напруги. [Електронний ресурс] – Режим доступу: https://en.wikipedia.org/wiki/Voltage_reference.

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. – №. 4. – P. 526–529, Apr. 2002.

3. H. Neuteboom, B. M. J. Kup, and M. Janssens, “A DSP-based hearing instrument IC,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32. – №. 11. – P. 1790–1806, Nov. 1997.

4. P. Malcovati, F. Maloberti, M. Pruzzi, and C. Fiocchi, “Curvature compensated BiCMOS bandgap with 1-V supply voltage,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36. – №. 7. – P. 1076–1081, Jul. 2001.

5. G. A. Rincon-Mora, *Voltage Reference-From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits*. – New York: Wiley, 2002.

6. Стала Больцмана. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://bit.ly/36AxwFl>.

7. Цимбал О. В. Методи компенсації температурної залежності вихідної напруги в джерелах опорної напруги інтегральних мікросхем / Електронна і акустична інженерія. – Том 3, №1. –К.:КІП ім. І. Сікорського, 2020. – С.23-28.

8. Guang Ge, Cheng Zhang, Gian Hoogzaad, Kofi A. A. Makinwa. “A Single-Trim CMOS Bandgap Reference With a 3 σ Inaccuracy of $\pm 0.15\%$ From -40°C to 125°C ,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits* (Volume: 46, Issue: 11, Nov. 2011.)

9. Paul Brokaw, “How to Make a BANDGAP VOLTAGEREFERENCE in ONE EASY Lesson A». *Integrated Device Technology*, 2011.

10. Precision voltage references/ [Електронний ресурс] – Режим доступу <https://bit.ly/3eW7PTD/>.

11. Monte Carlo Simulation. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://bit.ly/38MVW1j>.

12. Linear Regression. Help Center MathWork. [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://bit.ly/3nm8P6d>.

Цимбал О.В., Корнєв В.П.

МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ ОСНОВНИХ КОМПОНЕНТІВ ДЖЕРЕЛ ОПОРНОЇ НАПРУГИ НА ВИХІДНУ НАПРУГУ

Метою дослідження є розробка моделі джерела опорної напруги, що здатна про- моделювати вплив параметрів основних структурних складових ДОН на точність і тем- пературну стабільність вихідної напруги. В статті проведено аналіз сучасного стану джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах. Встановлено, що це є одним із ос- новних блоків кожної мікросхеми. З'ясовано, що до ДОН висувають ряд вимог: вони по- винні володіти низькою чутливістю до зміни напруги живлення, температури, та до відхилень параметрів технологічного процесу виготовлення. При цьому ДОН повинні працювати при нарузі живлення рівній або меншій 1 В, щоб відповідати сучасним ас- пектам застосування. Запропоновано можливий підхід до побудови джерела опорної на- пруги, що має температуру незалежну вихідну напругу і здатне працювати при нарузі живлення рівній або меншій 1 В. Дане рішення має можливість реалізації в стандартній КМОН технології виготовлення інтегральних схем. Проведено аналіз можливих джерел похибки, що погіршують точність вихідної напруги джерела опорної напруги. Встанов- лено, що найбільш сильно на точність вихідної напруги впливає напруга зміщення опера- ційних підсилювачів. Запропоновано ідеалізовану модель, що містить ідеальні резистори і операційні підсилювачі – компоненти, що найбільш сильно впливають на точність і стабільність вихідної напруги ДОН. Розроблено модель операційного підсилювача, що здатна моделювати вхідний струм зміщення, вхідну напругу зміщення, вхідний опір, ди- ференційний коефіцієнт підсилення, вихідний опір, частотну залежність операційного підсилювача. Досліджено вплив коефіцієнту підсилення по нарузі, частотній смуги про- пускання, вихідного опору операційного підсилювача, вхідної напруги зміщення на номі- нальну вихідну напругу і на температурний коефіцієнт. Проведено регресійний аналіз для відображення у вигляді поліному 4-го порядку вигляду $I = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4$ температурну залежність генерованих в схемі струмів. Що дозволяє вибрати ко- ректні значення коефіцієнтів передачі струму у струмових дзеркалах для зменшення те- мпературної залежності вихідної напруги.

Ключові слова: джерело опорної напруги, КМОН технологія, температурна зале- жність, температурний коефіцієнт.

Tsymbal O.V., Kornev V.P.

THE SIMULATION OF INFLUENCE OF MAIN COMPONENTS' PARAMETERS OF REFERENCE VOLTAGE SOURCES ON OUTPUT VOLTAGE

The aim of the research is to develop a model of the reference voltage source that can be modeled the influence of the main structural components' parameters of reference voltage source on the accuracy and temperature stability of the output voltage. The article analyzes the current state of reference voltage sources in integrated circuits. It was established that refer- ence voltage sources are one of the main blocks of each integrated chip. It was found that requirements are for these sources are the next: they must have low sensitivity to changes in supply voltage, temperature, and deviations of the parameters of the technology process. In this case, the reference voltage sources must operate at a supply voltage equal to or less than 1V to meet modern aspects of the application. A possible approach to the construction of a reference voltage source having a temperature-independent output voltage and capable of operating at a supply voltage equal to or less than 1V is proposed in this article. This solution has the ability to implement in the standard CMOS technology for integrated circuits. An analysis of possible sources of error that degrade the accuracy of the output voltage of the reference voltage source

is provided. It was established that the bias voltage of the operational amplifiers has the strongest effect on the accuracy of the output voltage. An idealized model is proposed, which contains ideal resistors and operational amplifiers – the components that most strongly affect the accuracy and stability of the output voltage of the voltage references. An operational amplifier model has been developed that is able to model the input bias current, input bias voltage, input resistance, differential gain, output resistance and frequency response of the operational amplifier. The influence of voltage gain, bandwidth, output resistance of the operational amplifier, input bias voltage on the nominal output voltage and the temperature coefficient are investigated. A regression analysis was performed to display in a polynomial of the 4th order form like $I = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4$, temperature dependence of the currents generated in the circuit. This allows you to choose the correct values of current transfer coefficients in the current mirrors to reduce the temperature dependence of the output voltage.

Key words: voltage reference, bandgap, CMOS technology, temperature dependence, temperature coefficient.

Цимбал О.В., Корнев В.П.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОСНОВНЫХ КОМПОНЕНТОВ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Целью исследования является разработка модели источника опорного напряжения, которая способна промоделировать влияние параметров основных структурных составляющих ИОН на точность и температурную стабильность выходного напряжения. В статье проведен анализ современного состояния источников опорного напряжения в интегральных микросхемах. Установлено, что это является одним из основных блоков каждой микросхемы. Выяснено, что к ИОН выдвигают ряд требований: они должны обладать низкой чувствительностью к изменению напряжения питания, температуры, и к отклонениям параметров технологического процесса изготовления. При этом ИОН должны работать при напряжении питания равном или меньше 1 В, чтобы соответствовать современным аспектам применения. Предложено возможный подход к построению источника опорного напряжения, имеющего температурно независимое выходное напряжение и которое способно работать при напряжении питания равном или меньше 1 В. Данное решение имеет возможность реализации в стандартной КМОП технологии изготовления интегральных схем. Проведен анализ возможных источников погрешности, что ухудшают точность выходного напряжения источника опорного напряжения. Установлено, что наиболее сильно на точность выходного напряжения влияет напряжение смещения операционных усилителей. Предложено идеализированную модель, которая содержит идеальные резисторы и операционные усилители – компоненты, которые наиболее сильно влияют на точность и стабильность выходного напряжения ИОН. Разработана модель операционного усилителя, которая способна моделировать входной ток смещения, входное напряжение смещения, входное сопротивление, дифференциальный коэффициент усиления, выходное сопротивление, частотную зависимость операционного усилителя. Исследовано влияние коэффициента усиления по напряжению, частотной полосы пропускания, выходного сопротивления операционного усилителя, входного напряжения смещения на номинальное выходное напряжение и на температурный коэффициент. Проведен регрессионный анализ для отображения в виде полинома 4-го порядка вида $I = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4$ температурной зависимости генерируемых в схеме токов. Что позволяет выбрать корректные значения коэффициентов передачи тока в токовых зеркалах для уменьшения температурной зависимости выходного напряжения.

Ключевые слова: источник опорного напряжения, КМОП технология, температурная зависимость, температурный коэффициент.