

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ

(повна назва інституту/факультету)

КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННО-ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ

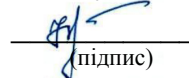
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»

УДК: 621.3.027.212

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

 О.М. Лисенко
(ініціали, прізвище)

“18” грудня 2020 р.

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра**

зі спеціальності (спеціалізації) 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(код і назва)


на тему: Методи підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах та технічні рішення їх реалізації

Виконав (-ла): студент (-ка) II курсу, групи ДК-91мп
(шифр групи)

Цимбал Олександр Володимирович
прізвище, ім'я, по батькові


(підпис)

Науковий керівник: доц., к.т.н., Корнєв В.П.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


(підпис)

Консультант _____
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)

(підпис)

Рецензент: проф. кафедри АМЕС, к.т.н., проф. Пілінський В.В.
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)


(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент 
(підпис)

Київ – 2020 року

**Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”**

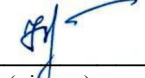
Інститут/факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра конструювання електронно-обчислювальної апаратури
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо - професійною програмою

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри


(підпис) Лисенко О.М.
(прізвище та ініціали)

« 04 » листопада 2019 року

З А В Д А Н Н Я

НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ

студенту Цимбалу Олександру Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Методи підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах та технічні рішення їх реалізації

науковий керівник дисертації: Корнєв Володимир Павлович, доц., к.т.н.
(Прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «05» листопада 2020 року № 3241-с

2. Термін подання студентом дисертації: 15 грудня 2020 року

3. Об'єкт дослідження: джерела опорної напруги, стабільність і точність вихідної напруги джерел

4. Предмет дослідження: методи підвищення стабільності і точності вихідної напруги джерел опорної напруги

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: 1.Аналіз сучасного стану джерел опорної напруги. 2.Аналіз базових принципів, що покладені в основу функціонування таких джерел. 3.Аналіз основних параметрів, що характеризують джерело опорної напруги, вибір і обґрунтування ключових параметрів. 4.Аналіз основних способів і підходів до реалізації джерел опорної напруги. Визначення переваг і недоліків кожного із них. Вибір архітектури для подальшого удосконалення. 5.Дослідження основних факторів і джерел похибок, що впливають на точність і стабільність вихідної напруги джерел опорної напруги. Оцінка їх впливу на вихідну напругу. Розробка методів, що зменшать вплив цих факторів. 6.Аналіз і розв'язання задачі побудови моделі джерела опорної напруги, що міститиме в собі параметри, від яких залежать характеристики вихідної напруги джерел. Оцінка моделі. 7. Дослідження впливу температурної стабільності вихідної напруги джерел опорної напруги на характеристики всієї системи, у якій використовується дане джерело. 8. Експериментальні підтвердження роботи джерела опорної напруги із покращеними характеристиками точності і стабільності вихідної напруги. 9. Порівняння характеристик отриманого джерела опорної напруги із існуючими аналогами. 10. Розробка стартап-проєкту.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: Презентація у форматі PowerPoint.

7. Орієнтовний перелік публікацій: 3 публікації.

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання: 04.11.2019р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналіз сучасного стану джерел опорної напруги	04.11.19-15.01.20	Виконано
2	Аналіз базових принципів, що покладені в основу функціонування таких джерел	16.01.20-01.03.20	Виконано
3	Аналіз основних параметрів, що характеризують джерело опорної напруги	01.03.20-01.04.20	Виконано
4	Аналіз основних способів і підходів до реалізації джерел опорної напруги. Вибір архітектури для подальшого удосконалення	01.04.20-01.05.20	Виконано
5	Дослідження основних факторів і джерел похибок, що впливають на точність і стабільність вихідної напруги джерел опорної напруги.	01.05.20-15.06.20	Виконано
6	Аналіз і розв'язання задачі побудови моделі джерела опорної напруги, що міститиме в собі параметри, від яких залежать характеристики вихідної напруги джерел. Оцінка моделі	15.06.20-01.09.20	Виконано
7	Дослідження впливу температурної стабільності вихідної напруги джерел опорної напруги на характеристики всієї системи, у якій використовується дане джерело	01.09.20-01.10.20	Виконано
8	Експериментальні підтвердження роботи джерела опорної напруги із покращеними характеристиками точності і стабільності вихідної напруги	01.10.20-10.11.20	Виконано
9	Порівняння характеристик отриманого джерела опорної напруги із існуючими аналогами	10.11.20-25.11.20	Виконано
10	Розробка стартап-проекту	25.11.20-30.11.20	Виконано
11	Підготовка статті для публікації	01.11.20-25.11.20	Виконано
12	Оформлення дисертації	01.12.20-14.12.20	Виконано

Студент




(підпис)

Цимбал О.В.

(прізвище, ініціали)

Науковий керівник дисертації



(підпис)

Корнєв В.П.

(прізвище, ініціали)

Реферат

Магістерська дисертація складається із 4 осн. розд, 95 рис., 28 табл., 7 дод., 43 дж. Загальний обсяг дисертації становить 207 сторінок, в тому числі 152 сторінки основного тексту.

Практична спрямованість роботи. У дисертаційній роботі вирішувалася науково-практична задача підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги шляхом удосконалення архітектурних рішень. Дослідження проводилися відповідно до наукових напрямків діяльності кафедри КЕОА, а також пріоритетного напрямку розвитку науки і техніки України “Інформаційні та комунікаційні технології”.

Об’єктом дослідження є джерела опорної напруги, стабільність і точність вихідної напруги джерел.

Предметом дослідження є методи підвищення стабільності і точності вихідної напруги джерел опорної напруги.

Мета дослідження - підвищення стабільності і точності вихідної напруги джерел опорної напруги за критерієм температурної стабільності із забезпеченням стабільної роботи при напрузі живлення рівній або нижче 1 В у широкому діапазоні температур від -40°C до $+150^{\circ}\text{C}$, а також з можливістю реалізації в стандартному КМОН технологічному процесі виготовлення ІС.

Методи дослідження. При розв’язанні поставлених у роботі завдань для розробки і проектування джерела опорної напруги із покращеними характеристиками точності і стабільності вихідної напруги використано теорію електричних кіл; для розробки і аналізу схеми компенсації для операційних підсилювачів використано теорію авторегулювання та керування. Математичні розрахунки виконувалися із застосуванням програмного середовища MATLAB. Моделювання розроблених електричних схем проводилися у середовищі проектування Cadence Virtuoso. Для моделювання використано аналіз постійних струмів і напруг, аналіз у частотній і часовій області, аналіз шуму, Corner аналіз, а

також Монте Карло аналіз для статистичного врахування випадкових відхилень технологічних параметрів під час виготовлення напівпровідникових інтегральних мікросхем.

Наукова новизна одержаних результатів – удосконалена структурна схема побудови джерела опорної напруги із компенсацією температурної залежності вищих порядків, що дозволяє підвищити точність і стабільність вихідної напруги за рахунок компенсації нелінійностей вищих порядків; запропоновано використання ідеалізованої моделі джерела для дослідження впливу параметрів ключових елементів на точність і стабільність вихідної напруги.

Практичне значення отриманих результатів визначається запропонованою архітектурою джерела опорної напруги, що забезпечує високу точність і стабільність вихідної напруги. Розроблено схемотехнічне рішення для реалізації запропонованої архітектури у середовищі Cadence Virtuoso та проведено моделювання схеми при всіх варіантах технологічних відхилень, у широкому діапазоні температур і при мінімальних і максимальних значеннях напруги живлення. Отримані результати впроваджено у ФОП «Сахаров Д.Ю.».

Апробація результатів дослідження. Наукові та практичні результати дисертаційної роботи доповідались і обговорювалися на міжнародній науково-технічній конференції:

- в XIII міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка – 2020» (14-16 квітня 2020р.)

Публікації. За матеріалами дослідження опубліковано 3 статті:

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

- у Міжнародному періодичному науковому журналі - Modern engineering and innovative technologies, том 3, №11 2020 р., с.21 – 32.

- у фаховому виданні України категорії «Б» - Цимбал О. В. Моделювання впливу параметрів основних компонентів джерел опорної напруги на вихідну

напругу / О. В. Цимбал, В. П. Корнєв. // Проблеми інформатизації та управління. – 2020. – С. 83–94.

Ключові слова: джерело опорної напруги; комплементарна метал-оксид-напівпровідник технологія; температурна залежність; температурний коефіцієнт.

ABSTRACT

The master's thesis consists of 4 main parts, 95 figs., 28 tabl., 7 apps., 43 refs. It has 207 pages, from which 152 pages of main text.

The dissertation solves the scientific and practical problem of increasing the accuracy and stability of reference voltage sources through the improvement of architectural solutions.

Dissertation research was conducted in accordance with the scientific activities of the DEDEC, as well as the priority area of development of science and technology of Ukraine "Information and Communication Technologies".

Object of research: the reference voltage sources, the stability and accuracy of the output voltage of the sources.

Subject of research: methods of increasing the stability and accuracy of the output voltage of the reference voltage sources.

Aim of research: to increase the stability and accuracy of the output voltage of reference voltage sources by the criterion of temperature stability with stable operation at supply voltage equal to or below 1 V in a wide temperature range from -40°C to $+150^{\circ}\text{C}$, and with the possibility of implementation in standard CMOS technological process of IC manufacturing.

The theory of electric circuits is used for the development and design of the reference voltage source with improved characteristics of accuracy and stability of the output voltage; the theory of autoregulation and control is used for development and analysis of the compensation scheme for operational amplifiers. Mathematical calculations were performed using the MATLAB software environment. Simulations of the developed electrical circuits were performed in the design environment of Cadence Virtuoso. For modeling were used DC analysis, frequency and time domain analysis, noise analysis, Corner analysis. Monte Carlo analysis were used to take into account random processes during the manufacture of semiconductor integrated circuits.

Scientific novel: improved structural scheme of the reference voltage source with compensation of temperature dependence of higher orders, which allows to increase the accuracy and stability of the output voltage by compensating for nonlinearities of higher orders; the use of an idealized models is proposed to study the influence of the parameters of key elements on the accuracy and stability of the output voltage.

The practical value of the obtained results is determined by the proposed architecture of the reference voltage source, which provides high accuracy and stability of the output voltage. The circuit solution for realization of the offered architecture in the Cadence Virtuoso environment is developed and the modeling of the scheme at all variants of technological deviations, in a wide range of temperatures and at the minimum and maximum values of supply voltage is carried out. The obtained results were implemented in Private Entrepreneur "Sakharov D.Yu."

Scientific and practical results of the dissertation were reported and discussed at an international scientific and technical conference: - in the XIII International Scientific and Technical Conference of Young Scientists "Electronics - 2020" (April 14-16, 2020) Three articles were published according to the study.

Key words: voltage reference; bandgap; complementary metal–oxide–semiconductor technology; temperature dependence; temperature coefficient.

Зміст

Перелік умовних позначень	4
ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ДЖЕРЕЛ ОПОРНОЇ НАПРУГИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ	10
1.1 Аналіз базових принципів роботи джерел опорної напруги	11
1.2 Аналіз основних параметрів, що використовуються для характеристики джерел опорної напруги	20
1.3 Аналіз існуючих підходів до реалізації джерел опорної напруги.....	23
1.4 Аналіз відомих технічних рішень на основі патентного пошуку	29
1.5 Аналіз основних факторів, що впливають на відхилення вихідної напруги від номінального значення.	36
Висновки до розділу 1	41
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ТА СХЕМИ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПОВОЇ УДОСКОНАЛЕНОГО ДЖЕРЕЛА ОПОРНОЇ НАПРУГИ	43
2.1 Розробка структурної схеми джерела опорної напруги.....	44
2.2 Схемотехнічна реалізація джерела опорної напруги	46
2.3 Розробка операційного підсилювача для джерела опорної напруги на основі n-p-n біполярних транзисторів.....	59
2.4 Розробка операційного підсилювача для джерела опорної напруги на основі p-n-p біполярних транзисторів.....	72
2.5 Розробка схеми запуску Start-Up.....	81
2.6 Розробка схеми зміщення Bias.....	83

2.7 Заходи спрямовані на покращення коефіцієнта ослаблення завад по лінії живлення	85
2.8 Розробка «тримуючого» ланцюжка для джерела опорної напруги	88
2.10 Проектування температуро незалежного опору навантаження для джерела опорної напруги.....	91
2.10 Проектування моделі операційного підсилювача	94
Висновки до розділу 2	98
РОЗДІЛ 3 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	99
3.1 Моделювання схеми ДОН із ідеальними моделями ключових елементів	100
3.2 Результати моделювання схеми ДОН	106
3.3 Проведення регресійного аналізу і розробка математичних моделей генерованих схемою струмів	117
3.5 Рекомендації по створенню топології джерела опорної напруги	119
3.6 Порівняння характеристик розробленого ДОН із існуючими аналогами	124
3.7 Моделювання впливу точності і стабільності вихідної напруги на результати обчислень АЦП	126
Висновки до розділу 3	128
РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЄКТУ	131
4.1 Опис ідеї проєкту	131
4.2 Технологічний аудит ідеї проєкту.....	133
4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проєкту.....	133
4.4 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проєкту.....	139
4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проєкту	142

Висновки до розділу 4	144
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	145
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	149
Додаток А Схема електрична принципова джерела опорної напруги	153
Додаток Б Лістинг вихідного коду Verilog-А моделі операційного підсилювача	154
Додаток В Лістинг програмного коду MATLAB для регресійного аналізу	157
Додаток Г Копія публікації в журналі «Електронна і акустична інженерія» і доповіді на конференції молодих вчених «Електроніка -2020».....	172
Додаток Д Копія публікації у Міжнародному періодичному науковому журналі «Modern engineering and innovative technologies»	182
Додаток Е Копія публікації у фаховому виданні категорії Б «Проблеми інформатизації та управління».....	195
Додаток Ж Акт про впровадження	207

Перелік умовних позначень

Вітчизняна нотація

АЦП	Аналого-цифровий перетворювач
ДОН	Джерело опорної напруги
ІС	Інтегральна мікросхема
КМОН	Комплементарна метал-оксид-напівпровідник технологія
МОН	Метал-оксид-напівпровідник транзистор
ОП	Операційний підсилювач
ТК	Температурний коефіцієнт
ТКН	Температурний коефіцієнт напруги

Зарубіжна нотація

СТАТ	Complementary to absolute temperature – обернено пропорційна температурна залежність
LSB	Less significant bit – найменш значущий біт
GBW	Gain-Bandwidth – смуга пропускання або частота одиничного підсилення.
PSRR	Power Supply Rejection Ration – коефіцієнт ослаблення завад по лінії живлення
PTAT	Proportional to absolute temperature – пропорційна до температури залежність
SR	Slew Rate – швидкість наростання вхідної напруги

ВСТУП

Актуальність теми. 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 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). 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 напруги є використання схем типу *bandgap*. Цей термін можна перекласти як «бар'єрний потенціал п-н 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** є 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 промодельовати вплив тих чи інших параметрів на характеристики джерел опорної напруги. Тому задача побудови моделі джерела опорної напруги, що міститиме в собі параметри, від яких залежать характеристики вихідної напруги джерел є **актуальною**. Таку модель можна буде використати для оцінки впливу на стабільність і точність ДОН відхилень значень елементів, викликаних технологічним процесом, зміною температури, напруги живлення.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційні дослідження проводилися відповідно до наукових напрямків діяльності кафедри КЕОА, а також пріоритетного напрямку розвитку науки і техніки України “Інформаційні та комунікаційні технології”.

Об'єктом дослідження є джерела опорної напруги, стабільність і точність вихідної напруги джерел.

Предметом дослідження є методи підвищення стабільності і точності вихідної напруги джерел опорної напруги.

Мета і задачі дослідження. Метою дослідження є підвищення стабільності і точності вихідної напруги джерел опорної напруги за критерієм температурної стабільності із забезпеченням стабільної роботи при нарузі живлення рівній або нижче 1 В у широкому діапазоні температур від -40°C до $+150^{\circ}\text{C}$, а також з можливістю реалізації в стандартному КМОН технологічному процесі виготовлення ІС.

Основні завдання, що поставлені в роботі для досягнення кінцевої мети:

1. Аналіз сучасного стану джерел опорної напруги.
2. Аналіз базових принципів, що покладені в основу функціонування таких джерел.
3. Аналіз основних параметрів, що характеризують джерело опорної напруги, вибір і обґрунтування ключових параметрів.

4. Аналіз основних способів і підходів до реалізації джерел опорної напруги. Визначення переваг і недоліків кожного із них. Вибір архітектури для подальшого удосконалення.
5. Дослідження основних факторів і джерел похибок, що впливають на точність і стабільність вихідної напруги джерел опорної напруги. Оцінка їх впливу на вихідну напругу. Розробка методів, що зменшать вплив цих факторів.
6. Аналіз і розв'язання задачі побудови моделі джерела опорної напруги, що міститиме в собі параметри, від яких залежать характеристики вихідної напруги джерел. Оцінка моделі.
7. Дослідження впливу температурної стабільності вихідної напруги джерел опорної напруги на характеристики всієї системи, у якій використовується дане джерело.
8. Експериментальні підтвердження роботи джерела опорної напруги із покращеними характеристиками точності і стабільності вихідної напруги.
9. Порівняння характеристик отриманого джерела опорної напруги із існуючими аналогами.
10. Розробка стартап-проєкту.

Галузь застосування. Отримані практичні результати можуть бути застосовані в галузі виробництва інтегральних мікросхем для побудови і виробництва джерела опорної напруги як незалежного компонента, так і у складі будь-якої комплексної системи, що вимагає прецензійної напруги живлення, що може бути отримана із джерела опорної напруги.

Методи дослідження. При розв'язанні поставлених у роботі завдань для розробки і проектування джерела опорної напруги із покращеними характеристиками точності і стабільності вихідної напруги використано методи теорії електричних кіл; для розробки і аналізу схеми компенсації для операційних підсилювачів використано методи теорії авторегулювання та керування.

Математичні розрахунки виконувалися із застосуванням програмного середовища MATLAB. Моделювання розроблених електричних схем проводилися у середовищі проектування Cadence Virtuoso. Для моделювання використано аналіз постійних струмів і напруг, аналіз у частотній і часовій області, аналіз шуму, Corner аналіз, а також Монте Карло аналіз для статистичного врахування випадкових відхилень параметрів технологічних процесів під час виготовлення напівпровідникових інтегральних мікросхем.

Наукова новизна одержаних результатів:

- Запропоновано метод підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги шляхом введення процедури компенсації температурної залежності другого порядку, яка реалізується за допомогою використання двох типів джерел опорної напруги на основі n-p-n і p-n-p біполярних транзисторів та використання у якості резистора навантаження двох послідовно з'єднаних резисторів із протилежними за знаками температурними коефіцієнтами опору, що дало змогу отримати близьке до незалежного від температури значення опору навантаження;

- запропоновано метод підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги шляхом використання тримованих резисторів, які можуть бути використані для калібрування точності і стабільності вихідної напруги після етапу виготовлення інтегральних мікросхем, що забезпечує налаштування значень характеристик на потрібні;

- розроблено нову структурно-функціональну організацію ДОН, яка реалізує зазначений вище метод та дозволила на її основі розробити нову імітаційну модель на основі ідеальних моделей ключових елементів, та провести моделювання і підтвердити ефективність запропонованих рішень.

Практичне значення отриманих результатів визначається запропонованою архітектурою джерела опорної напруги, що забезпечує високу точність і стабільність вихідної напруги. Розроблено схемотехнічне рішення для реалізації запропонованої архітектури у середовищі Cadence Virtuoso та проведено

моделювання схеми при всіх варіантах технологічних відхилень, у широкому діапазоні температур і при мінімальних і максимальних значеннях напруги живлення. Отримані результати впроваджено у ФОП «Сахаров Д.Ю.» при розробці проектів інтегральних мікросхем – драйверів електродвигунів.

Апробація результатів дослідження. Наукові та практичні результати дисертаційної роботи доповідались і обговорювалися на міжнародній науково-технічній конференції:

- в XIII міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка – 2020» (14-16 квітня 2020р.)

Публікації. За матеріалами дослідження опубліковано 3 статті:

- Цимбал О. В. Методи компенсації температурної залежності вихідної напруги в джерелах опорної напруги інтегральних мікросхем [Текст] // Електронна і акустична інженерія. – Том 3, №1. –К.:КПІ ім. І. Сікорського, 2020. – С.23-28.
- у Міжнародному періодичному науковому журналі - Modern engineering and innovative technologies, том 3, №11 2020 р., с.21 – 32. DOI:10.30890/2567-5273.2020-11-03.
- у фаховому виданні України категорії «Б» - Цимбал О. В., Корнєв В. П. Моделювання впливу параметрів основних компонентів джерел опорної напруги на вихідну напругу / О. В. Цимбал, В. П. Корнєв. // Проблеми інформатизації та управління. – 2020. – С. 83–94. DOI: [10.18372/2073-4751.63.15002](https://doi.org/10.18372/2073-4751.63.15002)

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та семи додатків. Загальний обсяг дисертації становить 207 сторінок, в тому числі 152 сторінки основного тексту, 95 рисунків, 28 таблиць, список використаних джерел із 43 найменувань.

РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ДЖЕРЕЛ ОПОРНОЇ НАПРУГИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

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 усієї структурної 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 називаються джерелами опорної напруги. Вони повинні мати низьку чутливість до зміни живлення, технологічного процесу виготовлення та температури. 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.

У Вікіпедії наведено визначення джерела опорної напруги (ДОН) [1], як базового електронного вузла, що підтримує на своєму виході високо стабільну постійну напругу, що не залежить від навантаження на пристрій, зміни напруги живлення, температури і є постійною в часі. Але на практиці неможливо отримати ідеальну незалежність від вище наведених впливів. Джерела опорної напруги, що використовуються в сучасних ІС, мають достатні характеристики незалежності від впливів навантаження, зміни напруги живлення, але при цьому температурна залежність є проблемою. Одним із стандартних шляхів отримання опорної високостабільної напруги є використання схем типу *bandgap*. Цей термін можна перекласти як «бар'єрний потенціал п-н 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 постає проблема покращення характеристик ДОН, а саме температурної залежності останніх при можливості роботи 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.

Отже, задача полягає в розробці джерела опорної напруги, що має низькі коефіцієнти залежності вихідної напруги від зміни напруги живлення, температури, може працювати при напрузі живлення рівній або нижче 1 В в широкому діапазоні температур від -40°C до $+150^{\circ}\text{C}$ (такого діапазону робочих температур вимагає стандарт, що застосовується до автомобільних мікросхем), а також з можливістю реалізації в стандартному КМОН технологічному процесі виготовлення ІС, через його значну поширеність і дешевизну.

1.1 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

спроєктувати 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 1.1.

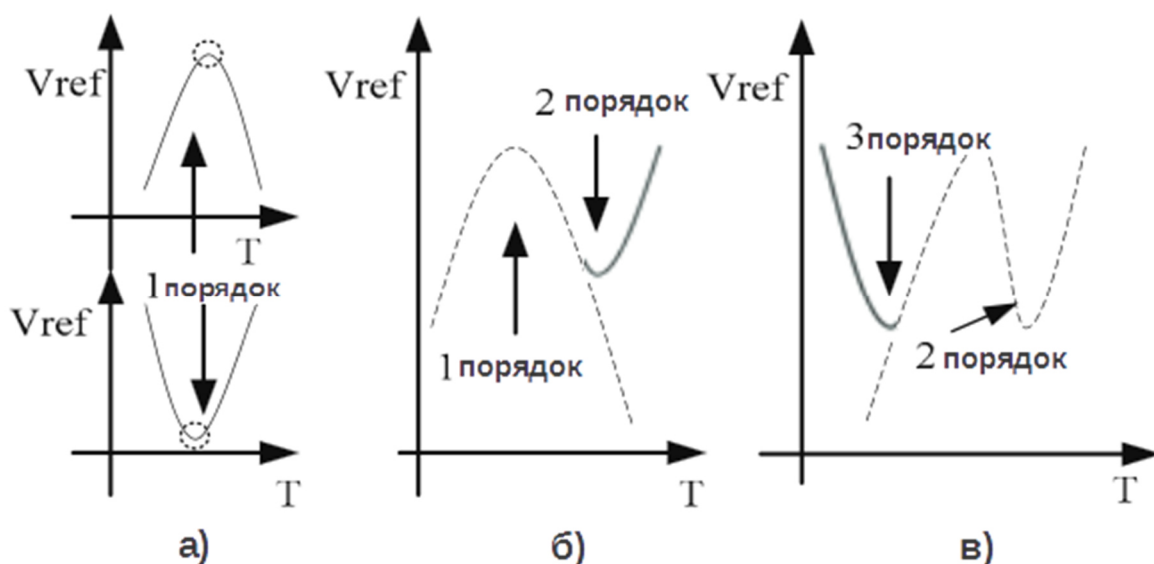


Рисунок 1.1 – Компенсація температурної залежності вихідної напруги джерел опорної напруги а) 1-го порядку; б) 2-го порядку; в) 3-го порядку

1.1.1 Джерела опорної напруги нульового порядку

ДОН нульового порядку зазвичай взагалі не мають температурної компенсації і мають температурний коефіцієнт близький до $1-5 \frac{mV}{^{\circ}C}$. В якості таких джерел можна використати зворотньо-ввімкнений діод Зенера [2], або прямо-зміщений

діод [2]. Такий підхід є досить простим і дешевим у реалізації, має широкий діапазон для струмів навантаження. Також даному підходу властивий низький рівень шумів на виході. Але до недоліків даного методу слід віднести те, що присутнє надмірне споживання струму, який необхідний для зміщення діоду в його робочу точку. Також даний підхід має дуже високу чутливість до відхилень технологічного процесу виготовлення інтегральних мікросхем. Але найбільшим недоліком є те, що діоди Зенера недоступні у більшості стандартних кремній-метал-оксид-напівпровідникових (КМОН) технологіях, а також вимагають дорогого лазерного підлаштування параметрів на після-виробничому етапі для досягнення прийнятливої точності [5].

1.1.2 Джерела опорної напруги першого порядку

ДОН першого порядку мають компенсацію температурної залежності першого порядку. Принцип роботи таких ДОН в загальному випадку базується на ширині забороненої зони кремнію [1]. Загальна блок-схема наведена на рисунку 1.2 [5].

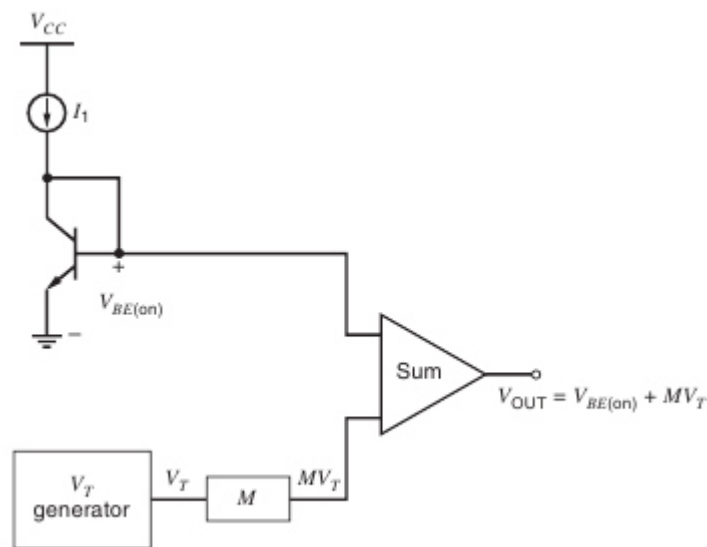


Рисунок 1.2 - Спрощена блок-схема джерела опорної напруги

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).

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.1.3 в якості генератора СТАТ напруги використовується п-н-перехід біполярного п-р-п транзистора, що зміщений постійним струмом I_1 , що 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°C (рис.1.3) [5]. Іншою складовою блок-схеми на рис.1.2 є генератор напруги V_T , що є пропорційною до абсолютної температури і оброблюється за формулою (1.1):

$$V_T = \frac{kT}{q}, \quad (1.1)$$

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 $+0,085 \frac{mV}{^\circ C}$ (рис.1.4) [6].

Оскільки за абсолютним значенням РТАТ напруга має менший ТК, то необхідно цю напругу підсилити, в ролі чого виступає блок М згідно з рис.1.2. Величина параметра М розраховується так, щоб РТАТ і СТАТ напруги в однаковій мірі компенсували один одного. Також на блок схемі присутній суматор, який сумує РТАТ і СТАТ напруги, в результаті чого на виході отримується температурно незалежна напруга (рис.1.5).

Математично це може бути виражено наступним чином:

$$V_{out}(T) = V_{PTAT}m_1(T) + V_{STAT}m_2(T), \quad (1.2)$$

звідки для отримання температурної залежності необхідно взяти похідну по температурі:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = m_1 \frac{dV_{PTAT}}{dT} + m_2 \frac{dV_{CTAT}}{dT} = 0, \quad (1.3)$$

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 $\frac{dV_{CTAT}}{dT} < 0$.

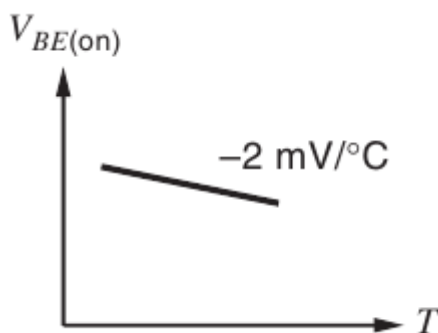


Рисунок 1.3 - Температурна залежність напруги СТАТ

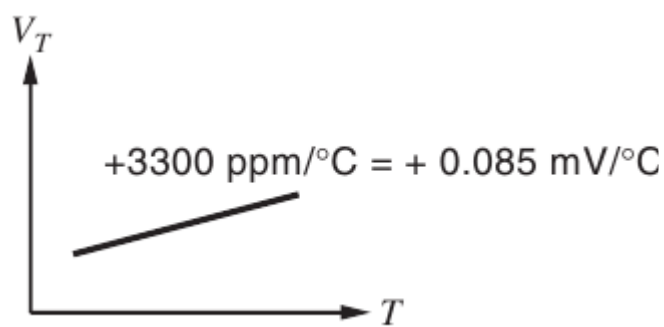


Рисунок 1.4 - Температурна залежність напруги РТАТ

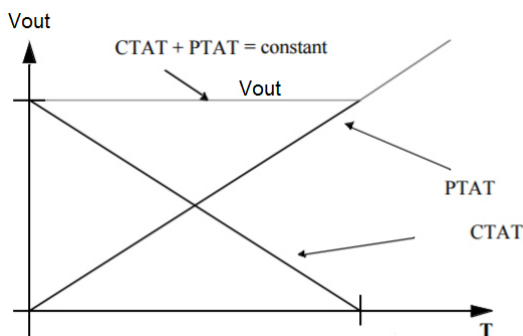


Рисунок 1.5 - Температурна залежність вихідної напруги V_{OUT}

Напруга СТАТ отримується шляхом використання діодного ввімкнення біполярного транзистора, а напруга РТАТ 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.1.6).

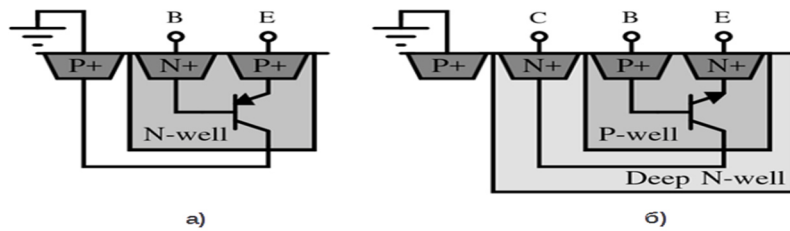


Рисунок 1.6 – Переріз вертикальних а) p-n-p; б) n-p-n – біполярних транзисторів, присутніх у стандартному КМОН технологічному процесі

1.1.3 Типова схема реалізації джерела опорної напруги першого порядку

Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОН технології наведена на рис.1.7 [5].

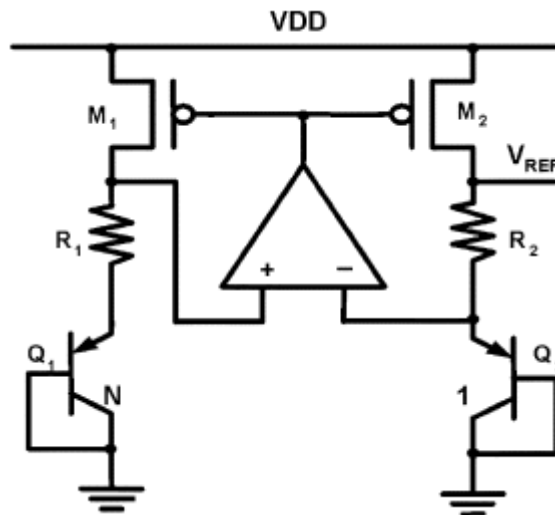


Рисунок 1.7 - Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОН технології

В цій схемі вихідна напруга є сумою напруги база-емітер біполярного транзистора (V_{BE}) і падіння напруги на резисторі R_2 . Біполярні транзистори Q_1 і Q_2 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 наступною формулою :

$$V_{REF} = |V_{BE2}| + \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln(N), \quad (1.4)$$

де N – співвідношення площ емітерів Q_1 і Q_2 .

У формулі (1.4) 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 [5]:

$$V_{BE} = V_G(T_0) + \frac{T}{T_0} [V_{BE}(T_0) + V_G(T_0)] - (\eta - m) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right), \quad (1.5)$$

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 (1.5) частина $T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)$ надає нелінійність залежності від температури напруги V_{BE} . Якщо рівняння (1.5) представити у вигляді ряду Тейлора, то воно матиме вигляд [5]:

$$V_{BE} = \alpha_0 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2 + \dots + \alpha_n T^n, \quad (1.6)$$

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.1.8. 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 (1.4). А отже, при невеликому відхиленні від номіналів резисторів R_2, R_1 , 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 КМОН технології.

До недоліків можна віднести: складність схемотехнічних рішень; необхідність додаткової компенсації температурної залежності.

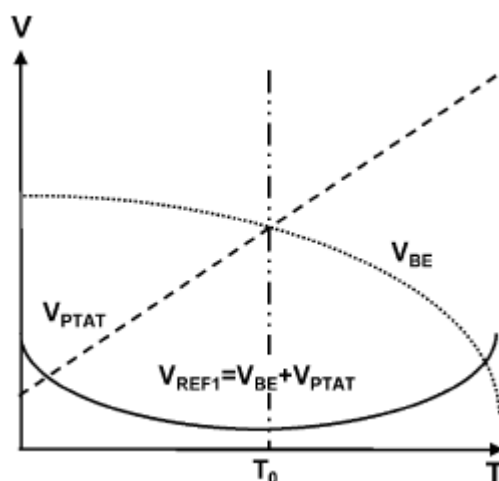


Рисунок 1.8 - Співвідношення між нелінійною температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі ДОН

1.1.4 Джерела опорної напруги другого порядку

Частково описану вище проблему вирішують шляхом введення компенсації температурної залежності, що включає в себе залежність другого порядку. Класичний підхід до реалізації цього – застосування генератора напруги $PTAT^2$ – квадратичної складової вихідної напруги ДОН [5]. У формулі (1.6) напруга база-емітер має в собі складові, що залежать обернено пропорційно до температури, і в результаті сумування із $PTAT^2$, вони компенсують одна одну. Умовно це зображено на рис. 1.9.

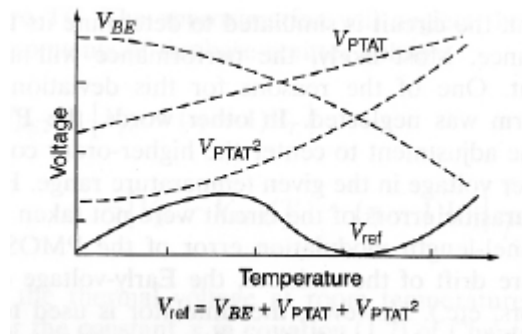


Рисунок 1.9 - Компенсація температурної залежності першого і другого порядків у джерелах опорної напруги

Переваги даний підхід має такі ж самі як і попередній, за винятком того, що температурний коефіцієнт в цьому випадку більш лінійний, а температурна залежність вихідної напруги значно менше.

До недоліків слід віднести додаткові зусилля для реалізації схемотехнічних рішень, щоб отримати генератор напруги $PTAT^2$, а також даний метод має всі недоліки, що й попередній.

1.1.5 Підхід на основі сумування струмів

Принцип роботи ДОН полягає в сумуванні напруги з негативним температурним коефіцієнтом з іншою, що має протилежну за знаком температурну залежність. Розглянемо два альтернативні підходи. Перший працює шляхом сумування струмів із протилежною залежністю від температури, і результат потім подається на резистор на якому і виділяється вихідна напруга. Таким чином, створюється стабільна від температури напруга із значенням, що керується резистором. Інший підхід полягає у підсумовуванні напруг із протилежним температурним коефіцієнтом.

У випадку підсумовування струмів структуру ДОН можна розділити на 3 частини, що працюють паралельно незалежно одна від одної. Перша частина генерує струм, пропорційний абсолютній температурі. Цей струм копіюється в другу частину, що генерує струм обернено пропорційний абсолютній температурі. Третя частина – резистор, що виконує операцію суми двох струмів із

протилежними за знаками температурними залежностями і конвертує струм у вихідну напругу.

1.1.6 Підхід на основі сумування напруг

У цьому підході структуру ДОН також можна розділити на 3 частини. Єдина принципова різниця від попереднього підходу – полягає у третій частині.

Третя частина складається із диференційного підсилювача, що включений у неінвертуючому режимі. На нього подається напруга пропорційна абсолютній температурі, а також напруга що має протилежну за знаком температурну залежність. Як результат на виході маємо суму цих двох напруг, в яких зникають температурні залежності.

1.2 Аналіз основних параметрів, що використовуються для характеристики джерел опорної напруги

Найбільш поширені параметри, що використовуються для характеристики джерел опорної напруги наступні: регулювання навантаження, початкова помилка напруги, температурний коефіцієнт вихідної напруги (ТК), шум вихідної напруги, час встановлення вихідної напруги, температурний гістерезис, струм споживання, напруга живлення, вихідна напруга, довговічність, коефіцієнт ослаблення завад по живленню (PSRR – Power supply rejection ratio) [7].

Початкова помилка напруги – відхилення вихідної напруги від заданої після вмикання і нагрівання. Зазвичай вимірюється без навантаження на виході.

Температурний коефіцієнт (ТК) – показує на скільки велика зміна вихідної напруги із зміною температури. Обраховується він за методом «box-method» [7]. Квадрат, що утворюється, відображає граничні значення мінімуму/максимуму для номінальної вихідної напруги в діапазоні робочих температур. Обраховується за формулою (1.7) і зображено на рисунку 1.10:

$$TC = \left[\frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{V_{nom} * (T_{MAX} - T_{MIN})} \right] * 10^{-6}, \quad (1.7)$$

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;

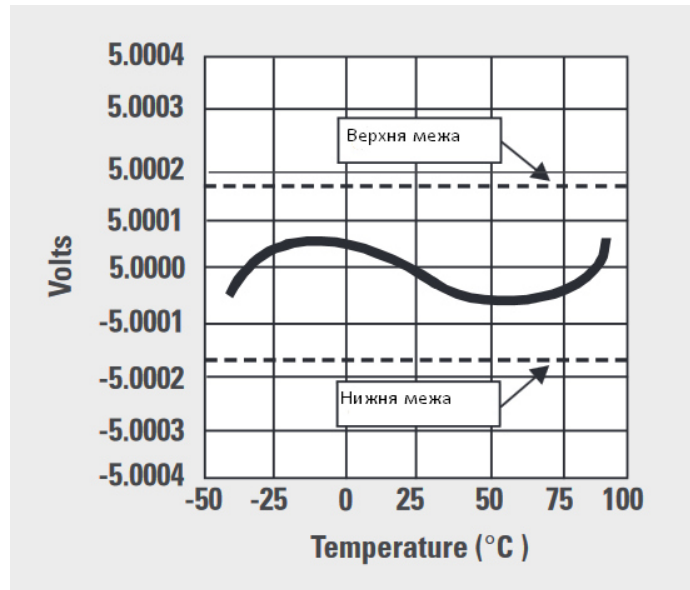


Рисунок 1.10 - Застосування «бокс» методу для обрахування температурного коефіцієнта

Температурний гістерезис – показує відхилення вихідної напруги при зміні температури у вигляді гістерезису. Цей параметр відображає ефект розбіжності значень вихідної напруги, між тією, якою вона була до початку змінення температури («початкова вихідна напруга»), і тією напругою, що сталася після змінення і наступного повернення температури до її початкового значення.

Шум вихідної напруги – показує рівень шуму, що присутній у складі вихідної напруги. Основними складовими шуму є $1/f$ шум (або flicker noise) і термальний шум (thermal noise), що має широкий спектр. Термальний шум може бути відфільтрований фільтром низької частоти, але при цьому $1/f$ шум не може бути відфільтрований звичайним фільтром. Амплітуда $1/f$ шуму на низькій частоті велика, і це необхідно враховувати при проектуванні джерел опорної напруги. Шум

вихідної напруги відображений на рисунку 1.11 [7] і зазвичай вимірюється у мкВ середньоквадратичного значення (μV_{rms}).

Довговічність зумовлена дрейфом параметрів напівпровідників із часом. Показує зміну вихідної напруги, що виникає після певного часу напрацювання. Зазвичай виражається у $\frac{\text{ppm}}{1000\text{год.}}$, де ppm – мільйонна частина. У діода Зенера довговічність в середньому становить $6 \frac{\text{ppm}}{1000\text{год.}}$ і зменшується за експоненційним законом з плином часу (рис.1.12) [7].

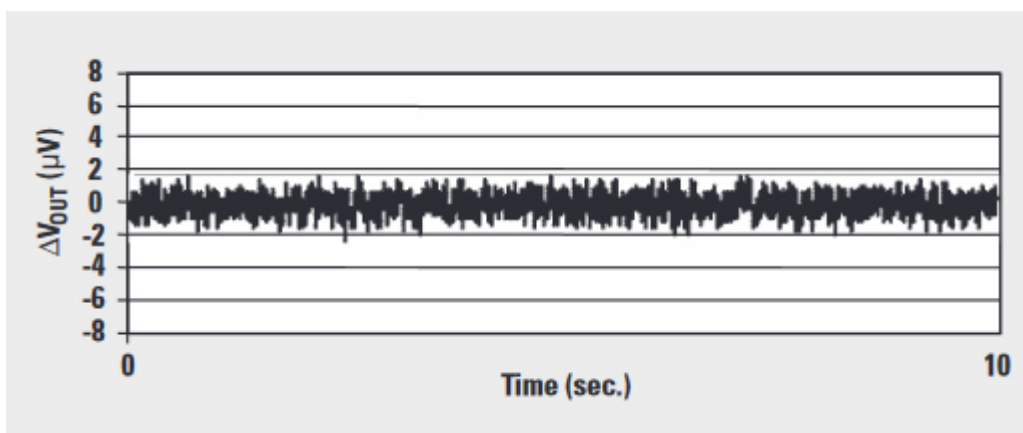


Рисунок 1.11 – Шум вихідної напруги у часовій області

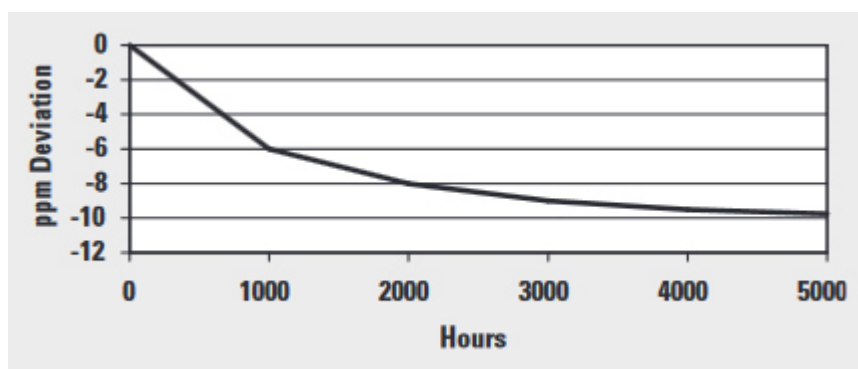


Рисунок 1.12 – Дрейф вихідної напруги джерела опорної напруги на основі діода Зенера

Час встановлення вихідної напруги – час, що необхідний для досягнення вихідної напруги номінального значення після подачі напруги живлення на джерело опорної напруги.

Регулювання навантаження – показує похибку вихідної напруги в залежності від струму навантаження. Вимірюється у $\frac{ppm}{mA}$.

PSRR – малосигнальний коефіцієнт підсилення завад по живленню по відношенню до вихідної напруги. Вимірюється у децибелах (дБ).

Струм споживання - струм, що споживається від джерела живлення всією схемою джерела опорної напруги.

Напруга живлення – діапазон напруг, при яких джерело опорної напруги підтримує на виході необхідний рівень напруги.

Вихідна напруга – напруга, що присутня на виході джерела при умовах кімнатної температури і номінальної напруги живлення.

В подальшому як ключові параметри розглядаються – напруга живлення, вихідна напруга, температурний коефіцієнт вихідної напруги. Решта параметрів менш важливі, але також розглядаються.

1.3 Аналіз існуючих підходів до реалізації джерел опорної напруги

Ключовим критерієм для порівняння існуючих варіантів рішень є температурний коефіцієнт вихідної напруги джерела опорної напруги.

Серед найбільш поширених архітектур побудови ДОН виділяють наступні; ДОН Vanba, ДОН Brokaw, ДОН Kuijik, ДОН Mietus, ДОН Mixed MOS-Bipolar. Розглянемо кожен більш детально.

Джерело опорної напруги Brokaw. Структурна схема зображена на рис.1.13 [8]. Розроблена на основі біполярного процесу виготовлення інтегральних мікросхем близько 1970 року і досі широко використовується сьогодні.

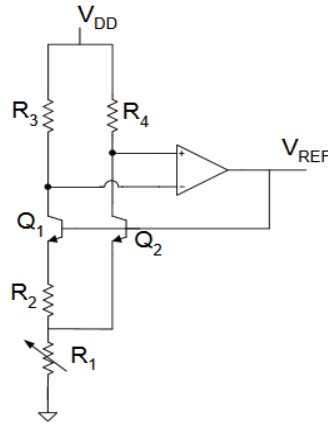


Рисунок 1.13 - Структурна схема реалізації ДОН Brokaw

Вихідна напруга задається рівнянням:

$$V_{REF} = V_{G0} + \frac{n}{kq} \left(n \ln \left(\ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \frac{k}{qR_2} \right) + \ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \frac{R_1}{R_2} \right) T - (m - 1) \frac{nk}{q} T \ln T, \quad (1.8)$$

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;

k – стала Больцмана, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$;

q – елементарний заряд, $q = 1,6 * 10^{-19}$ Кл;

A_1, A_2 – площі емітерів відповідно Q1 і Q2.

Це рівняння можна переписати у іншій формі, щоб показати температурну залежність:

$$V_{REF} = a + bT + cT \ln T, \quad (1.9)$$

де a, b, c – незалежні від температури константи.

Як результат вихідна напруга даного ДОН складається із суми постійної частини, залежності від температури першого порядку із коефіцієнтом b і складової вищих порядків із коефіцієнтом c .

Джерело опорної напруги Ванба зображено на рис.1.14 [9] і було спроектовано для застосування у КМОН технології. Зазвичай у КМОН технології біполярні транзистори із задовільними характеристиками недоступні. Тому у даному типі ДОН використовується пн-перехід який використовується для творення РТАТ і СТАТ напруг. До переваг даного типу ДОН слід віднести можливість працювати при низьких значеннях напруги живлення і низькому споживанні струму.

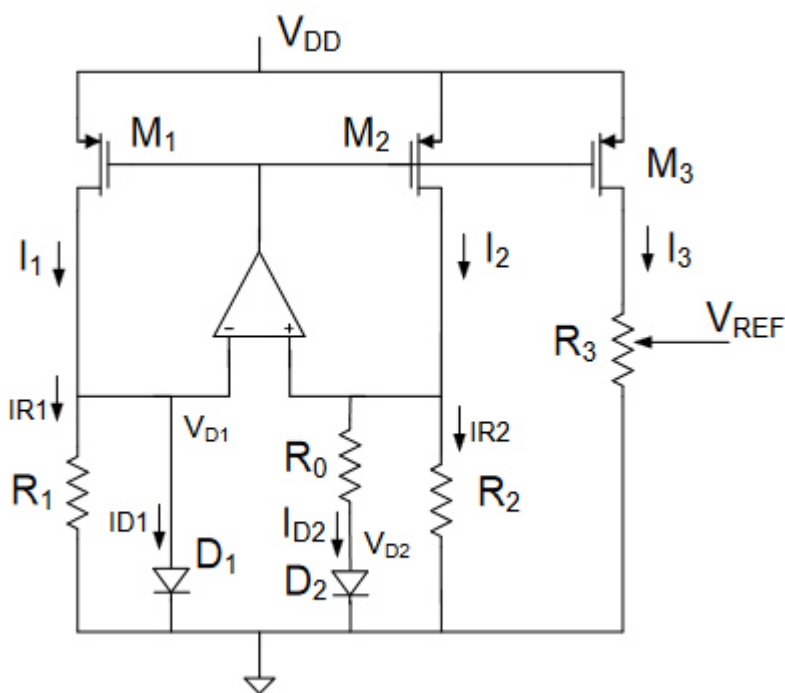


Рисунок 1.14 - Архітектура реалізації ДОН Ванба

Вихідна напруга задається рівнянням:

$$V_{REF} = \frac{R_3}{R_1} V_{G0} + \frac{nkR_3}{qR_1} \left(\ln \left(n \ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \frac{k}{qR_2} \right) + \ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \frac{R_3}{R_0} \right) T - (m - 1) \frac{nkR_3}{qR_1} T \ln T, \quad (1.10)$$

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;

k – стала Больцмана, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$;

q – елементарний заряд, $q = 1,6 * 10^{-19}$ Кл;

A_1, A_2 – площі емітерів відповідно Q1 і Q2.

Це рівняння можна переписати в такій же формі як і (1.9), щоб показати температурну залежність:

$$V_{REF} = a + bT + cT \ln T, \quad (1.11)$$

де a, b, c – незалежні від температури константи.

Як результат вихідна напруга даного ДОН складається із суми постійної частини, залежності від температури першого порядку із коефіцієнтом b і складової вищих порядків із коефіцієнтом c .

Джерело опорної напруги Куїжік зображено на рис. 1.15 [10]. Цю схему вперше обговорив Куїжік у 1973 році. В цьому підході використовуються транзистори в діодному включенні. Архітектура схожа на ДОН ВанБа, але використовує резистор для подачі струму на діоди. Ця структура є простішою ніж попередні дві.

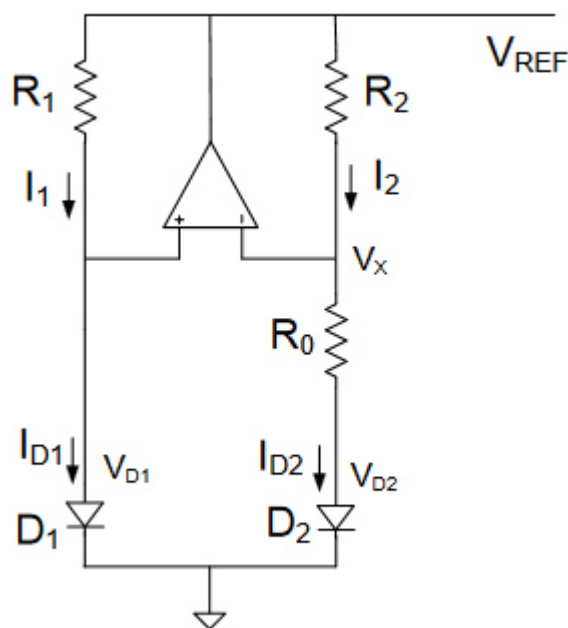


Рисунок 1.15 - Структурна схема реалізації ДОН Куїжік

Вихідна напруга задається рівнянням:

$$V_{REF} = V_{G0} + \frac{nk}{q} \left(\ln \left(n \ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \frac{k}{qR_0} \right) + \ln \left(\frac{A_2}{A_1} \right) \frac{1}{R_0} \right) T - (m - 1) \frac{nk}{q} T \ln T, \quad (1.12)$$

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;

k – стала Больцмана, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{Дж}{К}$;

q – елементарний заряд, $q = 1,6 * 10^{-19}$ Кл;

A_1, A_2 – площі емітерів відповідно Q1 і Q2.

Це рівняння можна переписати такій же формі як і (1.9), щоб показати температурну залежність:

$$V_{REF} = a + bT + cT \ln T, \quad (1.13)$$

де a, b, c – незалежні від температури константи.

Як результат вихідна напруга даного ДОН складається із суми постійної частини, залежності від температури першого порядку із коефіцієнтом b і складової вищих порядків із коефіцієнтом c .

Джерело опорної напруги Mietus. Даний тип ДОН зображений на рис.1.16 [11].

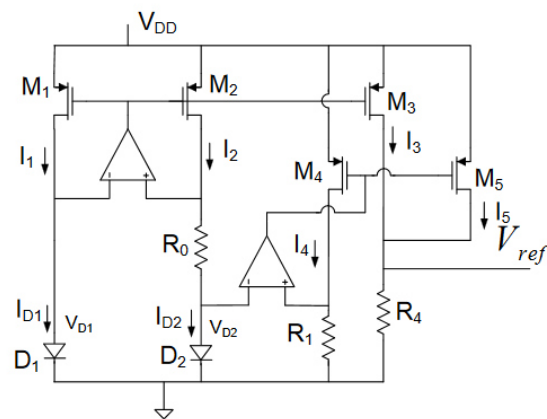


Рисунок 1.16 - Структурна схема реалізації ДОН Mietus

Реалізація даного типу ДОН дещо складніша аніж попередніх, але характер температурної залежності такий же і описується рівнянням:

$$V_{REF} = K_5 V_{G0} + \frac{nk}{q} \left(\frac{K_3 R_4}{R_0} \ln \left(\frac{K_1 A_{D2}}{A_{D1}} \right) + K_5 \left(\ln \frac{k}{q} + \frac{\ln \left(\frac{K_1 A_{D2}}{A_{D1}} \right)}{J_{S0} A_{D2}} \right) \right) T - (m - 1) \frac{n K_5 k}{q} T \ln T, \quad (1.14)$$

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;

A_{D1}, A_{D2} – площі діодів відповідно D1 і D2;

K_1, K_3, K_5 - коефіцієнти передачі струмів від I_2 до I_1 , від I_2 до I_3 , від I_4 до I_5 відповідно.

J_{S0} – густина струму, що протікає через діоди.

Це рівняння можна переписати такій же формі як і (1.9), щоб показати температурну залежність:

$$V_{REF} = a + bT + cT \ln T, \quad (1.15)$$

де a, b, c – незалежні від температури константи.

Як результат вихідна напруга даного ДОН складається із суми постійної частини, залежності від температури першого порядку із коефіцієнтом b і складової вищих порядків із коефіцієнтом c .

Є ще один підхід до реалізації ДОН – змішане використання як КМОН так і біполярної технології. Даний підхід описаний в [12].

Як можна бачити із приведених вище описів, кожен підхід відрізняється за своєю реалізацією, але має однаковий характер температурної залежності вихідної напруги. Як критерії для порівняння було обрано діапазон робочих температур, рівень вихідної напруги, а також значення температурного коефіцієнта. Порівняння за цими показниками зведено у таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Порівняльна характеристика різних підходів до реалізації ДОН

	Banba	Brokaw	Kuijik	Mietus	Mixed MOS-Bipolar
Вихідна напруга (В)	0.518	2.5	9.882	0.9	1.176
Діапазон температур	98	180	60	70	120
Температурний коефіцієнт ($ppm/^\circ C$)	591 включаючи технологічний процес	5 - 60 після калібрування	4	Близько 0	12.75

Як бачимо із таблиці 1.1 вихідну напругу нижче 1 В можуть забезпечити лише два типи із розглянутих – Banba і Mietus. При чому перший тип має дуже високий температурний коефіцієнт, що означає сильну залежність вихідної напруги від температури, а другий тип має майже нульовий температурний коефіцієнт вихідної напруги, що в теорії давало б ідеально стабільну вихідну напругу, але бачимо що це досягається лише у вузькому діапазоні робочих температур що рівний 70 °С. З приведенного аналізу випливає, що немає ідеального рішення яке задовольняло б поставлені вимоги, а саме можливість роботи при живленні близькому або менше 1 В, широкому діапазоні температур, а також низький температурний коефіцієнт вихідної напруги.

1.4 Аналіз відомих технічних рішень на основі патентного пошуку

В рамках написання магістерської дисертації був виконаний патентний пошук в базах наступних організацій: «Український інститут промислової власності»(Укрпатент), «Європейське патентне відомство», «Всесвітня організація інтелектуальної власності».

Пошук в базі Укрпатент не дав бажаного результату, через малу кількість розробок даного типу в Україні. А існуючі патенти не відповідали поставленим цілям пошуку по ряду критеріїв.

Нижче розглядаються окремі технічні рішення реалізації методів компенсації температурної залежності в джерелах опорної напруги інтегральних мікросхем, виходячи з результатів проведеного патентного пошуку.

Відома типова схема побудови джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах згідно з патентом США US20020093325 [13] опублікованого 2002 року. Автор Ju, Reicheng, МПК G05F 3/16. Дана схема забезпечує опорну вихідну напругу 1,2 В. Схема такого опорного джерела напруги наведена на рисунку 1.17.

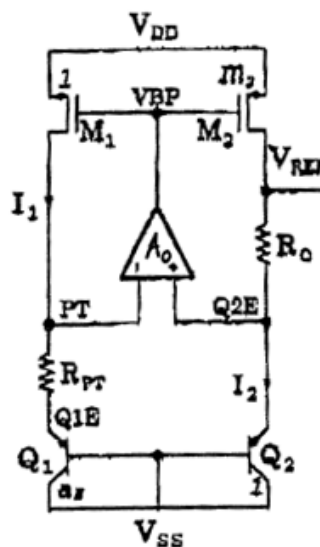


Рисунок 1.17 – Запропонована типова схема побудови джерел опорної напруги

Згідно схеми: Q1, R_{PT} – генератор струму пропорційного абсолютній температурі (PTAT – proportional to absolute temperature); Q2 – генератор струму, комплементарного абсолютній температурі (STAT – complementary to absolute temperature); M1, M2 – струмове дзеркало; A0 – операційний підсилювач; R0 – резистор, що виконує роль суматора STAT і PTAT струмів; V_{REF} – вихідна температуро незалежна опорна напруга.

Особливістю даного підходу є те, що транзистори Q1 і Q2 мають різні розміри, таким чином, на резисторі R_{PT} виділяється різниця напруг база-емітер Q1 і Q2, що пропорційна температурі. В свою чергу операційний підсилювач A0 працює так, щоб вирівняти потенціали в точці PT і Q2E згідно схеми. Струм I2(згідно рис.1.17) має обернено пропорційну залежність від температури, оскільки він залежить експоненціально від напруги база-емітер Q2, що в свою чергу обернено пропорційно залежить від температури. Струмове дзеркало сумує СТАТ і РТАТ струми в резисторі R0, на якому і виділяється вихідна опорна напруга. Вихідна напруга визначається формулою:

$$V_{REF} = \frac{R_0}{R_{PT}} \ln(\alpha * m) * V_T + V_{EB2}, \quad (1.16)$$

де V_{REF} - вихідна температуро незалежна опорна напруга; α - коефіцієнт відношення площ транзисторів Q1 і Q2; m – коефіцієнт передачі струму струмового дзеркала; V_T -температурний потенціал; V_{EB2} - напруга база-емітер Q2.

Принцип роботи полягає в тому, що сума двох струмів із різною за знаками температурною залежністю в результаті дає температуро незалежний струм, що при протіканні через резистор створює на ньому падіння напруги.

Таким чином, вплив на температурну залежність відбувається шляхом підбору номіналів резисторів R_{PT} і R0, оскільки коефіцієнт відношення площ транзисторів і коефіцієнт передачі струму струмового дзеркала знаходяться під логарифмом, а тому їх зміна не призведе до значного впливу на опорну напругу. Ціль полягає в тому, щоб компенсувати температурну залежність СТАТ і РТАТ струмів.

Перевагою даного методу є простота його реалізації, оскільки він потребує досить незначну кількість елементів, а отже, займатиме малу площу в мікросхемі. Ще однією перевагою даного підходу є простота в налаштуванні температурної залежності вихідної напруги.

До недоліків слід віднести такі побічні ефекти як температурна залежність власне резисторів, що в результаті буде впливати на вихідну напругу, і контролювати цей процес немає можливості. Також сам операційний підсилювач

має певну напругу зміщення, що впливатиме на точність встановлення необхідного рівня напруги на виході. До важливих недоліків слід також віднести той факт, що мінімальна напруга живлення для такого джерела опорної напруги згідно з приведеним патентом становить 1,5 В, що досить багато для сучасних інтегральних мікросхем.

Відомо джерело опорної напруги із компенсацією температурної залежності вихідної напруги згідно європейського № EP 1041480 B1 та американського № US 277920 патентів[14] компанії Texas Instruments, МПК G05F 3/26.

Дане рішення містить в собі компенсацію температурної залежності другого порядку, що в результаті дозволяє отримати кращу температурну незалежність вихідної напруги. Умовна схема наведена на рис.1.18.

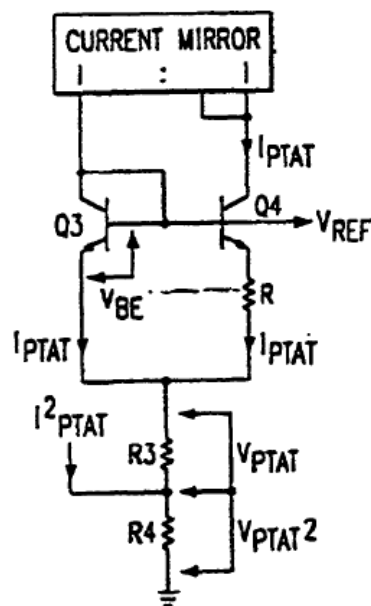


Рисунок 1.18 – Умовна схема згідно патенту № EP 1041480 B1 та № US 277920

Згідно рис.1.18 схема містить в собі генератор струму РТАТ реалізований за тим же підходом що і в попередньому рішенні; струмове дзеркало, що має те ж призначення що в попередньому рішенні. Відмінністю є введення додаткового РТАТ струму, що має квадратичну залежність від температури. А також відсутність операційного підсилювача є перевагою даного зразка.

Таким чином, вихідна напруга V_{REF} буде визначатися за формулою:

$$V_{REF} = V_{BE} + V_{PTAT} + I_{PTAT}^2 * R_4, \quad (1.17)$$

де V_{BE} – напруга база-емітер Q3; V_{PTAT} – напруга, що пропорційна абсолютній температурі; $I_{PTAT}^2 * R_4$ – напруга, що квадратично залежить від температури.

Перевагою даного методу є краща температурна незалежність в порівнянні із попереднім рішенням, відсутність операційного підсилювача, що ще значно спрощує побудову такого джерела, а також зменшує займану площу на кристалі.

До недоліків слід віднести високу чутливість до узгодження всіх елементів у схемі, як і в попередньому випадку – неможливість компенсувати температурну залежність самих резисторів. І до найбільш критичного недоліку слід віднести вимоги по напрузі живлення – у цьому випадку для отримання PTAT струму, що має квадратичну залежність від температури, необхідно ще більшу напругу живлення, аніж в попередньому рішенні. Тому даний підхід вирішено не розглядати в подальшому.

В результаті аналізу європейського патенту № EP 0401280 B1 компанії Analog Devices [15], МПК G05F 3/30 відомо пристрій, що відрізняється від попередніх тим, що в ланцюгу формування вихідної напруги включено резистор, що складається з послідовно ввімкнених двох резисторів із різними за знаками температурними коефіцієнтами зміни опору з можливістю їх «тримування» - підлаштування до заданих параметрів після виготовлення. Схема рішення наведена на рисунку 1.19:

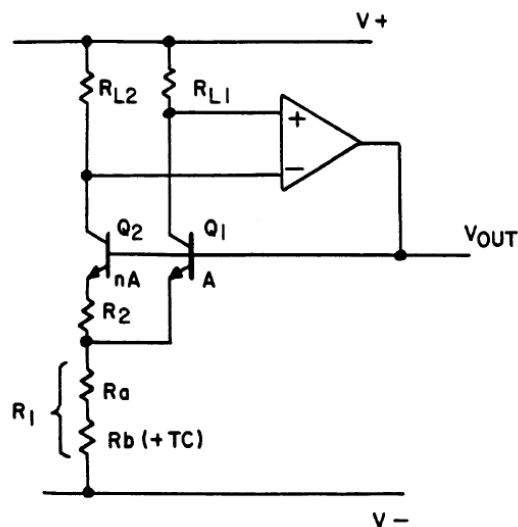


Рисунок 1.19 - Умовна схема згідно патенту № EP 0401280 B1

На схемі Ra і Rb - послідовне ввімкнення резисторів із протилежними за знаком температурними коефіцієнтами залежності опору від температури, що ввімкнені у ланцюг формування вихідної опорної напруги.

Вихідна напруга формується як сума напруги база-емітер транзистора Q1, що має негативний температурний коефіцієнт, і напруги що спадає на резисторах Ra і Rb, яка обумовлена протіканням PTAT-струму, і формується за рахунок різниці площ транзисторів Q1 і Q2 і резистора R2.

До ключової переваги даного підходу слід віднести можливість компенсації температурної залежності опору резисторів, що беруть участь у формуванні вихідної опорної напруги.

Недоліком даного рішення є вимоги по напрузі живлення, що має бути вище 1,5 В для коректної роботи схеми.

Наступним був проаналізований патент США № US 8106707 B2 компанії Broadcom Corporation [16], МПК G05F 3/10. Функціональна схема наведена на рисунку 1.20.

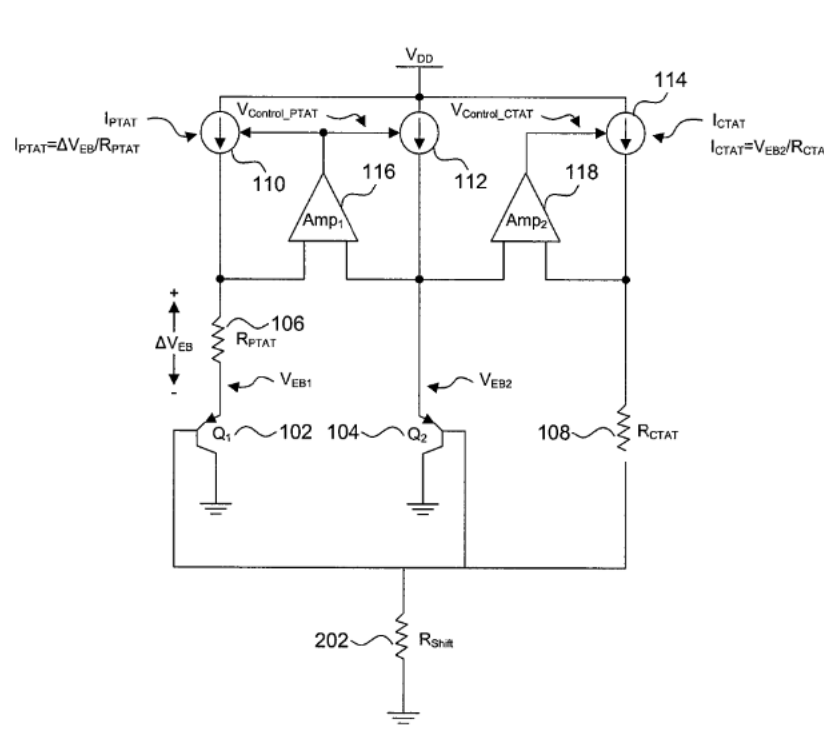


Рисунок 1.20 - Функціональна схема згідно патенту № US 8106707 B2

На схемі 202 – резистор, на якому виділяється вихідна опорна напруга; 104,108,114,118 – коло формування СТАТ-струму; 102,106,110,116 – коло формування РТАТ-струму.

Принцип роботи описаного винаходу наступний: транзистори 102 і 104 мають різну площу, а отже, виникає різниця між їх напругами база-емітер, що виділяється на резисторі $R_{РТАТ}$ і таким чином формує РТАТ-струм, підсилювач 116 контролює джерела струму 110 і 112 таким чином, щоб напруга база-емітер 104 була рівна сумі напруги база-емітер 102 і напруги на резисторі $R_{РТАТ}$. СТАТ-струм формується за рахунок того, що підсилювач 118 функціонує так, що до резистора 108 прикладається напруга база-емітер транзистора 104, що має негативний температурний коефіцієнт, таким чином створюючи в колі резистора 108 СТАТ-струм. Далі СТАТ і РТАТ струми сумуються, компенсуючи температурну залежність один одного і протікають через резистор 202, створюючи вихідну опорну напругу.

До переваг даного методу необхідно віднести температурну стабільність вихідної опорної напруги.

З недоліків даного методу є вимоги по напрузі живлення: для коректної роботи схеми мінімальна напруга живлення 1,5 В. Також дана схема потребує більше елементів, що дещо збільшить площу, але цей недолік не є критичним.

Для подальших розробок за основу було вибрано саме патент № US 8106707 В2 як такий, що дає найкращу серед розглянутих варіантів температурну стабільність. Також для подальшого дослідження поставлено задачу усунення недоліків по вимогам необхідної напруги живлення для реалізації джерел струму і операційних підсилювачів. Також запропоновано для підвищення температурної стабільності використати перевагу третього проаналізованого зразка, а саме у якості резистора, який бере участь у формуванні вихідної опорної напруги використати послідовне ввімкнення двох резисторів із протилежним за знаком температурним коефіцієнтом зміни опору.

1.5 Аналіз основних факторів, що впливають на відхилення вихідної напруги від номінального значення.

Типова схема реалізації джерела опорної напруги у КМОН технології наведена на рисунку 1.21 [10].

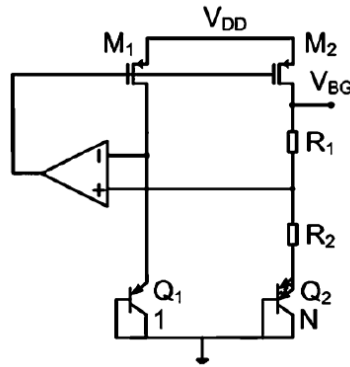


Рисунок 1.21 - Типова схема реалізації джерела опорної напруги у КМОН технології

Температуро незалежна вихідна напруга V_{BG} визначається рівнянням:

$$V_{BG} = V_{BE1} + \alpha \Delta V_{BE} = V_{BE1} + \frac{R_1}{R_2} V_T \ln(N), \quad (1.18)$$

де V_{BE} – напруга база емітер біполярного транзистора, $\alpha = \frac{R_1}{R_2}$ – відношення резисторів, $\Delta V_{BE} = V_T \ln(N)$ – різниця напруг база-емітер біполярних транзисторів Q1 і Q2, N – відношення площ емітерів Q1 і Q2.

Джерела похибок погіршують точність вихідної напруги джерел опорної напруги. Основними є відхилення технологічного процесу, що впливає на V_{BE} , $\alpha \Delta V_{BE}$, напруга зміщення операційних підсилювачів, нелінійна залежність напруги база-емітер біполярних транзисторів. Перші два джерела мають пропорційну до абсолютної температури залежність, а тому можуть бути скомпенсовані. Останні два джерела не мають чіткої температурної залежності і для їх компенсації необхідні додаткові схемотехнічні рішення.

Розглянемо більш детально кожне із джерел похибок.

1.5.1 Відхилення технологічного процесу напруги база-емітер V_{BE}

У КМОН технології в якості біполярних транзисторів можна використати паразитні вертикальні біполярні транзистори. Напруга база-емітер V_{BE} значною мірою залежить від струму насичення I_S і струму колектора I_C . Якщо I_S має відхилення від свого номінального значення, то напруга V_{BE} може бути записана наступним чином [17]:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S + \Delta I_S} \approx V_{BE} |_{\Delta I_S=0} - V_T \frac{\Delta I_S}{I_S}, \quad (1.19)$$

де ΔI_S - відображає відхилення струму насичення від свого номінального значення. Так як ΔI_S з'являється за рахунок відхилення легування бази транзистора і відхилення геометричних розмірів транзистора, то можна припустити що $\frac{\Delta I_S}{I_S}$ складова є температурно незалежною. Звідси випливає, що відхилення V_{BE} спричинене відхиленням струму насичення пропорційно напрузі V_T , а отже, пропорційно температурі.

Відхилення опорів резисторів R_1 і R_2 також може впливати на зміну V_{BE} через струм колектора I_C . Позначимо відхилення резистора як δ_R , V_{BE} можемо записати наступним чином [17]:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S (1 + \delta_R)} \approx V_{BE} |_{\delta_R=0} - V_T \delta_R, \quad (1.20)$$

Припустимо, що δ_R є температуро незалежним, а отже, із формули (1.20) випливає те, що варіація напруги V_{BE} , викликана відхиленнями опорів резисторів, має також пропорційну температурі залежність.

Наступним чинником, що впливає на відхилення напруги V_{BE} є скінченний коефіцієнт передачі по струму β_F . Із рисунку 1.21 видно, що струм втікає в емітер біполярних транзисторів, а напруга V_{BE} визначається струмом колектора, отже, потрібно враховувати відмінність струму емітера і колектора через скінченний

коефіцієнт передачі по струму [18,19]. В цьому випадку напруга V_{BE} в залежності від β_F може бути записана наступним чином:

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_E}{I_S} * \frac{\beta_F + \Delta\beta_F}{1 + \beta_F + \Delta\beta_F} \right) \approx V_{BE} |_{\Delta\beta_F=0} + V_T * \frac{1}{1 + \beta_F} * \frac{\Delta\beta_F}{\beta_F}, \quad (1.21)$$

де I_E – струм емітера, а $\Delta\beta_F$ відображає відхилення коефіцієнта передачі по струму від свого номінального значення. Напруга V_{BE} знову має характер відхилень спричинених коефіцієнтом передачу по струму, пропорційний температурі.

1.5.2 Відхилення технологічного процесу напруги база-емітер ΔV_{BE}

Напруга ΔV_{BE} - це різниця двох напруг база-емітер транзисторів, що мають різні геометричні розміри і як наслідок різну густину струму, що протікає через них. Вихідна напруга джерела опорної напруги може бути записана як:

$$V_{BG} = V_{BE1} + \frac{R_1}{R_2} V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} N \right), \quad (1.22)$$

де I_{C1} і I_{C2} – струми колектора транзисторів Q1 і Q2 відповідно. Температурний дрейф відношення струмів колекторів може впливати на вихідну напругу, хоч і не сильно, оскільки знаходиться під логарифмом. На схемі наведеній на рисунку 1.21, використовується струмове дзеркало, щоб задавати співвідношення струмів

I_{C1} і I_{C2} . У струмовому дзеркалі використовуються КМОН транзистори, порогові напруги відкриття яких мають як температурну залежність, так і від технологічного процесу можуть змінюватися. Але так як співвідношення струмів колекторів I_{C1} і I_{C2} знаходиться під логарифмом, невеликі відхилення від номінальних значень майже не впливатимуть на вихідну напругу, тому можемо знехтувати даним джерелом помилки.

Ще одним джерелом похибки може бути опір бази біполярних транзисторів, але також оскільки в сучасних КМОН процесах паразитні біполярні транзистори володіють доволі високими параметрами (високий коефіцієнт передачі струму, низький опір бази), можемо знехтувати цим джерелом похибки.

1.5.3 Напряга зміщення операційних підсилювачів

Включаючи ефект напруги зміщення операційних підсилювачів, вихідна напруга джерела опорної напруги набуває вигляду:

$$V_{BG} = V_{BE1} + \frac{R_1}{R_2} V_T \ln N + \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_{OS}, \quad (1.23)$$

де V_{OS} – напруга зміщення операційного підсилювача.

Як видно із формули (1.23) напруга V_{OS} підсилюється на величину коефіцієнта підсилення у схемі, що рівний $\left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right)$. Типові значення напруги зміщення операційних підсилювачів декілька мілівольт, але за рахунок коефіцієнту підсилення, це джерело вносить велику похибку у вихідну напругу ДОН (порядку декількох десятків мілівольт). При чому напруга зміщення не має чіткої температурної залежності. Тому потребує додаткових схемотехнічних рішень для зменшення її впливу на точність вихідної напруги.

1.5.4 Нелінійна залежність напруги база-емітер біполярних транзисторів

Напруга база-емітер біполярного транзистора залежить від температури нелінійно [20]:

$$V_{BE} = V_G(T_0) + \frac{T}{T_0} [V_{BE}(T_0) + V_G(T_0)] - (\eta - m) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right), \quad (1.24)$$

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 (1.24) частина $T \ln \left(\frac{T}{T_0} \right)$ є нелінійною залежністю від температури напруги V_{BE} .

Співвідношення між температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі джерела опорної напруги

наведено на рис.1.22. 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 впливає проблема того, що при низькому живленні типова схема реалізації ДОН буде давати велику відносну похибку.

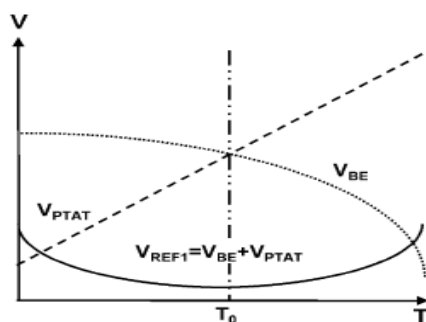


Рисунок 1.22 - Співвідношення між нелінійною температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі ДОН.

Джерела похибок і їх внесок у похибку вихідної напруги джерела опорної напруги наведені у таблиці 1.2 [17].

У таблиці 1.2 властивість джерела похибки РТАТ означає, що похибка залежить від температури пропорційно їй. А не – РТАТ – не має чіткої залежності від температури.

Як видно із таблиці 1.2 – найбільший внесок у похибку вихідної напруги вносить напруга зміщення операційних підсилювачі. Отже, необхідно розробити методи зменшення впливу напруги зміщення операційного підсилювача на точність вихідної напруги джерела опорної напруги.

Таблиця 1.2 – 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	Властивість джерела похибки
Напруга зміщення ОП	$\pm 10\text{мВ}$	$\pm 8\%$	не - РТАТ
Відхилення струму насичення біполярних транзисторів	$\pm 40\%$	$\pm 0.8\%$	РТАТ
Відхилення коефіцієнта передачі по струму біполярних транзисторів	$\pm 40\%$	$\pm 0.06\%$	не - РТАТ
Відхилення номінальних значень опору резистора	$\pm 30\%$	$\pm 0.6\%$	РТАТ
Неузгодженість резисторів	$\pm 1\%$	$\pm 0.5\%$	РТАТ
Опір бази біполярних транзисторів	250 Ом	$\pm 0.04\%$	не - РТАТ
Нелінійність напруги V_{BE}	3-4 мВ	$\pm 0.02\%$	не - РТАТ

Висновки до розділу 1

Проведено аналіз сучасного стану джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах. Встановлено, що це є одним із основних блоків, від якості якого залежать параметри кожної мікросхеми. З'ясовано, що до ДОН висувають ряд вимог: вони повинні мати низьку чутливість 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 мікросхем

Проведено аналіз основних параметрів, що характеризують роботу джерел опорної напруги. Встановлено, що ключовими є напруга живлення, вихідна напруга, температурний коефіцієнт вихідної напруги. Решта параметрів менш важливі, але також розглядаються.

Проведено аналіз існуючих методів компенсації температурної залежності. Встановлено, що найбільш широко використовується підхід підсумовування напруг через свою простоту реалізації. Також виділено ДОН нульового, першого і другого порядків. Встановлено, що ДОН другого порядку має найкращі показники температурної незалежності вихідної напруги, але це вимагає складних схемотехнічних рішень. Також присутні нелінійності вищих порядків, що також є недоліком.

Проведено аналіз існуючих підходів до побудови архітектури джерел опорної напруги. Встановлено, що на даний момент кожен із розглянутих підходів має свої недоліки, тому постає необхідність покращення існуючих або ж розробки власної архітектури, що задовольняла б поставленим критеріям.

Проведено патентний пошук існуючих рішень. Виділено ключові переваги і недоліки найближчих аналогів.

На основі аналізу вимог до побудови досить широкого кола типів апаратури, виникає необхідність вирішення проблеми температурної компенсації вихідної напруги, а також необхідність аналізу можливих джерел похибки.

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. Отже, постає необхідність розробки методів зменшення цього впливу.

РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ТА СХЕМИ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПОВОЇ УДОСКОНАЛЕНОГО ДЖЕРЕЛА ОПОРНОЇ НАПРУГИ

В якості ДОН використано джерело опорної напруги, запропоноване Vanba [9]. При цьому необхідно розробити рішення для зменшення необхідної напруги живлення.

Також для подальшого дослідження поставлено задачу усунення недоліків по вимогам необхідної напруги живлення для реалізації джерел струму і операційних підсилювачів. Також запропоновано для підвищення температурної стабільності використати перевагу третього проаналізованого зразка, а саме у якості резистора, який бере участь у формуванні вихідної опорної напруги використати послідовне ввімкнення двох резисторів із протилежним за знаком температурним коефіцієнтом зміни опору.



Рисунок 2.1 – Структурна схема запропонованого рішення

Запропонована блок-схема (рис.2.1) [21] 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 p-p-p 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. В результаті отримуємо температуро незалежний струм I_{REF} для компенсації температурної залежності вищих порядків напруги V_{BE} . Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF} наведені на рис.2.2.

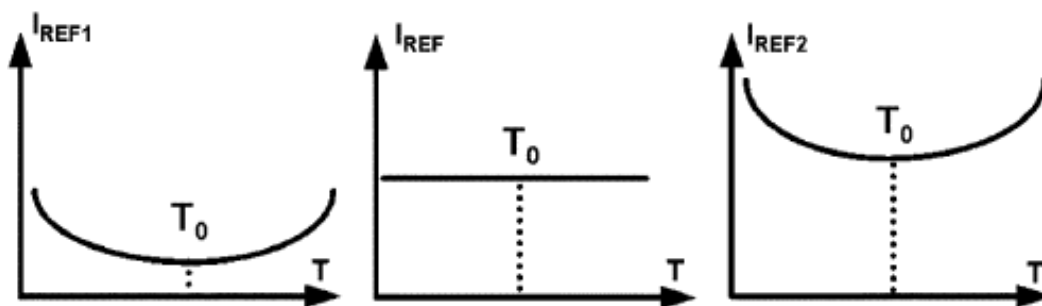


Рисунок 2.2 - Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF}

2.1 Розробка структурної схеми джерела опорної напруги

Вдосконалена структурно-функціональна організація системи наведена на рисунку 2.3.

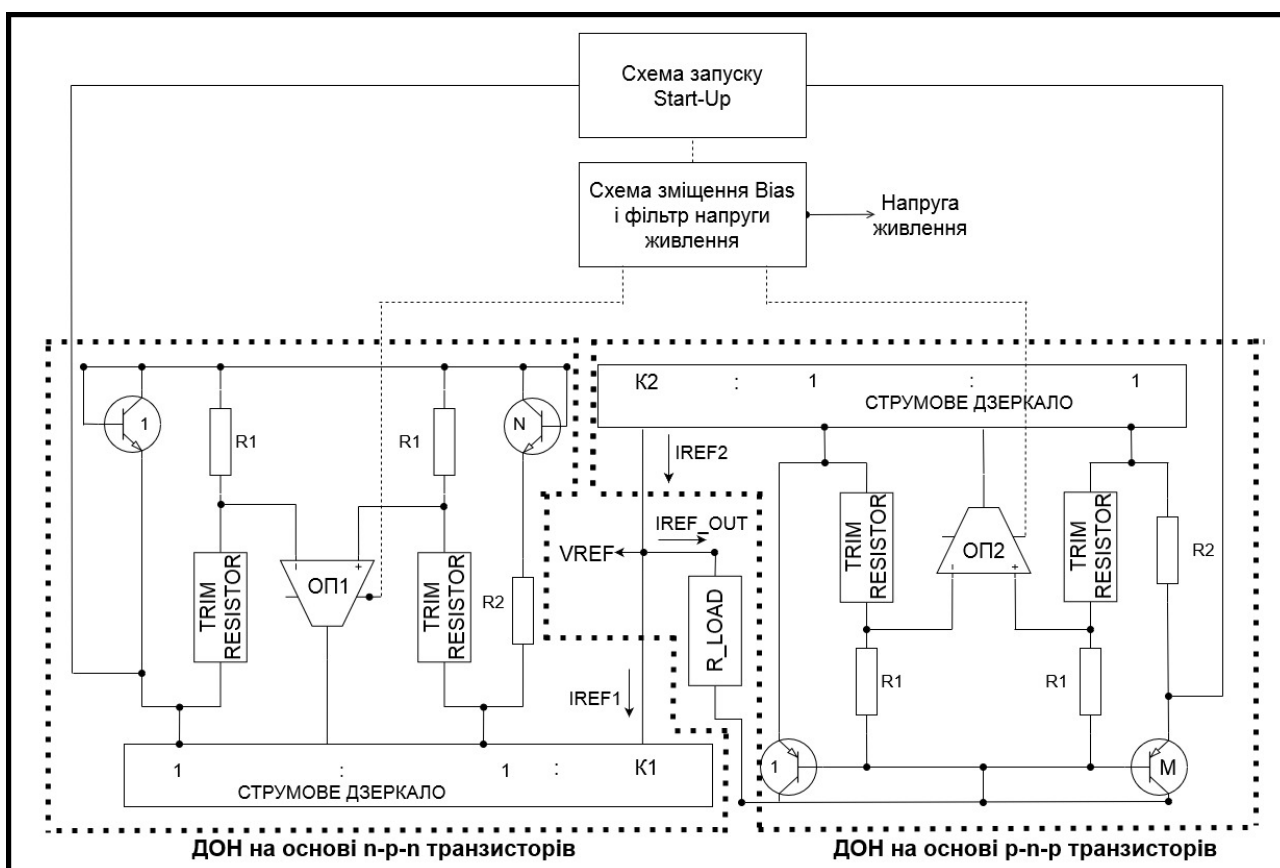


Рисунок 2.3 - Вдосконалена структурно-функціональна організація системи
Розроблене джерело опорної напруги складається з:

- джерела опорної напруги, реалізованого на n-p-n біполярних транзисторах за топологією запропонованою Vanba [9];
- джерела опорної напруги, реалізованого на p-n-p біполярних транзисторах за топологією запропонованою Vanba [9];
- резистора навантаження R_LOAD, що складається із двох послідовно ввімкнених опорів із протилежними за знаком температурними коефіцієнтами опору;
- схеми зміщення, що містить в собі фільтр нижніх частот по лінії живлення;
- схеми запуску.

ДОН на основі n-p-n біполярних транзисторів. Містить в собі два біполярних n-p-n транзистори із співвідношенням площ рівним N. Також у колі задання температурної залежності ввімкнений резистор із можливістю підлаштування за допомогою цифрового коду - TRIM RESISTOR. Наявне струмове дзеркало, що має коефіцієнт передачі на вихід K1 і реалізоване за допомогою n-канальних МОН транзисторів. Для коректної роботи схеми необхідний також операційний підсилювач ОП1, вхід якого реалізований на n-канальних МОН транзисторах. Операційний підсилювач ОП1 містить в собі два каскади підсилення, а також коло компенсації частотної стабільності.

ДОН на основі p-n-p біполярних транзисторів. Містить в собі два біполярних p-n-p транзистори із співвідношенням площ рівним M. Також у колі задання температурної залежності ввімкнений резистор із можливістю підлаштування за допомогою цифрового коду - TRIM RESISTOR. Наявне струмове дзеркало, що має коефіцієнт передачі на вихід K2 і реалізоване за допомогою p-канальних МОН транзисторів. Для коректної роботи схеми необхідний також операційний підсилювач ОП2, вхід якого реалізований на p-канальних МОН транзисторах. Операційний підсилювач ОП2 містить в собі два каскади підсилення, а також коло компенсації частотної стабільності.

Резистор навантаження R_LOAD. Реалізовано за допомогою послідовного увімкнення двох резисторів із протилежним температурним коефіцієнтом. Співвідношення опорів підібрано таким чином, щоб температурний коефіцієнт сумарного опору був близьким до нуля.

Схема зміщення Bias. Дана схема використовується для генерування струму, необхідного для зміщення інших структурних блоків, таких як операційний підсилювач чи схема запуску, в необхідні робочі точки. Так, схема зміщення генерує струм зміщення для операційного підсилювача ОП1 величиною 2 мкА, для операційного підсилювача ОП2 величиною також 2 мкА, і для схеми зміщення величиною 1 мкА. Також у блоці реалізовано фільтр нижніх частот для ослаблення високочастотних завад з боку лінії живлення, оскільки низькочастотні завади будуть придушуватися за рахунок активних елементів всієї схеми (операційний підсилювач, струмове дзеркало).

Схема запуску Start-up. Схема запуску повинна «виводити» схему на потрібний режим роботи, і при досягненні схемою цього режиму надалі «не заважати роботі», відключившись. Необхідна у випадках повільного зростання напруги живлення від 0 В до номінального значення. Наявність схеми запуску обумовлена тим, що схема джерела опорної напруги має декілька стабільних станів, в одному із яких струм через вітки не протікає, а отже, без додаткового впливу схема залишиться в цьому стані, який є непрацездатним [5].

2.2 Схемотехнічна реалізація джерела опорної напруги

Структурну схему (рис.2.3) реалізовано схемотехнічно з використанням КМОН технології із технологічним стандартом 0.18 мкм. Схему електричну принципову відображено на рисунку 2.4, а також в додатку А в збільшеному вигляді.

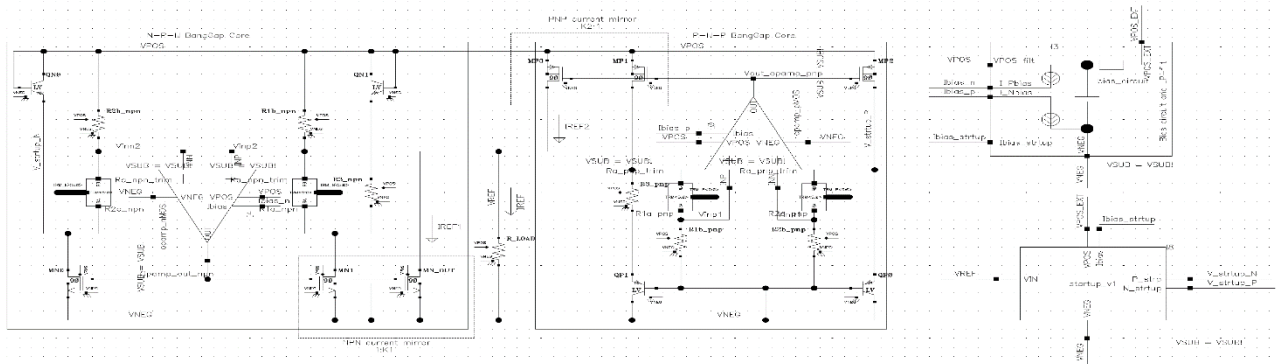


Рисунок 2.4 – Схема електрична принципова джерела опорної напруги

Так, схема містить в собі ядро ДОН. До нього входять операційні підсилювачі орамр_nMOS , орамр_pMOS , біполярні n-p-n транзистори QN0 і QN1, біполярні p-n-p транзистори QP0 і QP1, струмозадаючі резистори $R1a_npn$, $R1b_npn$, $R2a_npn$, $R2b_npn$, $R3_npn$, $R1a_pnp$, $R1b_pnp$, $R2a_pnp$, $R2b_pnp$, $R3_pnp$, н-канальні МОН транзистори MN0-1, MN_OUT, що формують струмове дзеркало для n-p-n ДОН, п-канальні МОН транзистори MP1-3, що формують струмове дзеркало для p-n-p ДОН.

У цьому ДОН використовуються як n-p-n так і p-n-p, оскільки в технологічному процесі доступні обидва типи транзисторів, що утворюються за рахунок наявності карманів p- і n- типів, як зображено на рисунку 1.6. Типове значення (під типовим розуміється значення при кімнатній температурі 25 °C) напруги V_{BE} для n-p-n транзисторів згідно із документацією становить 630 мВ, а коефіцієнт підсилення за струмом становить 104. Типове значення напруги V_{BE} для p-n-p транзисторів становить 600 мВ, а коефіцієнт підсилення за струмом становить 270.

Принцип роботи схеми наступний [22] - струм I_{REF1} , що генерується схемою ДОН на n-p-n транзисторах можна описати формулою (2.1).

Струм I_{REF2} , що генерується схемою ДОН на p-n-p транзисторах можна описати формулою (2.2).

$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{nnp}}|}{R1_{nnp}} + \frac{1}{R3_{nnp}} \frac{kT}{q} \ln(N_{nnp}), \quad (2.1)$$

де $R1_{npn}$ – встановлюється рівний $R1a_{npn} + R1b_{npn}$ (або $R2a_{npn} + R2b_{npn}$),
звідки впливає що $R1a_{npn} = R2a_{npn}$, $R1b_{npn} = R2b_{npn}$;

$V_{BE_{npn}}$ – напруга база-емітер n-p-n транзисторів за типовим умов;

k – стала Больцмана, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$,

T – абсолютна температура, К;

q – елементарний заряд, $q = 1,6 * 10^{-19}$ Кл;

N_{npn} – співвідношення площ емітерів QN1 до QN0.

$$I_{REF2} = \frac{|V_{BE_{npn}}|}{R1_{npn}} + \frac{1}{R3_{npn}} \frac{kT}{q} \ln(N_{npn}), \quad (2.2)$$

де $R1_{pnp}$ – встановлюється рівний $R1a_{pnp} + R1b_{pnp}$ (або $R2a_{pnp} + R2b_{pnp}$),
звідки впливає що $R1a_{pnp} = R2a_{pnp}$, $R1b_{pnp} = R2b_{pnp}$;

$V_{BE_{pnp}}$ – напруга база-емітер p-n-p транзисторів за типовим умов;

k – стала Больцмана, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$,

T – абсолютна температура, К;

q – елементарний заряд, $q = 1,6 * 10^{-19}$ Кл;

N_{pnp} – співвідношення площ емітерів QP1 до QP0.

Вихідний результуючий струм I_{REF} можемо отримати використовуючи схему віднімання, що була реалізована на струмових дзеркалах MN1 - MN_OUT і MP1-MP3. В результаті рівняння для вихідного струму набуває вигляду:

$$I_{REF} = K_2 I_{REF2} - K_1 I_{REF1} = \left(\frac{K_2 V_{BE_{npn}}}{R1_{npn}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R1_{pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{npn})}{R3_{npn}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R3_{pnp}} \right), \quad (2.3)$$

де K_1 , K_2 – коефіцієнти передачі струмових дзеркал MN1-MN_OUT і MP1-MP3 відповідно згідно рис.2.4.

Для отримання близького до нуля температурного коефіцієнта вихідного струму I_{REF} необхідно вибрати такі значення співвідношення площ емітерів n-p-n і p-n-p транзисторів N_{npn} N_{pnp} , щоб частини $\ln(N_{npn})$ і $\ln(N_{pnp})$ мали однакове

значення і далі вибрати відповідні значення для $R1_{pnp}$, $R1_{npn}$, $R3_{pnp}$, $R3_{npn}$, K_1 , K_2 . Для отримання температурно незалежної напруги V_{REF} можна використати резистор R_{LOAD} з низьким температурним коефіцієнтом опору. В результаті вихідна напруга V_{REF} може бути описана рівнянням:

$$V_{REF} = I_{REF} * R_{LOAD} \quad (2.4)$$

Якщо підставимо (2.3) у (2.4), то отримуємо результуюче рівняння для вихідної напруги V_{REF} :

$$V_{REF} = R_{LOAD} * \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{npn}}}{R1_{npn}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R1_{pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{npn})}{R3_{npn}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R3_{pnp}} \right) \right] \quad (2.5)$$

Як можемо бачити з рівняння (2.5), рівень вихідної напруги V_{REF} можна змінювати шляхом підлаштування значення опору R_{LOAD} , що також є перевагою, оскільки можна вибрати різні значення вихідної напруги.

Розглянемо формування струмів I_{REF1} і I_{REF2} більш детально. За другим законом Кірхгофа розглянемо коло QN0-R2a_npn-R2b_npn. На ланцюжку із резисторів R2a_npn-R2b_npn буде падати напруга база-емітер транзистора QN0, а отже, опір цього ланцюжка буде задавати струм, що через нього потече. Близький до цього буде і струм, що тектиме через QN0. Даний струм буде СТАТ струмом і матиме негативний температурний коефіцієнт, оскільки, як було сказано раніше, напруга V_{BE} має від'ємний температурний коефіцієнт. Результуючий струм буде втікати у стік транзистора MN0, що з коефіцієнтом 1 буде віддзеркалюватися у іншу вітку – MN1.

Для вибору струму, що буде протікати через транзистор MN0, необхідно взяти до уваги фактор мінімального споживання струму – це обмеження на величину струму зверху. Обмеженням на величину струму знизу є поява при низьких значеннях струму, менших ніж 1мкА, впливу другорядних ефектів (наприклад струм витоку (англ. – leakage current)) на нормальну роботу транзистора. Припустимо, що величина струму, що буде протікати через транзистор MN0, рівна 2,5 мкА. Отже, половина цього струму, 1,25 мкА, потече через резистори R2a_npn-

$R2b_{npn}$. Використовуючи закон Ома, розрахуємо загальний опір ланцюжка резисторів $R2_{npn} = R2a_{npn} + R2b_{npn}$:

$$R2_{npn} = \frac{V_{BE_{npn}}}{I} = \frac{630 \text{ мВ}}{1,25 \text{ мкА}} = 504 \text{ кОм}, \quad (2.6)$$

де $V_{BE_{npn}}$ – напруга база-емітер QN0, що згідно із документацією рівна 630 мВ.

Результати моделювання показали, що $V_{BE_{npn}}$ при номінальних умовах становить близько 595 мВ, а отже, було дещо скоректоване значення опору $R2_{npn}$, і в результаті сумарний опір становить 483,75 кОм. З результатів моделювання також отримано струм через резистор $R2_{npn}$ становить 1,234 мкА, струм через транзистор QN0 становить 1,39 мкА, а струм стоку транзистора MN0 становить 2,64 мкА. Можна стверджувати, що отримані із моделювання значення, близькі до розрахункових, а отже, розрахунки виконані вірно.

Операційний підсилювач $opamp_nMOS$ (згідно з рис.2.4) буде вирівнювати потенціли в точках V_{inn2} і V_{inp2} , а отже, через ланцюжок $R1_{npn} = R1a_{npn} + R1b_{npn}$ буде текти такий же самий струм як і через $R2_{npn}$. Отже, опір ланцюжка $R1_{npn}$ буде таким же як і $R2_{npn}$.

Застосування подільника напруги на резисторах $R1a_{npn}$ і $R1b_{npn}$ є відмінністю від застосованого у Vanba [9] підходу. Це дозволяє зменшити мінімально допустиму напругу живлення, оскільки для операційного підсилювача важливим є рівень синфазної напруги на входах. Для операційного підсилювача на n-канальних МОН транзисторах мінімальне значення розраховується за формулою:

$$V_{CMmin} = V_{th} + V_{dsat}, \quad (2.7)$$

де V_{CMmin} – мінімально допустима вхідна синфазна напруга;

V_{th} - порогова напруга відкриття транзистора, за типових умов згідно з документацією на дану технологію становить 630 мВ;

V_{dsat} – мінімально допустима напруга насичення джерела струму зміщення операційного підсилювача, приймемо значення рівне 100 мВ.

Таким чином, із формули (2.7) мінімальний рівень синфазної напруги становить 730 мВ. Закладемо певний запас і прийнемо рівень синфазної напруги рівний 800 мВ при типовому значенні напруги живлення, рівної 1 В. Рівень синфазної напруги буде задавати резистор $R1b_{npr}$, на якому згідно розрахунків має виділятися 200 мВ напруги. Відомо, що через нього протікає струм величиною 1,234мкА (із результатів моделювання). Отже, за законом Ома, значення опору повинно бути рівне 154 кОм.

Знаючи значення резистора $R1b_{npr}$, можемо обрахувати значення резистора $R1a_{npr}$, знаючи що $R1_{npr} = R1a_{npr} + R1b_{npr}$, і що значення резистора $R2_{npr}$ становить 483,75 кОм. Отже, значення резистора $R1a_{npr}$ повинно становити 329,75 кОм.

Значення резистора $R2a_{npr}$ рівне значенню резистора $R1a_{npr}$. А значення резистора $R2b_{npr}$ рівне значенню резистора $R1b_{npr}$.

На резисторі $R3_{npr}$ буде виділятися напруга РТАТ, що рівна різниці напруг база-емітер QN0 і QN1, оскільки вони мають різну площу, і буде визначатися рівнянням:

$$V_{R3npr} = V_T * \ln(N_{npr}), \quad (2.8)$$

Величину співвідношення площ емітерів N_{npr} вибираємо рівною 10. Іншими словами транзистор QN0 має 1 копію елементарного транзистора, а транзистора QN1 має 10 таких копій. Таким чином, напруга на резисторі буде рівна 59,7 мВ і буде мати позитивний температурний коефіцієнт, оскільки величина термального потенціалу прямопорційно залежить від температури. Через даний резистор буде протікати струм такий же, як і через QN0, а отже, використовуючи закон Ома і формулу (2.6), розраховане значення опору $R3_{npr}$ буде становити 42,48 кОм.

Розміри транзисторів MN0 і MN1 вибиралися із міркувань мінімальної напруги овердрайв (англ. – overdrive voltage), оскільки дана напруга задає мінімальне значення напруги стік-витік, а оскільки в нас є обмеження на

мінімальну напругу живлення, то це є ключовим фактором [23]. Напруга овердрайв може бути визначена із формули [23] :

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2, \quad (2.9)$$

де I_D – струм стоку транзистора;

k' – деякий коефіцієнт, що розраховується за формулою $k' = \mu C_{ox}$, де μ – рухливість зарядів у каналі, а C_{ox} – погонна ємність затвор-канал польового транзистора;

W – ширина каналу;

L – довжина каналу;

V_{GS} – напруга затвор – витік;

V_{TH} – порогова напруга відкриття транзистора.

З формули (2.9) випливає рівняння для напруги овердрайв:

$$V_{ov} = \sqrt{\frac{2I_D}{k' \frac{W}{L}}}. \quad (2.10)$$

В якості ширини каналу вибрано значення 10мкм, а в якості довжини каналу – 4мкм. Також застосовано множник, рівний 8. Застосування множника дозволяє використовувати паралельне ввімкнення копій одиничного транзистора, таким чином, загальна ширина каналу отриманого транзистора становить 8*10мкм. Довжина каналу вибрана не мінімальною, оскільки від довжини каналу залежить вихідний опір транзистора. Оскільки транзистори виконують функцію струмового дзеркала, то параметр вихідного опору є важливим [23]. Також від вибору довжини каналу залежить точність копіювання струму із однієї вітки в іншу, яка визначається формулою:

$$\sigma_{copy} = g_m \sigma_{VT} = \sqrt{\frac{2k' I_D A_{VT}^2}{L^2}}, \quad (2.11)$$

де σ_{copy} - похибка копіювання струму струмового дзеркала;

g_m - провідність транзистора;

σ_{VT} – відхилення порогової напруги, обумовлене технологічним процесом;

A_{VT} – константа, що визначається технологічним процесом;

L – довжина каналу.

Як видно із формули (2.11), чим більша довжина каналу, тим менше похибка копіювання.

Результати моделювання показали, що напруга овердрайву рівна 59 мВ. Ця напруга буде задавати мінімальну напругу насичення польових транзисторів, яка також буде рівна 59 мВ.

Коефіцієнт копіювання струмового дзеркала MN1-MN_OUT буде визначатися співвідношенням площ транзисторів і описується рівнянням:

$$K1 = \frac{S_{MN_{out}}}{S_{MN1}} = \frac{M_{MN_{OUT}} * W_{MN_{OUT}} * L_{MN_{OUT}}}{M_{MN1} * W_{MN1} * L_{MN1}} = \frac{M_{MN_{OUT}}}{M_{MN1}}, \quad (2.12)$$

де $K1$ - коефіцієнт копіювання струмового дзеркала MN1-MN_OUT;

$S_{MN_{out}}$ – площа транзистора MN_OUT;

S_{MN1} – площа транзистора MN1.

Оскільки довжина і ширина каналу обох транзисторів однакові, а відрізняються лише множники, то змінюючи множник, можна визначити коефіцієнт копіювання. Як було сказано вище, множник для транзистора MN1 M_{MN1} було вибрано рівним 8. Для транзистора MN_OUT було вибрано множник M_{MN1} рівним 6. Таким чином, коефіцієнт копіювання струмового дзеркала ДОН на n-p-n біполярних транзисторів згідно з формулою (2.12) становить 0,75.

Для ДОН на основі p-n-p біполярних транзисторів проводимо аналогічні розрахунки. За другим законом Кірхгофа розглянемо коло QP0-R2a_pnp-R2b_pnp. На ланцюжку із резисторів R2a_pnp-R2b_pnp буде падати напруга база-емітер транзистора QP0, а отже опір цього ланцюжка буде задавати струм, що через нього потече. Близький до цього буде і струм, що тектиме через QP0. Даний струм буде СТАТ струмом і матиме негативний температурний коефіцієнт, оскільки, як було

сказано раніше, напруга V_{BE} має від'ємний температурний коефіцієнт. Результируючий струм буде втікати у стік транзистора MP2, що з коефіцієнтом 1 буде віддзеркалюватися у іншу вітку – MP1.

Для вибору струму, що буде протікати через транзистор MP2, необхідно взяти до уваги фактор мінімального споживання струму – це обмеження на величину струму зверху. Обмеженням на величину струму знизу є поява при низьких значеннях струму, менших ніж 1мкА, впливу другорядних ефектів (наприклад струм витоку (англ. – leakage current)) на нормальну роботу транзистора. Припустимо, що величина струму, що буде протікати через транзистор MP0, рівна 2,5 мкА. Отже, половина цього струму, 1,25 мкА, потече через резистори R2a_pnp-R2b_pnp. Використовуючи закон Ома, розрахуємо загальний опір ланцюжка резисторів $R2_pnp = R2a_pnp + R2b_pnp$:

$$R2_{pnp} = \frac{V_{BEpnp}}{I} = \frac{600 \text{ мВ}}{1,25 \text{ мкА}} = 480 \text{ кОм}, \quad (2.13)$$

де V_{BEpnp} – напруга база-емітер QN0, що згідно із документацією рівна 600 мВ.

Результати моделювання показали, що V_{BEpnp} при номінальних умовах становить близько 577 мВ, а отже, було дещо скоректоване значення опору $R2_{pnp}$, і в результаті сумарний опір становить 432.75 кОм. З результатів моделювання також отримано струм через резистор $R2_{pnp}$, і він становить 1,31 мкА, струм через транзистор QP0 становить 1,45 мкА, а струм стоку транзистора MP2 становить 2,8 мкА. Можна стверджувати, що отримані із моделювання значення, близькі до розрахункових, а отже, розрахунки виконані вірно.

Операційний підсилювач орамп_pMOS (згідно з рис.2.4) буде вирівнювати потенціли в точках V_{inn1} і V_{inp1} , а отже, через ланцюжок $R1_{pnp} = R1a_{pnp} + R1b_{pnp}$ буде текти такий же самий струм як і через $R2_{pnp}$. Отже, опір ланцюжка $R1_{pnp}$ буде таким же як і $R2_{pnp}$.

Для операційного підсилювача на п-канальних МОН транзисторах мінімальне значення розраховується за формулою:

$$V_{CMmin} = VPOS - Vth - Vdsat, \quad (2.14)$$

де V_{CMmin} – мінімально допустима вхідна синфазна напруга;

$VPOS$ – напруга живлення, за типових умов становить 1 В.

Vth - порогова напруга відкриття транзистора, за типових умов згідно з документацією на дану технологію становить 630 мВ;

$Vdsat$ – мінімально допустима напруга насичення джерела струму зміщення операційного підсилювача, прийmemo значення рівне 100 мВ.

Таким чином, із формули (2.14) мінімальний рівень синфазної напруги становить 270 мВ. Закладемо певний запас і прийmemo рівень синфазної напруги рівний 200 мВ при типовому значенні напруги живлення, рівної 1 В. Рівень синфазної напруги буде задавати резистор $R1b_{pnp}$, на якому згідно розрахунків має виділятися 200 мВ напруги. Відомо, що через нього протікає струм величиною 1,31мкА (із результатів моделювання). Отже, за законом Ома, значення опору повинно бути рівне 144 кОм.

Знаючи значення резистора $R1b_{pnp}$, можемо обрахувати значення резистора $R1a_{pnp}$, знаючи що $R1_{pnp} = R1a_{pnp} + R1b_{pnp}$, і що значення резистора $R2_{pnp}$ становить 432,75 кОм. Отже, значення резистора $R1a_{pnp}$ повинно становити 288,75 кОм.

Значення резистора $R2a_{pnp}$ рівне значенню резистора $R1a_{pnp}$. А значення резистора $R2b_{pnp}$ рівне значенню резистора $R1b_{pnp}$.

На резисторі $R3_{pnp}$ буде виділятися напруга РТАТ, що рівна різниці напруг база-емітер QP0 і QP1, оскільки вони мають різну площу, і буде визначатися рівнянням:

$$V_{R3pnp} = V_T * \ln(N_{pnp}), \quad (2.15)$$

Величину співвідношення площ емітерів N_{pnp} вибираємо рівною 10. Таким чином, напруга на резисторі буде рівна 60.3 мВ і буде мати позитивний температурний коефіцієнт, оскільки величина термального потенціалу

прямопорційно залежить від температури. Через даний резистор буде протікати струм такий же, як і через QR_0 , а отже, використовуючи закон Ома і формулу (2.6), розраховане значення опору $R_{3_{пр}}$ буде становити 41.2 кОм.

Розміри транзисторів MP1 і MP2 вибиралися із міркувань мінімальної напруги овердрайв (англ. – overdrive voltage), оскільки дана напруга задає мінімальне значення напруги стік-витік, а оскільки в нас є обмеження на мінімальну напругу живлення, то це є ключовим фактором [23]. Напруга овердрайв може бути визначена із формули [23] (2.9).

З формули (2.9) випливає рівняння для напруги овердрайв (2.10).

В якості ширини каналу вибрано значення 10мкм, а в якості довжини каналу – 2мкм. Також застосовано множник, рівний 8. Застосування множника дозволяє використовувати паралельне ввімкнення копій одиничного транзистора, таким чином, загальна ширина каналу отриманого транзистора становить $8 \cdot 10$ мкм. Довжина каналу вибрана не мінімальною, оскільки від довжини каналу залежить вихідний опір транзистора. Оскільки транзистори виконують функцію струмового дзеркала, то параметр вихідного опору є важливим [23]. Також від вибору довжини каналу залежить точність копіювання струму із однієї вітки в іншу, яка визначається формулою (2.11)

Результати моделювання показали, що напруга овердрайву рівна 66 мВ. Ця напруга буде задавати мінімальну напругу насичення польових транзисторів, яка також буде рівна 66 мВ.

Коефіцієнт копіювання струмового дзеркала MP1-MP3 буде визначатися співвідношенням площ транзисторів і описується рівнянням:

$$K_2 = \frac{S_{MP3}}{S_{MP1}} = \frac{M_{MP3} \cdot W_{MP3} \cdot L_{MP3}}{M_{MP1} \cdot W_{MP1} \cdot L_{MP1}} = \frac{M_{MP3}}{M_{MP1}}, \quad (2.16)$$

де K_2 - коефіцієнт копіювання струмового дзеркала MP1-MP3;

S_{MP3} – площа транзистора MP3;

S_{MP1} – площа транзистора MP1.

Оскільки довжина і ширина каналу обох транзисторів однакові, а відрізняються лише множники, то змінюючи множник, можна визначити коефіцієнт копіювання. Як було сказано вище, множник для транзистора MP1 M_{MP1} було вибрано рівним 8. Для транзистора MP3 було вибрано множник M_{MP3} рівним 10. Таким чином, коефіцієнт копіювання струмового дзеркала ДОН на р-п-р біполярних транзисторах згідно з формулою (2.16) становить 1.25.

Знаючи коефіцієнти передачі струмових дзеркал, можна розрахувати значення струму I_{REF} , що тече у навантаження R_LOAD. Струм $I_{REF} = K_2 I_{REF2} - K_1 I_{REF1}$, де I_{REF1} – струм, що тече через транзистор MN0 (згідно рис.2.4), і становить 2,64 мкА, а I_{REF2} – струм, що тече через транзистор MP1 і становить 2,8 мкА. Отже, таким чином, струм, що потече через навантаження, становитиме 1,5 мкА. Для того, щоб отримати на виході ДОН напругу рівну 600 мВ, необхідно значення опору навантаження R_LOAD вибрати рівним 400 кОм.

Мінімальна напруга живлення для даного ДОН для частини із р-п-р транзисторами може бути обрахована за формулою:

$$V_{POS(min)} = \left(\frac{R1b_{pnp}}{R1_{pnp}} |V_{BE_{pnp}}| + |V_{THP}| + 2|V_{dsat}| \right), \quad (2.17)$$

де $V_{POS(min)}$ – мінімальне значення напруги живлення для коректної роботи;

$V_{BE_{pnp}}$ – напруга база-емітер р-п-р транзистора за номінальних умов;

V_{THP} – порогова напруга п-канального МОН транзистора. за номінальних умов становить 670 мВ згідно документації;

V_{dsat} – напруга насичення відповідних п-канальних МОН транзисторів, за номінальних умов приймемо значення рівне 50мВ.

Підставивши необхідні значення у формулу (2.17), отримуємо мінімальне значення напруги живлення на рівні близько 870 мВ.

Мінімальна напруга живлення для даного ДОН для частини із р-п-р транзисторами може бути обрахована за формулою:

$$V_{POS_{min}} = \left(\frac{R_2 b_{npn}}{R_1} V_{BE_{npn}} + V_{THN} + 2V_{dsat} \right), \quad (2.18)$$

де $V_{POS_{(min)}}$ – мінімальне значення напруги живлення для коректної роботи;

$V_{BE_{npn}}$ – напруга база-емітер n-p-n транзистора за номінальних умов;

V_{THN} – порогова напруга p-канального МОН транзистора. за номінальних умов становить 630 мВ згідно документації;

V_{dsat} – напруга насичення відповідних n-канальних МОН транзисторів, за номінальних умов прийmemo значення рівне 50мВ.

Підставивши необхідні значення у формулу (2.18), отримуємо мінімальне значення напруги живлення на рівні близько 830 мВ.

З двох значень мінімальної напруги живлення із рівнянь (2.17) і (2.18) необхідно обрати найгірший випадок, або ж максимальне обрховане значення. Таким чином, мінімальне значення напруги живлення для коректної роботи схеми становить 870 мВ.

Оскільки використовуванний 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 процесом. Співвідношення між вихідною напругою і напругою зміщення операційного підсилювача можна записати як:

$$V_{REF} = R_{REF} * \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{npn}}}{R_1} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R_1} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{npn})}{R_3} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R_3} \right) + \frac{K_2 R_1}{R_1 b_{npn}} V_{OS} - \frac{K_1 R_1}{R_1 b_{pnp}} V_{OS} \right], \quad (2.19)$$

де V_{OS} – напруга зміщення операційного підсилювача.

Як видно із рівняння (2.19) ефект напруги зміщення V_{OS} підсилюється на величину співвідношення резисторів $\frac{K_2 R_1}{R_1 b_{npn}}$ і $\frac{K_1 R_1}{R_1 b_{pnp}}$. Якщо відповідні співвідношення резисторів зменшити, то це зменшить вплив напруги зміщення на вихідну напругу [24]. Також саму напругу зміщення в операційному підсилювачі можна зменшити шляхом використання методів покращеної відповідності

пристроїв на етапі розробки топографічного малюнку схеми операційного підсилювача.

2.3 Розробка операційного підсилювача для джерела опорної напруги на основі n-p-n біполярних транзисторів

Із розділу 2.2 випливає, що для коректної роботи частини ДОН, що побудована на n-p-n біполярних транзисторах, необхідно використання операційного підсилювача із n-канальними МОН транзисторами на вході, оскільки рівень синфазної напруги на вході становить 800 мВ.

Для даного операційного підсилювача висувуються вимоги по роботі при мінімальній напрузі живлення рівній 870мВ. Також значення коефіцієнта підсилення по напрузі має бути не менше ніж 50 дБ. Операційний підсилювач має бути частото стабільний і мати смугу пропускання не менше аніж 500 кГц. Також до даного підсилювача висувуються вимоги по вхідній напрузі зміщення, яка має бути не більше аніж 10 мВ у діапазоні розкиду технологічних параметрів σ . Даного діапазону розкиду достатньо оскільки він покриває 99,97% випадків [25]. Також, так як розробляється джерело опорної напруги, то воно повинно бути не чутливим до завад з боку лінії живлення. Отже, для операційного підсилювача висувуються вимоги по мінімальному коефіцієнті ослаблення завад з боку живлення не менше аніж -40дБ у низькочастотному діапазоні від 1 Гц до 1кГц.

В якості структурної схеми використано ідею, описану в [26]. Схему було удосконалено. Схема електрична принципова для операційного підсилювача наведена на рисунку 2.5.

Дана схема складається із двох каскадів підсилення. Перший каскад утворює диференційна пара з транзисторів MN0, MN1. Другий каскад підсилення формується за допомогою транзисторів MN4, MP3. Даний операційний підсилювач потребує зовнішнього струму зміщення I_{bias} , величиною 2 мкА за номінальних умов.

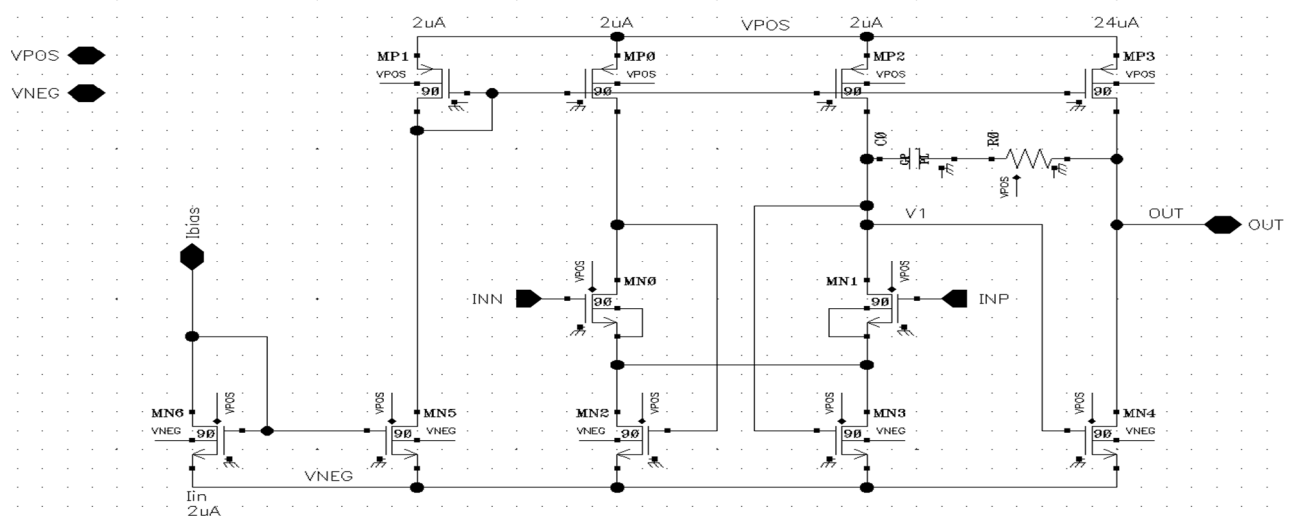


Рисунок 2.5 – Схема електрична принципова операційного підсилювача для ДОН на n-p-n біполярних транзисторах

Цей струм віддзеркалюється за допомогою струмового дзеркала MN6, MN5 у струмове дзеркало MP1-MP0-MP2-MP3. Так коефіцієнт передачі струмового дзеркала MN6, MN5 становить 1. Коефіцієнт передачі струмового дзеркала MP1-MP0-MP2 становить також 1, а коефіцієнт передачі струмового дзеркала MP1-MP3 становить 2. Таким чином, через диференційну пару протікає по 2 мкА струму у кожній вітці, а у вихідному каскаді протікає струм 4 мкА. Транзистори MP0 і MP2 виступають активним навантаженням для диференційної пари MN0, MN1. Транзистори MN2 і MN3 формують коло зворотного зв'язку по синфазній напрузі, необхідні для того, щоб задати коректний рівень синфазної напруги на виході першого каскаду підсилення. Розміри всіх транзисторів вибиралися із міркування мінімальної напруги овердрайву для транзисторів враховуючи формули (2.9) і (2.10), а також максимального вихідного опору, провідності, а також щоб задовольнити вимоги по вхідній напрузі зміщення і коефіцієнту ослаблення завод по лінії живлення. Транзистор MN4 має вдвічі більшу площу аніж MN2-3, оскільки через нього протікає вдвічі більший струм. Транзистор MP3 аналогічно має вдвічі більшу площу аніж MP0, MP2. Також для досягнення стабільності операційного

підсилювача у широкому діапазоні частот використано компенсаційний ланцюжок $COR0$.

Коефіцієнт підсилення даного підсилювача буде обраховуватися за формулою [23]:

$$A_V = A_1 * A_2, \quad (2.20)$$

де A_V – сумарний коефіцієнт підсилення по напрузі;

A_1 і A_2 – коефіцієнти підсилення по напрузі першого (2.21) і другого (2.22) каскадів.

$$A_1 = gm_1 * (r_{o2} || r_{o1}), \quad (2.21)$$

де gm_1 – провідність транзистора MN1, за номінальних умов становить 47,64 мкСм;

r_{o2} – вихідний малосигнальний опір транзистора MP2, за номінальних умов становить 33,64 МОм;

r_{o1} – вихідний малосигнальний опір транзистора MN1, за номінальних умов становить 3.69 МОм.

$$A_2 = gm_4 * (r_{o3} || r_{o4}), \quad (2.22)$$

де gm_2 – провідність транзистора MN4, за номінальних умов становить 81,72 мкСм;

r_{o3} – вихідний малосигнальний опір транзистора MP3, за номінальних умов становить 5,62 МОм;

r_{o4} – вихідний малосигнальний опір транзистора MN4, за номінальних умов становить 5,68 МОм.

Якщо підставимо необхідні значення у формулу (2.20), то отримає значення коефіцієнта підсилення 26435 разів, або 88дБ за номінальних умов.

Для розрахунку частотної смуги пропускання скористаємося формулою [27]:

$$GBW = \frac{gm_1}{2\pi C_L}, \quad (2.23)$$

де GBW – частота на якій коефіцієнт підсилення підсилювача досягає значення 1;

gm_1 – провідність транзистора MN1;

C_L – ємність навантаження.

Розрахуємо ємність навантаження, оскільки для даного підсилювача навантаженням буде ємність затвор – витік транзисторів MN0 і MN1. Наближено ємність можемо порахувати за формулою (2.24) знаючи площі транзисторів.

$$C_L = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{t_{ox}} * S_{MN0} * S_{MN1}, \quad (2.24)$$

де ε – діелектрична проникність кремнію, що рівна 3,9;

ε_0 – електрична стала, $8,85*10^{-12}$;

$S_{MN0} * S_{MN1}$ – площі транзисторів MN0 і MN1 відповідно, добуток яких дорівнює 640 мкм^2 .

Підставивши необхідні значення у формулу (2.24), отримуємо значення ємності навантаження для операційного підсилювача $2,45 \text{ пФ}$. Якщо підставимо значення отриманої ємності у рівняння (2.23), то отримаємо значення GBW рівне приблизно 3 МГц .

Компенсаційний ланцюжок необхідний, оскільки підсилювач має два каскади підсилення, а отже, потенційно може бути нестабільним. Значення компенсаційної ємності C_0 розраховується із співвідношення [27]:

$$\frac{gm_4}{gm_1} = 4 \frac{C_L}{C_C}, \quad (2.25)$$

де gm_4 і gm_1 – провідності транзисторів MN4 і MN1 відповідно, і вони становлять відповідно $81,72 \text{ мкСм}$ і $47,64 \text{ мкСм}$;

C_C – компенсаційна ємність.

Підставивши необхідні значення ємності у формулу (2.25) отримуємо значення компенсаційної ємності $2,6 \text{ пФ}$. Отримане значення було використане як початкове під час симуляцій. Але в результаті моделювання було знайдено значення компенсаційної ємності, що рівне $3,5 \text{ пФ}$. Розбіжності із розрахунковим

значенням пов'язані із тим, що формули для розрахунків є спрощеними. Також, розрахункове значення є мінімальним для досягнення стабільності. Але зазвичай необхідний певний запас по стабільності, щоб ОП був стабільний при різних робочих умовах.

Значення резистора R_0 із компенсаційного ланцюжка розраховуємо із співвідношення [27]:

$$\frac{1}{3g_{m_1}} < R_0 < \frac{1}{g_{m_4}} \quad (2.26)$$

За допомогою симуляцій було вибрано значення компенсаційного резистора R_0 20 кОм.

Також варто зауважити, що стабільність ОП характеризується запасом по фазі РМ (англ.- Phase Margin) на частоті одиничного підсилення GBW.

Вхідна напруга зміщення визначається із співвідношення:

$$V_{os} = \frac{A_{VT}}{\sqrt{WL}}, \quad (2.27)$$

де V_{os} – вхідна напруга зміщення операційного підсилювача;

W і L – ширина і довжина відповідно транзисторів вхідної диференційної пари;

A_{VT} – технологічний параметр.

Із рівняння (2.27) видно, що значення напруги зміщення обернено пропорційно залежить від площі транзисторів, що повпливало на вибір ширини і довжини каналу транзисторів диференційної пари MN0 і MN1.

Для підтвердження розрахунків і роботи операційного підсилювача було здійснено при всіх варіантах технологічних розкидів, а також відхилень напруги живлення, струму зміщення і у діапазоні температур від -40 до +150 °С. Такий тип аналізу називається Corner analysis. Він включає в себе наступні групи технологічних розкидів:

- adv_rgp – найгірші випадки значень опору полікремнію;

- adv_rppgr – найгірші значення опору резисторів;
- adv_repi – найгірші значення опору епітаксiального шару;
- adv_rmisc – найгірші відхилення опору провідників;
- adv_tox – найгірші відхилення товщини підзатворного діелектрика;
- adv_vtp – найгірші відхилення величини порогової напруги p-канальних МОН транзисторів;
- adv_vtn – найгірші відхилення величини порогової напруги n-канальних МОН транзисторів.

Також в якості крайніх випадків було взято напругу живлення 900 мВ, як мінімальне значення, і відхилення струму зміщення $\pm 20\%$ від номінального.

Варто зауважити, що приведений тип аналізу (corners analys) хоча є дуже зручний, але не є реалістичним. Нереалістичність полягає в тому, що він може дати більш песимістичні результати ніж ті що будуть спостерігатись на практиці з одного боку (звісно, при використанні моделей елементів без грубих помилок і правильними екстрагованими параметрами [28]), тому що при використанні розширеного технологічного розкиду параметрів з середньоквадратичним відхиленням 6σ для кожного типу елементів, то враховуючи незалежність випадкових подій (в даному випадку випадкова величина це відхилення параметра елемента від його номінального значення), фактично ми здійснюємо моделювання з розкидом більше ніж 6σ , оскільки математично дисперсія незалежних випадкових величин є коренем з їхньої суми. З іншого боку, corner analys не враховує розкид параметрів (неоднаковість) між однотипними елементами, що здійснюється на практиці. Таким чином, необхідним є аналіз який би враховував неідентичність однотипних або навіть ідентичних елементів. З цієї причини було проведено Монте-Карло аналіз. Так, було вибрано 100 вибірок N з розширеним розкидом 6σ і рівномірним розподілом випадкової величини генератора випадкових чисел. Саме рівномірний розподіл використаний був для того щоб з невеликою кількістю симуляцій (для зменшення часу моделювання) охопити весь можливий діапазон випадкової зміни параметрів елементів.

Результати corner аналізу для стабільності операційного підсилювача наведені на рисунку 2.6.

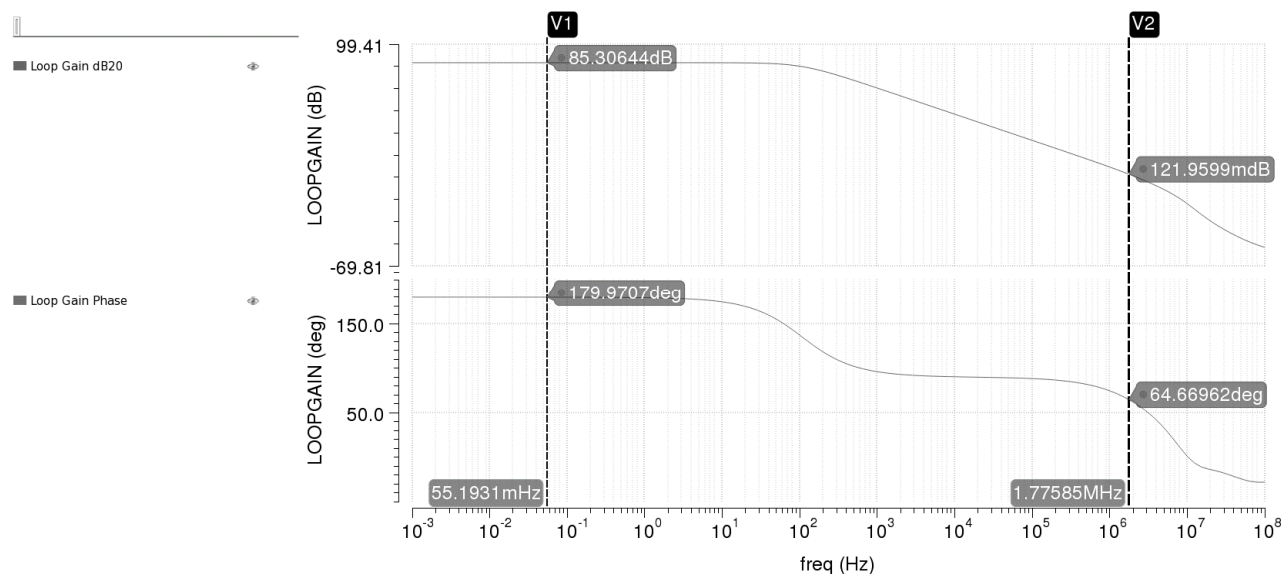


Рисунок 2.6 – Частотна залежність коефіцієнту підсилення ОП і запас по фазі при номінальних умовах

Як видно із рисунку 2.6 коефіцієнт підсилення на низькій частоті становить 85,3 дБ і співпадає із розрахунками, а також задовольняє поставленим вимогам. Також із даного рисунку видно, що частота одиничного підсилення операційного підсилювача становить 1,77 МГц, що дещо відрізняється від розрахованого значення, але при цьому задовольняє поставленим вимогам. Також запас по фазі на частоті одиничного підсилення становить 65 градусів, а отже, ОП можна вважати стабільним. Критерієм стабільності є запас по фазі на частоті одиничного підсилення більше 0 градусів, але на практиці стабільним вважають підсилювач, у якого запас по фазі становить 30 градусів і більше.

Результати corner аналізу у найгірших випадках наведено на рисунку 2.7. З даного рисунку видно, що мінімальне значення коефіцієнту підсилення становить 52 дБ, що більше аніж поставлене у вимогах значення. Також із проведеного corner аналізу мінімальне значення запасу по фазі становить 37,8 градусів, а мінімальне значення частоти одиничного підсилення становить 746,7 кГц. Отримані значення задовольняють поставлені вимоги.

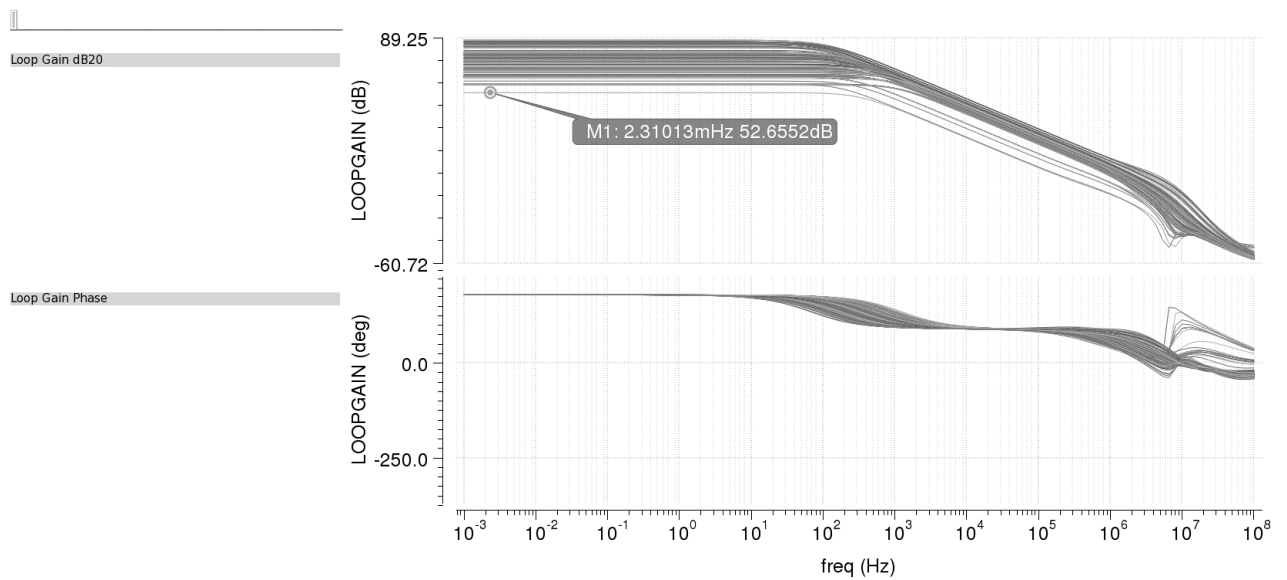


Рисунок 2.7 – Результати corner аналізу для стабільності ОП.

Результати Монте Карло аналізу для значення коефіцієнта підсилення наведено на рисунку 2.8. З рисунку 2.9 видно, середнє значення коефіцієнта підсилення становить 85,45дБ, а мінімальне – близько 81дБ, що задовольняє умовам.

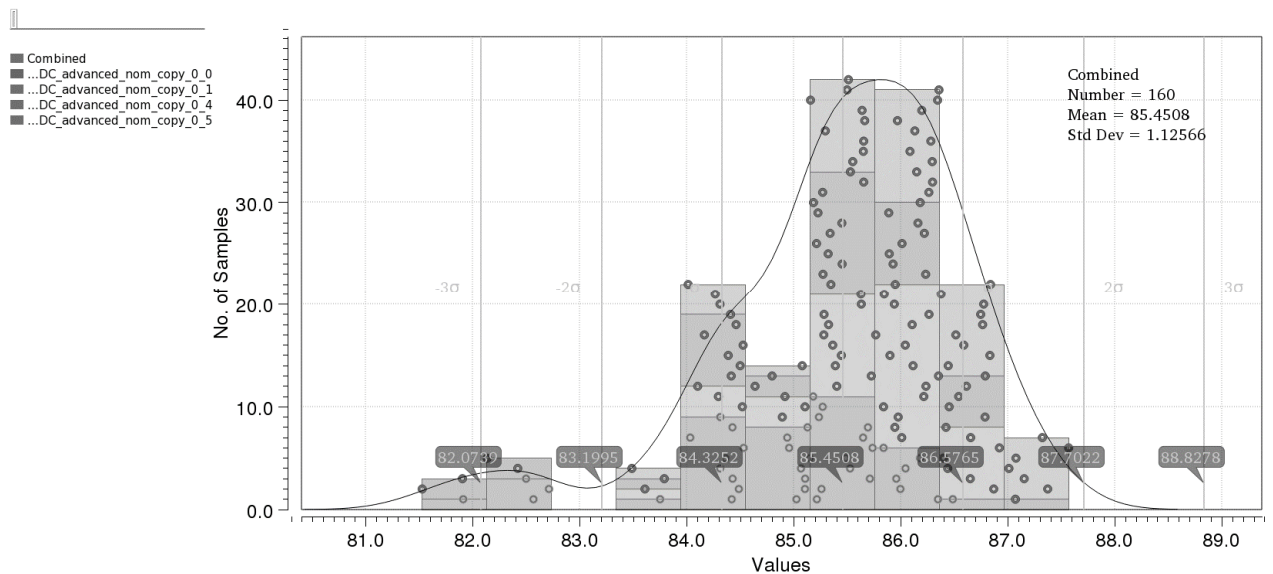


Рисунок 2.8 – Результати Монте Карло аналізу для значення коефіцієнта підсилення

На рисунку 2.9 наведено результати Монте Карло аналізу для значення запасу по фазі ОП. Із рисунку 2.9 видно, що середнє значення запасу по фазі становить

64,85 градусів, а мінімальне близько 50 градусів. Отже, ОП можна вважати стабільним.

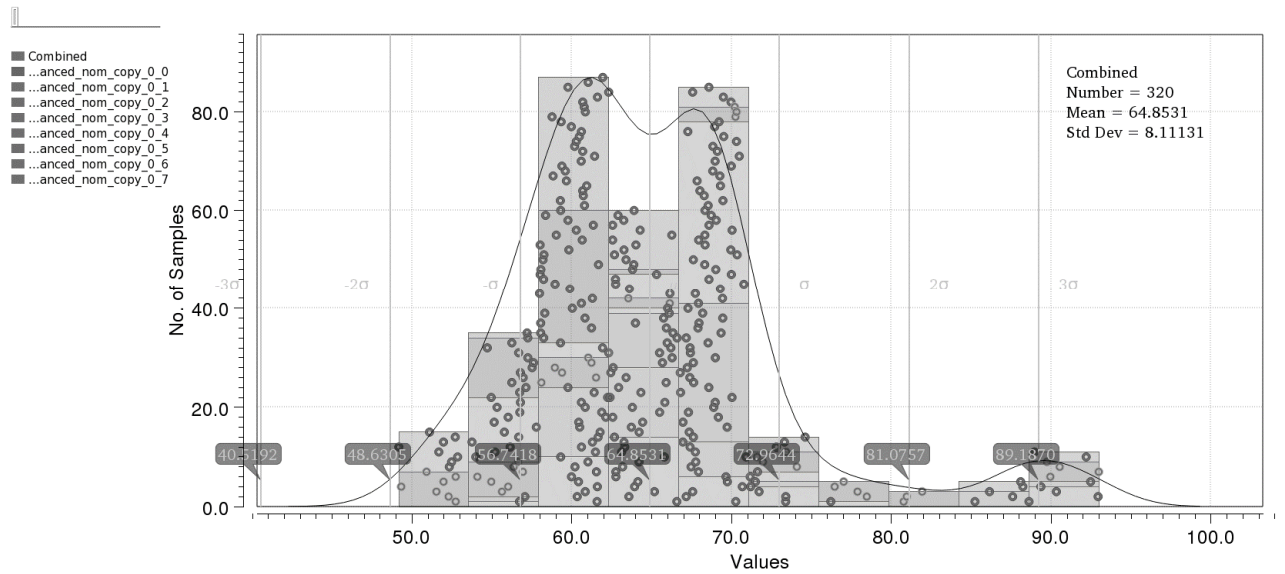


Рисунок 2.9 - Результати Монте Карло аналізу для значення запасу по фазі ОП

На рисунку 2.10 наведено результати Монте Карло аналізу для значення частоти одиничного підсилення ОП. Із результатів моделювання видно, що середнє значення становить 1,94 МГц, а мінімальне близько до 1,4 МГц. Отримані результати повністю задовольняють поставлені вимоги.

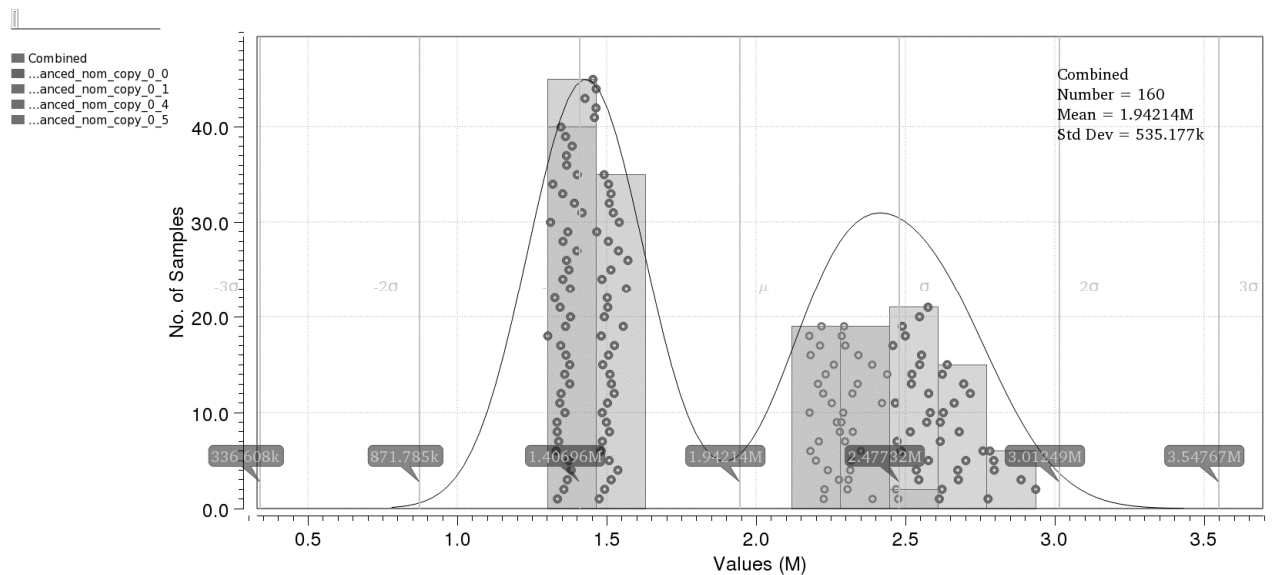


Рисунок 2.10 - Результати Монте Карло аналізу для значення частоти одиничного підсилення ОП

Також був проведений аналіз Монте Карло для виміру вхідної напруги зміщення. Результати наведені на рисунку 2.11, з якого видно, що середнє значення становить 1,26мВ, а максимальне близько 9мВ, що відповідає поставленим вимогам.

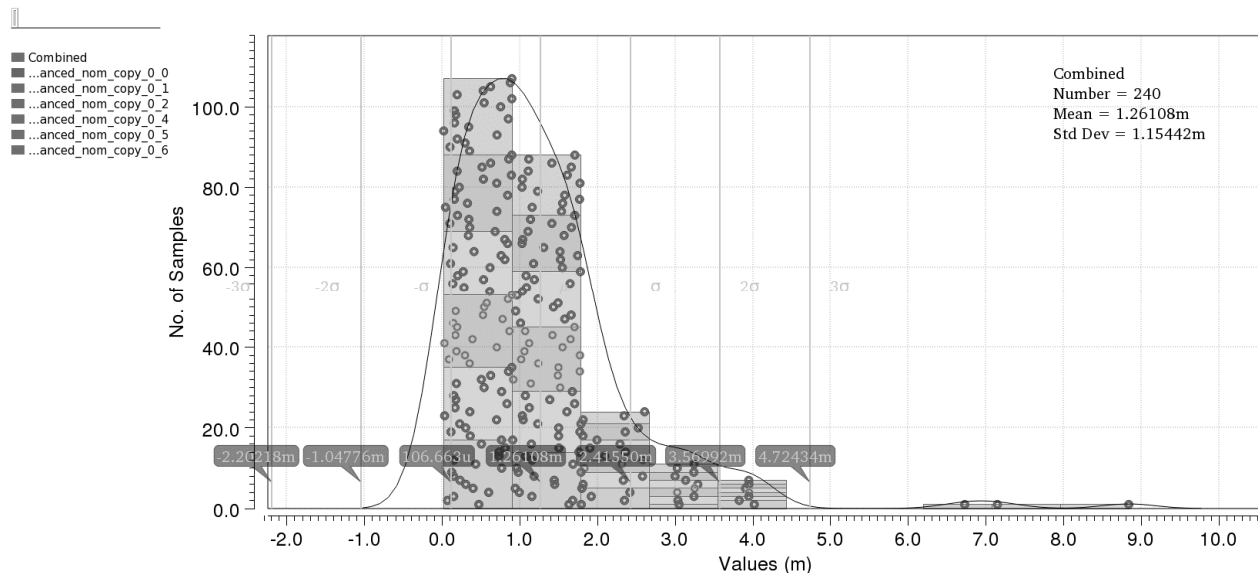


Рисунок 2.11 – Значення вхідної напруги зміщення, отриманої із результатів Монте Карло аналізу

Також за допомогою моделювання було виміряно коефіцієнт ослаблення завад із сторони живлення (англ. – PSRR, power supply rejection ratio). Виміри проводилися на частоті 1 Гц, 100 кГц, 1 МГц. Частотна залежність PSRR при номінальних умовах наведена на рисунку 2.12. З даного рисунку видно, що низькочастотне значення PSRR становить -95 дБ.

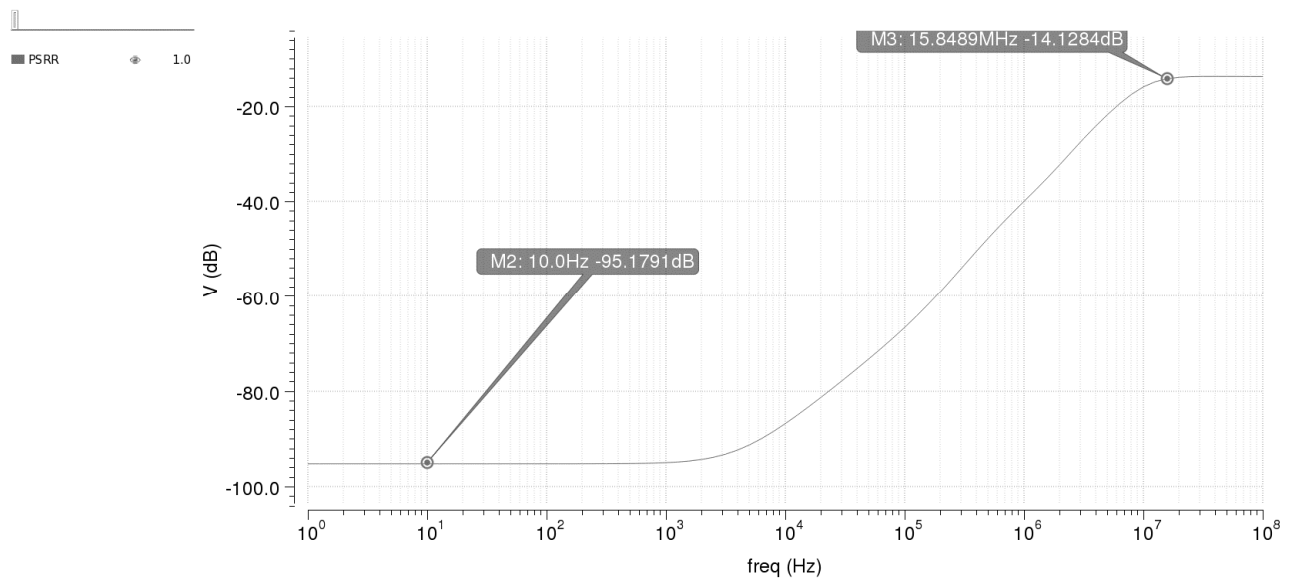


Рисунок 2.12 – Частотна залежність PSRR при номінальних умовах

Результати Монте Карло аналізу на різних частотах наведені на рисунка 2.13-2.15. З рисунків 2.13-2.15 можна зробити висновок, що ОП повністю задовольняє поставленим вимогам, а також володіє хорощим коефіцієнтом ослаблення завад по живленню у широкому діапазоні частот.

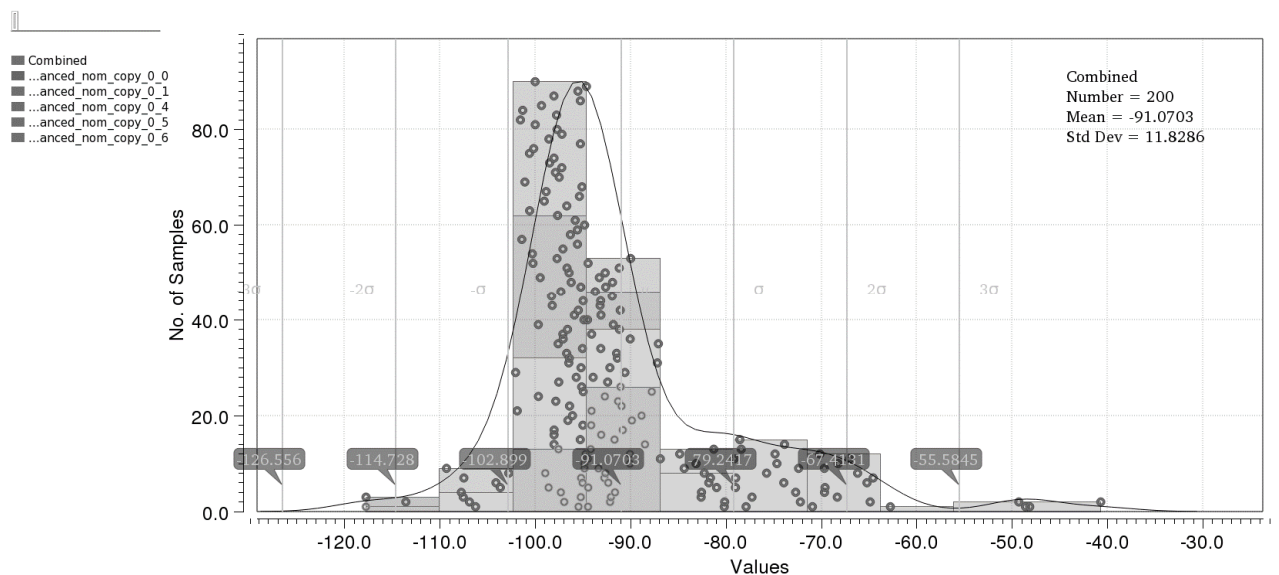


Рисунок 2.13 – Значення PSRR на частоті 1 Гц

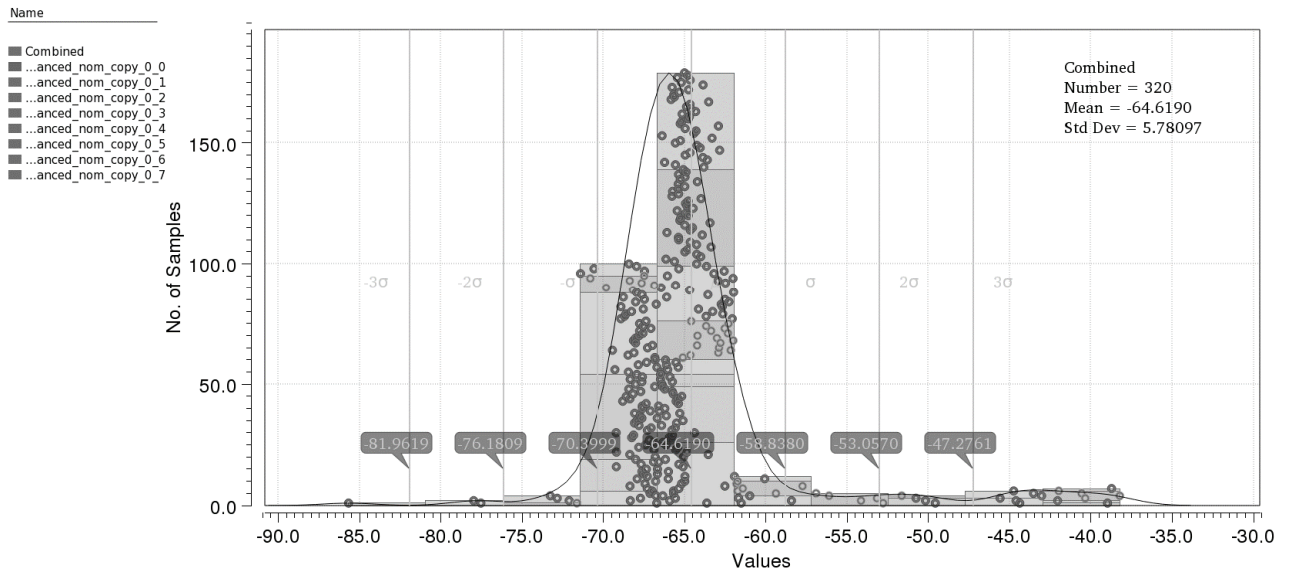


Рисунок 2.14 – Значення PSRR на частоті 100 кГц

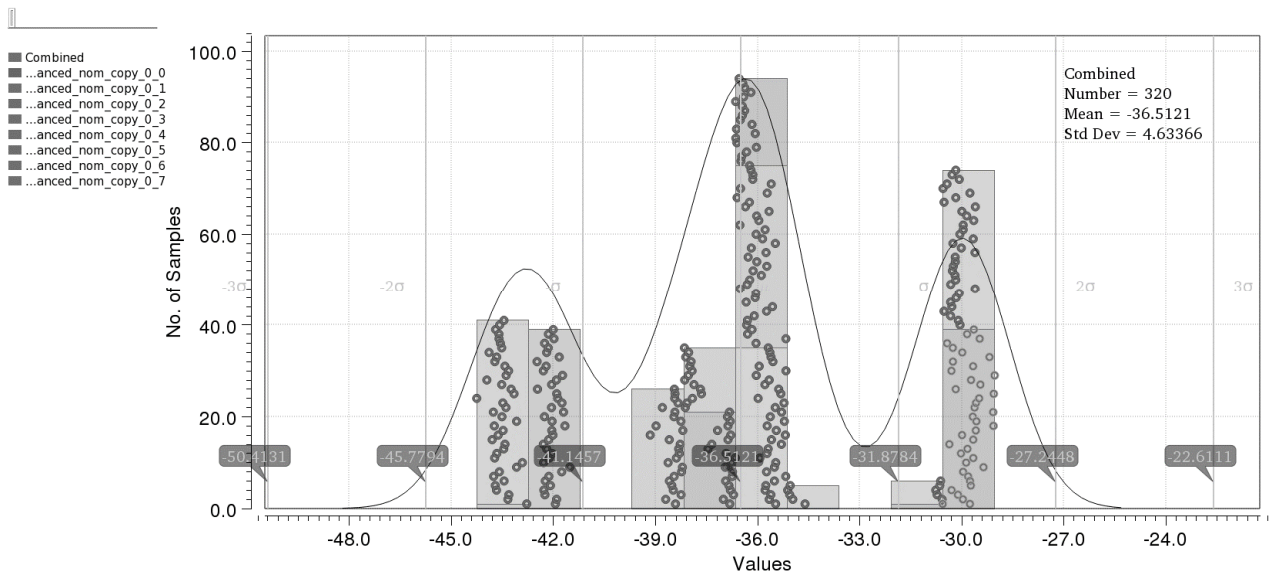


Рисунок 2.15 – Значення PSRR на частоті 1 МГц

Вихідний опір ОП обраховується із рівняння:

$$R_{out} = r_{o4} || r_{o3}, \quad (2.28)$$

де R_{out} – вихідний опір ОП;

r_{o4} і r_{o3} – вихідні малосигнальні опори транзисторів MN4 і MP3 відповідно, що становлять 5,68 МОм і 5,61 МОм.

З результатів обрахунків отримуємо вихідний опір, що рівний 2,82 МОм.

З результатів моделювання у номінальному режимі було отримано значення 3,81 МОм, що насправді не дуже відрізняється від обрахованого значення.

Також обрахуємо діапазон дозволених рівнів вхідної синфазної напруги.

Це може бути записано наступним рівнянням:

$$V_{CMmin} = V_{TH} + 2V_{dsat}, \quad (2.29)$$

де V_{CMmin} – мінімальний рівень синфазної напруги на вході;

V_{TH} – порогова напруга n-канальних вхідних транзисторів, становить 660 мВ за номінальних умов;

V_{dsat} – напруга насичення, за номінальних умов 50 мВ.

Підставивши необхідні значення у (2.29), отримуємо значення мінімальної вхідної напруги 760 мВ. Для розрахунків було вибрано значення вхідної напруги на рівні 800 мВ, щоб забезпечити певний запас.

Діапазон вихідної напруги може бути записаний як:

$$V_{dsatMN4} < V_{out} < V_{POS} - V_{dsatMP3}, \quad (2.30)$$

де $V_{dsatMN4}$ і $V_{dsatMP3}$ – напруги насичення транзисторів MN4 і MP3 відповідно згідно з схемою рис.2.5 і становлять 60 мВ за типових умов;

V_{out} – вихідна напруга ОП;

V_{POS} – напруга живлення, за типових умов 1 В.

Отже, діапазон вихідної напруги від 60 мВ до 940 мВ за типових умов.

Струм споживання за типових умов згідно з рис.2.5 становить 10 мкА. Результати моделювання corner аналізу показали, що мінімальний струм споживання становить 7.35 мкА, за типових умов становить 9,73 мкА, а максимальний струм споживання – 12 мкА.

Отже, провівши ряд моделювань, можна стверджувати, що операційний підсилювач із n-канальними МОН транзисторами на вході повністю задовольняє поставлені вимоги.

2.4 Розробка операційного підсилювача для джерела опорної напруги на основі р-п-р біполярних транзисторів

Із розділу 2.2 випливає, що для коректної роботи частини ДОН, що побудована на р-п-р біполярних транзисторах, необхідно використання операційного підсилювача із п-канальними МОН транзисторами на вході, оскільки рівень синфазної напруги на вході становить 200 мВ.

Решта вимог до операційного підсилювача на п-канальних МОН транзисторах такі ж як і для операційного підсилювача із розділу 2.3.

В якості структурної схеми використано ідею, описану в [26]. Схему було удосконалено. Схема електрична принципова для операційного підсилювача наведена на рисунку 2.16.

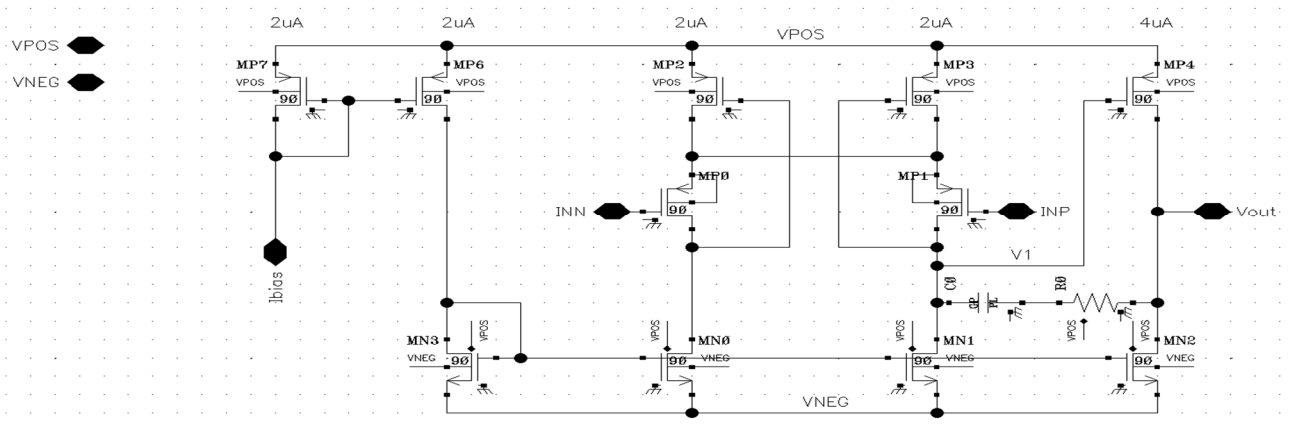


Рисунок 2.16 – Схема електрична принципова операційного підсилювача для ДОН на р-п-р біполярних транзисторах

Дана схема складається із двох каскадів підсилення. Перший каскад утворює диференційна пара з транзисторів MP0, MP1. Другий каскад підсилення формується за допомогою транзисторів MP4, MN2. Даний операційний підсилювач потребує зовнішнього струму зміщення I_{bias} , величиною 2 мкА за номінальних умов. Цей струм віддзеркалюється за допомогою струмового дзеркала MP7, MP6 у струмове дзеркало MN3-MN0-MN1-MN2. Так коефіцієнт передачі струмового

дзеркала MP7, MP6 становить 1. Коефіцієнт передачі струмового дзеркала MN3-MN0-MN1 становить також 1, а коефіцієнт передачі струмового дзеркала MN3-MN2 становить 2. Отже, через диференційну пару протікає по 2 мкА струму у кожній вітці, а у вихідному каскаді протікає струм 4 мкА. Транзистори MN0 і MN1 виступають активним навантаженням для диференційної пари MP0, MP1. Транзистори MP2 і MP3 формують коло зворотного зв'язку по синфазній напрузі, необхідні для того, щоб задати коректний рівень синфазної напруги на виході першого каскаду підсилення. Розміри всіх транзисторів вибиралися із міркування мінімальної напруги овердрайву для транзисторів враховуючи формули (2.9) і (2.10), а також максимального вихідного опору, провідності, а також щоб задовольнити вимоги по вхідній напрузі зміщення і коефіцієнту ослаблення завад по лінії живлення. Транзистор MP4 має вдвічі більшу площу аніж MP2-3, оскільки через нього протікає вдвічі більший струм. Транзистор MN2 аналогічно має вдвічі більшу площу аніж MN0, MN1. Також для досягнення стабільності операційного підсилювача у широкому діапазоні частот використано компенсаційний ланцюжок C0R0.

Коефіцієнт підсилення даного підсилювача буде обраховуватися за формулою (2.20) із використанням формул (2.21) і (2.22) з використанням наступних значень для параметрів: $gm_1=39,74$ мкСм; $r_{o2} = 3,38$ МОм; $r_{o1}=9,56$ МОм; $gm_2 = 59,47$ мкСм; $r_{o3} = 22,05$ МОм; $r_{o4} = 1,01$ МОм. Якщо підставимо (2.21) і (2.22) і необхідні значення у формулу (2.20), то отримає значення коефіцієнта підсилення 5697 разів, або 75дБ за номінальних умов.

Для розрахунку частотної смуги пропускання скористаємося формулою (2.23). Розрахуємо ємність навантаження, оскільки для даного підсилювача навантаженням буде ємність затвор – витік транзисторів MP1 і MP2 ДОН (рис.2.4). Наближено ємність можемо порахувати за формулою (2.24) знаючи площі транзисторів. $S_{MP1} * S_{MP2}$ – площі транзисторів MP1 і MP2 відповідно, добуток яких дорівнює 320 мкм². Підставивши необхідні значення у формулу (2.24), отримуємо значення ємності навантаження для операційного підсилювача 1.25 пФ.

Якщо підставимо значення отриманої ємності у рівняння (2.23), то отримаємо значення GBW рівне приблизно 5 МГц.

Компенсаційний ланцюжок необхідний, оскільки підсилювач має два каскади підсилення, а отже, потенційно може бути нестабільним. Значення компенсаційної ємності C_0 розраховується із співвідношення (2.25). Підставивши необхідні значення ємності у формулу (2.25) отримуємо значення компенсаційної ємності 3.3 пФ. Отримане значення було використане як початкове під час симуляцій. Але в результаті моделювання було знайдено значення компенсаційної ємності, що рівне 4.5 пФ. Розбіжності із розрахунковим значенням пов'язані із тим, що формули для розрахунків є спрощеними. Також, розрахункове значення є мінімальним для досягнення стабільності. Але зазвичай необхідний певний запас по стабільності, щоб ОП був стабільний при різних робочих умовах.

Значення резистора R_0 із компенсаційного ланцюжка розраховуємо із співвідношення (2.26). За допомогою симуляцій було вибрано значення компенсаційного резистора R_0 30 кОм.

Вхідна напруга зміщення визначається із співвідношення (2.27). Із рівняння (2.27) видно, що значення напруги зміщення обернено пропорційно залежить від площі транзисторів, що повпливало на вибір ширини і довжини каналу транзисторів диференційної пари MP0 і MP1.

Для підтвердження розрахунків і роботи операційного підсилювача було здійснено при всіх варіантах технологічних розкидів, а також відхилень напруги живлення, струму зміщення і у діапазоні температур від -40 до +150 °С. Був проведений Corner analysis, а також Монте Карло аналіз. Також в якості крайніх випадків було взято напругу живлення 900 мВ, як мінімальне значення, і відхилення струму зміщення $\pm 20\%$ від номінального.

Результати corner аналізу для стабільності операційного підсилювача наведені на рисунку 2.17.

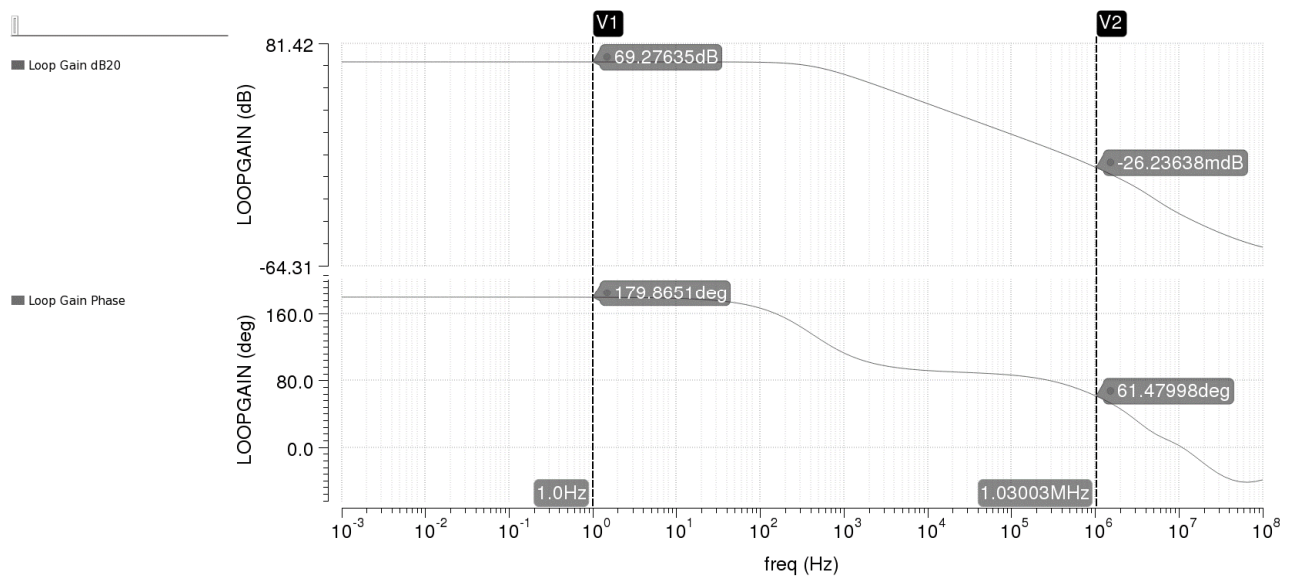


Рисунок 2.17 – Частотна залежність коефіцієнту підсилення ОП і запас по фазі при номінальних умовах

Отже, із рисунку 2.17 коефіцієнт підсилення на низькій частоті становить 69,3 дБ і близький до розрахунково значення, а також задовольняє поставленим вимогам. Також із даного рисунку видно, що частота одиничного підсилення операційного підсилювача становить 1,03 МГц, що дещо відрізняється від розрахованого значення, але при цьому задовольняє поставленим вимогам. Також запас по фазі на частоті одиничного підсилення становить 61,5 градусів, а отже, ОП можна вважати стабільним. Критерієм стабільності є запас по фазі на частоті одиничного підсилення більше 0 градусів, але на практиці стабільним вважають підсилювач, у якого запас по фазі становить 30 градусів і більше.

Результати corner аналізу у найгірших випадках наведено на рисунку 2.18. З даного рисунку видно, що мінімальне значення коефіцієнту підсилення становить 61,6 дБ, що більше аніж поставлене у вимогах значення. Також із проведеного corner аналізу мінімальне значення запасу по фазі становить 48,3 градусів, а мінімальне значення частоти одиничного підсилення становить 548,1 кГц. Отримані значення задовольняють поставлені вимоги.

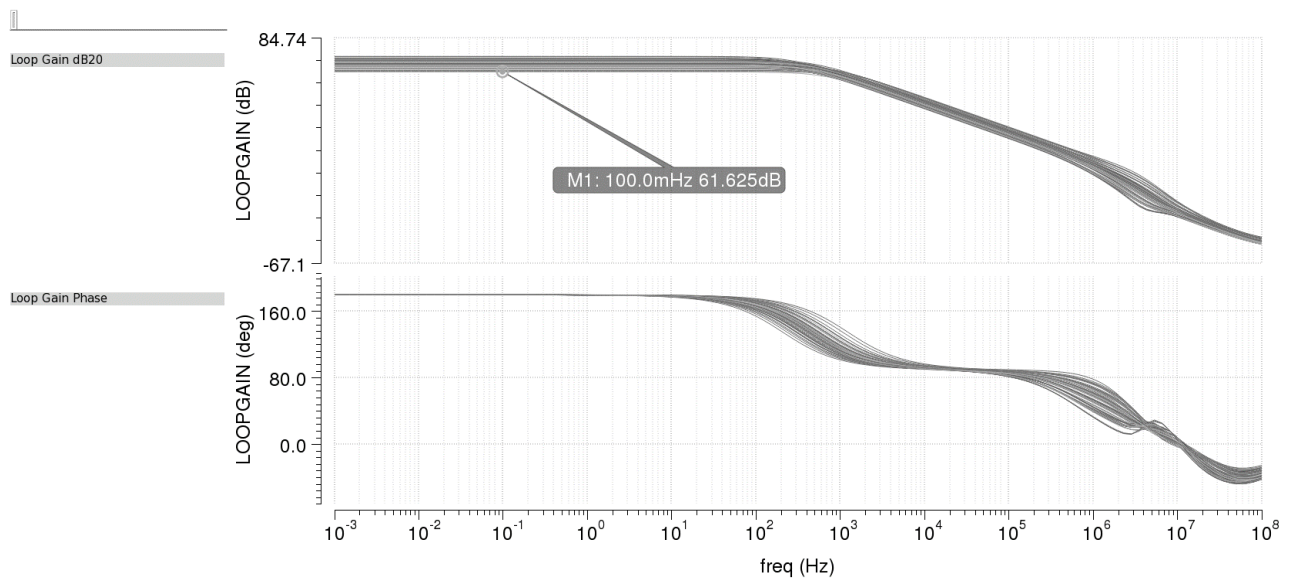


Рисунок 2.18 – Результати corner аналізу для стабільності ОП.

Результати Монте Карло аналізу для значення коефіцієнта підсилення наведено на рисунку 2.19. З рисунку 2.19 видно, середнє значення коефіцієнта підсилення становить 67,68 дБ, а мінімальне – близько 52 дБ, а отже, поставлені вимоги виконуються.

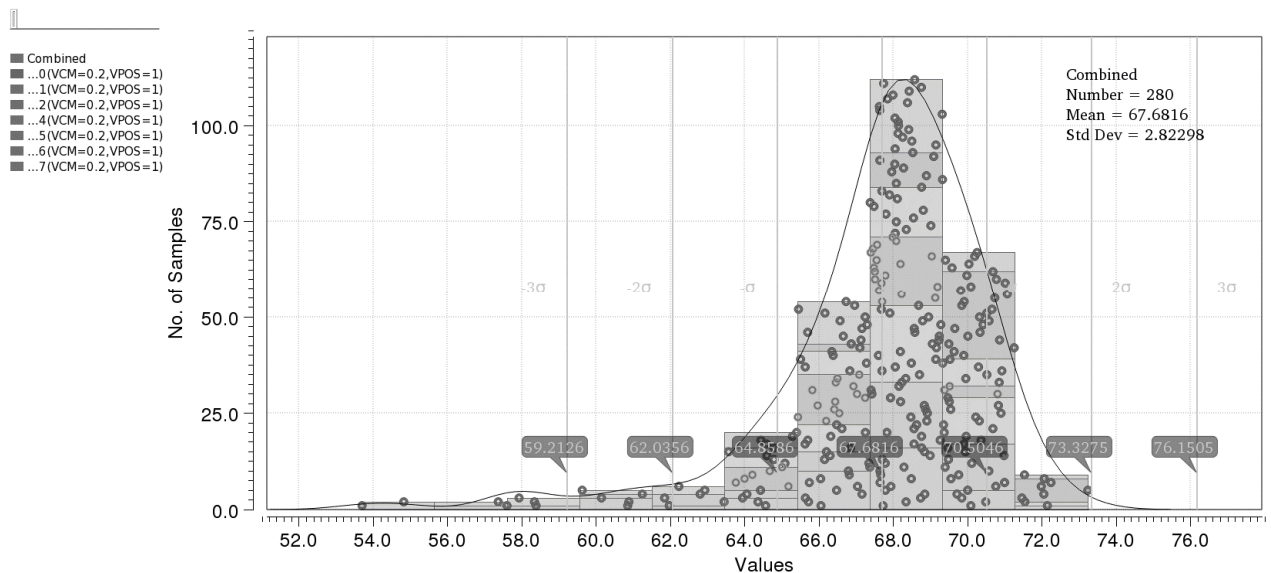


Рисунок 2.19 – Результати Монте Карло аналізу для значення коефіцієнта підсилення

На рисунку 2.20 наведено результати Монте Карло аналізу для значення запасу по фазі ОП. Із рисунку 2.20 видно, що середнє значення запасу по фазі становить 59,07 градусів, а мінімальне близько 46 градусів. Отже, операційний підсилювач є стабільним у заданому діапазоні частот.

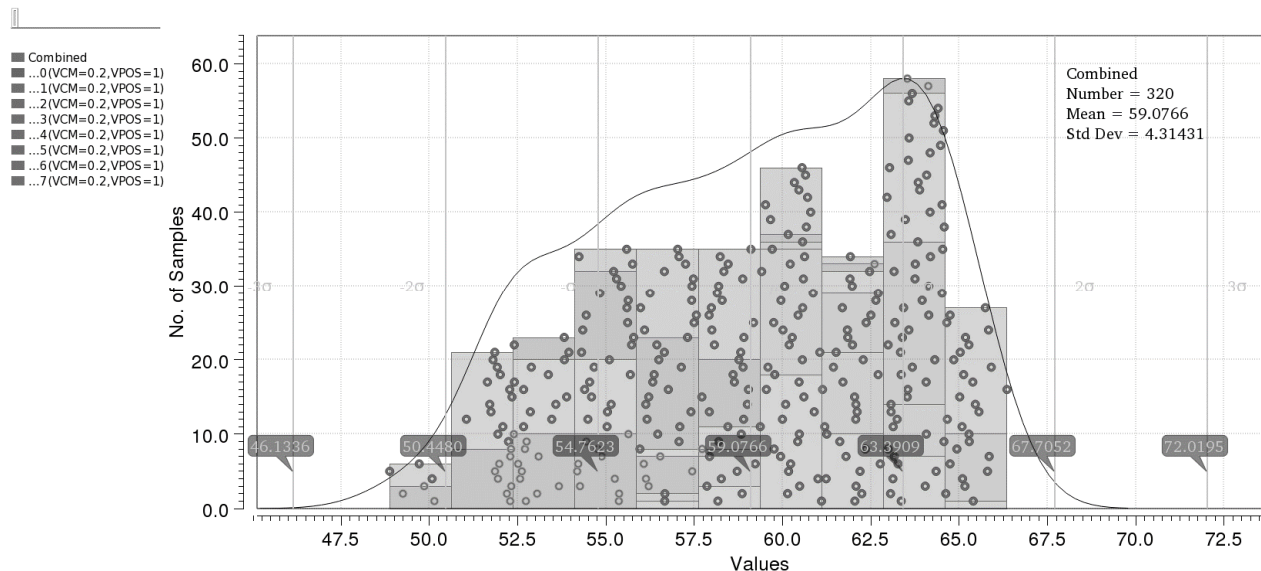


Рисунок 2.20 - Результати Монте Карло аналізу для значення запасу по фазі ОП

На рисунку 2.21 наведено результати Монте Карло аналізу для значення частоти одиничного підсилення ОП. Із результатів моделювання видно, що середнє значення становить 965,5 кГц, а мінімальне близько до 510 кГц. Отримані результати хоч і мають близькі до висунутих вимогами значення, але все ж є дещо більшими. А отже, вимоги виконано.

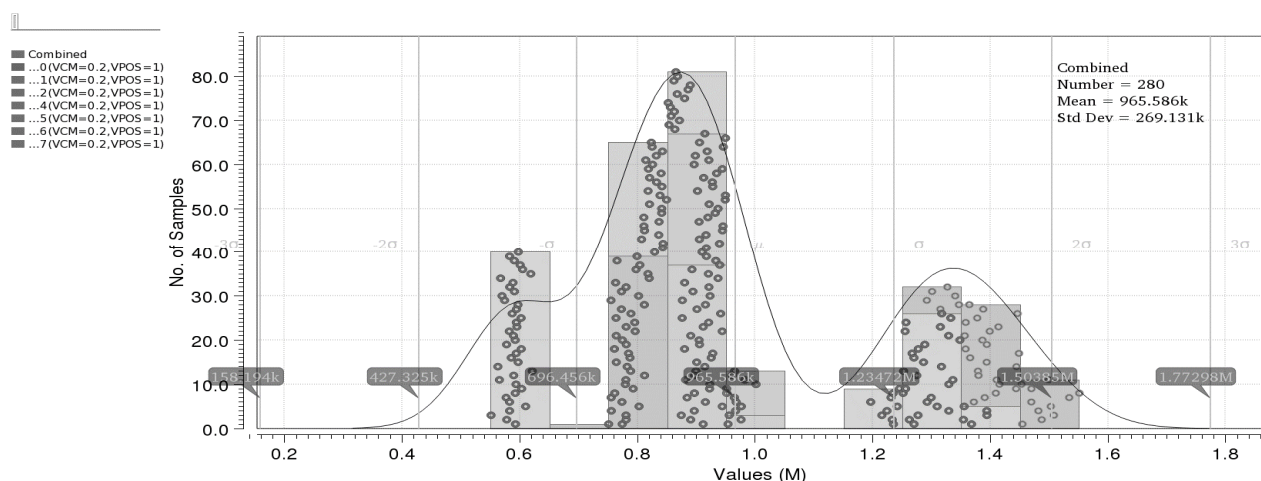


Рисунок 2.21 - Результати Монте Карло аналізу для значення частоти одиничного підсилення ОП

Також був проведений аналіз Монте Карло для виміру вхідної напруги зміщення. Результати наведені на рисунку 2.22, з якого видно, що середнє значення становить 0,7 мВ, а максимальне близько 8,5 мВ, що відповідає поставленим вимогам.

Також за допомогою моделювання було виміряно коефіцієнт ослаблення завад із сторони живлення (англ. – PSRR, power supply rejection ratio). Виміри проводилися на частоті 1 Гц, 100 кГц, 1 МГц. Частотна залежність PSRR при номінальних умовах наведена на рисунку 2.23. З даного рисунку видно, що низькочастотне значення PSRR становить -81,5 дБ. Але при цьому з рисунка видно, що на частоті більше 1 МГц коефіцієнт ослаблення завад падає, і на частоті 1,5 МГц стає навіть позитивним, тобто підсилювач повністю переставе придушувати завади зі сторони живлення. Це не є критичним, оскільки припускається, що джерело опорної напруги – пристрій, що працює в низькому діапазоні частоти, із максимальним значення 10-100 кГц.

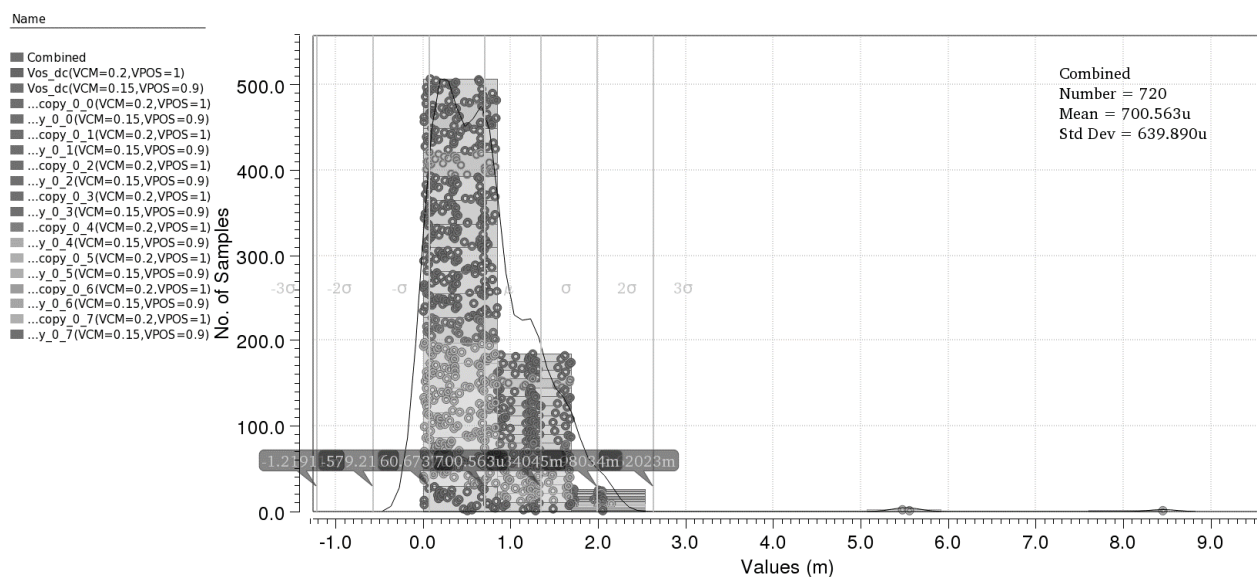


Рисунок 2.22 – Значення вхідної напруги зміщення, отриманої із результатів Монте Карло аналізу

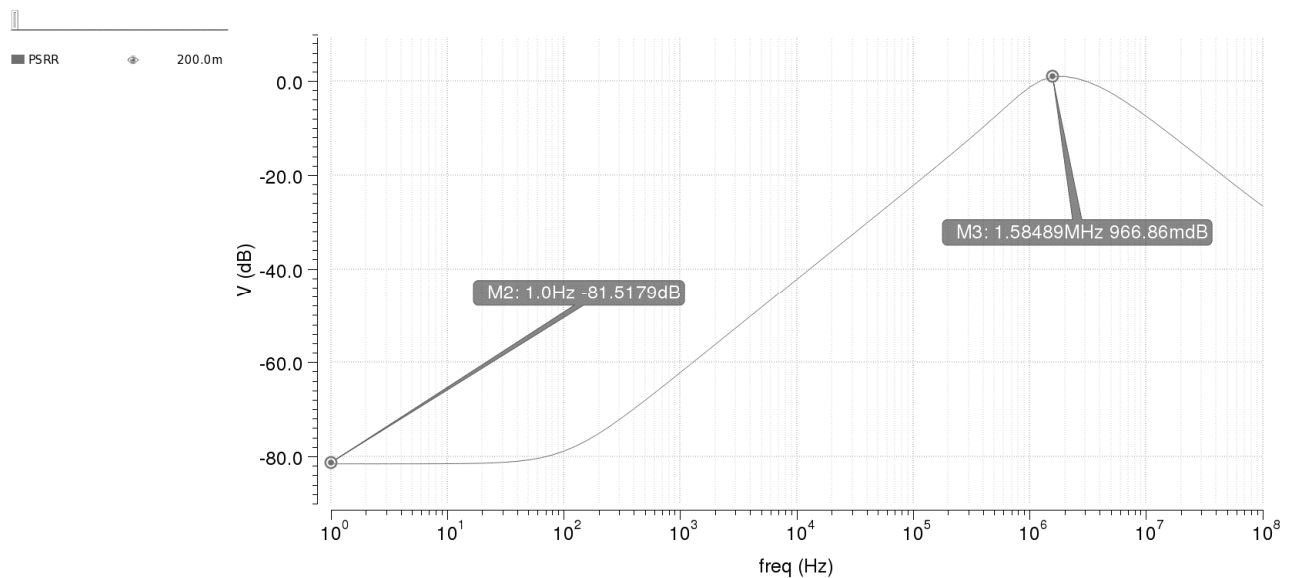


Рисунок 2.23 – Частотна залежність PSRR при номінальних умовах

Результати Монте Карло аналізу на різних частотах наведені на рисунка 2.24-2.26. З рисунків 2.24-2.26 можна зробити висновок, що ОП задовольняє поставленим вимогам у діапазоні частот до 100 кГц. Але при цьому на частоті 1 МГц є точки на який ОП втрачає властивості ослаблення завад зі сторони живлення. Цей факт є прийнятним як було сказано вище, але при цьому для запасу надійності необхідно буде запровадити додаткові заходи для покращення властивостей ослаблення завад зі сторони живлення ДОН вцілому.

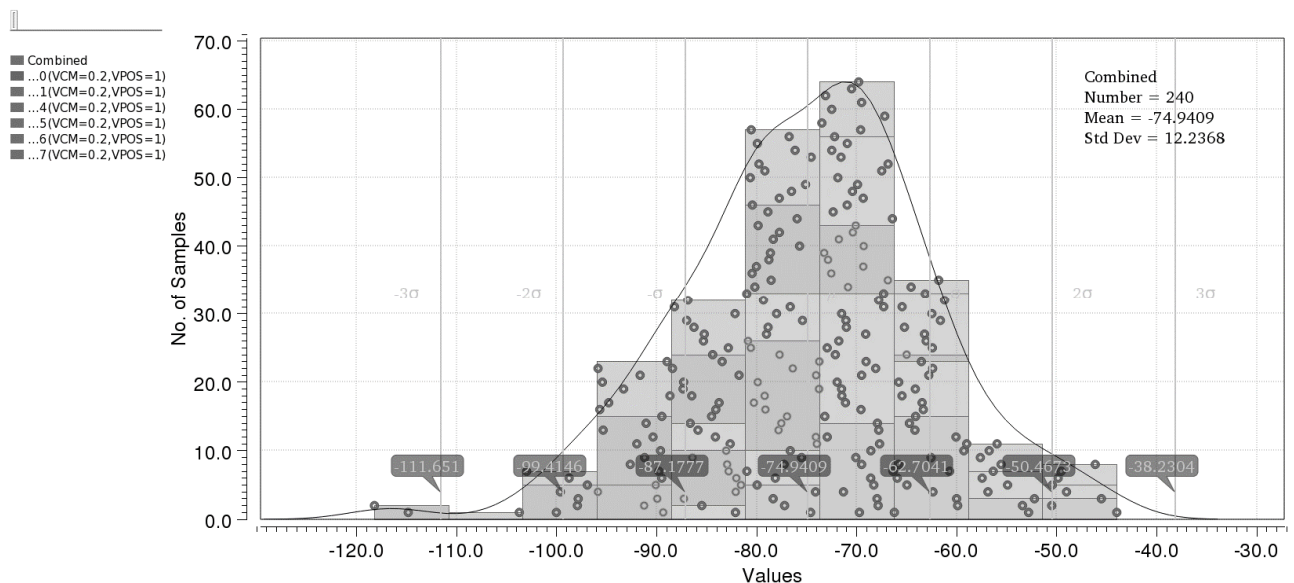


Рисунок 2.24 – Значення PSRR на частоті 1 Гц

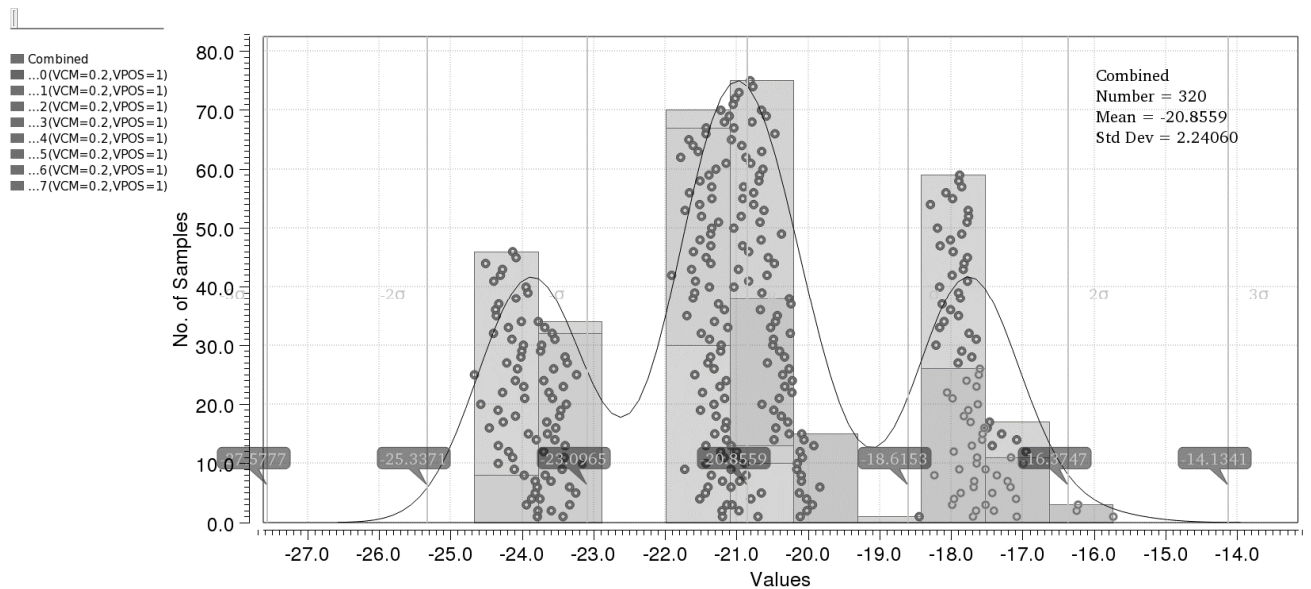


Рисунок 2.25 – Значення PSRR на частоті 100 кГц

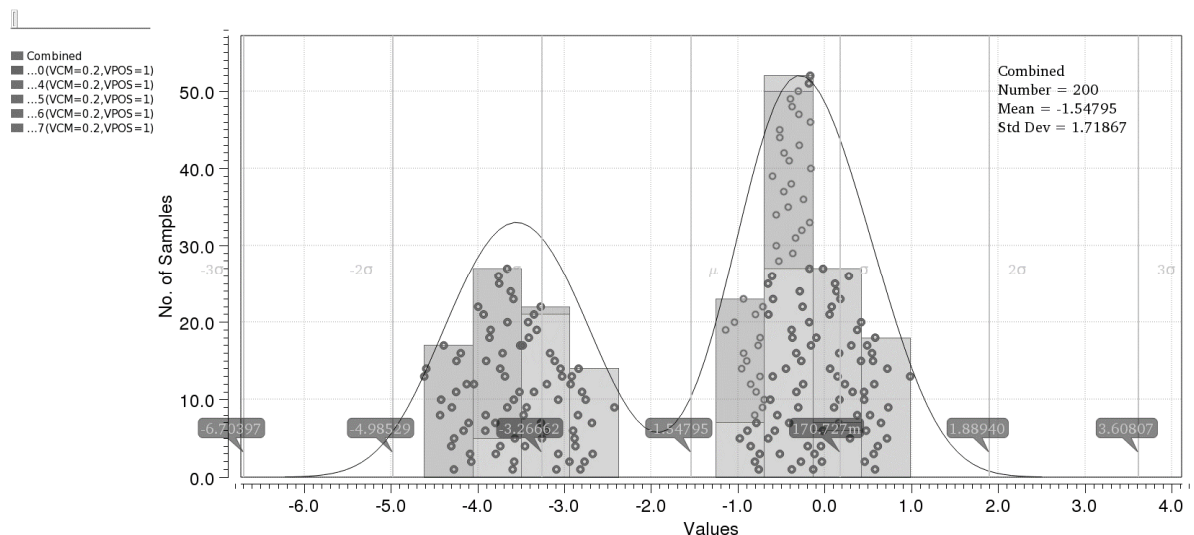


Рисунок 2.26 – Значення PSRR на частоті 1 МГц

Вихідний опір отриманого ОП обраховується із рівняння (2.28). r_{o4} і r_{o3} – вихідні малосигнальні опори транзисторів MP4 і MN3 відповідно, що становлять 22,05 МОм і 1,01 МОм.

Із результатів обрахунків отримуємо вихідний опір, що рівний 965 кОм.

Із результатів моделювання у номінальному режимі було отримано значення 3,46 МОм, що насправді не дуже відрізняється від обрахованого значення.

Також обрахуємо діапазон дозволених рівнів вхідної синфазної напруги.

Це може бути записано наступним рівнянням:

$$V_{CMmin} = V_{POS} - V_{TH} - 2V_{dsat}, \quad (2.31)$$

де V_{CMmin} – максимальний рівень синфазної напруги на вході;

V_{TH} – порогова напруга п-канальних вхідних транзисторів, становить 680 мВ за номінальних умов;

V_{dsat} – напруга насичення, за номінальних умов 60 мВ.

Підставивши необхідні значення у (2.31), отримуємо значення максимальної вхідної синфазної напруги 200 мВ.

Діапазон вихідної напруги може бути записаний аналогічно до рівняння (2.30). Струм споживання за типових умов згідно з рис.2.16 становить 12 мкА. Результати моделювання corner аналізу показали, що мінімальний струм споживання становить 9,09 мкА, за типових умов становить 11,7 мкА, а максимальний струм споживання – 14,2 мкА.

Отже, провівши ряд моделювань, можна стверджувати, що операційний підсилювач із п-канальними МОН транзисторами на вході повністю задовольняє поставлені вимоги.

2.5 Розробка схеми запуску Start-Up

Схема запуску є невід’ємною джерел опорної напруги. Це обумовлено тим, що схема ДОН може мати два стабільні стани – один робочий, а інший той, в якому струм через наявні вітки не протікає. Схема може потрапити у небажаний стан, коли напруга живлення зростає повільно. Для того, щоб вивести схему із небажаного стану, необхідно додатково на короткий проміжок часу подати або напругу, або струм у необхідні точки схеми. Це і є основна задача схеми запуску – «вивести» схему ДОН у робочий режим, а після цього відімкнутися.

Для ДОН, що спроектовано, необхідно подавати додатковий струм у точки V_{strtp_N} і V_{strtp_P} згідно рисунку 2.4.

Для цього було спроектовано схему, що відображена на рисунку 2.32.

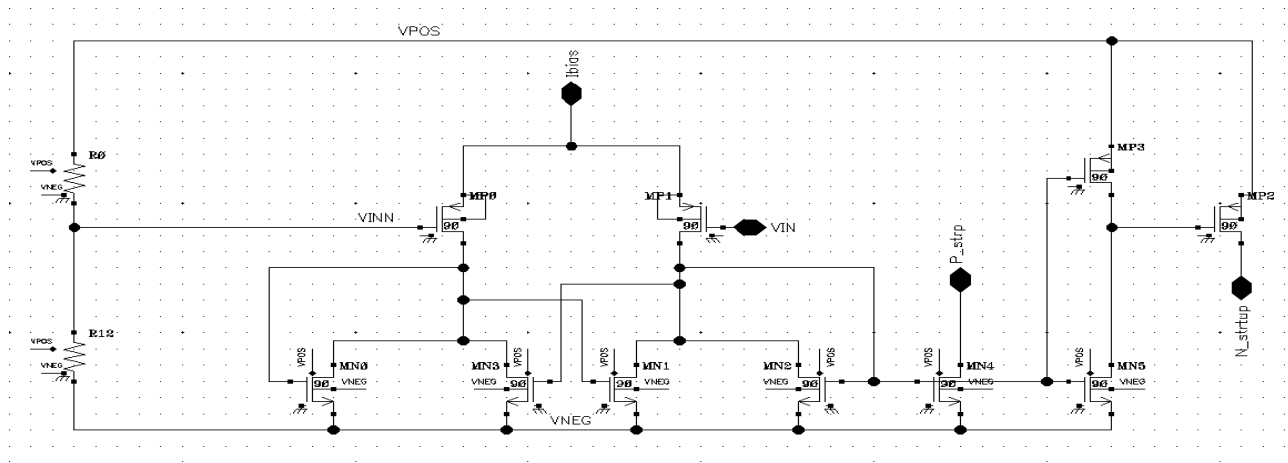


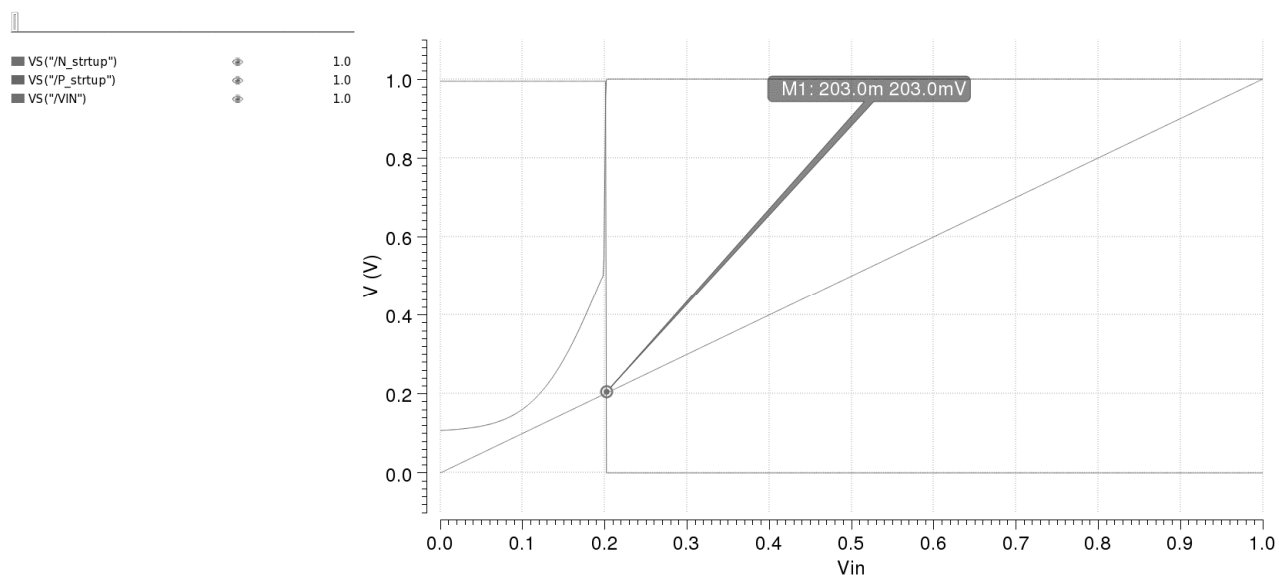
Рисунок 2.32 – Схема запуску Start Up для ДОН

Принцип роботи цієї схеми полягає в тому, що транзистори MP0 і MP1 формують диференційну пару, а отже, підсилюють вхідний сигнал. Навантаженням для диференційної пари є транзистори MN0 і MN2, які ввімкнені у діодному режимі. В свою чергу транзистори MN3 і MN1 формують коло позитивного зворотного зв'язку, яке необхідне для того, щоб підвищити коефіцієнт підсилення, оскільки підсилювач має лише один каскад підсилення. Таким чином, якщо на вході VIN напруга менше, ніж на вході VINN, то через транзистори MN4 і MP3 починає протікати струм, який вливається у точки V_strtp_N і V_strtp_P ДОН згідно рисунку 2.4. В іншому випадку, коли на вході VIN напруга більше, ніж на вході VINN, то виходи схеми запуску P_strp, N_strtp переходять у високоімпедансний стан, і струм через транзистори MN4 і MP3 не протікає. Схема розрахована таким чином, що вимагає зовнішнього струму зміщення величиною 1 мкА, для виходу в необхідні робочі точки. Для генерування рівня напруги, після якого схема запуску буде відмикатися, використано звичайний подільник напруги на резисторах R0, R12. Сумарний опір резисторів було вибрано рівним 1 МОм з міркувань того, що при номінальній напрузі живлення 1 В струм, що протікатиме через подільник, буде лише 1 мкА. Співвідношення резисторів R12 до R0 становить 1 до 5, таким чином, рівень напруги, що формується, становить 1/5 від напруги живлення, або за типових умов 200 мВ. Такий рівень напруги було вибрано із

міркувань того, що рівень вихідної напруги ДОН може змінюватися за рахунок зміни опору R_LOAD. Вхід схеми запуску VIN необхідно під'єднати до виходу ДОН. Таким чином, при досягненні не нульового значення опорної напруги на виході ДОН, схема запуску вимкнеться. У вимкненому стані схема запуску споживає всього 2 мкА струму.

Для перевірки роботи схеми запуску було проведено DC аналіз (аналіз постійного струму), лише за типових умов, оскільки в подальшому робота схеми запуску буде перевірена разом із схемою ДОН. Для перевірки на вхід схеми VIN подавався наростаючий від 0 до напруги живлення сигнал. При цьому відслідковувалися напруги на виходах схеми запуску P_strp і N_strtup.

Результати наведені на рисунку 2.33. Із даного рисунку видно, що схема перемикається, коли значення напруги VIN досягає 203 мВ, а отже, схема запуску працює коректно.



Рисунк 2.33 – Моделювання роботи схеми запуску

2.6 Розробка схеми зміщення Bias

Дана схема необхідна для генерування потрібних значень струмів зміщення операційних підсилювачів ОП1 і ОП2 згідно з рисунком 2.3, а також для схеми запуску.

Схема електрична принципова даного функціонального блоку наведена на рисунку 2.34.

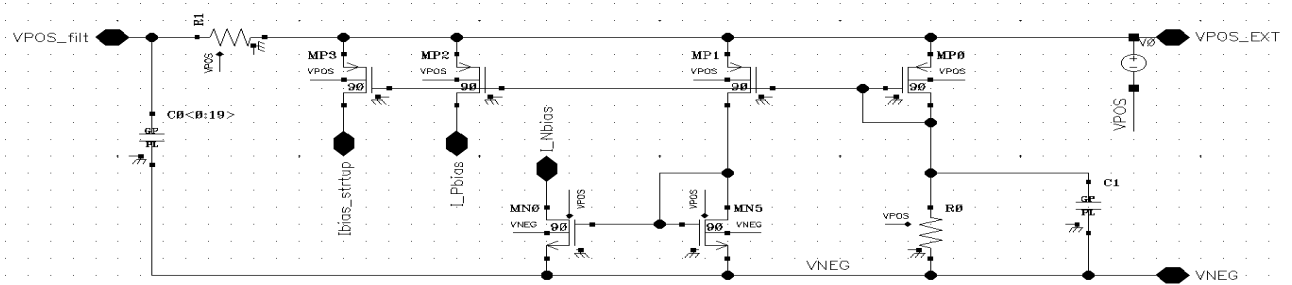


Рисунок 2.34 – Схема електрична принципова блоку генерування струмів зміщення Bias

Дана схема містить в собі ланцюжок, що визначає значення струму – діодне включення транзистора MP0 і резистор R0 формують необхідне значення струму, а саме 2 мкА. Далі цей струм за допомогою струмових дзеркал віддзеркалюється на виходи, а саме за допомогою струмового дзеркала MP0-MP1 струм віддзеркалюється з коефіцієнтом 1 у транзистор MN5, який також ввімкнений у діодному режимі. Далі за допомогою струмового дзеркала, сформованого на основі транзисторів MN5 і MN0, формується необхідний струм зміщення величиною 2 мкА для операційного підсилювача ОП2.

Для операційного підсилювача ОП1 необхідний струм зміщення величиною також 2 мкА формується за рахунок струмового дзеркала, утвореного транзисторами MP1 і MP2, яке також має коефіцієнт передачі 1.

Для схеми запуску необхідний струм зміщення величиною 1 мкА, і він формується за допомогою струмового дзеркала утвореного на транзисторах MP1 і MP3 і з коефіцієнтом передачі 0,5.

Для розрахунку значення опору резистора R0 необхідне значення порогової напруги транзистора MP0, а також напруги овердрайву. Із документації значення порогової напруги за типових умов становить $V_{TH} = 690$ мВ, а напруга овердрайву вибрана величиною 90 мВ. Отже, на резисторі буде виділятися напруга, рівна $V_R = V_{POS} - V_{TH} - V_{OV} = 1 - 0,69 - 0,09 = 0,22$ В.

Отже, із закону Ома значення необхідного опору R_0 становить 110 кОм. Але в результаті моделювання було досліджено, що напруга, що виділяється на резисторі R_0 становить 238 мВ, а не 220 мВ як було розраховано, і як наслідок – значення опору R_0 було дещо скоректовано і в результаті становить 115 кОм.

2.7 Заходи спрямовані на покращення коефіцієнта ослаблення завад по лінії живлення

Із розділу 2.4 відомо, що у області високих частот, а саме на частоті близько 1 МГц і вище, операційний підсилювач має низький коефіцієнт ослаблення завад по лінії живлення. Тому було прийнято рішення включити фільтр нижніх частот по лінії живлення. На рисунку 2.34 показано, що схема генерування струмів зміщення має вхід VPOS_EXT для подання зовнішньої, зашумленої напруги живлення. А далі ця напруга фільтрується за допомогою ФНЧ, реалізованого за допомогою резистора R_1 і конденсатора C_0 . Вихід ФНЧ подається в якості напруги живлення для всієї решти схеми ДОН. Недоліком даного рішення є те, що через резистор R_1 буде протікати струм живлення для схеми ДОН, а отже, на ньому буде виділятися певна напруга. Цей факт потрібно прийняти до уваги.

Розрахуємо значення ємності C_0 і опору R_1 . Відомо, що струм споживання схеми ДОН разом із схемою запуску буде становити 36 мкА, і буде протікати через резистор R_1 . Прийmemo максимально допустиме падіння напруги на резисторі не більше ніж 10 мВ. Для розрахунків ФНЧ використаємо значення опору 200 Ом. Таким чином, падіння на резисторі буде становити : $V_{R1} = I * R_1 = 36 \text{ мкА} * 200 \text{ Ом} = 7,2 \text{ мВ}$, де I – струм, що протікає через резистор R_1 . Таким чином, при типових умовах падіння напруги на резисторі не перевищує 10 мВ. Вимоги для частоти зрізу ФНЧ обумовленні низьким значенням коефіцієнту ослаблення завад PSRR. Відомо, що критичні значення досягаються на частоті близько 1 МГц і вище. Використаний ФНЧ має перший порядок, а отже, затухання такого фільтра буде $-20 \frac{\text{дБ}}{\text{декада}}$, а отже, щоб на частоті 1 МГц мати достатнє ослаблення завад, частоту

фільтру потрібно вибрати мінімум в 10 разів нижчою аніж 1 МГц. Припустимо, що частота зрізу фільтра має бути не вище аніж 100 кГц. Розрахуємо необхідне значення ємності:

$$C0 = \frac{1}{2\pi * R1 * f_{зрізу}}, \quad (2.32)$$

де $f_{зрізу}$ – бажана частота зрізу, рівна 100 кГц.

Отже, розраховане значення $C0$ становить 8 нФ. Для певного запасу по частоті зрізу, і як результат ще вищого коефіцієнту ослаблення завад на частоті 1 МГц і вище, значення $C0$ вибране рівним 10 нФ. І в результаті значення частоти зрізу даного ФНЧ становить 80 кГц.

Для підтвердження розрахунків було проведено моделювання за типових умов. Результати відображені на рисунку 2.25. З рисунку видно, що частота зрізу становить близько 80 кГц, а затухання на частоті 1 МГц становить -22 дБ, що співпадає із розрахунками.

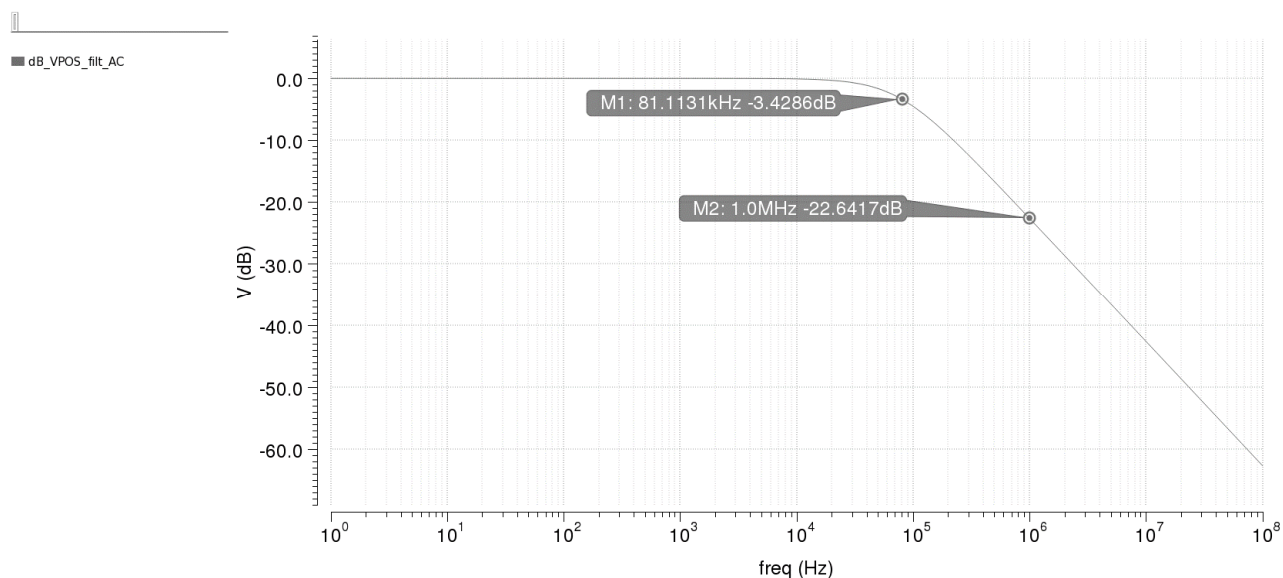


Рисунок 2.35 – АЧХ ФНЧ реалізованого на резисторі R1 і ємності C0

Конденсатор $C0$ – масив із 20 паралельно ввімкнених комірок ємністю 500 пФ кожна. Одна комірка зображена на рисунку 2.36. і складається із двох ємностей $c0$

і c1 утворених за рахунок наявності оксиду, резисторів r11, r24a, r24b, що утворені паразитними опорами обкладинок конденсатора, і паразитного діода dntub, що з'являється між однією із обкладок конденсатора і підкладкою, на якій виготовлений даний конденсатор.

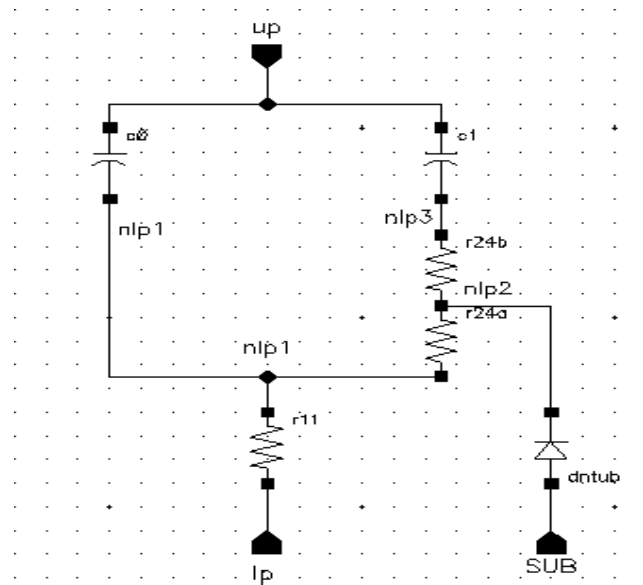


Рисунок 2.36 – Елементарна комірка конденсатора C0

Також для покращення характеристик коефіцієнта ослаблення завад було додано ще один ФНЧ, що утворений на основі транзистора MP0 у діодному включенні і ємності C1. Наявність цього ФНЧ обумовлена тим, що напруга на резисторі R0 формує струм зміщення, який в подальшому віддзеркалюється у схему ДОН. А отже, якщо завади будуть проходити до резистора R0, то існує ризик передачі цих завад далі в схему ДОН. Ємність конденсатора C1 вибрана 10 пФ. Частота зрізу даного фільтра розраховується за формулою:

$$f_{\text{зрізу}} = \frac{1}{2\pi * \frac{1}{gm_0} * C1}, \quad (2.33)$$

де gm_0 – провідність транзистора MP0, і за номінальних умов вона становить 28,57 мкСм.

Із формули (2.33) випливає, що частота зрізу ФНЧ реалізованого на транзисторі МР0 і ємності С1 становить 354 кГц. Результати моделювання роботи фільтру показані на рисунку 2.37, із якого видно що частота зрізу фільтра становить близько 231 кГц, а ослаблення на частоті 1 МГц становить майже -9 дБ.

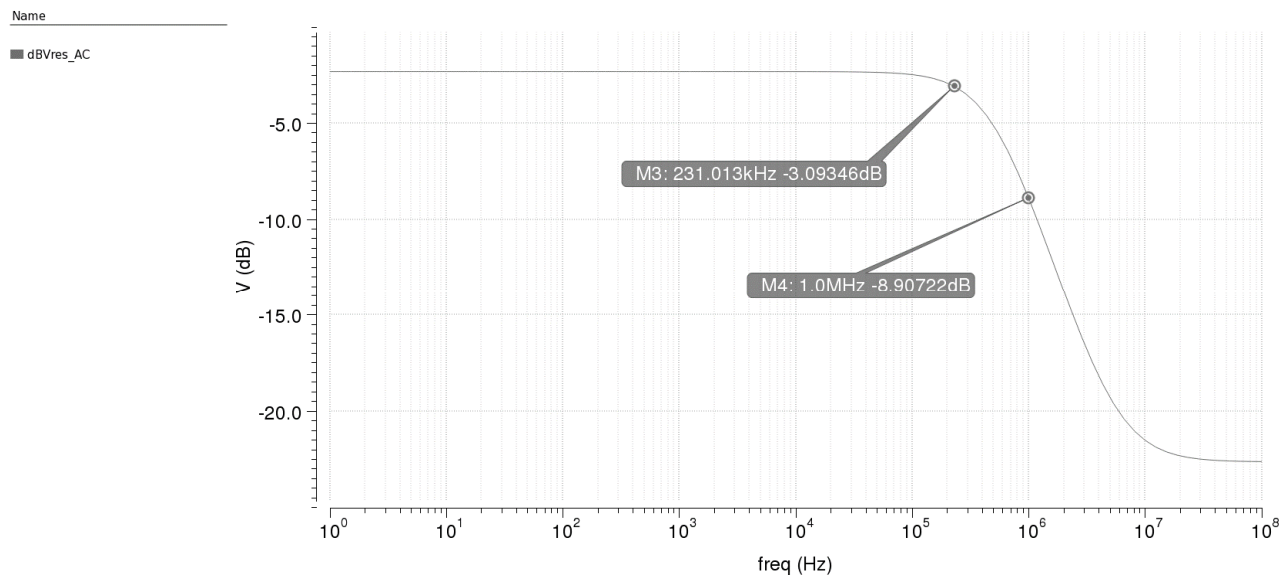


Рисунок 2.37 – АЧХ ФНЧ на основі транзистора МР0 і ємності С1

Отже, внаслідок додавання двох ФНЧ до схеми генерування струмів зміщення вдалося покращити значення коефіцієнта ослаблення завад по лінії живлення у області високих частот, а саме – вище 100 кГц. При цьому в області низьких частот отримані ФНЧ не впливають на роботу схеми, а високі значення коефіцієнта ослаблення завад по лінії живлення досягаються за рахунок наявності активних елементів у схемі ДОН.

2.8 Розробка «тримуючого» ланцюжка для джерела опорної напруги

У розділі 1.5 було досліджено, що вплив відхилення номінальних значень опору резисторів на похибку вихідної напруги ДОН може становити до 6 %. При чому цей вплив має пропорційну до абсолютної температури залежність. А отже, за допомогою процедури тримування вплив даного негативного ефекту можна

зменшити [17]. Процедура тримування може бути реалізована за допомогою так званого цифрового потенціометра, частина опору якого залишається незмінною, а інша частина може змінюватися. Значення опору R такого потенціометра можна записати наступним рівнянням:

$$R = R_0 + K * r, \quad (2.34)$$

де R_0 – постійна частина опору, що тримується;

r – найменша порція змінного опору, вага LSB тримуючого коду;

K – коефіцієнт, що задається n -розрядним тримуючим кодом.

Розрядність тримуючого коду n може бути обрахована, якщо порівняти роздільну здатність тримуючого ланцюжка V_{RES} з очікуваним відхиленням вихідної напруги V_{spread} . Це може бути записано рівнянням [17]:

$$n = \lceil \lg_2 \frac{V_{spread}}{V_{RES}} \rceil \quad (2.35)$$

Для досягнення точності вихідної напруги ДОН на рівні $\pm 0,2\%$ у діапазоні температур від -40°C до $+150^\circ\text{C}$ роздільна здатність тримуючого ланцюжка V_{RES} може бути порахована із наступного рівняння:

$$V_{RES} = V_{REF} * 0,2\% * \frac{1}{5} = 600 \text{ мВ} * 0,2\% * \frac{1}{5} \approx 0,25 \text{ мВ}, \quad (2.36)$$

де V_{REF} – вихідна напруга ДОН, а $1/5$ – коефіцієнт, що забезпечує запас.

Припустимо, що найгірший випадок відхилення вихідної напруги V_{spread} становить 10 мВ. Тоді підставивши необхідні значення у формулу (2.35), отримуємо розрядність тримуючого коду рівною 6 біт.

Таким чином, коефіцієнт K у формулі (2.34) може змінюватися від 0,25 до 15,75. Значення LSB, або найменшої порції тримуючого опору було вибрано рівним 250 Ом. В результаті, за допомогою тримуючого коду сумарний опір резистора можна змінити у відносній величині на близько 5%, що повинно знівелювати його вплив на точність вихідної напруги.

Тримуючий ланцюжок для ДОН на основі n-p-n біполярних транзисторів показано на рисунку 2.38. Вибір того чи іншого значення досягається вибором який «ключ» потрібно замкнути (в ролі ключів використовуються транзистори).

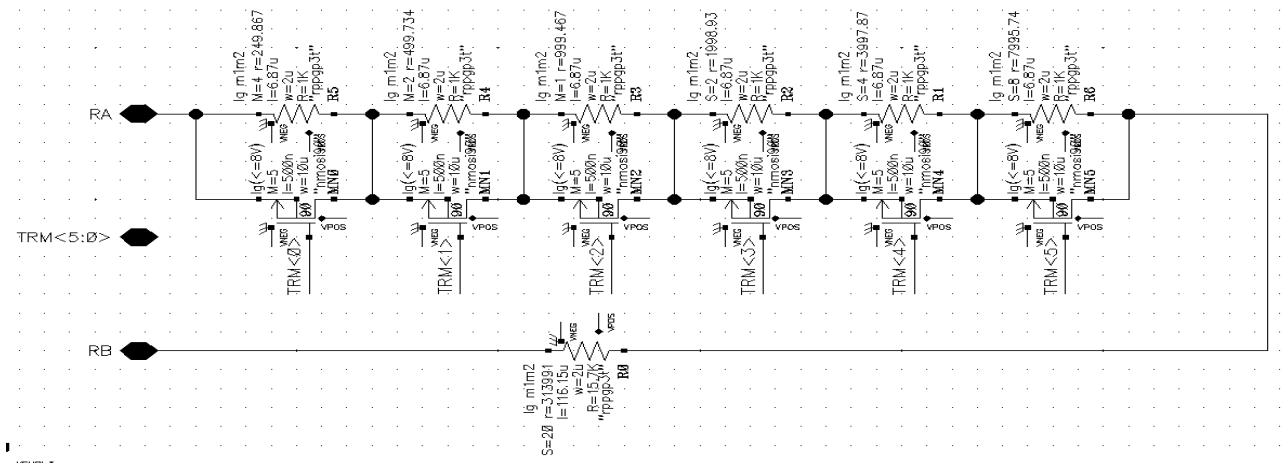


Рисунок 2.38 – Тримуючий ланцюжок резисторів для ДОН на основі n-p-n біполярних транзисторів

На рис. 2.38 R0 є частиною незмінного опору (R0 в (2.34)), під час процедури тримування до цього опору під'єднуються або навпаки від'єднуються послідовно з'єднані опори менших за розміром. А саме резистор R6 має 8 послідовно ввімкнених опорів величиною 1 кОм, R1 – 4 таких опори, і так далі кожен наступний опір має вдвічі менший опір. Найменший опір має резистор R5, він має 4 паралельно ввімкнені елементарні опори величиною 1 кОм, що в результаті дають еквівалентний опір 250 Ом (r в (2.34)). Вибір однаковості усіх елементарних опорів обгрунтовується тим, що для них відбувається найкраще відтворення однаковості в процесі виготовлення). На рисунку 2.38 значення опору R0 становить 314 кОм.

Розміри ключів які підключають або відключають резистори у тримуючому ланцюжку вибиралися із міркувань того, щоб еквівалентний опір ввімкненого ключа був мінімальним. За допомогою моделювання були вибрані такі розміри транзисторів, що еквівалентний опір ввімкненого ключа становить 60 Ом.

Тримуючий ланцюжок для ДОН на основі p-n-p біполярних транзисторів показано на рисунку 2.39. Він реалізований аналогічним чином, і має єдину

відмінність від наведеного на рисунку 2.38, яка полягає у значення постійної складової опору R_0 і становить 273 кОм.

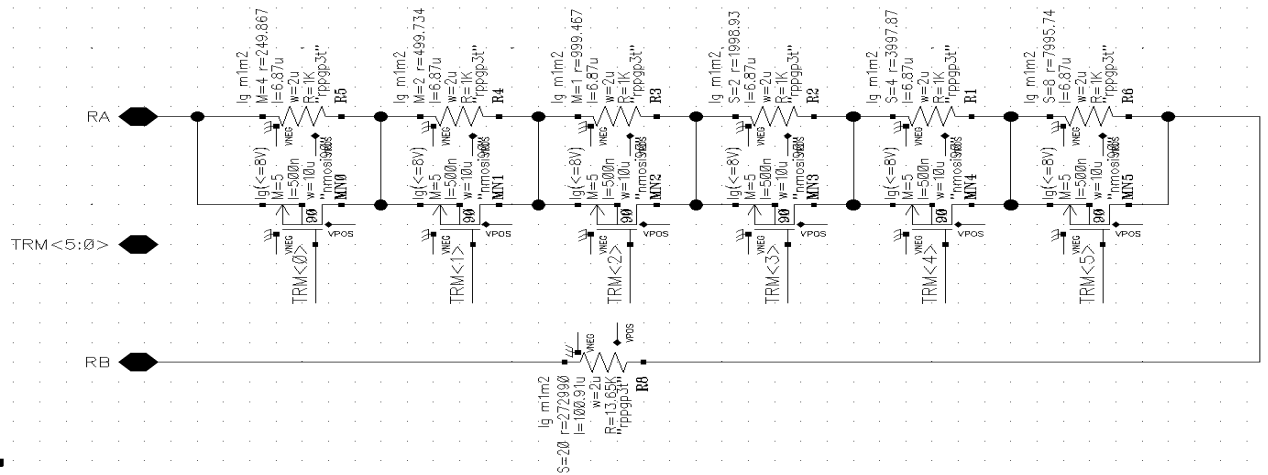


Рисунок 2.39 – Тримуючий ланцюжок резисторів для ДОН на основі р-п-р біполярних транзисторів

2.10 Проектування температуро незалежного опору навантаження для джерела опорної напруги.

Відомо, що резистори мають температурну залежність опору, яка може бути описана рівнянням:

$$R = R_0(1 + TC * T), \quad (2.37)$$

де R – результуючий опір;

R_0 – опір при кімнатній температурі в 25°C ;

TC – температурний коефіцієнт опору, вимірюється в $\frac{\text{Ом}}{^{\circ}\text{C}}$;

T – температура у $^{\circ}\text{C}$.

У технологічному процесі, що використовується, доступні резистори із різними за знаком і величиною температурними коефіцієнтами.

Пропоноване рішення полягає в тому, щоб використати в якості навантаження R_{LOAD} (рис.2.3) два послідовно ввімкнені резистори із різними за знаком

температурними коефіцієнтами так, що сумарний опір мав мінімальний температурний коефіцієнт, тобто змінювався із температурою мало.

В якості резистора з негативним температурним коефіцієнтом пропонується використати резистор типу rgr3t. Для виміру реального ТК опору було використано резистор опору 10 кОм, і джерело постійного струму величиною 1 мкА. Результати температурної залежності опору наведені на рис. 2.40.

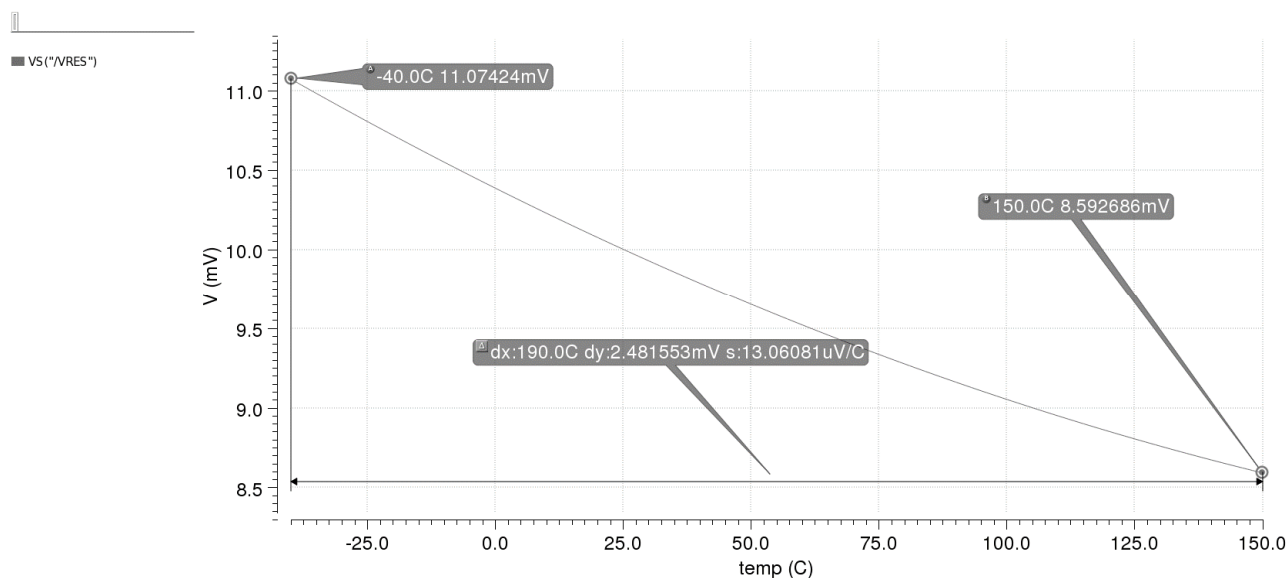


Рисунок 2.40 – Температурна залежність опору типу rgr3t

З рис.2.40 видно, що температурний коефіцієнт опору має від'ємний знак і становить $-13,06 \frac{\text{Ом}}{\text{°C}}$, а в діапазоні температур від -40°C до $+150^{\circ}\text{C}$ змінюється на 2,48 кОм, що у відсотковому співвідношенні становить 24,8%.

В якості резистора з позитивним температурним коефіцієнтом пропонується використати резистор типу grwfld. Для виміру реального ТК опору було використано резистор опору 10 кОм, і джерело постійного струму величиною 1 мкА. Результати температурної залежності опору наведені на рис. 2.41.

З рис.2.41 видно, що температурний коефіцієнт опору має позитивний знак і становить $+36,79 \frac{\text{Ом}}{\text{°C}}$, а в діапазоні температур від -40°C до $+150^{\circ}\text{C}$ змінюється на 6,99 кОм, що у відсотковому співвідношенні становить 69%.

Як видно із результатів моделювання, використання таких резисторів окремо дасть поганий результат, оскільки саме резистор навантаження задає рівень вихідної напруги, а якщо його опір сильно змінюється з температурою, то з певним коефіцієнтом пропорційності буде змінюватися і вихідна напруга ДОН.

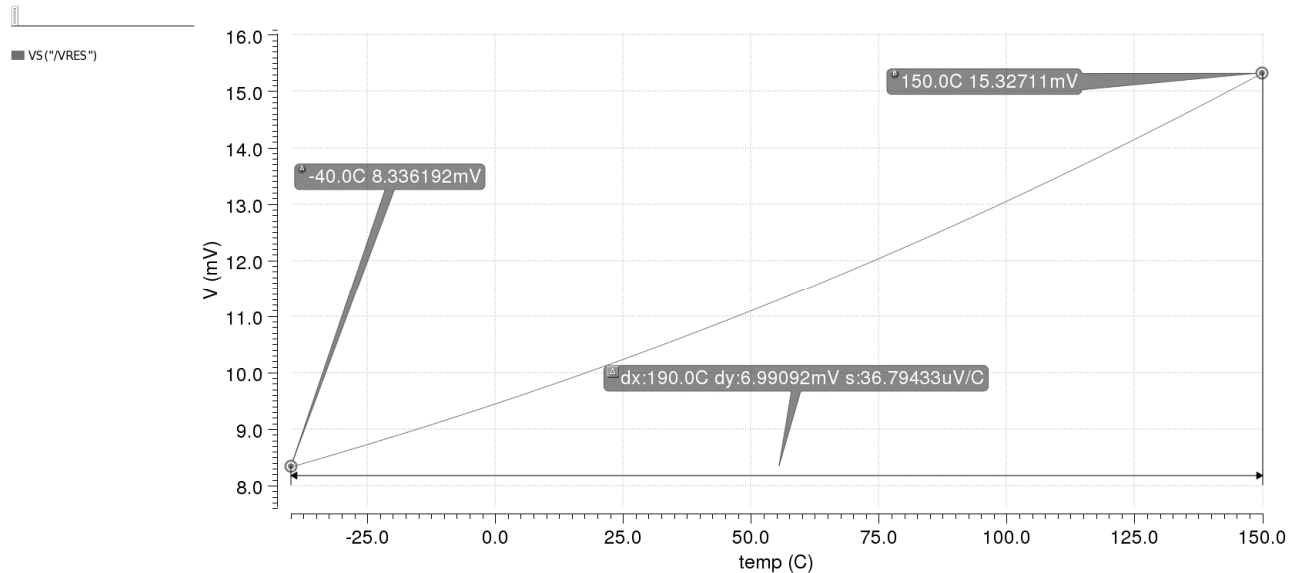


Рисунок 2.41 – Температурна залежність опору типу grwfld

Відомо, що загальний опір навантаження повинен становити 400 кОм. Для того, щоб вибрати значення опору для кожного з резисторів, потрібно порівняти їх температурні коефіцієнти. Вони відрізняються у 2,81 разів. При чому резистор типу rgr3t має бути у 2,81 разів більшим за опір типу grwfld, оскільки має менший ТК. Отже, опір типу grwfld має становити 105 кОм за кімнатної температури, відповідно опір типу rgr3t має становити 295 кОм.

Отриманий еквівалентний опір навантаження відображено на рисунку 2.42.

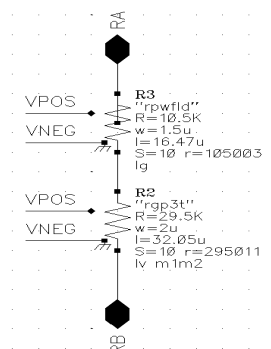


Рисунок 2.42 – Еквівалентний опір навантаження R_LOAD.

Результати моделювання температурної залежності отриманого ланцюжка наведено на рисунку 2.43.

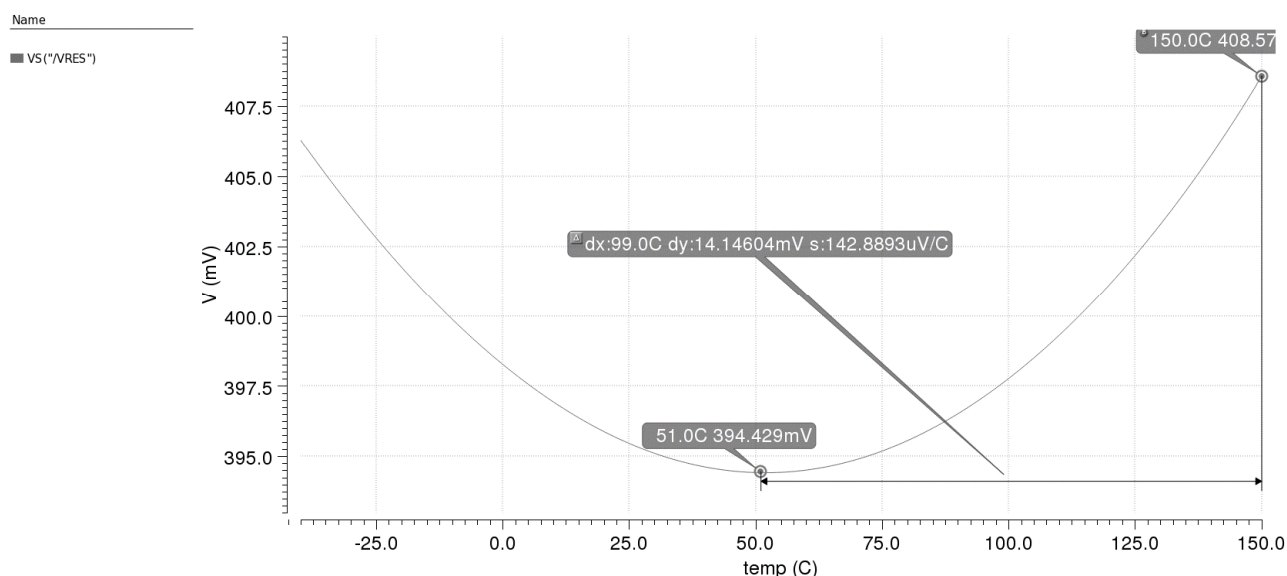


Рисунок 2.43 – Температурна залежність отриманого резистора навантаження R_LOAD

Як видно із рисунку 2.43 ТК обох резисторів компенсують один одного, хоча сумарний ТК і не досягає нульового значення. Видно, що еквівалентний опір вирівняний навколо значення 400 кОм. В діапазоні температур від -40°C до + 150°C змінюється на 14,14 кОм, що у відсотковому співвідношенні становить лише 3,5%.

Отже, за рахунок проектування еквівалентного опору із використанням резисторів із протилежними за знаками ТК вдалося досягти відносної зміни опору у температурному діапазоні від -40°C до + 150° на рівні 3,5 %, що майже у 8 разів краще ТК резистора типу rgr3t.

2.10 Проектування моделі операційного підсилювача

Одним із поставлених завдань є розробка моделі джерела опорної напруги, що здатна промоделювати вплив параметрів основних структурних складових ДОН на точність і температурну стабільність вихідної напруги. Для цього необхідно

розробити модель операційного підсилювача, оскільки саме цей компонент ДОН може вносити велику частину похибки у вихідну напругу ДОН (розділ 1.5).

Модель операційного підсилювача повинна мати можливість контролювати такі ключові параметри як вхідна напруга зміщення, коефіцієнт підсилення, вихідний опір, частотна смуга пропускання.

Найважливішим параметром ОП є коефіцієнт підсилення по напрузі. Вигляд найпростішої ідеалізованої моделі ОП відображено на рисунку 2.44 [27].

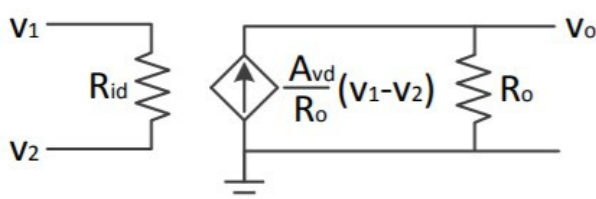


Рисунок 2.44 – Еквівалентна ідеалізована схема Нортонa для ОП

Дана на рис.2.44 схема здатна промоделювати вхідний і вихідний опір ОП, а також коефіцієнт підсилення по напрузі. Але недоліком застосування такої схеми є те, що вона має безкінечну смугу пропускання. Це не відповідає реальній поведінці схеми ОП, реалізованої на транзисторах, оскільки така схема має скінченний струм споживання, коефіцієнт підсилення, смугу пропускання, швидкість наростання вихідної напруги (англ. – Slew Rate). Для адекватності моделі ОП необхідно реалізувати поведінку моделі ОП близькою до поведінки реального ОП.

Частота одиничного підсилення може бути обрахована за формулою:

$$GBW = \frac{gm}{2\pi C_1}, \quad (2.38)$$

де GBW – частота одиничного підсилення ОП;

gm – провідність операційного підсилювача;

C_1 – внутрішня ємність ОП, що спричиняє появу домінуючого полюсу, а отже, скінченної смуги пропускання ОП.

Також важливим параметром ОП є швидкість наростання вихідної напруги (Slew Rate), що визначається наступною формулою:

$$SR = \max \left| \frac{dV_{out}}{dt} \right|, \quad (2.39)$$

де SR - швидкість наростання вихідної напруги (Slew Rate), $\frac{B}{\text{мкс}}$.

В результаті отримана модель представлена на рис. 2.45. В даній моделі R_1 і C_1 утворюють домінуючий полюс, який задає частоту зрізу. Якщо задати значення R_1 рівним бажаному значенню вихідного опору ОП, то R_1 буде моделювати наявність відмінного від 0 вихідного опору.

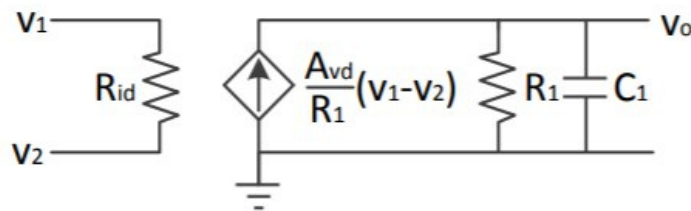


Рисунок 2.45 – Модель ОП із моделювання частотної залежності

Недоліком отриманої моделі є наявність частото залежного вихідного імпедансу ОП. Щоб підтримувати значення вихідного опору сталим, необхідно додати до моделі ОП ще один каскад, який би гальванічно розв'язав схему, що задає частотну залежність із виходом ОП. Для цього можна додатково використати джерело струму, що контролюється напругою, отриманою у точці V_o згідно з рисунком 2.45. Отримана кінцева схема моделі ОП наведена на рисунку 2.46.

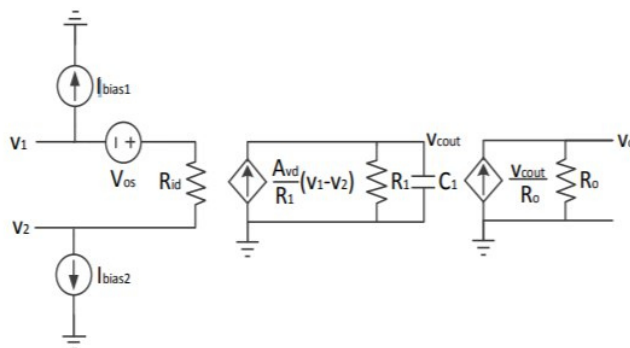


Рисунок 2.46 - Модель ОП із моделювання частотної залежності і сталим значенням вихідного опору

В даній моделі струм $I_{bias1,2}$ моделює вхідний струм зміщення, V_{OS} – вхідну напругу зміщення, R_{id} – вхідний опір, A_{VD} – диференційний коефіцієнт підсилення, R_o – вихідний опір. Також в схему введено елементи $R1$ і $C1$ для того, щоб промоделювати частотну залежність операційного підсилювача.

Модель операційного підсилювача реалізована за допомогою мови опису поведінки аналогових пристроїв Verilog-A [29]. Лістинг приведений у Додатку Б. Для підтвердження працездатності моделі було проведено DC аналіз, на якому вимірювалися коефіцієнт підсилення в частотній області і стабільність ОП. Результати наведені на рисунку 2.47. З рис.2.47 видно, що низькочастотний коефіцієнт підсилення становить 60 дБ, частота зрізу становить 1кГц, а частота одиничного підсилення – 1 МГц. Із ФЧХ для даного ОП видно, що модель має лише один полюс, а отже, запас по фазі на частоті одиничного підсилення становить 90 градусів, таким чином, модель ОП є стабільною у частотному діапазоні. Всі отримані з моделювання значення співпадають із заданими перед моделюванням параметрами.

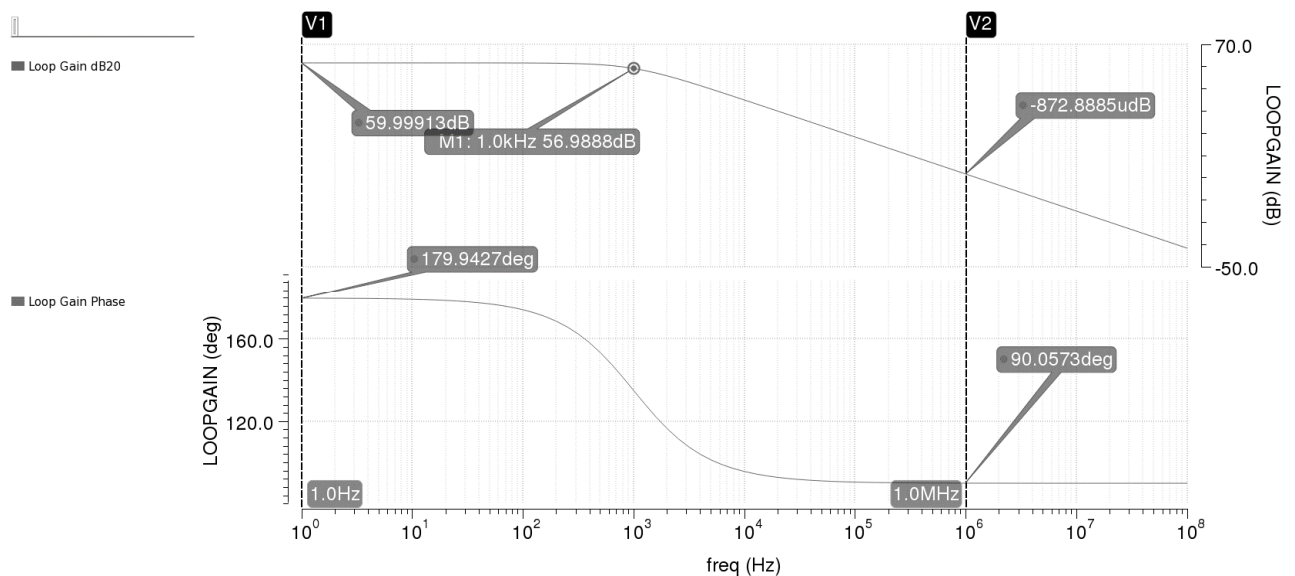


Рисунок 2.47 – АЧХ і ФЧХ отриманої моделі ОП

Висновки до розділу 2

У розділі на основі аналізу існуючих архітектурних рішень, їх недоліків і переваг, запропоновано власну структурну схему. Вона складається з: джерела опорної напруги, реалізованого на n-p-n біполярних транзисторах, джерела опорної напруги, реалізованого на p-n-p біполярних транзисторах, резистора навантаження R_LOAD, що складається із двох послідовно ввімкнених опорів із протилежними за знаком температурними коефіцієнтами опору, схеми зміщення, що містить в собі фільтр нижніх частот по лінії живлення, схеми запуску.

Для розробленої структурної схеми спроектовано схему електричну принципову ДОН, а також розроблено всі необхідні компоненти, а саме операційні підсилювачі різних типів, схему генерування струмів зміщення, схему запуску. Здійснено всі необхідні розрахунки, проведено моделювання, що підтверджує працездатність схеми і проведені розрахунки. Моделювання здійснювалося у середовищі проектування Cadence Virtuoso.

Запропоновано заходи для підвищення коефіцієнту ослаблення завад по лінії живлення.

РОЗДІЛ 3 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Ключовими параметрами є стабільність і точність вихідної напруги. Під стабільністю вихідної напруги слід розуміти температурний коефіцієнт вихідної напруги, який показує яким чином змінюється рівень вихідної напруги із зміною температури навколишнього середовища. Обраховується з використанням методу «box-method» [7] за формулою (1.7), що описана у розділі 1.2. Під точністю вихідної напруги слід розуміти відсоткове співвідношення максимальної девіації вихідної напруги від номінального значення вихідної напруги при температурі 25°C.

$$\Delta V_{REF} = \frac{V_{REFmax} - V_{REFmin}}{V_{REF@25C}} * 100\%, \quad (3.1)$$

де ΔV_{REF} – точність вихідної напруги, %;

V_{REFmax} – максимальне значення вихідної напруги у всьому температурному діапазоні;

V_{REFmin} – мінімальне значення вихідної напруги у всьому температурному діапазоні;

$V_{REF@25C}$ – номінальне значення вихідної напруги при температурі 25°C.

Також під час експериментальних досліджень вимірювалися значення коефіцієнту ослаблення завад по лінії живлення (PSRR), струм споживання, шум вихідної напруги, час запуску схеми після подачі напруги живлення, а також мінімальна і максимальна робочі напруги живлення.

Для моделювання були використані наступні типи аналізів: DC аналіз [30] – аналіз постійних струмів і напруг, AC аналіз [30] – аналіз у частотній області; Noise аналіз [30] – аналіз в частотній області із врахуванням всіх джерел шуму в схему; Transient аналіз [31] – аналіз схеми у часовій області.

Для моделювання роботи схеми у найгірших випадках було використано Corner аналіз (розділ 2.3) із врахуванням всіх варіантів технологічних розкидів, а

також відхилень напруги живлення у діапазоні від 900 мВ до 1.3 В у діапазоні температур від -40 до +150 °С. Він включає в себе наступні групи технологічних розкидів:

- adv_rgr – найгірші випадки значень опору полікремнію;
- adv_grrgr – найгірші значення опору резисторів;
- adv_geri – найгірші значення опору епітаксiального шару;
- adv_rmisc – найгірші відхилення опору провідників;
- adv_tox – найгірші відхилення товщини підзатворного діелектрика;
- adv_vtr – найгірші відхилення величини порогової напруги п-канальних МОН транзисторів;
- adv_vtn – найгірші відхилення величини порогової напруги н-канальних МОН транзисторів.

Також для моделювання схеми був використаний Монте Карло аналіз [28]. Оскільки Corner аналіз дає більш песимістичні результати, а також не враховує одночасну зміну декількох параметрів, як це часто відбувається на практиці. арто зауважити, що приведений тип аналізу (corners analys) хоча є дуже зручний, але не є реалістичним. Такий аналіз враховує неідентичність однотипних або навіть ідентичних елементів. Так, було вибрано 100 вибірок N з розширеним розкидом 6σ і рівномірним розподілом випадкової величини генератора випадкових чисел. Саме рівномірний розподіл використаний був для того щоб з невеликою кількістю симуляцій (для зменшення часу моделювання) охопити весь можливий діапазон випадкової зміни параметрів елементів.

3.1 Моделювання схеми ДОН із ідеальними моделями ключових елементів

Джерела похибок і їх внесок у похибку вихідної напруги джерела опорної напруги наведені у таблиці 1.2 [8]. Як видно із таблиці 1.2 – найбільший внесок у похибку вихідної напруги вносить напруга зміщення операційних підсилювачі.

Далі по величині внесеної похибки йде відхилення номінальних значень опору резисторів і їх неузгодженість. Відхилення струму насичення, коефіцієнта передачі по струму, опору бази, нелінійність напруги V_{BE} біполярних транзисторів обумовлені технологічним процесом і їх складно контролювати й імплементувати моделювання їх впливу на вихідну напругу. У схемі рис.2.4 було замінено операційні підсилювачі на модель розробленого у розділі 2.10 операційного підсилювача. Також було замінено всі резистори у схемі на ідеальні, тобто такі, які не мають відхилень опору від номінального і неузгодженості між собою, а також не генерують шум.

Отримана схема із використанням ідеальних моделей ключових елементів схеми дасть змогу нівелювати вплив відхилення номінальних значень опору резисторів і їх неузгодженість між собою. Розроблена модель операційного підсилювача дає можливість контролювати такі ключові параметри операційних підсилювачів як вхідна напруга зміщення, коефіцієнт підсилення, вихідний опір, частотна смуга пропускання. Це дає можливість дослідити вплив цих параметрів на характеристики ДОН в цілому, а також висунути вимоги до операційних підсилювачів, що мають бути спроектовані на реальних елементах.

3.1.1 Характеристики ДОН із ідеальними моделями ключових елементів

Моделювання роботи схеми із ідеальними моделями ключових елементів проводилося лише в номінальному режимі, при напрузі живлення 1 В.

Спочатку проводилася операція тримування, тобто підбору оптимального значення опорів R_{2a_npr} і R_{2a_pnr} . Результати операції тримування наведені на рисунку 3.1.

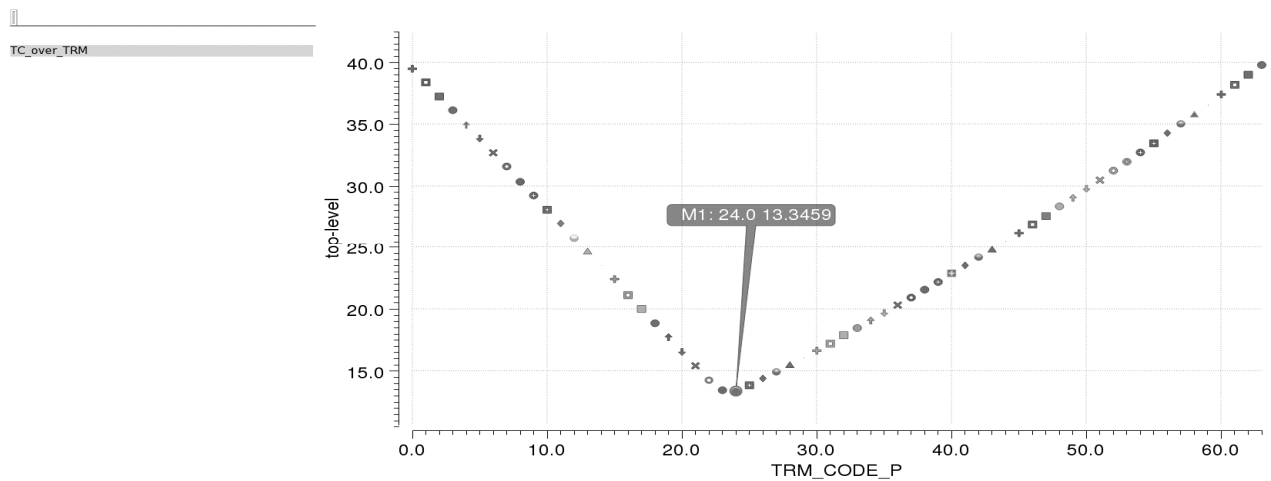


Рисунок 3.1 – Залежність ТKN ДОН від значення тримуючого коду

З рис.3.1 видно, що мінімальне значення ТKN досягається при значенні тримуючого коду 24 і рівне $13.34 \frac{ppm}{^{\circ}C}$. Залежність вихідної напруги від температури при оптимальному тримуючому коді наведена на рисунку 3.2. З рис.3.2 видно, що вихідна напруга має третій порядок залежності від температури. Також номінальне (при температурі $25^{\circ}C$) значення вихідної напруги становить 606 мВ, а максимальна девіація вихідної напруги у всьому діапазоні температур становить 1,53 мВ. Таким чином, для ідеальної моделі ДОН при номінальних умовах і оптимальному тримуючому коді досягається стабільність (або іншими словами ТKN) на рівні $13.34 \frac{ppm}{^{\circ}C}$, а точність на рівні $\Delta V_{REF} = \frac{1.53mB}{606mB} * 100\% = 0,25\%$.

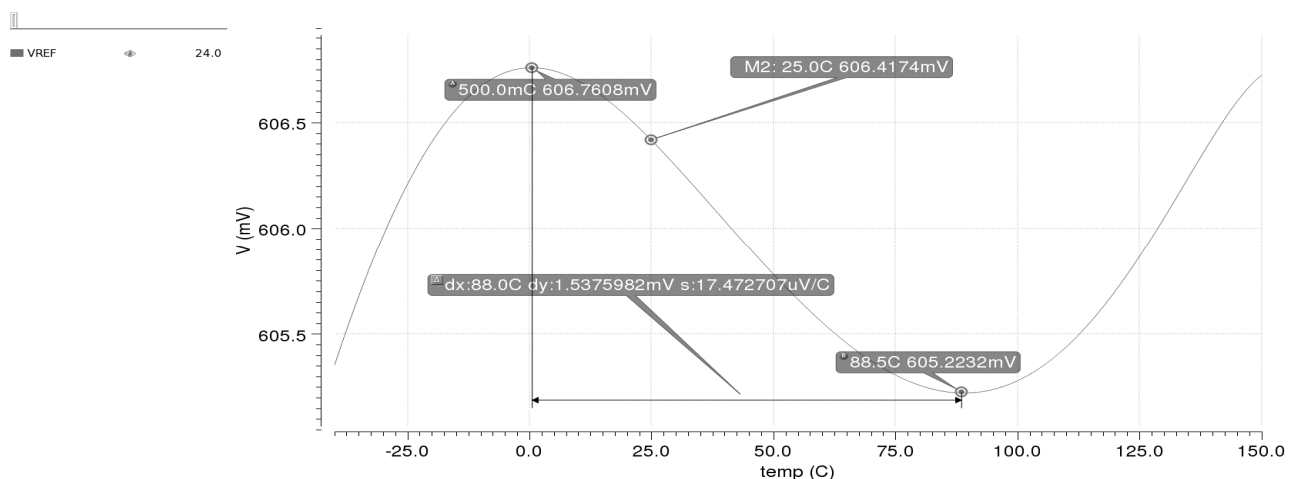


Рисунок 3.2 – Залежність вихідної напруги ДОН від температури при оптимальному значенні тримуючого коду

В цілях практичного інтересу було проведено моделювання із нульовим тримуючим кодом, тобто в ситуації коли операція тримування не проводиться. Результати відображені на рисунку 3.3. З рис.3.3 видно, що номінальне значення вихідної напруги становить 602,1 мВ, що не значно відрізняється від попереднього випадку. Але при цьому девіація у всьому температурному діапазоні становить 4,5 мВ. Таким чином, стабільність (ТКН) становить $39,49 \frac{ppm}{^\circ C}$, а точність на рівні $\Delta V_{REF} = \frac{4,5mV}{602,1mV} * 100\% = 0,75\%$. Бачимо, що без процедури тримування результати близько 3 разів гірше. Але при цьому дані результати залишаються прийнятними, оскільки схема зберігає свою працездатність у широкому діапазоні температур. Отже, процедура тримування для такого пристрою, як джерело опорної напруги, необхідна для досягнення високої точності і стабільності вихідної напруги ДОН.

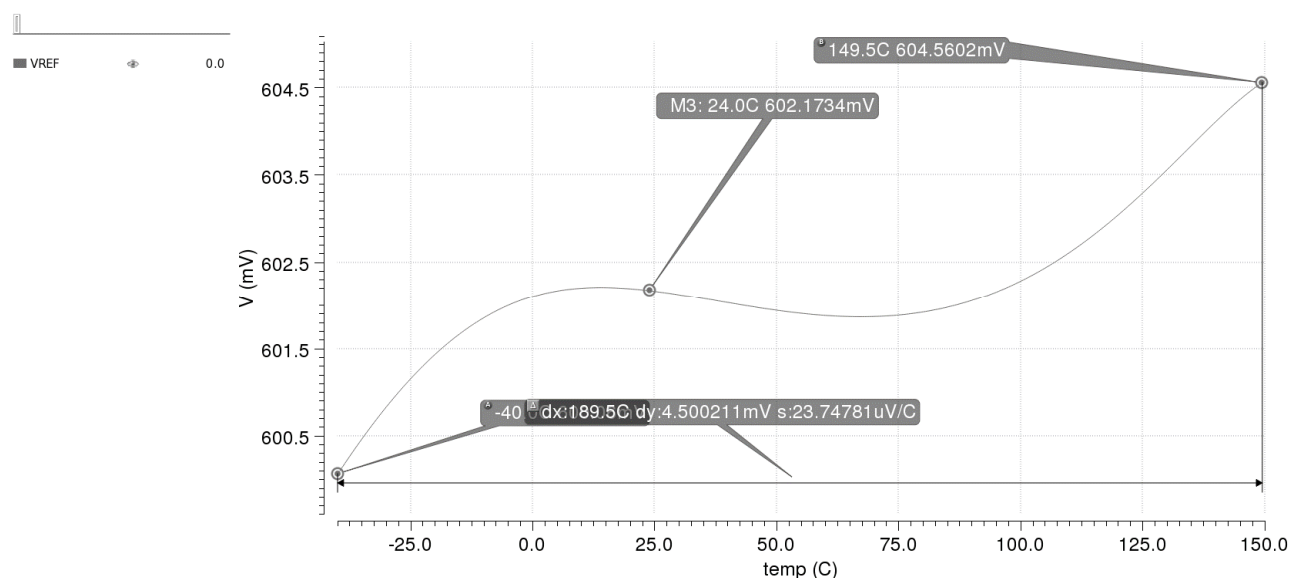


Рисунок 3.3 – Залежність вихідної напруги ДОН від температури при нульовому значенні тримуючого коду

Також здійснено моделювання ДОН при різних напругах живлення. Результати наведені на рисунку 3.4.

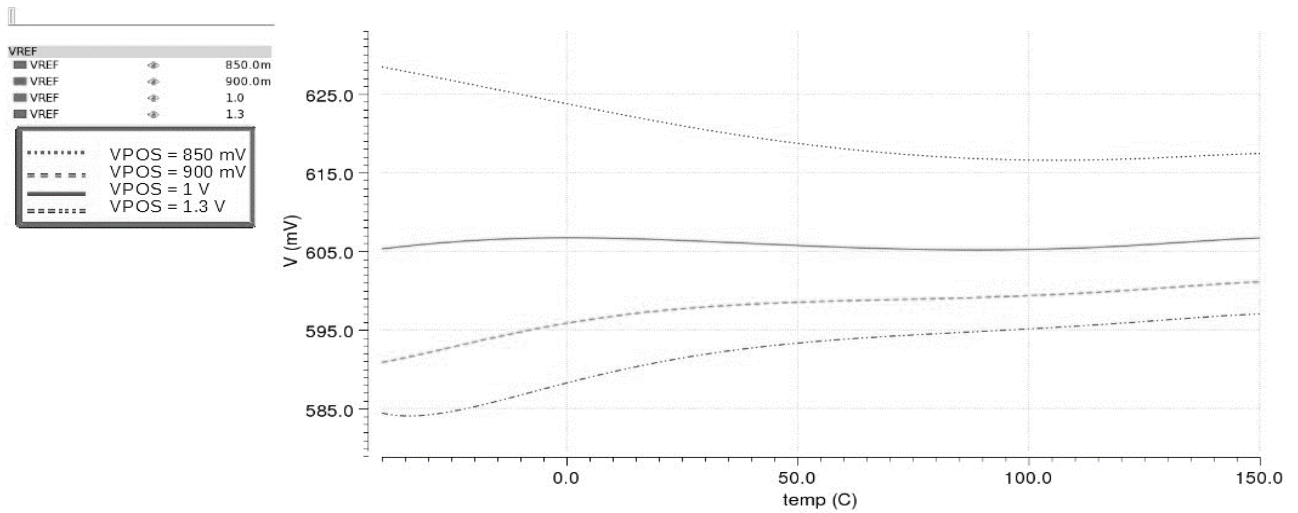


Рисунок 3.4 – Температурна залежність вихідної напруги ДОН при різних значення напруги живлення

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

З рисунка 3.5 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.

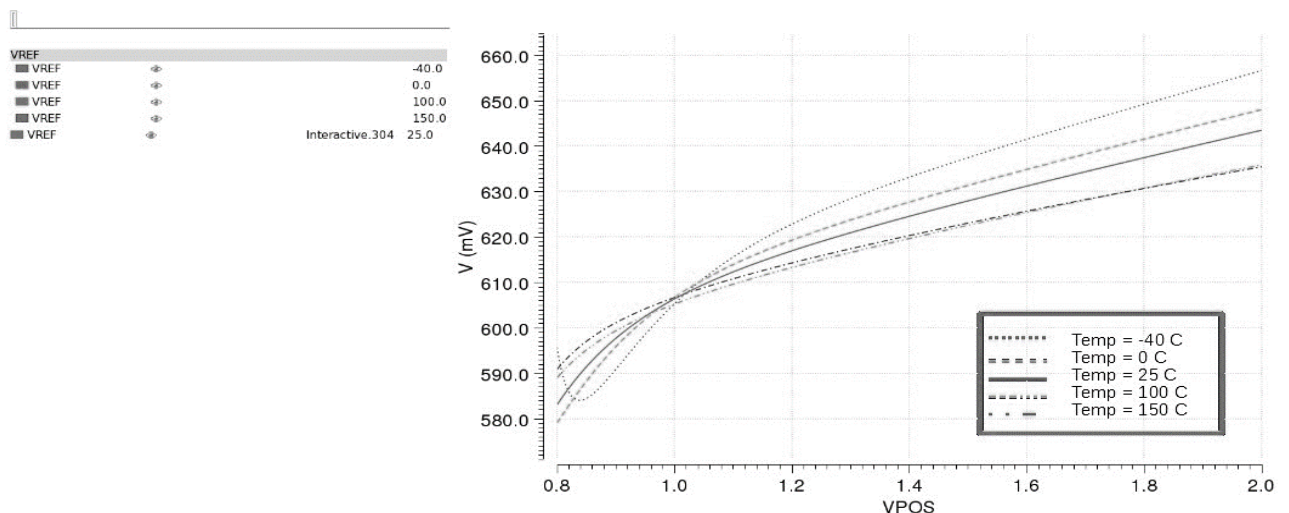


Рисунок 3.5 – Залежність вихідної напруги ДОН від напруги живлення при різних значеннях температур

3.1.2 Дослідження впливу параметрів операційного підсилювача на точність і стабільність вихідної напруги ДОН

Розроблена ідеалізована модель ОП має можливість керувати ключовими характеристиками ОП. Це дає змогу дослідити вплив таких ключових параметрів ОП, як вхідної напруги зміщення (V_{OS}), вихідного опору (R_{out}), коефіцієнту підсилення по напрузі (Gain), частотної смуги пропускання (GBW), на точність і стабільність вихідної напруги.

Було проведено ряд симуляцій, у яких змінними параметрами по черзі були вхідна напруга зміщення (V_{OS}), вихідний опір (R_{out}), коефіцієнт підсилення по напрузі (Gain), частотна смуга пропускання (GBW) операційний підсилювачів ОП1 і ОП2 відповідно до рис.2.3. Результати моделювання наведені в таблиці 3.1. Як видно із таблиці 3.1, коефіцієнт підсилення по напрузі (Gain) впливає на ТКН, але при цьому майже 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 ТКН, при чому при малих значеннях смуги сильно зростає ТК. Вихідний опір операційного підсилювача (R_{out}) лише незначно впливає на температурний коефіцієнт вихідної напруги. Вхідна напруга зміщення (V_{OS}), має сильний вплив на номінальну вихідну напругу і менший вплив на ТКН.

Таким чином, аналізуючи значення із таблиці 3.1 можна зробити висновок, що мінімальне значення для коефіцієнта підсилення операційного підсилювача становить 50 дБ, мінімальне значення частоти одиничного підсилення становить 500 кГц, вихідний опір ОП має бути більше ніж 100 Ом, а вхідна напруга зміщення не перевищувати значення 10 мВ. Отримані значення підтверджують правильність вибору вимог до операційних підсилювачів у розділі 2.3 і 2.4.

Таблиця 3.1 – Вплив параметрів операційного підсилювача на номінальну вихідну напругу VREF_25C і ТКН

		VREF_25C, мВ	ТКН, $\frac{ppm}{^\circ C}$
Gain	50 дБ	603,3	33,61
	60 дБ	604,9	14,11
	80 дБ	606,1	13,35
GBW	100 кГц	604,9	50,19
	500 кГц	604,9	13,57
	1 МГц	604,9	13,35
Rout	10 Ом	604,9	31,11
	100 Ом	604,9	15,07
	1000 Ом	604,9	13,35
V _{OS}	0	604,9	13,35
	1 мВ	603,1	14,34
	5 мВ	600,6	17,8
	10 мВ	580,2	25,08

3.2 Результати моделювання схеми ДОН

3.2.1 Схема запуску Start-Up

Схема запуску відображена на рис. 2.32 і описана у розділі 2.5. Вона повинна «виводити» схему ДОН на потрібний режим роботи і після цього вимикатися. Спроекована схема відповідає заданим функціям. Для підтвердження цього було проведено ряд моделювань із використанням аналізу у часовій області із перехідними процесами при «повільному» старті (час наростання напруги живлення до номінального значення 5мс) і при «швидкому старті» (час наростання напруги живлення до номінального значення 10 мкс). Моделювання проводилося для всіх варіантів технологічних розкидів для Corner аналізу.

Результати моделювання схеми при номінальній напрузі живлення, рівній 1 В, при «швидкому» старті наведені на рисунку 3.6, при «повільному» старті – на рисунку 3.7.

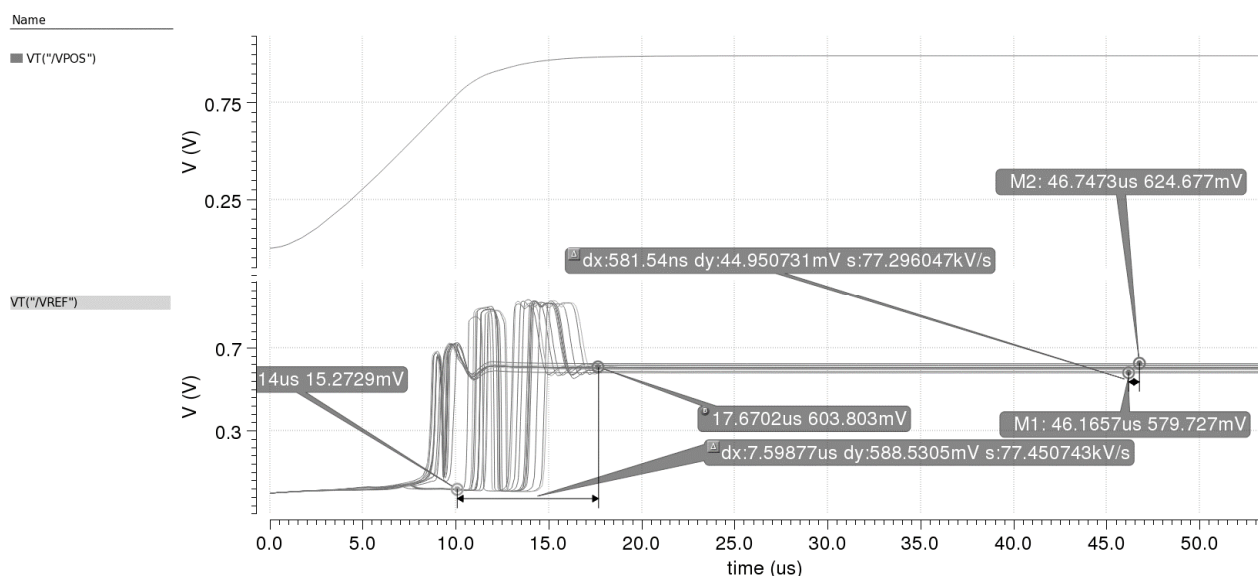


Рисунок 3.6 – Напруга на виході ДОН при «швидкому» старті

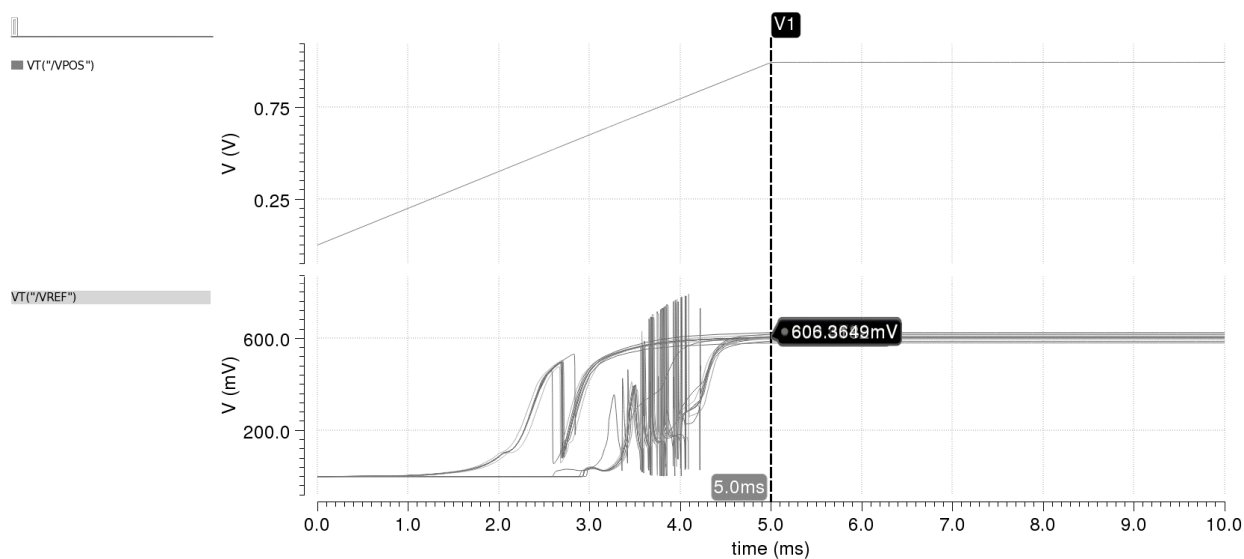


Рисунок 3.7 – Напруга на виході ДОН при «повільному» старті

З рисунків 3.6 і 3.7 видно, що напруга на виході ДОН досягає потрібного значення для всіх випадків технологічних розкидів, що підтверджує правильне функціонування схеми запуску. Також із рис.3.6 видно, що максимальний час встановлення (час, протягом якого задана напруга не перевищує заданої похибки,

із точністю 1%, або 6 мВ) необхідного рівня напруги на виході ДОН не перевищує 8 мкс.

Також було промодельовано випадок максимальної напруги живлення, тобто 1.3 В при «швидкому» старті. Результати наведені на рис.3.8.

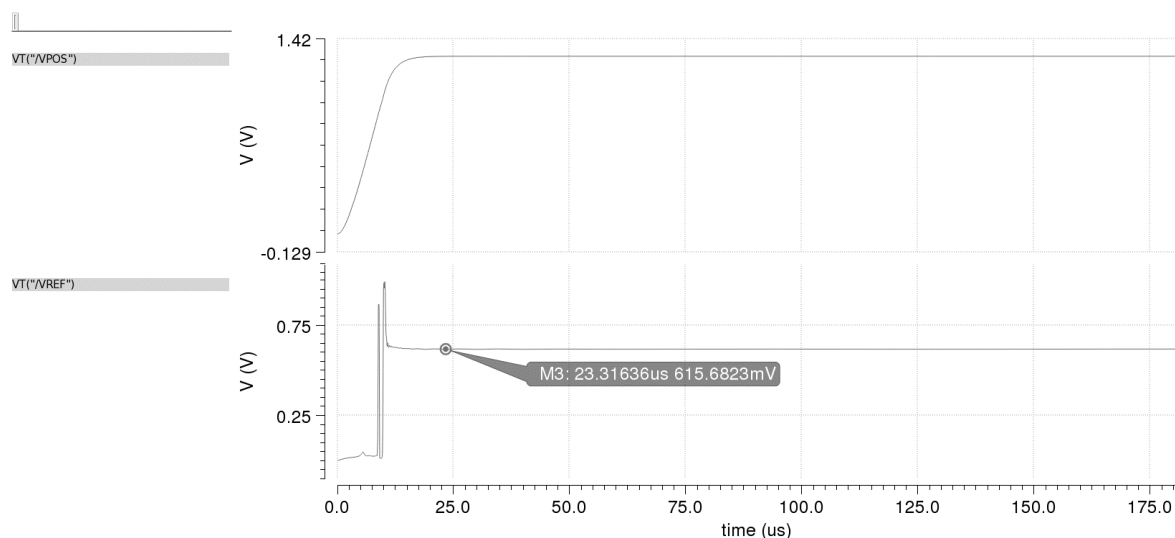


Рисунок 3.8 – Напруга на виході ДОН при «швидкому» старті і максимальні напрузі живлення

З рисунка 3.8 видно, що час встановлення не перевищує 14 мкс.

3.2.2 Дослідження шляхом моделювання мінімальної і максимальної напруги живлення

Для знаходження мінімальної і максимальної напруги живлення необхідно скористатися DC аналізом у змінювати значення напруги живлення при цьому параметрично змінюючи робочу температуру. Моделювання проводилося із використанням Corner аналізу із всіма варіантами технологічних розкидів. При цьому зміна напруги живлення відбувалася на 5 можливих робочих температурах: -40°C , 0°C , 25°C , 100°C , 150°C . На рисунку 3.9 наведені результати моделювання, де відображено найгірші випадки для кожної із температур. З рисунка 3.9 видно, що мінімальна напруга живлення необхідна для коректної роботи схеми становить близько 900 мВ, а максимальна – 1.3В.

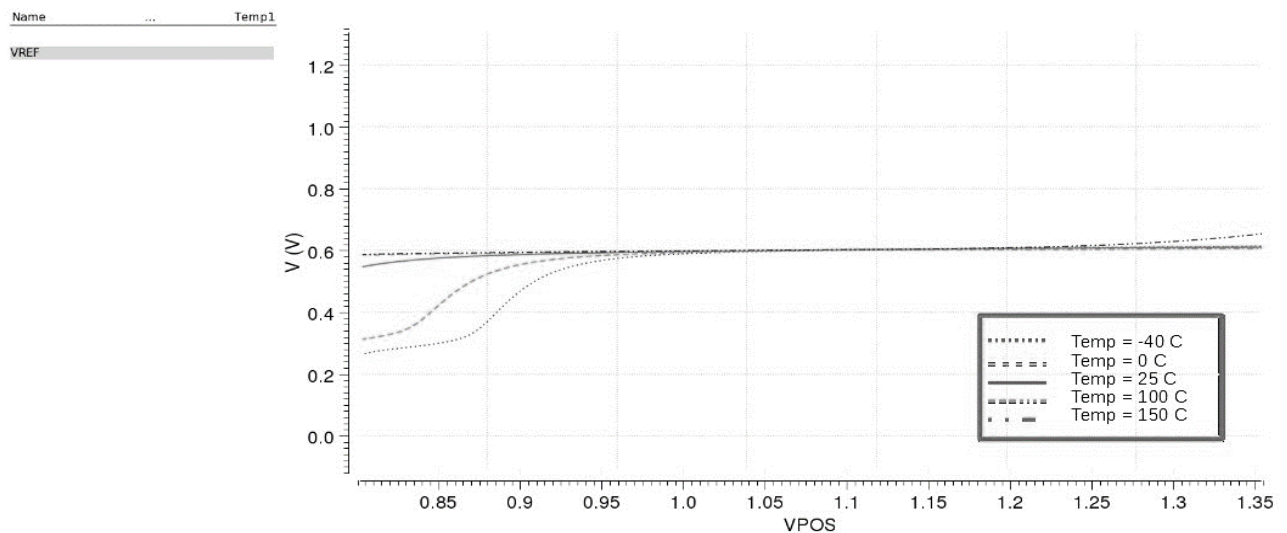


Рисунок 3.9 – Моделювання ДОН при зміні напруги живлення на різних робочих температурах

Для підтвердження працездатності схеми при мінімальній і максимальній напругах живлення був також проведений аналогічний попередньому аналізу, але в якості змінної величини була температура, а в якості параметрів була напруга живлення, що становила 850 мВ, 900 мВ, 1 В, 1.3 В. Результати наведені на рисунку 3.10.

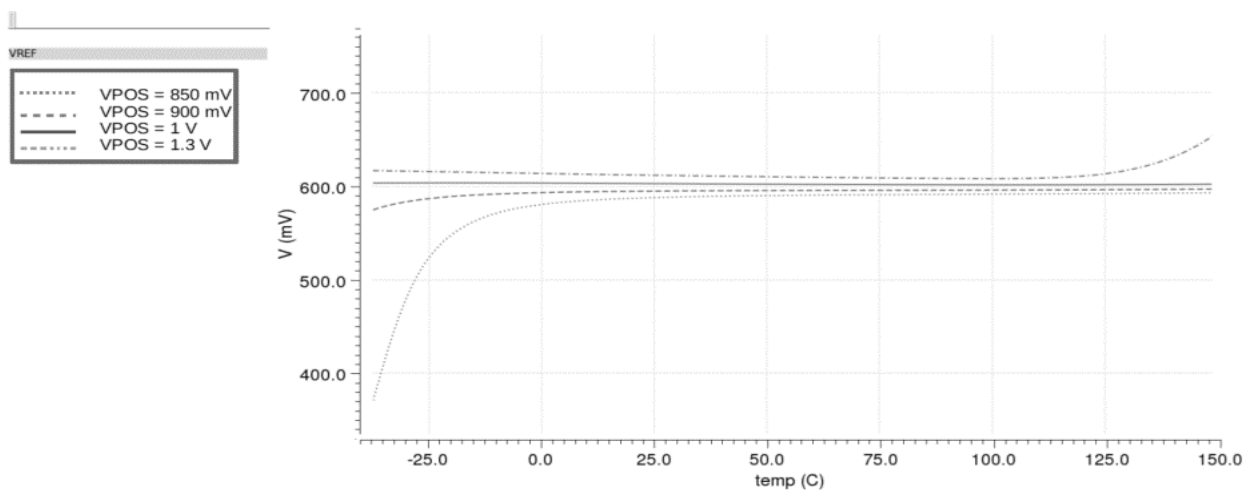


Рисунок 3.10 – Моделювання ДОН при зміні температури на різних значеннях напруги живлення

З рисунка 3.10 можна бачити, що схема зберігає свою працездатність, а саме точність і стабільність вихідної напруги у всьому діапазоні робочих температур

при напругах живлення 900 мВ і 1,3 В. При цьому при напрузі живлення 850 мВ схема вже не здатна коректно виконувати свої функції у області низьких температур.

Отже, мінімальна напруга живлення для розробленого ДОН становить 900 мВ, а максимальна 1,3 В. При цьому отримані результати моделювання схеми з реальними елементами схожі на отримані результати у розділі 3.1 для схеми із ідеальними ключовими елементами. Це свідчить про адекватність розробленої ідеалізованої моделі ДОН.

3.2.3 Температурний коефіцієнт напруги і точність вихідної напруги

Як було вже описано на початку розділу 3, стабільність і точність вихідної напруги є ключовими параметрами ДОН. Було проведено моделювання у всіх можливих випадках технологічних відхилень, а також Монте Карло аналіз. Для досягнення найбільш оптимальних значень було проведено процедуру тримування. Результати процедури наведені на рисунку 3.11.

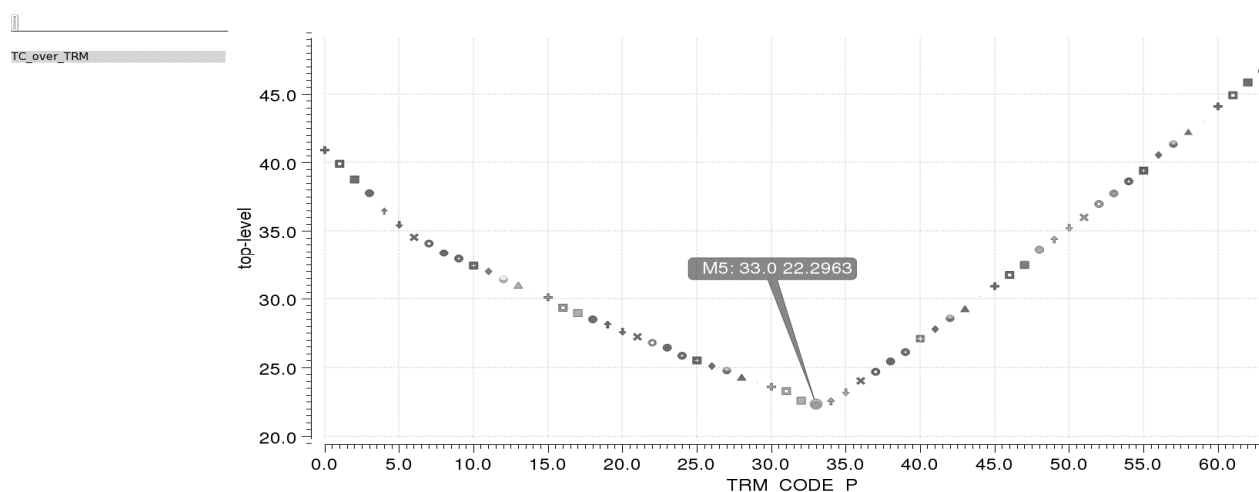


Рисунок 3.11 – Залежність температурного коефіцієнту напруги від значення тримуючого коду

Як видно із рис.3.11 найменше значення ТКН досягається при значенні коду 33. При цьому значенні досягається ТКН на рівні $22,3 \frac{ppm}{^{\circ}C}$.

Із даним тримуючим кодом вихідна напруга ДОН має вигляд відображений на рисунку 3.12. Як видно із рис.3.12 напруга має нелінійності 3-го порядку і вище.

Також максимальна девіація вихідної напруги становить 2,1 мВ, а значення вихідної напруги при 25°C становить 604 мВ. Звідси можемо обрахувати значення точності вихідної напруги: $\Delta V_{REF} = \frac{2,1\text{мВ}}{604\text{мВ}} * 100\% = 0,3\%$.

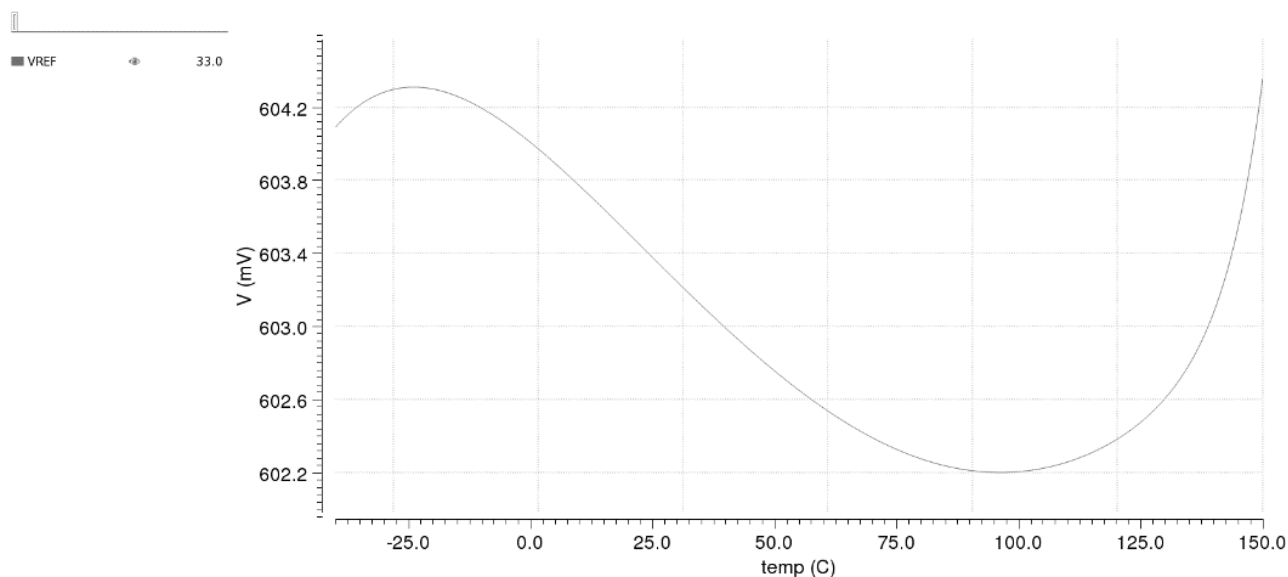


Рисунок 3.12 – Залежність вихідної напруги від температури при оптимальному тримуючому кодi

Також із результатів Corner аналізу найгірші значення отриманого ТКН становлять $47,97 \frac{ppm}{^\circ C}$. Девіація вихідної напруги при цьому становить 4,2 мВ, а отже, точність вихідної напруги становить 0,7 %. При цьому значення вихідної напруги при температурі 25°C змінюється від 580,3 мВ до 621,4 мВ в залежності від групи технологічних відхилень Corner аналізу. Деякі точки значень ТКН в результаті Corner аналізу наведені на рис.3.13.

Також в цілях практичного інтересу проведено моделювання з нульовим значенням тримуючого коду (ситуація, коли процедура тримування повністю відсутня). Результати відображені на рисунку 3.14.

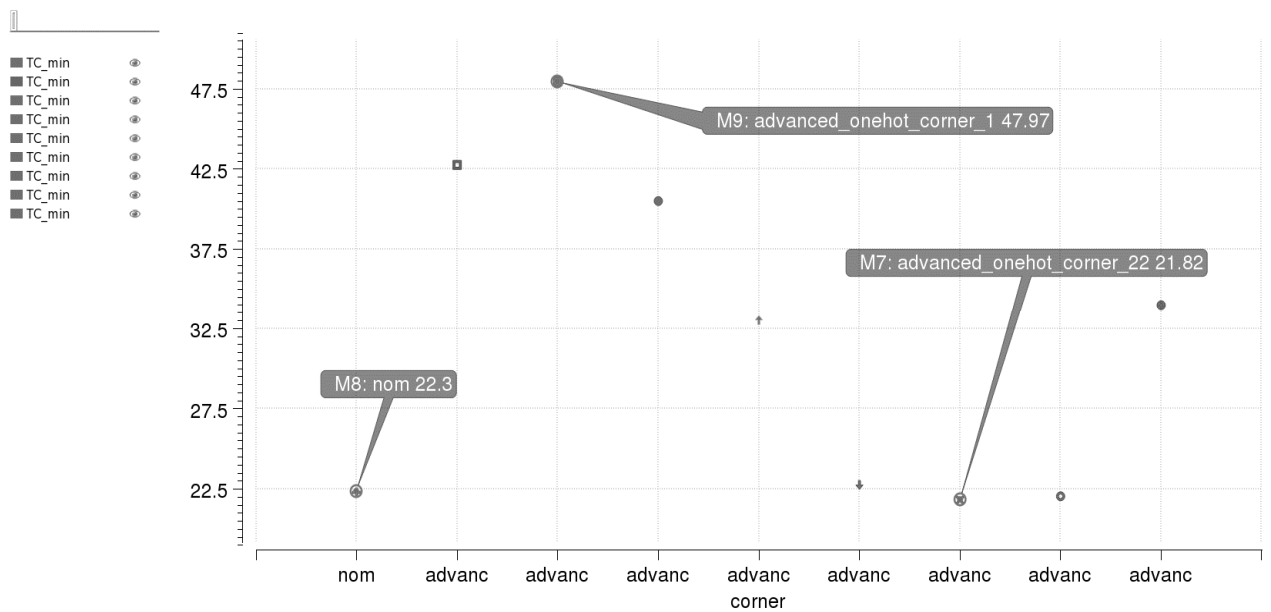


Рисунок 3.13 – Деякі точки ТКН отримані із Corner аналізу

З рисунку 3.14 видно, що залежність вихідної напруги від температури має пропорційну залежність, а отже, є некомпенсованою. Також значення напруги при температурі 25°C становить 598,1 мВ, девіація – 3,9 мВ, ТКН – $40,92 \frac{ppm}{^\circ C}$, а точність ΔV_{REF} становить 0,65%. Бачимо, що значення не є оптимальними. А отже, процедура тримування необхідна.

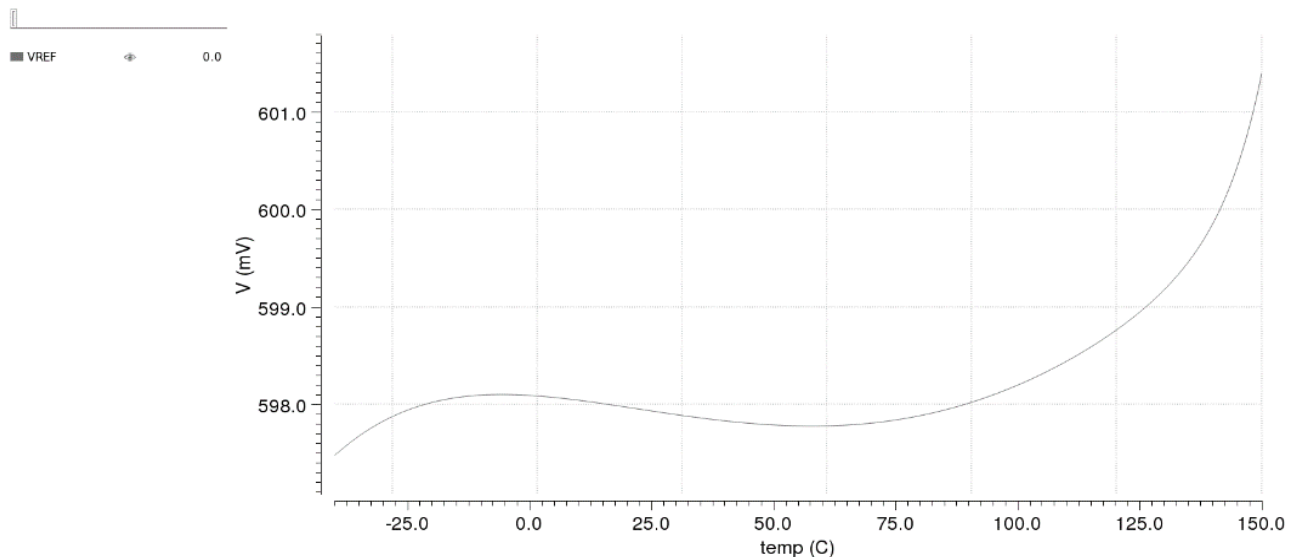


Рисунок 3.14 – Залежність вихідної напруги ДОН від температури при нульовому значенні тримуючого коду.

Результати Монте Карло аналізу для ТКН і значення вихідної напруги при 25°C наведено на рисунках 3.15 і 3.16 відповідно.

Аналізуючи приведені вище результати, можна стверджувати, що спроектована схема ДОН володіє високими стабільністю і точністю вихідної напруги, а саме стабільність (або ТКН) становить $22,3 \frac{ppm}{^\circ C}$, значення точності вихідної напруги ΔV_{REF} становить 0,3%. Також варто зауважити, що отримані результати із реальною схемою в порівнянні із результатами моделювання ідеалізованої схеми мають незначні відмінності, що говорить про адекватність розробленої моделі.

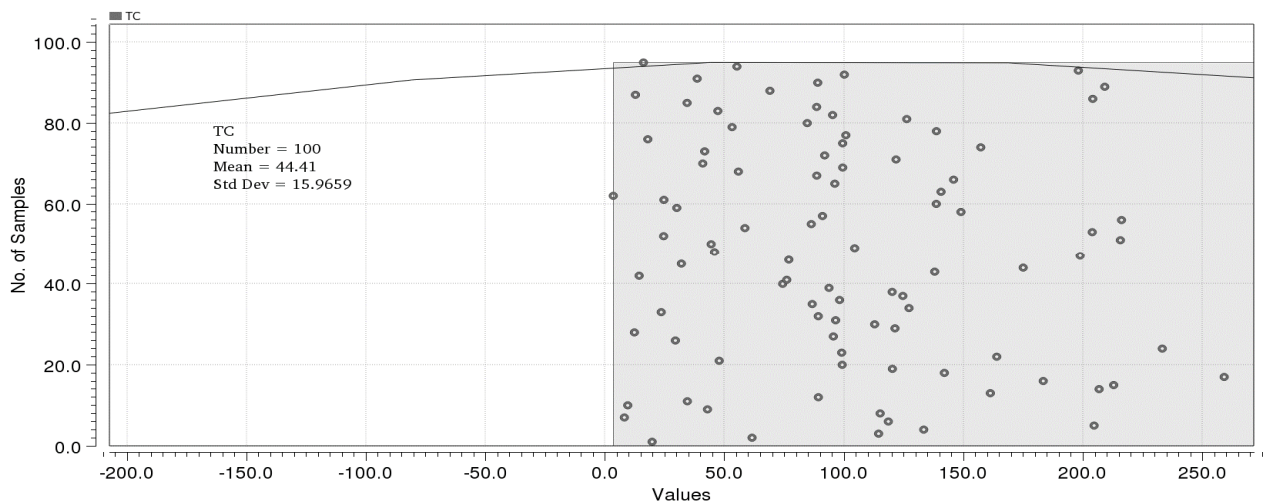


Рисунок 3.15 – Результати Монте Карло аналізу для ТКН

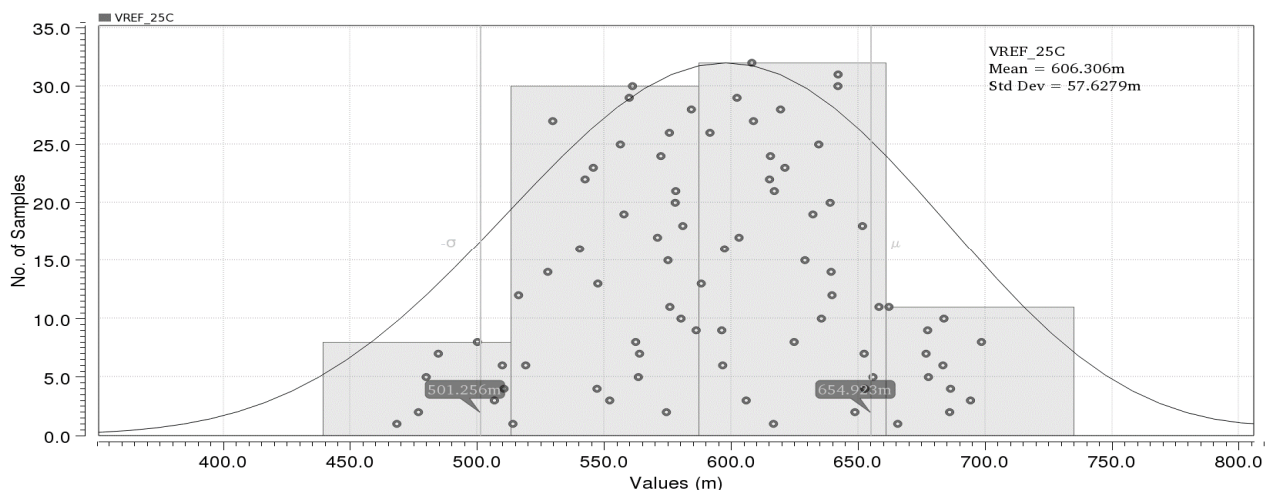


Рисунок 3.16 – Результати Монте Карло аналізу для вихідної напруги при 25°C

Отримані із даного типу моделювання також значення струму споживання. У номінальному режимі ДОН споживає 36 мкА, максимальне значення споживаного струму становить 53 мкА, а мінімальне 29,3 мкА. Отримані результати свідчать, що споживана потужність ДОН становить всього лиш від 29,3 до 53 мкВт, що є досить низьким значенням для споживаної потужності для пристроїв даного класу.

3.2.4 Коефіцієнт ослаблення завад з боку лінії живлення – PSRR

Джерело опорної напруги повинно тримати на своєму виході стабільний рівень вихідної напруги в незалежності не тільки від температури, а й від завад з боку лінії живлення. За ослаблення завад з боку лінії живлення відповідає коефіцієнт ослаблення завад – PSRR. У ході розробки ДОН було запроваджено ряд заходів для покращення даної характеристики. Для виміру величини PSRR необхідно виконати АС аналіз – аналіз в частотній області. Моделювання проводилося у діапазоні частот від 1 Гц до 100 МГц. При цьому критичним є значення PSRR у діапазоні від 1 Гц до 100 кГц, оскільки зазвичай на ланцюгах живлення додатково розміщують фільтри, які придушують високочастотні завади.

Моделювання проводилося при всіх варіація технологічного процесу за допомогою Corner аналізу при мінімальній, номінальній і максимальній температурах (рисунок 3.17), а також при мінімальній, номінальній і максимальній напругах живлення (рисунок 3.18). На рисунках відображені тільки найгірші випадки для кожної з умов.

З рисунків 3.17 і 3.18 видно що в діапазоні низьких частот PSRR становить близько -20 дБ, що означає ослаблення завади в 10 разів. Такий результат є задовільним. Далі з частотою коефіцієнт ослаблення лише зростає. А отже, можна зробити висновок, що ДОН володіє достатніми властивостями ослаблення завади з боку лінії живлення.

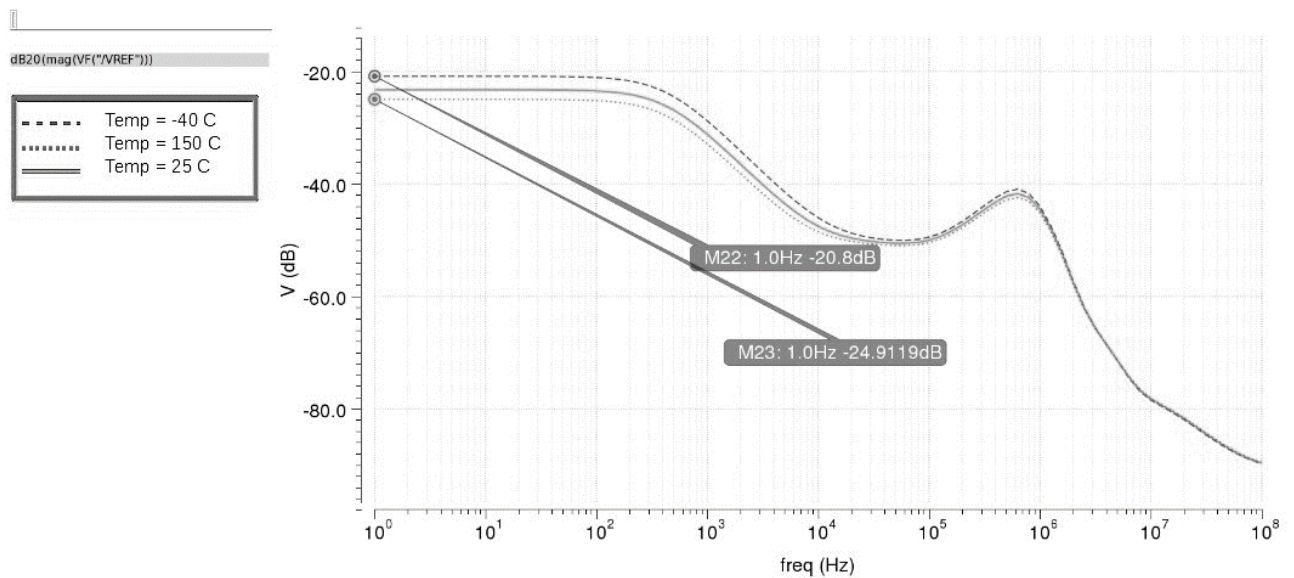


Рисунок 3.17 – Частотна залежність коефіцієнта ослаблення завад з боку лінії живлення при різних значеннях температури

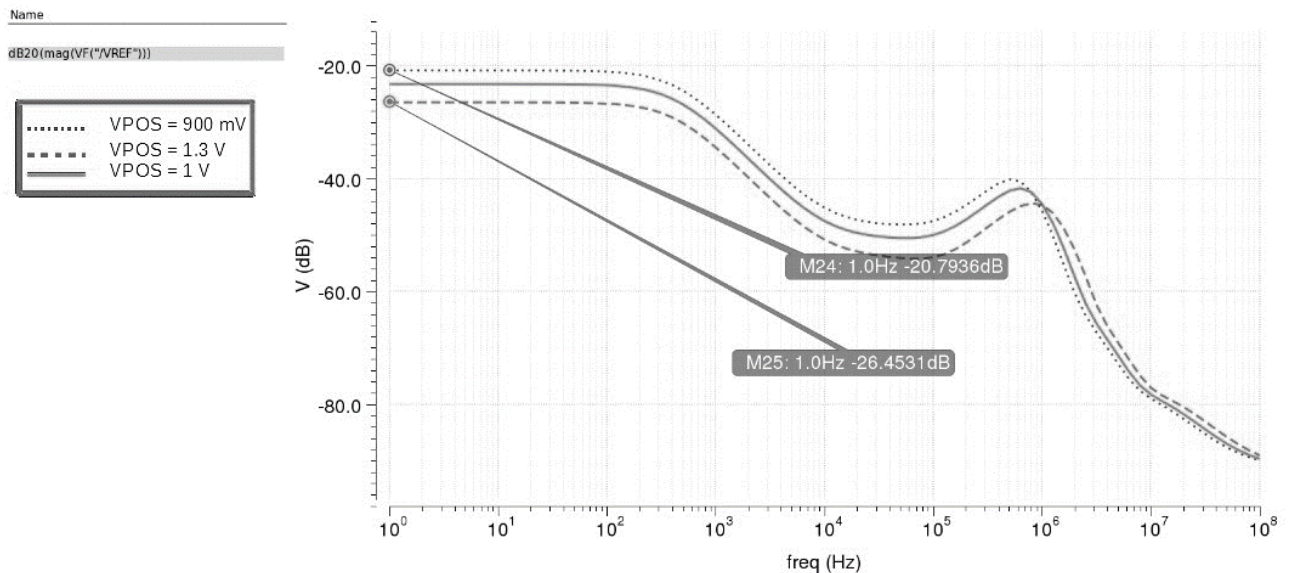


Рисунок 3.18 – Частотна залежність коефіцієнта ослаблення завад з боку лінії живлення при різних значеннях напруги живлення

3.2.5 Моделювання шуму

Дане моделювання проводилось для всієї схеми, аналізуючи шумову складову сигналу на виході. Моделювання основної шумової характеристики, а саме спектральної густини шумової напруги, проводилось лише при номінальних умовах розкиду технологічного процесу, оскільки досить складно оцінити шумову

складову на виході у діапазоні всіх технологічних розкидів. Моделювання проводилося при різних значеннях температури - мінімальному, номінальному і максимальному з урахуванням $1/f$ складової шуму (рис. 3.19) і без неї (рис. 3.20).

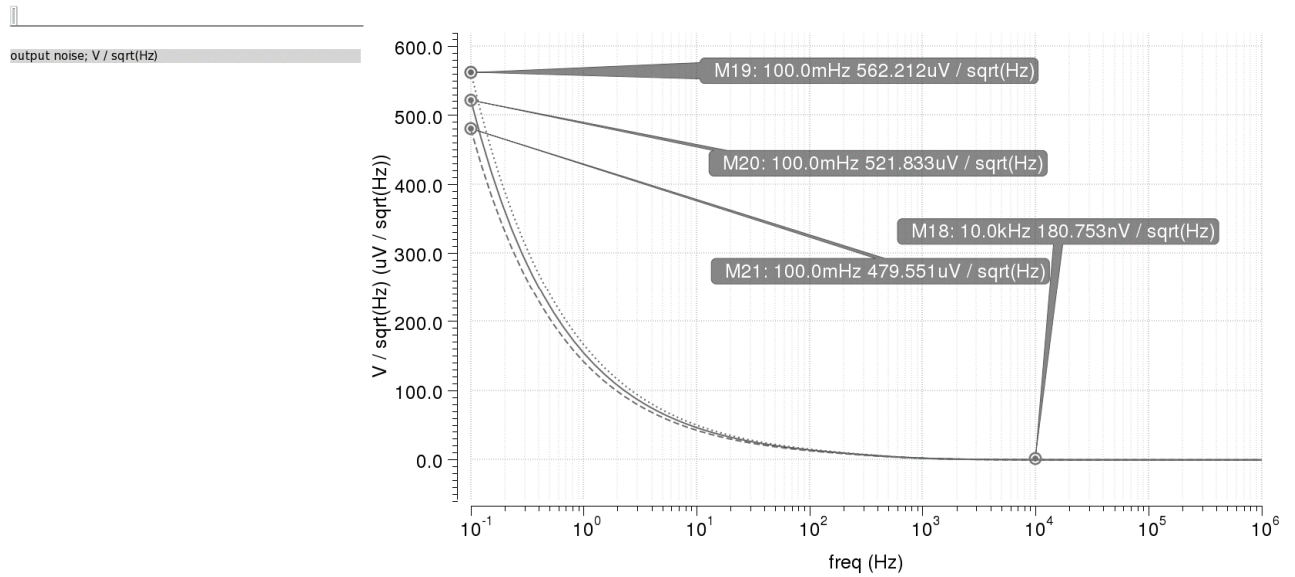


Рисунок 3.19 - Залежність спектральної густини шумової напруги від частоти при максимальній, номінальній і мінімальній температурах з урахуванням $1/f$ шуму

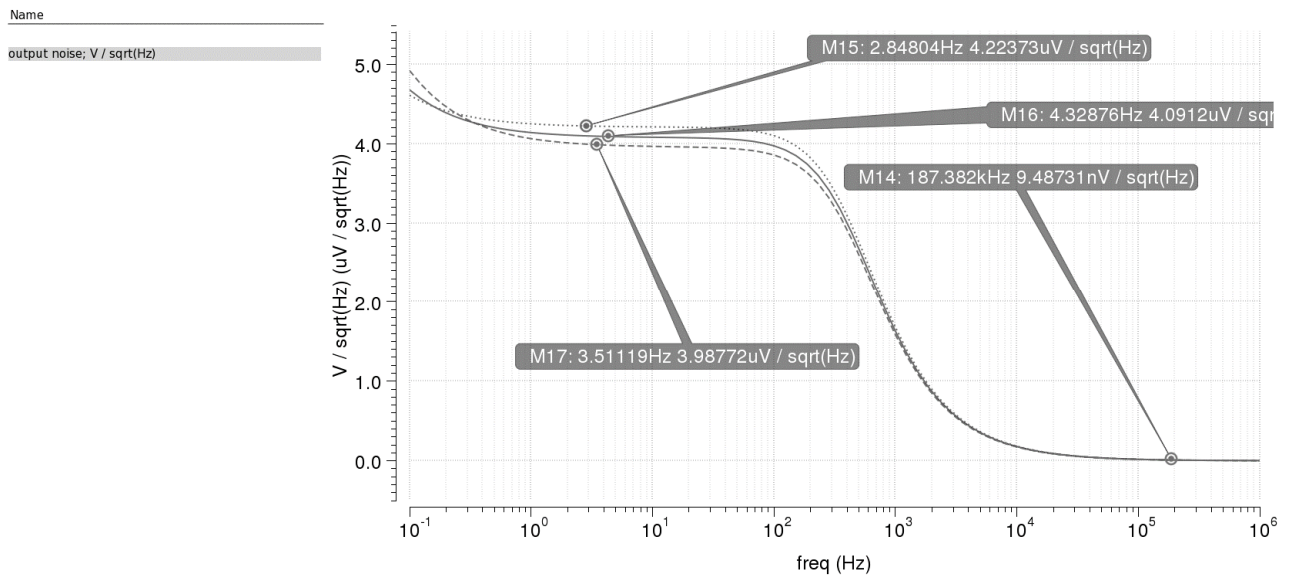


Рисунок 3.20 - Залежність спектральної густини шумової напруги від частоти при максимальній, номінальній і мінімальній температурах без урахування $1/f$ шуму

Як видно із рисунка 3.19, залежності мають вигляд $1/f$ в області частот до 1 кГц – це проявлення флікер шуму, як відомо з [23]. Підтвердженням цьому може бути результат моделювання, представлений на рис.3.20, де в області низьких частот немає залежності виду $1/f$. Варто зауважити, що основну частину $1/f$ шуму можна прибрати із спектру шуму на виході, використовуючи метод *chopping* [32].

Кількісно оцінити рівень шуму можна за допомогою формули [23]:

$$V_{rms} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} S(f) df}, \quad (3.2)$$

де V_{rms} – середньоквадратичне значення шуму;

$S(f)$ - спектральна густина шумової напруги, $\frac{В}{\sqrt{Гц}}$;

f_1 і f_2 – межі інтегрування спектральної густини, Гц.

Так, за формулою (3.2) було обчислено величину V_{rms} у діапазоні частот від 1 кГц до 100 кГц, і значення становить близько 1,5 мВ, що є достатньо великим значенням. Слід зауважити, що основним вкладником шуму є операційні підсилювачі ОП1 і ОП2 згідно з рис.2.3. Цей ефект можна зменшити, збільшивши розміри вхідних транзисторів ОП1 і ОП2, але при цьому збільшується площа, а також погіршуються характеристики коефіцієнту ослаблення завад по лінії живлення.

3.3 Проведення регресійного аналізу і розробка математичних моделей генерованих схемою струмів

Для підтвердження правильності вибору коефіцієнтів копіювання струмових дзеркал К1 і К2 згідно із рис.2.3 був проведений регресійний аналіз. Відповідно до схеми наведеної на рисунку 2.4, у схемі генеруються струми I_{REF1} (струм із ДОН на основі n-p-n біполярних транзисторів), I_{REF2} (струм із ДОН на основі p-n-p 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 [33]. Розроблений програмний код наведений у додатку В. Для дослідження було взято струм на вході MN1 і виході MN_OUT NPN струмового дзеркала(відповідно до рис.2.4), струм на вході MP4 і виході MP3 PNP струмового дзеркала(відповідно до рис.2.4). Для цих струмів побудовано поліном 4-го порядку вигляду:

$$I = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4, \quad (3.3)$$

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 3.2.

Таблиця 3.2 – Результати регресійного аналізу – коефіцієнти поліномів

	b_in_npn	b_npn	b_in_pnp	b_pnp	b_out
b_0	$5.47 \cdot 10^{-6}$	$4.17 \cdot 10^{-6}$	$5.57 \cdot 10^{-6}$	$6.99 \cdot 10^{-6}$	$2,81 \cdot 10^{-6}$
b_1	$-1.08 \cdot 10^{-9}$	$-3.41 \cdot 10^{-10}$	$-5.85 \cdot 10^{-10}$	$-7.46 \cdot 10^{-10}$	$-4,05 \cdot 10^{-10}$
b_2	$1.51 \cdot 10^{-12}$	$5.09 \cdot 10^{-12}$	$2.21 \cdot 10^{-12}$	$5.96 \cdot 10^{-12}$	$8,98 \cdot 10^{-13}$
b_3	$-6.87 \cdot 10^{-15}$	$-1.11 \cdot 10^{-14}$	$2.21 \cdot 10^{-14}$	$1.21 \cdot 10^{-14}$	$2,28 \cdot 10^{-14}$
b_4	$-3.74 \cdot 10^{-17}$	$-1.47 \cdot 10^{-17}$	$-9.11 \cdot 10^{-17}$	$-8,07 \cdot 10^{-17}$	$-6,48 \cdot 10^{-17}$

У таблиці 3.2 b_{in_npn} – коефіцієнти поліному для струму на вході MN1, b_{npn} – для струму на виході MN_OUT, b_{in_pnp} – для струму на вході MP4, b_{pnp} – 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.

3.5 Рекомендації по створенню топології джерела опорної напруги

За допомогою середовища проектування Cadence Virtuoso Layout GXL було проведено оцінку площі, яку може займати спроектоване ДОН на кремнієвій пластині. Розміри отриманого ДОН становлять 1500×600 мкм, а отже, площа становить $0,9 \text{ мм}^2$.

При створенні топології особливу увагу потребують такі елементи як диференційні пари ОП, біполярні транзистори, всі резистори, а також струмові дзеркала на МОН транзисторах.

3.5.1 Біполярні транзистори

Повинні бути розміщені таким чином, щоб всі елементи були ідентичними, а також розміщення повинно сприяти мінімальній чутливості до деформацій (головним чином деформацій, що створюються корпусом мікросхеми [34]. Це необхідно оскільки біполярні транзистори є ключовими елементами, що забезпечують температурну стабільність вихідної напруги. Забезпечити це можна використавши принцип розміщення із спільним центром [28], [35]. Також можна використати підхід із додаванням фіктивних транзисторів, всі виводи яких, а саме база, колектор, емітер та підкладка – заземлені. Це дещо збільшить площу, але покращить ідентичність транзисторів, оскільки нівелює крайові ефекти при виготовленні. Топологія та січення біполярного транзистора наведені на рисунку 3.21. Можливий варіант розміщення наведено на рисунку 3.22.

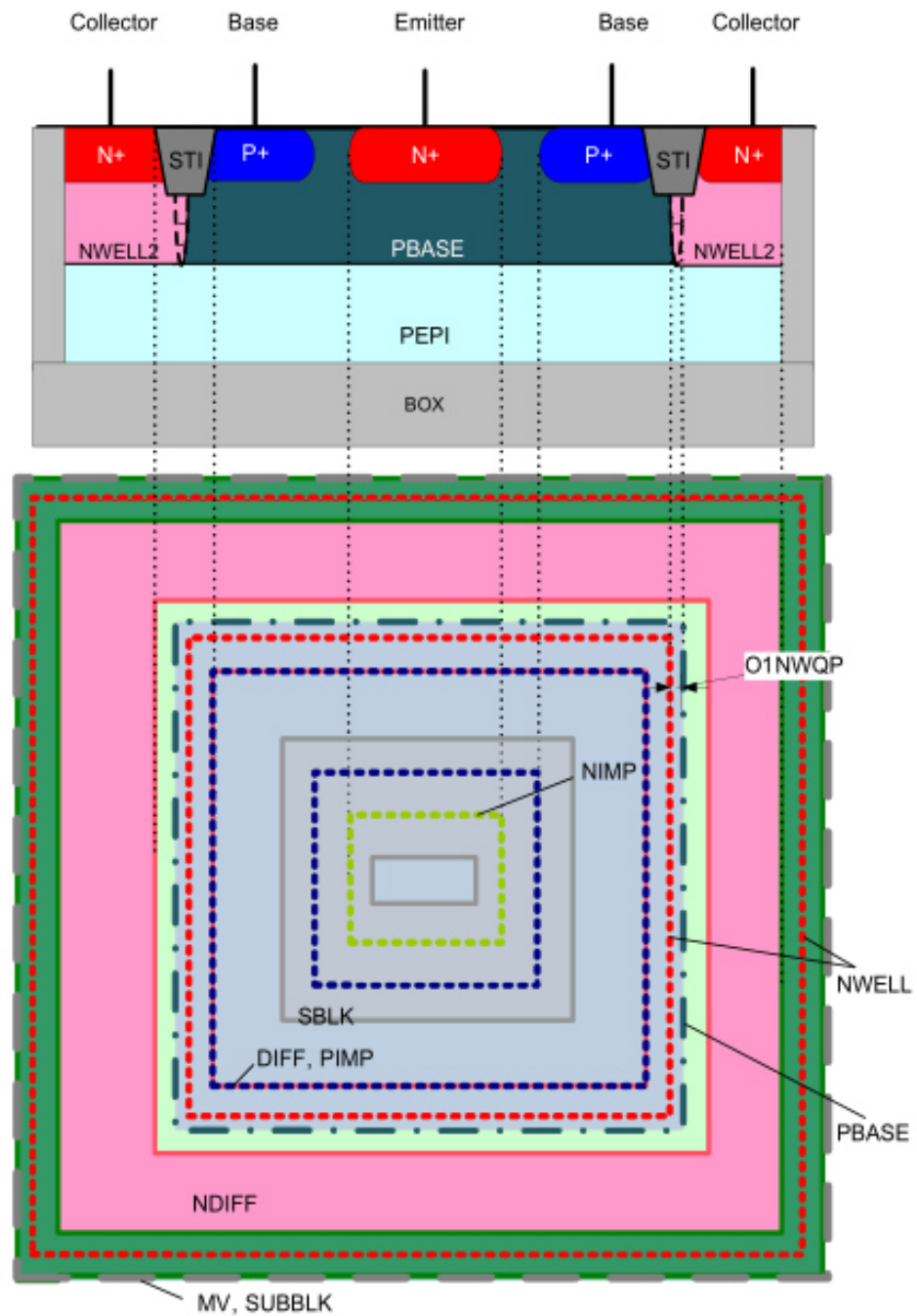


Рисунок 3.21 - Січення (зверху) та топологічне креслення (знизу) біполярного транзистора

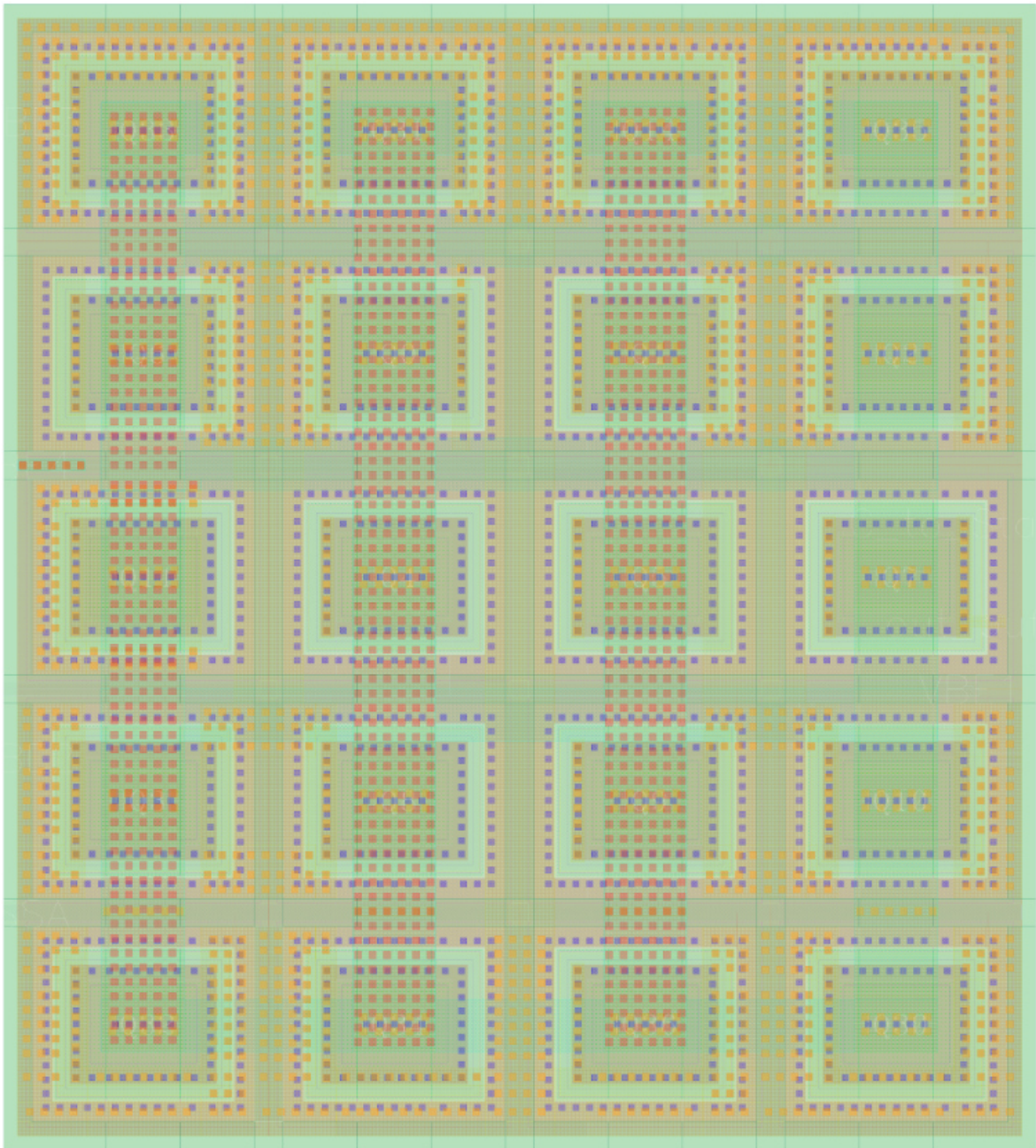


Рисунок 3.22 – Можливий варіант розміщення біполярних транзисторів

3.5.2 Диференційні пари ОП і струмові дзеркала

Слід звертати особливу увагу на проектування диференційної пари ОП, оскільки це впливає на вхідну напругу зміщення ОП і як результат на вихідну напругу ДОН. Підходом, який мінімізує неідентичність транзисторів у диференційній парі, є топологія з загальним центром і з перехресними зв'язками (англ. Cross couple), що потребує додавання фіктивних транзисторів навколо

основних, а також симетричного проведення всіх провідників. Для покращення відтворюваності можна кожен транзистор диференційної пари «розбити» на чотири або вісім транзисторів. Можливий варіант топології диференційної пари зображена на рис.3.23:

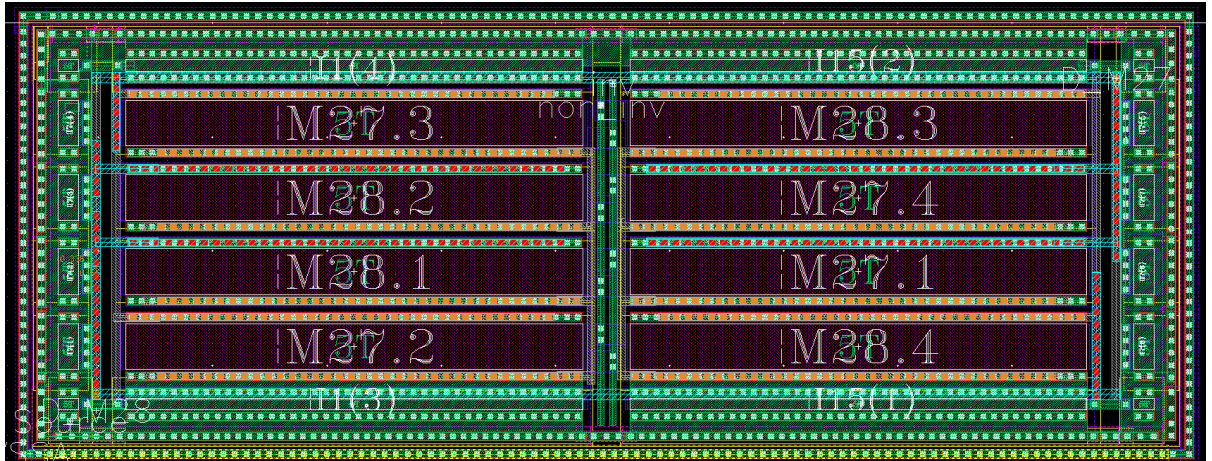


Рисунок 3.23 - Топологія диференційної пари

Аналогічний підхід використовується і при побудові топології струмових дзеркал, адже струмове дзеркало по своїй архітектурі дуже схоже на диференційну пару, у якій затвори транзисторів мають однаковий потенціал, і транзистор, що задає струм, має з'єднання між затвором та стоком.

3.5.3 Резистори

Схема пристрою має в своєму складі однакові резистори. Саме від резисторів залежить температурна стабільність і точність вихідної напруги. Отже, при розробці топології резисторів необхідно забезпечити максимальну ідентичність резисторів, що мали б низьку чутливість до деформацій. Одним із підходів є додавання фіктивних резисторів, що згладжують крайові ефекти. Також, оскільки один резистор складається із певної кількості включених послідовно або паралельно менших за опором резисторів, необхідно чергувати між собою розміщення резисторів із різних віток ДОН. Січення та топологічне креслення полікремнієвого резистора показано на рис. 3.24.

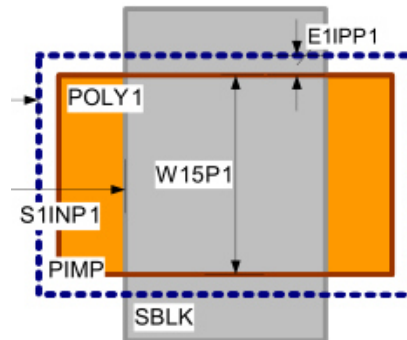
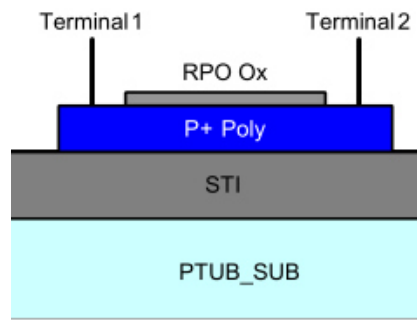


Рисунок 3.24 - Січення та топологічне креслення полікремнієвого резистора

Можливий варіант топологічного розміщення масиву резисторів показано на рисунку 3.25. Посередині між двома частинами прямокутні елементи – транзисторні ключі для тримування.

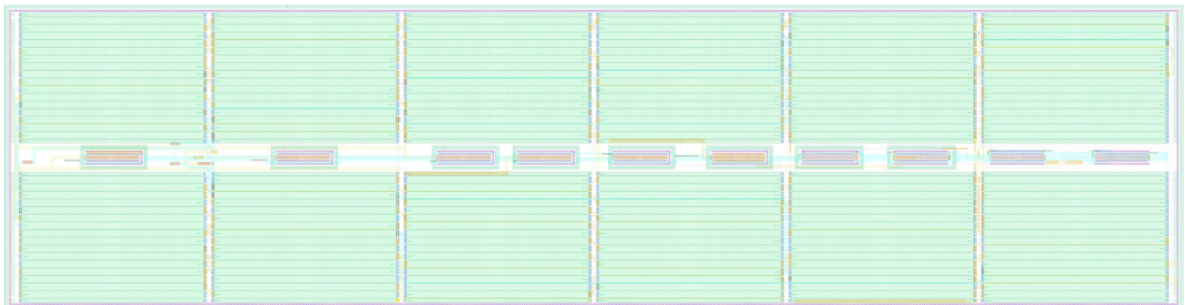


Рисунок 3.25 - Топологія масиву резисторів

По контуру масиву резисторів необхідно також розміщувати охоронне кільце Р типу та кільце діелектрику (DTI – deep trench isolation) для зменшення впливу шумів та завад на резистори зі сторони підкладки та поряд розміщених інших структур.

Варто зауважити, що площу отриманого ДОН можна зменшити, оскільки близько 70 % площі займають резистори. Так, зменшивши опір усіх резисторів у 2 рази, можна досягнути зменшення загальної площі приблизно на 35%, але при цьому зросте струм споживання у 2 рази.

3.6 Порівняння характеристик розробленого ДОН із існуючими аналогами

Для порівняння ключових характеристик ДОН, а саме точності і стабільності (ТКН), вибрано два підходи: порівняння із аналогами, запропонованими на наукових конференціях, статтях, журналах; порівняння із промисловими аналогами.

Для порівняння за допомогою першого підходу було здійснено пошук реалізації джерел опорної напруги останнього десятиліття, а також ті які найбільше схожі по характеристиках на спроектоване ДОН. А саме мінімальна напруга живлення близька до 1 В і рівень вихідної напруги близький до 500-700 мВ.

Результати порівняння наведені в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Порівняльна таблиця ключових характеристик спроектованого ДОН із запропонованими рішеннями у наукових стаття, на конференцях тощо.

	Розроблене ДОН	ДОН1[36]	ДОН2[37]	ДОН3[38]	ДОН4[39]
Мінімальна напруга живлення	900 мВ	950 мВ	700 мВ	700 мВ	750 мВ
Температурний діапазон	-40°C-150°C	-40°C-120°C	-40°C-120°C	0°C-80°C	-20°C-85°C
Струм споживання	36 мкА	10,1 мкА	-	-	17 мкА
Вихідна напруга	604 мВ	750 мВ	500 мВ	548 мВ	256 мВ
ТКН	22,3 $\frac{ppm}{^\circ C}$	131 $\frac{ppm}{^\circ C}$	75 $\frac{ppm}{^\circ C}$	148 $\frac{ppm}{^\circ C}$	40 $\frac{ppm}{^\circ C}$
Точність вихідної напруги	0,3 %	2,5 %	2 %	1,05 %	1,5 %

Із таблиці 3.3 видно, що спроектоване ДОН здатне працювати у ширшому на 30 °С температурному діапазоні, володіє майже у 2 рази кращим ТКН (стабільністю) у порівнянні із ДОН4. Також спроектоване ДОН володіє більш ніж у 3 рази кращою точністю вихідної напруги в порівнянні із ДОН3. При цьому недоліком спроектованого ДОН є більший струм споживання в порівнянні із наведеними аналогами.

Для порівняння спроектованого ДОН із існуючими промисловими аналогами було обрано найбільш широко використовувані представники компаній STMicroelectronics - TS4436 [40], Texas Instrument - TLV431A-Q1 [41], Analog Devices – ADR06 [42].

Порівняння характеристик наведено у таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 – Порівняльна таблиця ключових характеристик спроектованого ДОН із існуючими промисловими аналогами

	Розроблене ДОН	TS4436	TLV431A-Q1	ADR06
Мінімальна напруга живлення	900 мВ	1,7 В	1,24 В	3 В
Температурний діапазон	-40°C-150°C	-40°C-105°C	-40°C-125°C	-40°C-125°C
Струм споживання	36 мкА	150 мкА	80 мкА	650 мкА
Вихідна напруга	604 мВ	600 мВ	1,24 В	3 В
ТКН	22,3 $\frac{ppm}{^{\circ}C}$	150 $\frac{ppm}{^{\circ}C}$	161 $\frac{ppm}{^{\circ}C}$	25 $\frac{ppm}{^{\circ}C}$
Точність вихідної напруги	0,3 %	0,5 %	0,5 %	0,2 %

Із таблиці 3.4 порівнюючи спроектоване ДОН із першим представником, воно володіє в 1,6 разів кращою точністю вихідної напруги і більш ніж в 5 разів кращою стабільністю вихідної напруги. В порівнянні із другим представником спроектоване ДОН аналогічно володіє в 1,6 разів кращою точністю вихідної

напруги і більш ніж в 5 разів кращою стабільністю вихідної напруги. В порівнянні із третім представником спроектоване ДОН володіє на 10 % кращою стабільністю вихідної напруги, але при цьому точність вихідною напруги в 1,5 разів гірша аніж в третього представника. При цьому спроектоване ДОН має здатність працювати у ширшому температурному діапазоні на 25°C, аніж другий і третій представник, і на 45°C, аніж перший представник.

3.7 Моделювання впливу точності і стабільності вихідної напруги на результати обчислень АЦП

Найбільш поширеним застосуванням ДОН є використання його вихідної напруги як опорної для аналого-цифрових перетворювачів. У найпростішому вигляді модель АЦП може бути описана наступним рівнянням:

$$ADC_{OUT} = V_{IN} * \frac{M}{V_{REF}}, \quad (3.4)$$

де ADC_{OUT} – значення на виході АЦП;

V_{IN} – вхідна напруга, що вимірюється;

M – кількість рівнів квантування АЦП, $M = 2^n$, де n – розрядність АЦП;

V_{REF} – опорна напруга, що подається на АЦП.

Із формули (3.4) видно, що варіація опорної напруги обернено пропорційно впливає на значення на виході АЦП, а отже, погіршує точність.

Для підтвердження цього припустимо, що маємо АЦП розрядністю 12 біт. Отже, кількість рівнів квантування становить 4096. У такому випадку вага молодшого біта АЦП буде обраховуватися наступним чином:

$$LSB = \frac{V_{REFnom}}{M}, \quad (3.5)$$

де LSB - вага молодшого біта АЦП;

V_{REFnom} – опорна напруга за температури 25°C при номінальних умовах.

Із розділу 3.2.3 опорна напруга за температури 25°C при номінальних умовах становить 604 мВ. Отже, із формули (3.5) вага молодшого біта буде становити близько 147 мкВ. При девіації опорної напруги спроектованого ДОН у 2,1 мВ, девіація на виході АЦП при сталій вимірюваній напрузі у всьому температурному діапазоні буде становити близько 14-15 одиниць.

На рисунку 3.26 наведені результати моделювання найпростішої моделі АЦП у температурному діапазоні від -10 °С до +150 °С при сталій вимірюваній напрузі рівній 300 мВ. Очікувані результати значення на виході АЦП становлять згідно з (3.4) 2034. Із рис.3.26 видно, що значення на виході АЦП мають температурну залежність, схожу на залежність вихідної напруги ДОН. При цьому значення на виході АЦП при температурі 25°C співпадають із розрахунковими, а девіація значень на виході АЦП в залежності від температури становить 7 одиниць.

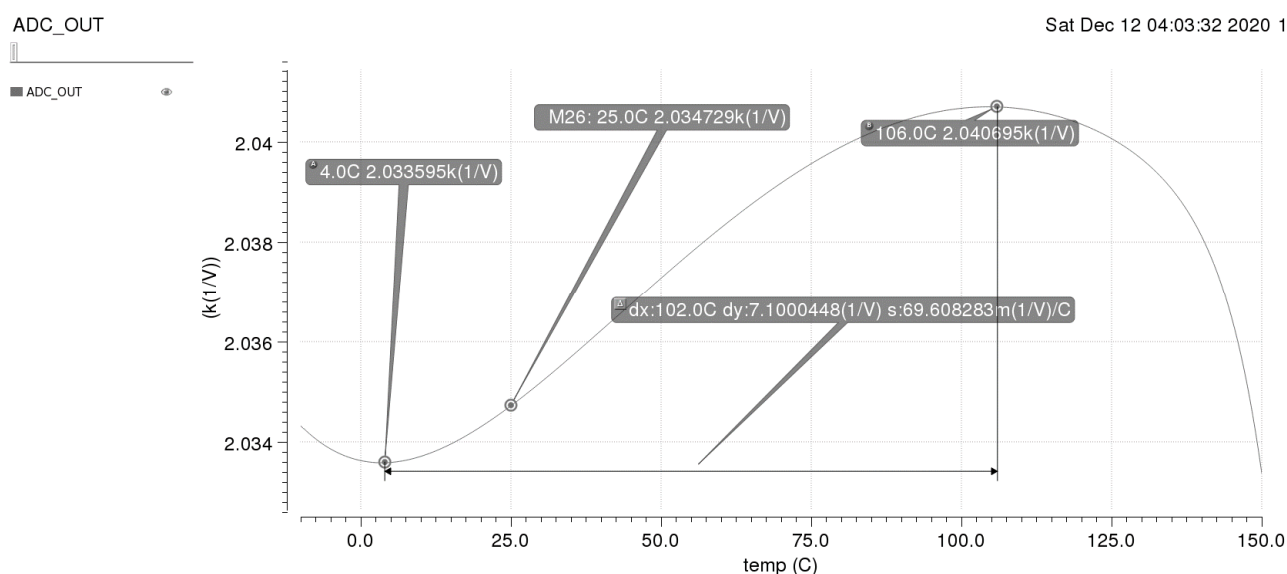


Рисунок 3.26 - Результати моделювання найпростішої моделі АЦП у температурному діапазоні від -10 °С до +150 °С при сталій вимірюваній напрузі рівній 300 мВ

Для дослідження впливу стабільності вихідної напруги ДОН було подано нульовий тримуючий код. У цьому випадку значення номінальної вихідної напруги

при 25°C становить 601,3 мВ, а ТКН становить $41 \frac{ppm}{^\circ C}$. Результати вихідних значень АЦП в залежності від температури наведені на рисунку 3.27.

Як видно із рисунку 3.27 значення виходу АЦП при температурі 25°C становить 2054 одиниці, що відрізняється від розрахункового на 20 одиниць, або на майже 1%, при цьому девація у заданому температурному діапазоні становить 14 одиниць, що вдвічі гірше, аніж у попередньому випадку.

Отже, можна зробити висновок, що точність і стабільність вихідної напруги ДОН мають вплив на роботу АЦП, як типового представника, що використовує ДОН. При чому погіршення температурної стабільності у 2 рази призводить до девіації значень на виході АЦП також у 2 рази більше.

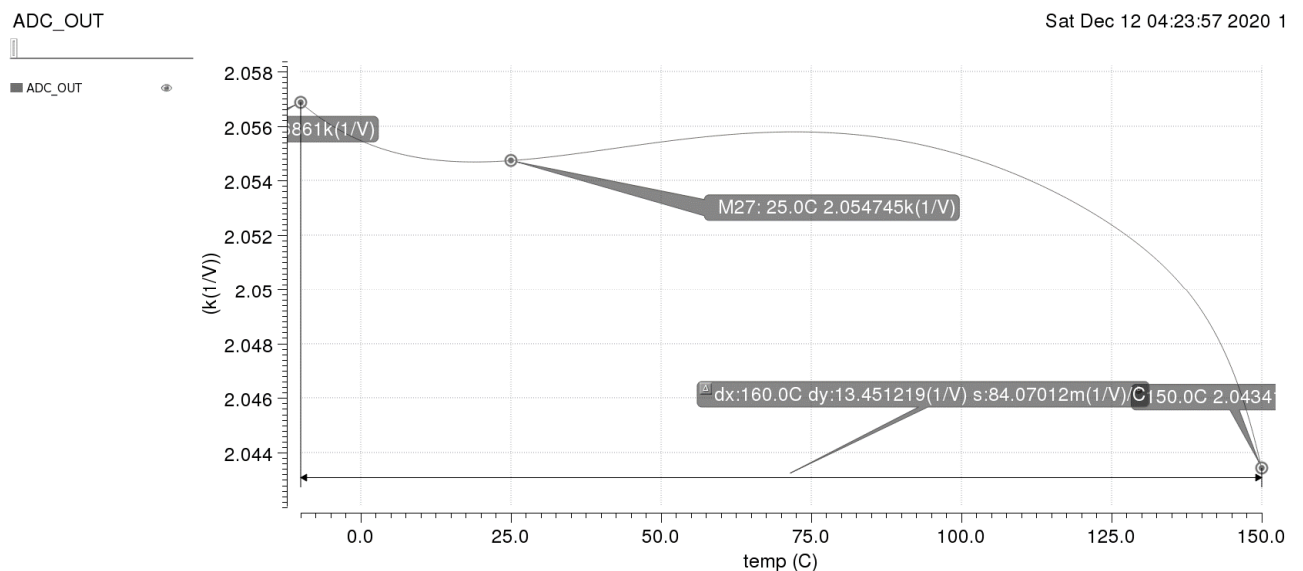


Рисунок 3.27 - Результати моделювання найпростішої моделі АЦП у температурному діапазоні від -10 °С до +150 °С при сталій вимірюваній напрузі рівній 300 мВ і погіршених характеристиках ДОН

Висновки до розділу 3

У третьому розділі було проведено моделювання роботи ДОН із використанням ідеалізованих моделей резисторів і операційних підсилювачів як компонентів ДОН, що вносять найбільшу похибку у точність і стабільність

вихідної напруги. Результати моделювання підтверджують працездатність ДОН. Також за допомогою використання моделі операційного підсилювача, параметрами якої можна керувати, було проведено ряд симуляцій, у яких змінними параметрами по черзі були вхідна напруга зміщення (V_{OS}), вихідний опір (R_{out}), коефіцієнт підсилення по напрузі (Gain), частотна смуга пропускання (GBW) операційних підсилювачів. Встановлено, що мінімальне значення для коефіцієнта підсилення операційного підсилювача становить 50 дБ, мінімальне значення частоти одиничного підсилення становить 500 кГц, вихідний опір ОП має бути більше ніж 100 Ом, а вхідна напруга зміщення не перевищувати значення 10 мВ. Отримані значення підтверджують правильність вибору вимог до операційних підсилювачів у розділі 2.3 і 2.4.

Було проведено ряд симуляцій розробленої схеми ДОН. За допомогою моделювання підтверджено коректну роботу схеми запуску і встановлено, що максимальний час встановлення вихідної напруги не перевищує 14 мкс. Також за допомогою моделювання встановлено, що оптимальним значенням тримуючого коду є 33. При цьому значення досягається досягається ТКН на рівні $22,3 \frac{ppm}{^\circ C}$, а значення точності вихідної напруги: ΔV_{REF} становить 0,3%. Процедурою моделювання знайдено мінімально допустиму напругу живлення, яка становить 900 мВ, а також максимальну напругу живлення, що становить 1,3 В. За допомогою Corner аналізу і Монте Карло аналізу підтверджено роботу схеми ДОН у всіх варіантах технологічних відхилень.

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.

Надано рекомендації з розробки топології ДОН. Встановлено, що за результатами оцінки площа спроектованого ДОН може займати близько 0,9 мм².

Виконано порівняння ключових характеристик спроектованого ДОН, а саме точності і стабільності вихідної напруги, із існуючими аналогами. Результати порівняння із запропонованими у літературі можливими підходами наступні: спроектоване ДОН здатне працювати у ширшому на 30 °С температурному діапазоні, володіє майже у 2 рази кращим ТКН (стабільністю) і більш ніж у 3 рази кращою точністю вихідної напруги. При цьому недоліком спроектованого ДОН є більший струм споживання в порівнянні із наведеними аналогами. Для порівняння спроектованого ДОН із існуючими промисловими аналогами вибрано представників компаній STMicroelectronics - TS4436, Texas Instrument - TLV431A, Analod Devices – ADR06. Спроектоване ДОН володіє в 1,6 разів кращою точністю вихідної напруги і більш ніж в 5 разів кращою стабільністю вихідної напруги, ніж варіант №1. В порівнянні із другим представником спроектоване ДОН аналогічно володіє в 1,6 разів кращою точністю вихідної напруги і більш ніж в 5 разів кращою стабільністю вихідної напруги. В порівнянні із третім представником спроектоване ДОН володіє на 10 % кращою стабільністю вихідної напруги, але при цьому точність вихідною напруги в 1,5 разів гірша аніж в третього представника. При цьому спроектоване ДОН має здатність працювати у ширшому температурному діапазоні на 25°С, аніж другий і третій представник, і на 45°С, аніж перший представник.

Також проведено моделювання впливу точності і стабільності вихідної напруги ДОН на точність перетворення АЦП. Встановлено, що точність і стабільність вихідної напруги ДОН мають вплив на роботу АЦП, як типового представника, що використовує ДОН. При чому погіршення температурної стабільності у 2 рази призводить до девіації значень на виході АЦП також у 2 рази більше.

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЄКТУ

4.1 Опис ідеї проєкту

Запропоновано використання архітектурного рішення, що 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 р-п-р біполярних транзистора, а I_{REF2} отримується із ДОН реалізованого на п-р-п 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. В результаті отримуємо температуро незалежний струм I_{REF} для компенсації температурної залежності вищих порядків напруги V_{BE} . Також у якості резистора, який бере участь у формуванні вихідної опорної напруги пропонується використати послідовне ввімкнення двох резисторів із протилежним за знаком температурним коефіцієнтом зміни опору. До архітектурно рішення додано можливість процедури тримування, що значно підвищує точність і стабільність вихідної напруги.

Далі послідовно проаналізовано та подано у вигляді таблиць: зміст ідеї; можливі напрямки застосування; основні переваги, які може отримати користувач товару та чим відрізняється від існуючих аналогів та замінників.

Висновки: в табл.4.1 наведено основні напрямки використання запропонованого рішення. Споживачами даної продукції можуть бути компанії, що спеціалізуються на проектуванні і виготовленні напівпровідникових приладів і пристроїв.

Таблиця 4.1 - Опис ідеї стартап-проєкту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Технологія покращення точності і стабільності вихідної напруги ДОН.	Виробництво напівпровідникових приладів і пристроїв	Отримані практичні результати можуть бути застосовані в галузі виробництва інтегральних мікросхем для побудови і виробництва джерела опорної напруги як незалежного компонента, так і у складі будь-якої комплексної системи, що вимагає прецензійної напруги живлення, що може бути отримана із джерела опорної напруги.

Таблиця 4.2 - Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проєкту

№ п/п	Техніко-економічні характеристики ідеї	(Потенційні) концепції конкурентів			W	N	S
		Мій проєкт	Конкурент 1	Конкурент 2			
1.	Вартість	середня	середня	висока		+	
2.	Струм споживання	середній	високий	високий		+	
3.	Точність вихідної напруги	висока	середня	середня			+
4.	Стабільність вихідної напруги	висока	середня	низька			+

В табл. 4.2 W – слабка сторона, N – нейтральна сторона, S – сильна сторона.

Висновки: у порівнянні із конкурентами, товар має перевагу у точності і стабільності вихідної напруги. При цьому струм споживання менший аніж у конкурентів.

4.2 Технологічний аудит ідеї проєкту

В табл. 4.3. описано технологічну здійсненність ідеї проєкту.

Таблиця 4.3 - Технологічна здійсненність ідеї проєкту

№ п/п	Ідея проєкту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1.	Проєктні роботи	Створення документації	Наявна	Доступна
2.	Схемотехнічні роботи	Проєктування схеми підвищення точності і стабільності вихідної напруги, враховуючи специфіку пристрою	Наявна	Доступна
3.	Створення програмного забезпечення	Наявність відповідного апаратного та програмного забезпечення	Наявна	Доступна
4.	Тестування та верифікація	Вимірювальне обладнання, тест-інженер	Відсутня	Доступна
Обрана технологія реалізації ідеї проєкту: можливо реалізувати ідею, за умови відшукання реального виконавця п.2–4				

4.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проєкту

В табл. 4.4. представлено попередню характеристики потенційного ринку стартап-проєкту.

Таблиця 4.4 - Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1.	Кількість головних гравців, од	5
2.	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	500 000
3.	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Стагнує
4.	Наявність обмежень для входу	Немає
5.	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	В залежності від специфікації замовника
6.	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	30 %
Ринок є рентабельним оскільки, кількість головних гравців мала, що у свою чергу свідчить про низьку конкуренцію та високу рентабельність		

В табл. 4.5. наведено характеристику потенційних клієнтів стартап-проекту.

Таблиця 4.5 - Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія	Відмінності у поведінці різних цільових груп	Вимоги споживачів до товару
1.	Збільшення точності і стабільності вихідної напруги ДОН	Виробники мікросхем спеціального призначення, виробники мікросхем загального призначення	Виробники мікросхем спеціального призначення мають різні вимоги. Інтеграція із існуючими системами	Енерго-ефективність, робота в великому діапазоні температур, висока точність і стабільність вихідної напруги

Висновки: формування ринку визначається потребою збільшення точності і стабільності вихідної напруги ДОН при можливості роботи у широкому діапазоні температур і з високою енергоефективністю. Основними споживачами продукту є виробники мікросхем спеціального і загального призначення.

В табл. 4.6. проаналізовано фактори загроз.

Таблиця 4.6 - Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1.	Конкуренція	Конкуренти – відомі на ринку компанії	Проведення потужної рекламної компанії
2.	Зміна стандартів виробництва	Технологія виробництва може зіткнутися із проблемою нових стандартів	Освоєння проектувальниками, інженерами нових стандартів і вирішення проблем, що з'являються
3.	Якісний	Несумісність технологій з технологічними процесами замовника	Адаптація технології виробництва або запровадження нових підходів до проектування.

Висновки: основними факторами загрози є конкуренція та зміна стандартів виробництва. Існуючі рішення вже мають певне ім'я на ринку, репутацію, споживачі. Зміна стандартів виробництва може поставити ряд нових проблем, на вирішення який потрібен час, а отже, це потенційно тимчасова втрата прибутку.

В табл. 4.7. проаналізовано фактори можливостей.

Таблиця 4.7 - Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1.	Зростання попиту	Низька ціна спричиняє зацікавленість до технології	Найм нових працівників, збільшення обсягів виробництва.
2.	Участь у виставках	Можливість демонстрації технології потенційним клієнтам	Відправляти спеціалістів на виставки
3.	Кооперація із лідерами ринку	Конкуренти запропонували об'єднання компаній	Оцінка можливих переваг та ризиків об'єднання
4.	Індивідуальне замовлення	Можливість додавати індивідуальні потреби для клієнтів	Проведення аналізу раціональності замовлення та можливість укладання нового контракту із заданими потребами

Висновки: сфера виробництва інтегральних мікросхем залишається завжди в попиті. Із збільшенням у світі процесів автоматизації попит на інтегральні мікросхеми лише зростає, а отже, потрібно закладати у виробництво потенційні можливості збільшення об'ємів виробництва.

В табл. 4.8. наведено результати ступеневого аналізу конкуренції на ринку.

Таблиця 4.8 - Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
Тип конкуренції: чиста	Мала кількість гравців на ринку	Покращувати технологію, збільшуючи її надійність

Продовження таблиці 4.8

За рівнем конкурентної боротьби: міжнародний	Конкуренти та замовник знаходяться в інших державах	Вихід на міжнародний ринок
За галузевою ознакою: внутрішньогалузева	Конкуренти працюють в одній галузі	Слідкувати за інноваціями конкурентів
Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Конкуренти пропонують технологію, що задовольняють одну і ту ж потребу	Покращення якості продукції
За характером конкурентних переваг: нецінова	Основними характеристиками є якість та надійність	Покращувати технологію
За інтенсивністю: не марочна	Роль бренду не має значення	Відсутня потреба у рекламі марки

Висновки: ринок є конкурентним, проте вид конкуренції є чистим, так як окремі гравці мало впливають на ціну товару. Конкурентний ринок є міжнародним та внутрішньогалузевим. Конкуренція за видами товарів – видова.

В табл. 4.9. наведено аналіз конкуренції в галузі за М. Портером.

Таблиця 4.9 - Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
Складові аналізу	Analog Devices Texas Instruments STMicroelectronics	Науково-дослідні роботи; інтелектуальна власність;	Постачальники ПЗ є незаміними	Контроль якості	Нові технологічні процеси
Висновки:	Середня інтенсивність конкурентної боротьби	Є можливості для входу. Є конкуренти.	Постачальники ПЗ не диктують умови роботи	Клієнтам необхідне підвищення надійності	Відсутні обмеження

Існує можливість для виходу на ринок за даної конкуренції. Для цього потрібно забезпечити високу якість та надійність технології і проводити дослідні роботи для покращення конкурентної ситуації.

В табл. 4.10. приведено обґрунтування факторів конкурентоспроможності.

Таблиця 4.10 - Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
1.	Собівартість	Низька собівартість – більша доступність кінцевого пристрою
2.	Надійність	Більша надійність ніж у конкурентів
3.	Адаптивність	Запропонований підхід може бути реалізований з різними технологічними процесами

В табл. 4.11. зображено порівняльний аналіз сильних та слабких сторін стартап-проєкту.

Таблиця 4.11- Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін стартап-проєкту

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів						
			-3	-2	-1	0	1	2	3
1.	Собівартість	15	+						
2.	Надійність	18				+			
3.	Адаптивність	15			+				

Висновки: аналізуючи табл. 4.11 можна зробити висновок, що запропонована система має більший рейтинг відносно конкурентів. Дана таблиця демонструє основні особливості продукту, які відрізняють його від конкурентів.

В табл. 4.12. представлено SWOT-аналіз стартап-проєкту.

Таблиця 4.12 - SWOT-аналіз стартап-проєкту

Сильні сторони: порівняно низька вартість, надійність, адаптивність	Слабкі сторони: проведення вдосконалення якості
Можливості: збільшення попиту Вихід на міжнародний ринок	Загрози: нові інноваційні технологічні відкриття Конкуренція

В табл. 4.13. представлено альтернативи ринкового впровадження проєкту.

Таблиця 4.13 - Альтернативи ринкового впровадження стартап-проєкту

№ п/п	Альтернатива ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1.	Максимізація спільного виграшу (кооперація)	Висока	6 місяців
2.	Максимізація власного виграшу (індивідуалізм)	Середня	24 місяці
3.	Суперництво	Середня	24 місяці

Висновки: було обрано кооперацію як альтернативну ринкову поведінку, так як за відносно невеликий термін існує велика імовірність отримання прибутку.

4.4 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проєкту

В табл. 4.14. наведено вибір цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 4.14 - Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу в сегмент
1.	Виробники мікросхем спеціального призначення	+	високий	висока	середня
2.	Виробники мікросхем загального призначення	+	середній	висока	низька

В результаті обидві групи клієнтів вибрані як цільові групи. На основі обраних груп клієнтів визначаємо стратегію диференційованого маркетингу.

В табл. 4.15. зображено процедуру визначення базової стратегії розвитку.

Таблиця 4.15 - Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проєкту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкуренто-спроможні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку
1.	Робота з індивідуальними вимогами замовника	Диференційований маркетинг	Своєчасне задоволення індивідуальних вимог замовника	Стратегія диференціації

В табл. 4.16. зображено процедуру визначення базової стратегії конкурентної поведінки.

Таблиця 4.16 - Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проєкт «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента і які?	Стратегія конкурентної поведінки
1.	Ні	Шукати нових та забирати існуючих	Не буде	Виклик лідера

Висновки: оскільки на ринку вже є проєкти-конкуренти, компанія може обрати стратегію виклику лідера, так як проєкт має переваги. Також можлива колаборація з конкурентами для досягнення кращого успіху, адже система є новою та ще тільки вивчається та досліджується. Можливість об'єднати зусилля дає змогу в майбутньому краще засвоїти це направлення та створювати кращі системи.

В табл. 4.17. зображено процедуру визначення стратегії позиціонування.

Таблиця 4.17 - Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкуренто-спроможні позиції власного стартап-проєкту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проєкту
1.	Довготривалі ефективність та надійність	Стратегія диференціації	Задоволення індивідуальних вимог замовника за ціною нижчою, ніж у конкурентів	Індивідуальний підхід, надійність

4.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проєкту

В табл. 4.18. зображено процедуру визначення ключових переваг концепції потенційного товару.

Таблиця 4.18 - Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1.	Високоточне та стабільне джерело опорної напруги	Висока точність і стабільність вихідної напруги джерела опорної напруги	Ціна, продуктивність, надійність

Висновки: визначившись з основними перевагами концепції товару, можливе створення відповідної рекламної кампанії для кінцевих клієнтів.

В табл. 4.19. описано три рівнів моделі товару.

Таблиця 4.19 - Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні послуги	Сутність та складові		
1. Товар за задумом	Технологія досягнення високої точності і стабільності вихідної напруги ДОН		
2. Товар у реальному виконанні	Властивості/ характеристики	М/Нм	Вр/Тх/Тл/Е/Ор
	1. Енергоефективність	М	Тх
	2. Надійність	М	Тх
	3. Адаптивність	М	Тх
	Якість: відповідно до ISO 26262		
Пакування: файли з інформацією, технічна документація			
Марка: «VoltRef»			
3. Товар із підкріпленням	Сертифікат відповідності		
	Сервісне обслуговування		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: товар захищатиметься шляхом його патентування			

Висновки: шляхом патентування товару створюється захист від його копіювання. Також закладені характеристики на другому рівні товару роблять його досить унікальним та конкурентоспроможним.

В табл. 4.20. наведено визначення меж встановлення цін.

Таблиця 4.20 - Визначення меж встановлення цін

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на послугу
1.	\$30000–60000	\$25000–60000 /шт.	\$1М-500М/рік.	\$20000–25000

Висновки: обрано середню категорію цін, адже занадто велика ціна відлякує споживачів, проте занадто низька ціна може навести на думку, що товар не є належної якості.

В табл. 4.21. представлено формування системи збуту.

Таблиця 4.21 - Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1.	Продаж	Реалізація технологічного рішення в технологічному процесі замовника за узгодженою специфікацією	Нульового рівня	Безпосередній (прямий)

Висновки: основним каналом збуту є продаж товару. На старті компанії очікуються відносно невеликі об'єми виробництва, тому на даному етапі можливо обійтись без посередників і продавати товар напряму клієнтам. Саме тому було обрано нульовий рівень глибини каналу збуту та пряму систему збуту.

В табл. 4.22. запропоновано концепцію маркетингових комунікацій.

Таблиця 4.22 - Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1.	Шукають нові рішення, які можуть довгий час залишатися актуальними	Конференції, міжнародні виставки і презентації, через особистих спеціалістів	Надійність, точність, стабільність	Показати можливості запропонованої системи	Демонстрація результатів використання системи

Висновки: маркетингова кампанія відбувається за рахунок соціальних контактів, а саме конференцій, виставок, презентацій. Метою даних оголошень є донести усі перспективи та можливості даної системи для користувача.

Висновки до розділу 4

Розроблено перший етап майбутнього стартап-проекту, як можливість реалізації наукової роботи в реальному житті. Зміст ідеї проекту показано за допомогою розгляду потенційних клієнтів. Розглянуто існуючих гравців-конкурентів на ринку продукції даного класу. Проведено аналіз сильних і слабких сторін, що дав можливість виділити ключові аспекти, на яких слід робити акцент. Проведено технічний аудит проекту та визначено технологічні аспекти. Проведено аналіз ринку, який показав, що імплементація проекту можлива, на ринку існує конкуренція, але можливість входу існує. Для отримання потенційних клієнтів необхідно проводити рекламну кампанію, щоб скласти конкуренцію на ринку. У рекламній кампанії робити акценти на сильні сторони запропонованого продукту та необхідність обрати саме запропоноване рішення. Отже, приведені у таблицях 4.1-4.22 аналіз показує, що продукт є конкуренто спроможним, ринок є рентабельним, цільовою аудиторією є виробники мікросхем спеціального та загального призначення, і як результат імплементація проекту є рентабельною.

Загальні висновки

В дисертаційній роботі вирішено актуальну та важливу науково-прикладну задачу підвищення точності та стабільності вихідної напруги ДОН шляхом побудови джерела опорної напруги із компенсацією температурної залежності вищих порядків. Під час виконання дослідження отримано наступні наукові та практичні результати:

1. Проаналізовано сучасний стан ДОН. Встановлено, що до ДОН висувають ряд вимог: вони повинні мати низьку чутливість 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 вимогам до застосування. Проведено аналіз основних параметрів, що характеризують роботу джерел опорної напруги. Встановлено, що ключовими є напруга живлення, вихідна напруга, температурний коефіцієнт вихідної напруги. Проведено аналіз існуючих методів компенсації температурної залежності.

2. Проведено аналіз існуючих підходів до побудови архітектури джерел опорної напруги. Встановлено, що кожен із розглянутих підходів має свої недоліки, тому постає необхідність покращення існуючих варіантів, або розробки власної архітектури, що задовольняла б поставленим критеріям. Проведено патентний пошук існуючих рішень. Виділено ключові переваги і недоліки найближчих аналогів. 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. Отже, постає необхідність розробки методів зменшення цього впливу.

3. Запропоновано метод підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги шляхом введення процедури компенсації температурної залежності другого порядку, яка реалізується за допомогою використання двох типів джерел опорної напруги на основі n-p-n і p-n-p біполярних транзисторів та використання у

якості резистора навантаження двох послідовно з'єднаних резисторів із протилежними за знаками температурними коефіцієнтами опору, що дало змогу отримати близьке до незалежного від температури значення опору навантаження.

4. Запропоновано використання тримованих резисторів, які можуть бути використані для калібрування точності і стабільності вихідної напруги після етапу виготовлення інтегральних мікросхем, що забезпечує налаштування значень характеристик на потрібні.

5. Розроблено нову структурно-функціональну організацію ДОН, яка реалізує зазначений вище метод та дозволила на її основі розробити нову імітаційну модель на основі ідеальних моделей ключових елементів. Структурно-функціональна схема складається з: джерела опорної напруги, реалізованого на n-p-n біполярних транзисторах, джерела опорної напруги, реалізованого на p-n-p біполярних транзисторах, резистора навантаження R_{LOAD} , що складається із двох послідовно ввімкнених опорів із протилежними за знаком температурними коефіцієнтами опору, схеми зміщення, що містить в собі фільтр нижніх частот по лінії живлення, схеми запуску. Для розробленої структурної схеми спроектовано схему електричну принципову ДОН, а також розроблено всі необхідні компоненти. Здійснено всі необхідні розрахунки, проведено моделювання, що підтверджує працездатність схеми і проведені розрахунки. Моделювання здійснювалося у середовищі проектування Cadence Virtuoso.

6. Проведено моделювання роботи ДОН із використанням ідеалізованих моделей резисторів і операційних підсилювачів як компонентів ДОН, що вносять найбільшу похибку у точність і стабільність вихідної напруги. Результати моделювання підтверджують працездатність ДОН. Також за допомогою використання моделі операційного підсилювача було проведено ряд симуляцій, з яких встановлено, що мінімальне значення для коефіцієнта підсилення операційного підсилювача становить 50 дБ, мінімальне значення частоти одиничного підсилення становить 500 кГц, вихідний опір ОП має бути більше ніж 100 Ом, а вхідна напруга зміщення не перевищувати значення 10 мВ.

7. Проведено ряд симуляцій розробленої схеми ДОН. За допомогою моделювання підтверджено коректну роботу схеми запуску і встановлено, що максимальний час встановлення вихідної напруги не перевищує 14 мкс, оптимальним значенням тримуючого коду є 33. При цьому значенні досягається ТКН на рівні $22,3 \frac{ppm}{^{\circ}C}$, а значення точності вихідної напруги ΔV_{REF} становить 0,3%. Процедурою моделювання знайдено мінімально допустиму напругу живлення, яка становить 900 мВ, а також максимальну напругу живлення, що становить 1,3 В. За допомогою Corner аналізу і Монте Карло аналізу підтверджено роботу схеми ДОН у всіх варіантах технологічних відхилень.

8. 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.

9. Надано рекомендації з розробки топології ДОН. Встановлено, що за результатами оцінки площа спроектованого ДОН може займати близько $0,9 \text{ мм}^2$.

10. Виконано порівняння ключових характеристик спроектованого ДОН, а саме точності і стабільності вихідної напруги, із існуючими аналогами. Результати порівняння із запропонованими у літературі можливими підходами наступні: спроектоване ДОН здатне працювати у ширшому на $30^{\circ}C$ температурному діапазоні, володіє майже у 2 рази кращим ТКН (стабільністю) і більш ніж у 3 рази кращою точністю вихідної напруги. При цьому, недоліком спроектованого ДОН є більший струм споживання в порівнянні із наведеними аналогами. Для порівняння спроектованого ДОН із існуючими промисловими аналогами вибрано представників компаній STMicroelectronics - TS4436, Texas Instrument - TLV431A, Analod Devices – ADR06. Спроектоване ДОН володіє в 1,6 разів кращою точністю вихідної напруги і більш ніж в 5 разів кращою стабільністю вихідної напруги, ніж варіант №1. У порівнянні із другим представником спроектоване ДОН аналогічно

володіє в 1,6 разів кращою точністю вихідної напруги і більш ніж в 5 разів кращою стабільністю. У порівнянні із третім представником спроектоване ДОН володіє на 10 % кращою стабільністю вихідної напруги, але при цьому точність вихідною напруги в 1,5 разів гірша аніж в третього представника. При цьому спроектоване ДОН має здатність працювати у ширшому температурному діапазоні на 25°C, аніж другий і третій представник, і на 45°C, аніж перший представник.

11. Проведено моделювання впливу точності і стабільності вихідної напруги ДОН на точність перетворення АЦП. Встановлено, що точність і стабільність вихідної напруги ДОН мають вплив на роботу АЦП, як типового представника, що використовує ДОН. При чому погіршення температурної стабільності у 2 рази призводить до девіації значень на виході АЦП також у 2 рази більше.

12. Розроблено та проаналізовано стартап-проект, який встановив доцільність комерціалізації проекту.

Вищевикладене дозволяє зробити висновок, що завдання на магістерську дисертацію виконано в повному обсязі, а її мета досягнута.

Наукові та практичні результати дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на XIII міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка – 2020» (14-16 квітня 2020р.), а також впроваджено у ФОП «Сахаров Д.Ю.».

За матеріалами дисертації опубліковано 3 друковані праці:

- Цимбал О. В. Методи компенсації температурної залежності вихідної напруги в джерелах опорної напруги інтегральних мікросхем // Електронна і акустична інженерія. – Том 3, №1. –К.:КПІ ім. І. Сікорського, 2020. – С.23-28. [21];
- у Міжнародному періодичному науковому журналі [43] - Modern engineering and innovative technologies, том 3, №11 2020 р., с.21 – 32.
- у фаховому виданні України категорії «Б» [22] - Цимбал О. В. Моделювання впливу параметрів основних компонентів джерел опорної напруги на вихідну напругу / О. В. Цимбал, В. П. Корнєв. // Проблеми інформатизації та управління. – 2020. – С. 83–94.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

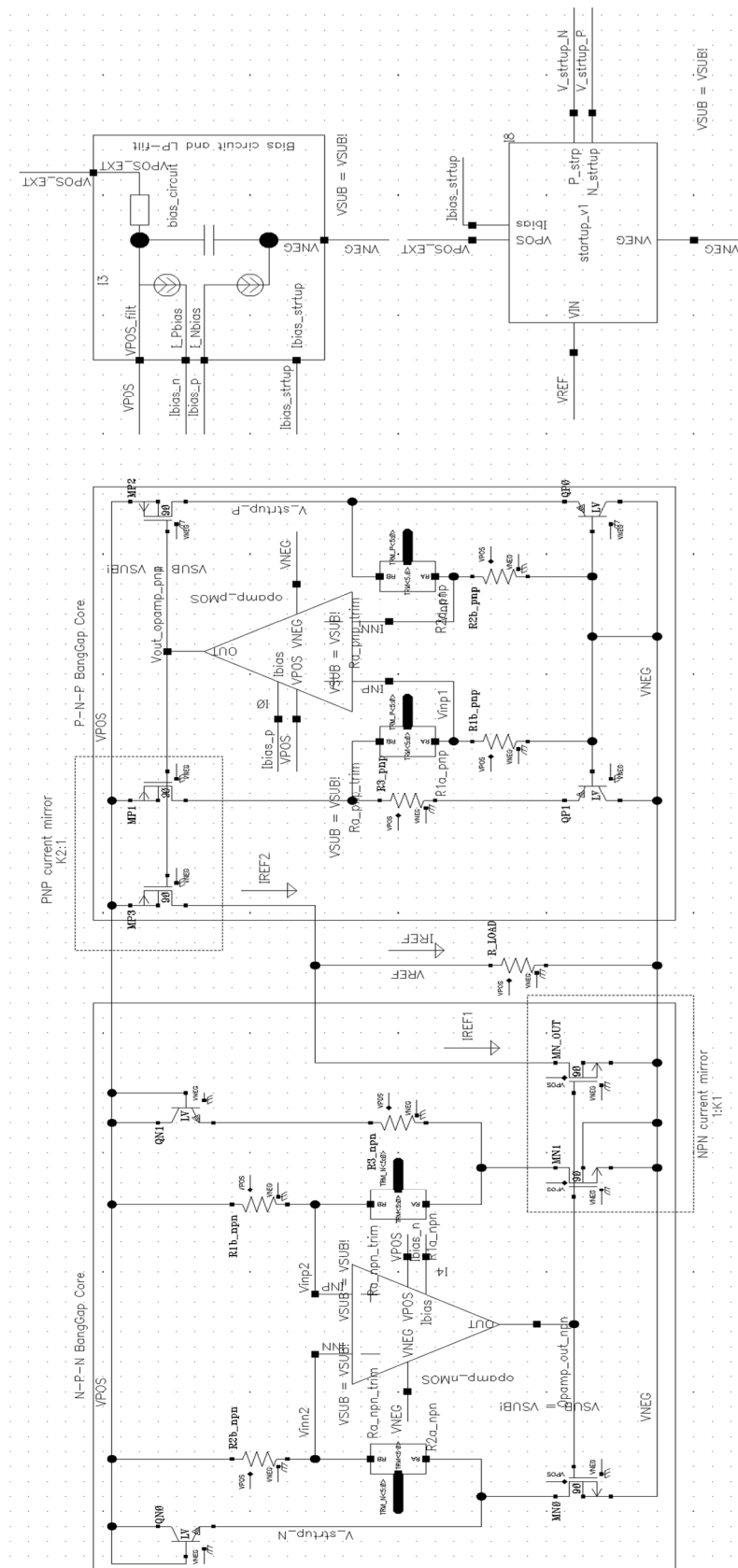
1. Джерело опорної напруги. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Voltage_reference
2. K. N. Leung and K. T. Mok, “A sub-1-V 15-ppm= C CMOS bandgap voltage reference without requiring low threshold voltage device,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, no. 4, pp. 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, no. 11, pp. 1790–1806, Nov. 1997.
4. P. Malcovati, F. Maloberti, M. Pruzzi, and C. Fiacchi, “Curvature compensated BiCMOS bandgap with 1-V supply voltage,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 36, no. 7, pp. 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 до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Boltzmann_constant
7. Precision voltage references. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/slyt183/slyt183.pdf>
8. P. Brokaw, “A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference”, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 9, pp. 388-393, Dec. 1974
9. Phillip E. Allen and Douglas R. Holberg, “CMOS Analog Circuit Design”, Oxford University Press, 2002
10. K. Kuijk, “A Precision Reference Voltage Source”, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 8, pp. 222-226, June 1973.
11. D. Mietus, “Reference Voltage Circuit Having a Substantially Zero Temperature Coefficient”, US Patent No. 5666046, Sept. 1997
12. Jong Mi Lee, Youngwoo Ji, Seungnam Choi, Young-Chul Cho, Seong-Jin Jang, Joo Sun Choi, Byungsub Kim, Hong-June Park and Jae-Yoon Sim, “A 29Nw Bandgap Reference Circuit”, International Solid-State Circuits Conference, Feb 2015

13. US20020093325A1 « Low voltage bandgap reference circuit ». Peicheng Ju,2001. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/3ndond7>
14. EP 1041480 B1/№ US 277920 « Band gap reference voltage source and method for its operation». KUTTNER FRANZ ,2001. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/348xwvY>
15. EP 0401280 B1 « METHOD FOR TRIMMING A BANDGAP VOLTAGE REFERENCE CIRCUIT WITH CURVATURE CORRECTION ». BROKAW, A., Paul, 1990. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2KetyL7>
16. US 8106707 B2 « Curvature compensated bandgap voltage reference ». Vipul KATYAL, Mark Rutherford,2009. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/3gFaWQH>
17. Guang Ge ; Cheng Zhang ; Gian Hoogzaad ; Kofi A. A. Makinwa, “A Single-Trim CMOS Bandgap Reference With a 3σ Inaccuracy of $\pm 0.15\%$ From -40°C to 125°C ,” IEEE Journal of Solid-State Circuits (Volume: 46 , Issue: 11 , Nov. 2011)
18. M. Pertijs, K. Makinwa, and J. Huijsing, “A CMOS smart temperature sensor with an inaccuracy of 0.1 C from C to 125 C,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 12, pp. 2805–2815, Dec. 2005.
19. G. Wang and G. C. M. Meijer, “The temperature characteristics of bipolar transistors fabricated in CMOS technology,” Sensors and Actuators (A), pp. 81–89, Dec. 2000.
20. G. C. M. Meijer, “Thermal sensors based on transistors,” Sensors Actuators, vol. 10, pp. 103–125, Sep. 1986.
21. Цимбал О. В. Методи компенсації температурної залежності вихідної напруги в джерелах опорної напруги інтегральних мікросхем [Текст] // Електронна і акустична інженерія. – Том 3, №1. –К.:КПІ ім. І. Сікорського, 2020. – С.23-28.
22. Цимбал О. В. Моделювання впливу параметрів основних компонентів джерел опорної напруги на вихідну напругу / О. В. Цимбал, В. П. Корнєв. // Проблеми інформатизації та управління. – 2020. – С. 83–94. DOI: [10.18372/2073-4751.63.15002](https://doi.org/10.18372/2073-4751.63.15002)

23. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 5th Edition 5th Edition / P. R.Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer. – New York: Wiley, 2009. – 896 с. – (5th edition). ISBN: 0470245999
24. K.N. Leung, K. T. Moke, and C. Y. Leung, “A 2-V 23-A curvature-compensated CMOS bandgap voltage reference,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, no. 3, pp. 561–564, Mar. 2003. DOI: 10.1109/JSSC.2002.808328
25. Ramana P. V. What is Six Sigma? [Электронный ресурс] / Ramana – Режим доступа до ресурсу: <https://sixsigmastudyguide.com/what-is-six-sigma/>.
26. A. Boni, “Op-Amps and Startup Circuits for CMOS Bandgap References With Near 1-V Supply,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 37, no. 10, pp. 1339–1341, Oct. 2002.
27. Sansen Willy M. C. Analog Design Essentials / Sansen Willy M. C.. – US: Springer, 2006. – 786 с. – (First Edition). ISBN: 978-0-387-25746-4
28. Денисенко В.В. Моделирование МОП транзисторов методологический аспект. / Компоненты и технологии / 2004, №7 – С. 26-29.
29. Verilog-A Reference Manual [Электронный ресурс] // Agilent Technologies. – 2004. – Режим доступа до ресурсу: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/ads2004a/pdf/verilogaref.pdf>.
30. SPICE Analysis Fundamentals [Электронный ресурс]. – 2020. – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2KkNjkl>
31. Dennis Fitzpatrick. Transient Analysis [Электронный ресурс] / Dennis Fitzpatrick // ScienceDirect. – 2018. – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/348lAdt>
32. US 6,462,612 B1 « Chopper stabilized bandgap reference circuit to cancel offset variation». Jeongjin Roh, Vijayakumaran V. Nair, 2001. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/3mewi8o>
33. Linear Regression. Help Center MathWork. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/3nm8P6d>
34. Buddhika Abesingha Gabriel Voltage Shift in Plastic-Packaged Bandgap References / A. Rincón-Mora, and David Briggs // [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: http://users.ece.gatech.edu/rincon-mora/publicat/jrnls/tcasi01_bg_pack.pdf

35. Е. КИРИЛЛОВА, Построение топологии токовых зеркал / Компоненты и технологии. 2008. № 5 – С. 128 – 131.
36. Yuichi Okuda, Takayuki Tsukamoto, Mitsuru Hiraki, Masashi Horiguchi, “A Trimming-Free CMOS Bandgap-Reference Circuit with Sub-1-V-Supply Voltage Operation”, 2007 IEEE Symposium on VLSI Circuits, 14-16 June 2007.
DOI: [10.1109/VLSIC.2007.4342675](https://doi.org/10.1109/VLSIC.2007.4342675).
37. Aatmesh Shrivastava; Kyle Craig; Nathan E. Roberts; David D. Wentzloff; Benton H. Calhoun, “5.4 A 32nW bandgap reference voltage operational from 0.5V supply for ultra-low power systems”, 2015 IEEE International Solid-State Circuits Conference - (ISSCC) Digest of Technical Papers, 22-26 Feb. 2015.
DOI: [10.1109/ISSCC.2015.7062942](https://doi.org/10.1109/ISSCC.2015.7062942)
38. Yuji Osaki; Tetsuya Hirose; Nobutaka Kuroki; Masahiro Numa, “1.2-V Supply, 100-nW, 1.09-V Bandgap and 0.7-V Supply, 52.5-nW, 0.55-V Subbandgap Reference Circuits for Nanowatt CMOS LSIs”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, Issue: 6, June 2013. **DOI:** [10.1109/JSSC.2013.2252523](https://doi.org/10.1109/JSSC.2013.2252523)
39. Vadim Ivanov; Johannes Gerber; Ralf Brederlow, “An ultra low power bandgap operational at supply as low as 0.75V”, 2011 Proceedings of the ESSCIRC (ESSCIRC), 12-16 Sept. 2011. **DOI:** [10.1109/ESSCIRC.2011.6044935](https://doi.org/10.1109/ESSCIRC.2011.6044935)
40. TS4436. STMicroelectronics. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://www.st.com/en/power-management/ts4436.html>.
41. TLV431A-Q1. Texas Instrument. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://www.ti.com/product/TLV431A-Q1>
42. ADR06. Analog Devices. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/ADR01_02_03_06.pdf
43. Modern engineering and innovative technologies, том 3, №11 2020 р., с.21 – 32. DOI:10.30890/2567-5273.2020-11-03. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://www.moderntechno.de/index.php/meit/issue/view/meit11-03/meit11-03>

Додаток А Схема електрична принципова джерела опорної напруги



Додаток Б Лістинг вихідного коду Verilog-A моделі операційного підсилювача

```
// VerilogA for MasterThesis_Models, DiffAmp, veriloga
`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"

module DiffAmp (Vinp, Vinn, Vout, VPOS, VNEG) ;
// PINS
    inout Vinp, Vinn;
//  vin_p - positive or non-inverting input
//  vin_n - negative or inverting input
    inout VPOS, VNEG; // Supply rails
    output Vout; // Output

    electrical Vinp, Vinn, Vout, VPOS, VNEG;

// INSTANCE PARAMETERS:
//  gain = Open loop voltage gain, or DC voltage gain
    parameter real    gain = 1000.0 exclude 0.0;
//  ibias = Input bias current, the value is the same for
// both inputs [A]
    parameter real    ibias = 0.0n;
//  pole_freq = Dominant pole frequency, or first corner
// frequency, eg. point where gain begins to roll of by 6 dB /
// octave [Hz]
    parameter real    pole_freq = 1.2;
//  rin = Differential input resistance, or resistance
// measured between both inputs [ohms]
```

```

parameter real      rin = 12.0M exclude 0.0;
//      rout = Single ended output resistance [ohms]
parameter real      rout = 75.0;
//  vin_offset = Input offset voltage, the voltage required for
// 0 volts output [V]
parameter real vin_offset = 0.0u;
//      vsoft = Output soft clipping point, measured from the
// supply rails [V]
parameter real      vsoft = 0.25;
// additional parameters
parameter real slew_rate = 0.05e6;
parameter real iout_max = 10e-6;
parameter real GBW = 1e8;

// INTERNAL NODES
      electrical cout; // internal node

// LOCAL VARIABLES: (Comment each one)
      real Vin_val; // input diff voltage
      real c1, r1; // for dominant pole
      real r_rout;
      real gm_nom; // first stage gm = gain/rout (as Gain=Rout*gm)

//=====
=====

      analog begin
          @(initial_step) begin
              c1 = iout_max / slew_rate;
              gm_nom = `M_TWO_PI * GBW * c1;

```

```

        r1 = gain / gm_nom;
        r_rout = rout;
end

    Vin_val = V(Vinp, Vinn) + vin_offset;

// ----- Input Stage
    I(Vinp) <+ ibias;
    I(Vinn) <+ ibias;
    I(Vinp, Vinn) <+ Vin_val / rin;

// ----- Gm stage
    I(cout) <+ -gm_nom * Vin_val;
// ----- Dominant Pole.
    I(cout) <+ c1 * ddt(V(cout));
    I(cout) <+ V(cout) / r1;

// ----- Output Stage.
    I(Vout) <+ -V(cout) / r_rout;
    I(Vout) <+ V(Vout) / r_rout;

// ----- Soft Output Limiting.
    if (V(Vout) > (V(VPOS) - vsoft))
    I(Vout) <+ gm_nom*(V(Vout, VPOS)+vsoft);
        else if (V(Vout) < (V(VNEG) + vsoft))
    I(Vout) <+ gm_nom*(V(Vout, VNEG)-vsoft);

end
endmodule

```

Додаток В Лістинг програмного коду MATLAB для регресійного аналізу

Файл regression_analysis.m

```
%% I_REF_OUT calculation
```

```
[TEMP, I_REF_OUT] = csvimport('I_REF_OUT.csv', 'columns', {'X', 'Y'});
```

```
TEMP_2 = TEMP.*TEMP;
```

```
TEMP_3 = TEMP.^3;
```

```
TEMP_4 = TEMP.^4;
```

```
TEMP_IN = [ones(size(TEMP)) TEMP TEMP_2 TEMP_3 TEMP_4];
```

```
b_out = regress(I_REF_OUT,TEMP_IN);
```

```
YFIT = b_out(1) + TEMP.*b_out(2) + TEMP_2.*b_out(3) + TEMP_3.*b_out(4) +  
TEMP_4.*b_out(5);
```

```
plot(TEMP,I_REF_OUT,'g',TEMP,YFIT,'b--', 'LineWidth',2);
```

```
legend('Simulated IREF OUT','Interpolated IREF OUT','Location','southeast');
```

```
%% I_REF_PNP_OUT calculation
```

```
[I_REF_PNP] = csvimport('I_REF_PNP_OUT.csv', 'columns', {'Y'});
```

```
b_pnp = regress(I_REF_PNP,TEMP_IN)
```

```
figure()
```

```
YFIT_pnp = b_pnp(1) + TEMP.*b_pnp(2) + TEMP_2.*b_pnp(3) + TEMP_3.*b_pnp(4)  
+ TEMP_4.*b_pnp(5);
```

```
plot(TEMP,I_REF_PNP,'g',TEMP,YFIT_pnp,'b--', 'LineWidth',2);
```

```
legend('Simulated IREF PNP','Interpolated IREF PNP','Location','southeast');
```

```
%% I_REF_PNP_NPN calculation
```

```
[I_REF_NPN] = csvimport('I_REF_NPN1.csv', 'columns', {'Y'});
```

```
b_npn = regress(I_REF_NPN,TEMP_IN)
```

```
figure()
```

```

YFIT_npn = b_npn(1) + TEMP.*b_npn(2) + TEMP_2.*b_npn(3) + TEMP_3.*b_npn(4)
+ TEMP_4.*b_npn(5);
plot(TEMP,I_REF_NPN,'g',TEMP,YFIT_npn,'b--', 'LineWidth',2);
legend('Simulated IREF NPN','Interpolated IREF NPN','Location','southeast');

```

```

%% I_REF_NPN_IN calculation

```

```

[I_IN_NPN] = csvimport('I_IN_NPN.csv', 'columns', {'Y'});
b_in_npn = regress(I_IN_NPN,TEMP_IN)
figure()
YFIT_in_npn = b_in_npn(1) + TEMP.*b_in_npn(2) + TEMP_2.*b_in_npn(3) +
TEMP_3.*b_in_npn(4) + TEMP_4.*b_in_npn(5);
plot(TEMP,I_IN_NPN,'g',TEMP,YFIT_in_npn,'b--', 'LineWidth',2);
legend('Simulated IREF from NPN','Interpolated IREF from NPN','Location','southeast');

```

```

%% I_REF_PNP_IN calculation

```

```

[I_IN_PNP] = csvimport('I_IN_PNP.csv', 'columns', {'Y'});
b_in_pnp = regress(I_IN_PNP,TEMP_IN)
figure()
YFIT_in_pnp = b_in_pnp(1) + TEMP.*b_in_pnp(2) + TEMP_2.*b_in_pnp(3) +
TEMP_3.*b_in_pnp(4) + TEMP_4.*b_in_pnp(5);
plot(TEMP,I_IN_PNP,'g',TEMP,YFIT_in_pnp,'b--', 'LineWidth',2);
legend('Simulated IREF from PNP','Interpolated IREF from PNP','Location','southeast');

```

Файл csvimport.m

```

function varargout = csvimport( fileName, varargin )
% CSVIMPORT reads the specified CSV file and stores the contents in a cell array or
matrix
%
% The file can contain any combination of text & numeric values. Output data format
will vary

```

% depending on the exact composition of the file data.

%

% CSVIMPORT(fileName): fileName - String specifying the CSV file to be read. Set to

% [] to interactively select the file.

%

% CSVIMPORT(fileName, ...) : Specify a list of options to be applied when importing the CSV file.

% The possible options are:

% delimiter - String to be used as column delimiter. Default value is , (comma)

% columns - String or cell array of strings listing the columns from which data is to be extracted. If omitted data from all columns in the file is imported. If file does not contain a header row, the columns parameter can be a numeric array listing column indices from which data is to be extracted.

% outputAsChar - true / false value indicating whether the data should be output as characters. If set to false the function attempts to convert each column into a numeric array, it outputs the column as characters if conversion of any data element in the column fails. Default value is false.

% uniformOutput - true / false value indicating whether output can be returned without encapsulation in a cell array.

% This parameter is ignored if the columns / table cannot be converted into a matrix.

% noHeader - true / false value indicating whether the CSV

```

%           file's first line contains column headings. Default
%           value is false.
%           ignoreWSpace - true / false value indicating whether to ignore
%           leading and trailing whitespace in the column
%           headers; ignored if noHeader is set to true.
%           Default value is false.
%
% The parameters must be specified in the form of param-value pairs, parameter names
are not
% case-sensitive and partial matching is supported.
%
% [C1 C2 C3] = CSVIMPORT( fileName, 'columns', {'C1', 'C2', 'C3'}, ... )
% This form returns the data from columns in output variables C1, C2 and C3
respectively, the
% column names are case-sensitive and must match a column name in the file exactly.
When fetching
% data in column mode the number of output columns must match the number of
columns to read or it
% must be one. In the latter case the data from the columns is returned as a single cell
matrix.
%
% [C1 C2 C3] = CSVIMPORT( fileName, 'columns', [1, 3, 4], 'noHeader', true, ... )
% This form returns the data from columns in output variables C1, C2 and C3
respectively, the
% columns parameter must contain the column indices when the 'noHeader' option is set
to true.
%
% Notes: 1. Function has not been tested on badly formatted CSV files.
%        2. Created using R2007b but has been tested on R2006b.

```

```

%
% Revisions:
% 04/28/2009: Corrected typo in an error message
%         Added ignoreWSpace option
% 08/16/2010: Replaced calls to str2num with str2double, the former uses eval leading
to unwanted
%         side effects if cells contain text with function names
%

if ( nargin == 0 ) || isempty( fileName )
    [fileName filePath] = uigetfile( '*.csv', 'Select CSV file' );
    if isequal( fileName, 0 )
        return;
    end
    fileName = fullfile( filePath, fileName );
else
    if ~ischar( fileName )
        error( 'csvimport:FileNameError', 'The first argument to %s must be a valid .csv file',
...
        mfilename );
    end
end

%Setup default values
p.delimiter    = ',';
p.columns      = [];
p.outputAsChar = false;
p.uniformOutput = true;

```



```

p.noHeader      = false;
p.ignoreWSpace  = false;

validParams     = { ...
    'delimiter', ...
    'columns',   ...
    'outputAsChar', ...
    'uniformOutput', ...
    'noHeader',  ...
    'ignoreWSpace' ...
};

%Parse input arguments
if nargin > 1
    if mod( numel( varargin ), 2 ) ~= 0
        error( 'csvimport:InvalidInput', ['All input parameters after the fileName must be in the
' ...
        'form of param-value pairs'] );
    end
    params = lower( varargin(1:2:end) );
    values = varargin(2:2:end);

    if ~all( cellfun( @ischar, params ) )
        error( 'csvimport:InvalidInput', ['All input parameters after the fileName must be in the
' ...
        'form of param-value pairs'] );
    end
end

```

```

lcValidParams = lower( validParams );
for ii = 1 : numel( params )
    result = strmatch( params {ii}, lcValidParams );
    %If unknown param is entered ignore it
    if isempty( result )
        continue
    end
    %If we have multiple matches make sure we don't have a single unambiguous match
    before throwing
    %an error
    if numel( result ) > 1
        exresult = strmatch( params {ii}, validParams, 'exact' );
        if ~isempty( exresult )
            result = exresult;
        else
            %We have multiple possible matches, prompt user to provide an unambiguous
            match
            error( 'csvimport:InvalidInput', 'Cannot find unambiguous match for parameter
            "%s"', ...
                varargin {ii*2-1} );
        end
    end
    result = validParams {result};
    p.(result) = values {ii};
end
end

%Check value attributes

```

```

if isempty( p.delimiter ) || ~ischar( p.delimiter )
    error( 'csvimport:InvalidParamType', ['The "delimiter" parameter must be a non-empty
' ...
    'character array'] );
end
if isempty( p.noHeader ) || ~islogical( p.noHeader ) || ~isscalar( p.noHeader )
    error( 'csvimport:InvalidParamType', ['The "noHeader" parameter must be a non-empty
' ...
    'logical scalar'] );
end
if ~p.noHeader
    if ~isempty( p.columns )
        if ~ischar( p.columns ) && ~iscellstr( p.columns )
            error( 'csvimport:InvalidParamType', ['The "columns" parameter must be a character
array ' ...
                'or a cell array of strings for CSV files containing column headers on the first line']
            );
        end
        if p.ignoreWSpace
            p.columns = strtrim( p.columns );
        end
    end
else
    if ~isempty( p.columns ) && ~isnumeric( p.columns )
        error( 'csvimport:InvalidParamType', ['The "columns" parameter must be a numeric
array ' ...
            'for CSV files containing column headers on the first line'] );
    end
end
end

```

```

if isempty( p.outputAsChar ) || ~islogical( p.outputAsChar ) || ~isscalar( p.outputAsChar
)
    error( 'csvimport:InvalidParamType', ['The "outputAsChar" parameter must be a non-
empty ' ...
        'logical scalar'] );
end
if isempty( p.uniformOutput ) || ~islogical( p.uniformOutput ) || ~isscalar(
p.uniformOutput )
    error( 'csvimport:InvalidParamType', ['The "uniformOutput" parameter must be a non-
empty ' ...
        'logical scalar'] );
end

%Open file
[fid msg] = fopen( fileName, 'rt' );
if fid == -1
    error( 'csvimport:FileReadError', 'Failed to open "%s" for reading.\nError Message: %s',
...
        fileName, msg );
end

colMode    = ~isempty( p.columns );
if ischar( p.columns )
    p.columns    = cellstr( p.columns );
end
nHeaders    = numel( p.columns );

if colMode
    if ( nargout > 1 ) && ( nargout ~= nHeaders )

```

```
error( 'csvimport:NumOutputs', ['The number of output arguments must be 1 or equal to the ' ...
```

```
    'number of column names when fetching data for specific columns'] );
```

```
end
```

```
end
```

```
%Read first line and determine number of columns in data
```

```
rowData    = fgetl( fid );
```

```
rowData    = regexp( rowData, p.delimiter, 'split' );
```

```
nCols     = numel( rowData );
```

```
%Check whether all specified columns are present if used in column mode and store their indices
```

```
if colMode
```

```
    if ~p.noHeader
```

```
        if p.ignoreWSpace
```

```
            rowData = strtrim( rowData );
```

```
        end
```

```
        colIdx     = zeros( 1, nHeaders );
```

```
        for ii = 1 : nHeaders
```

```
            result = strmatch( p.columns{ii}, rowData );
```

```
            if isempty( result )
```

```
                fclose( fid );
```

```
                error( 'csvimport:UnknownHeader', ['Cannot locate column header "%s" in the file '
```

```
... 
```

```
                "%s". Column header names are case sensitive.'], p.columns{ii}, fileName );
```

```
            elseif numel( result ) > 1
```

```
                exresult = strmatch( p.columns{ii}, rowData, 'exact' );
```

```

    if numel( exresult ) == 1
        result = exresult;
    else
        warning( 'csvimport:MultipleHeaderMatches', ['Column header name "%s"
matched ' ...
        'multiple columns in the file, only the first match (C:%d) will be used.'], ...
        p.columns{ii}, result(1) );
    end
end
colIdx(ii) = result(1);
end
else
colIdx      = p.columns(:);
if max( colIdx ) > nCols
    fclose( fid );
    error( 'csvimport:BadIndex', ['The specified column index "%d" exceeds the number
of ' ...
    'columns (%d) in the file'], max( colIdx ), nCols );
end
end
end

%Calculate number of lines
pos      = ftell( fid );
if pos == -1
    msg = ferror( fid );
    fclose( fid );
    error( 'csvimport:FileQueryError', 'FTELL on file "%s" failed.\nError Message: %s', ...

```

```

    fileName, msg );
end
data      = fread( fid );
nLines    = numel( find( data == sprintf( '\n' ) ) ) + 1;
%Reposition file position indicator to beginning of second line
if fseek( fid, pos, 'bof' ) ~= 0
    msg = ferror( fid );
    fclose( fid );
    error( 'csvimport:FileSeekError', 'FSEEK on file "%s" failed.\nError Message: %s', ...
        fileName, msg );
end

data      = cell( nLines, nCols );
data(1,:) = rowData;
emptyRowsIdx = [];
%Get data for remaining rows
for ii = 2 : nLines
    rowData = fgetl( fid );
    if isempty( rowData )
        emptyRowsIdx = [emptyRowsIdx(:); ii];
        continue
    end
    rowData = regexp( rowData, p.delimiter, 'split' );
    nDataElems = numel( rowData );
    if nDataElems < nCols
        warning( 'csvimport:UnevenColumns', ['Number of data elements on line %d (%d)
differs from ' ...
            'that on the first line (%d). Data in this line will be padded.'], ii, nDataElems, nCols );
    end
end

```

```

    rowData(nDataElems+1:nCols) = {};
elseif nDataElems > nCols
    warning( 'csvimport:UnevenColumns', ['Number of data elements on line %d (%d)
differs from ' ...
    'that one the first line (%d). Data in this line will be truncated.'], ii, nDataElems, nCols
);
    rowData = rowData(1:nCols);
end
data(ii,:) = rowData;
end
%Close file handle
fclose( fid );
data(emptyRowsIdx,:) = [];

%Process data for final output
uniformOutputPossible = ~p.outputAsChar;
if p.noHeader
    startRowIdx = 1;
else
    startRowIdx = 2;
end
if ~colMode
    if ~p.outputAsChar
        %If we're not outputting the data as characters then try to convert each column to a
number
        for ii = 1 : nCols
            colData = cellfun( @str2double, data(startRowIdx:end,ii), 'UniformOutput', false
);

```



```

    %If any row contains an entry that cannot be converted to a number then return the
whole
    %column as a char array
    if ~any( cellfun( @isnan, colData ) )
        if ~p.noHeader
            data(:,ii)= cat( 1, data(1,ii), colData{:} );
        else
            data(:,ii)= colData;
        end
    end
end
end
end
varargout{1} = data;
else
    %In column mode get rid of the headers (if present)
    data = data(startRowIdx:end,colIdx);
    if ~p.outputAsChar
        %If we're not outputting the data as characters then try to convert each column to a
number
        for ii = 1 : nHeaders
            colData = cellfun( @str2double, data(:,ii), 'UniformOutput', false );
            %If any row contains an entry that cannot be converted to a number then return the
whole
            %column as a char array
            if ~any( cellfun( @isnan, colData ) )
                data(:,ii)= colData;
            else
                %If any column cannot be converted to a number then we cannot convert the output
to an array

```

```

    %or matrix i.e. uniform output is not possible
    uniformOutputPossible = false;
end
end
end
if nargout == nHeaders
    %Loop through each column and convert to matrix if possible
    for ii = 1 : nHeaders
        if p.uniformOutput && ~any( cellfun( @ischar, data(:,ii) ) )
            varargout{ii} = cell2mat( data(:,ii) );
        else
            varargout{ii} = data(:,ii);
        end
    end
end
else
    %Convert entire table to matrix if possible
    if p.uniformOutput && uniformOutputPossible
        data = cell2mat( data );
    end
    varargout{1} = data;
end
end
end

```

Додаток Г Копія публікації в журналі «Електронна і акустична інженерія» і доповіді на конференції молодих вчених «Електроніка -2020»



УКРАЇНА

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”**

Факультет електроніки
Комунальний позашкільний навчальний заклад
«Київська Мала академія наук учнівської молоді»
Громадська організація «Пані Наука»

ПРОГРАМА

**XIII МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА
КОНФЕРЕНЦІЯ МОЛОДИХ ВЧЕНИХ
«ЕЛЕКТРОНІКА-2020»**

15-16 квітня 2020 року
Україна, м. Київ

	ОЦІНКА ІЗОЛЯЦІЇ ПОВІТРЯНОГО ШУМУ ЦИЛІНДРИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАЧА Рекомендація: к.т.н., доц. Заєць В.П.
10:00	Секція №3 «Інформаційно-обчислювальні засоби радіоелектронних систем» Керівник секції – д.ф-м.н., проф. Редько І.В.
	1. Алдохін М.Д. МІНІ-МЕТЕОСТАНЦІЯ (МІНІАТЮРНИЙ ПРИСТРІЙ АВТОМАТИЧНОГО ВИМІРЮВАННЯ, ІНДИКАЦІЇ Й РЕЄСТРАЦІЇ КЛІМАТИЧНИХ ПОКАЗНИКІВ НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА) Рекомендація: к.т.н., доц. Корнєв В.П.
	2. Цимбал О.В. МЕТОДИ КОМПЕНСАЦІЇ ТЕМПЕРАТУРНОЇ ЗАЛЕЖНОСТІ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ В ДЖЕРЕЛАХ ОПОРНОЇ НАПРУГИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ
	3. Острянко О.В. ПРИСТРІЙ ДЛЯ ПЕРЕВІРКИ ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ АВТОМОБІЛЯ
	4. Довженко Б.І. ПРИСТРІЙ ДЛЯ ОРГАНІЗАЦІЇ ШТУЧНОГО МІКРОКЛІМАТУ ДЛЯ ТВАРИН В ТЕРАРІУМІ
	5. Тимошенко С.В. ЕЛЕКТРОННЕ КЕРУВАННЯ ПЛАТФОРМОЮ З КОРИСНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ
	6. Накоренко А.А. УНІВЕРСАЛЬНИЙ КАБЕЛЬНИЙ ТЕСТЕР
	7. Кудлай С.В., Зелевич М.О. КОНЦЕПТОМОНАДНА МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГІЧНОГО СЕРЕДОВИЩА ПРОГРАМУВАННЯ Рекомендація: д.фіз-мат.н., проф. Редько І.В., к.т.н., доц. Яганов П.О.
12:00	Перерва
13:00	8. Скірко П.О. ОГЛЯД МЕТОДІВ РЕАЛІЗАЦІЇ НЕЙРОННИХ ОБЧИСЛЕНЬ НА ВБУДОВАНІЙ СИСТЕМІ Рекомендація: д.фіз-мат.н., проф. Редько І.В.
	9. Салім М.С. БЛОК УПРАВЛІННЯ ОСВІТЛЕННЯМ В ПРИМІЩЕННЯХ
	10. Лисенко А.С. АНАЛІЗ ФАКТОРІВ, ЯКІ ВПЛИВАЮТЬ НА ЕФЕКТИВНІСТЬ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО"

Електронна та Акустична Інженерія Electronic and Acoustic Engineering

Видається чотири рази на рік

Том 3, №1, 2020



Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2020

ЕЛЕКТРОННА ТА АКУСТИЧНА ІНЖЕНЕРІЯ

ТОМ 3, №1, 2020

Зміст

МІКРОСИСТЕМИ ТА ФІЗИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА

<i>Волинський Д. П.</i>	Дослідження чутливих структур наноструктурованій кремній – меланін. Дослідження можливості створення сенсорів на гетеропереході p ⁺ -Si — melanin	5
<i>Мельник А. В., Бевзас О. М.</i>	Ємнісний датчик присутності. Дослідження основних параметрів, можливостей та проблем використання ємнісних датчиків у якості датчиків присутності	10

ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ТА СИГНАЛИ

<i>Лисенко А. С.</i>	Аналіз факторів, які впливають на ефективність оптико-електронних систем	15
<i>Пономаренко Б. А.</i>	Блок відображення даних з відеокамери	19
<i>Цимбал О. В.</i>	Методи компенсації температурної залежності вихідної напруги в джерелах опорної напруги інтегральних мікросхем	23
<i>Тимошенко С. В.</i>	Електронне керування платформою з корисним навантаженням	29
<i>Скірко П. О., Редько І. В.</i>	Огляд методів реалізації нейронних обчислень на вбудованій системі	34
<i>Сокол Я. В., Варфоломєєв А. Ю.</i>	Генератор QR-коду на основі FPGA	38
<i>Жихарев М. А., Семікіна Т. В.</i>	Методи сполучення фотодатчиків з мікроконтролерами	43
<i>Мартохін І. А.</i>	Система живлення тролейбусу з високовольтним акумулятором	49

АКУСТИЧНІ ПРИЛАДИ ТА СИСТЕМИ

<i>Смоленська О. І., Баран В. С., Оникієнко Ю. О.</i>	Комп'ютерне моделювання нелінійних спотворень звукового підсилювача класу D на GaN-транзисторах	54
<i>Ляшко Д. О., Дамарад А. В.</i>	Експериментальне дослідження біоелектричної активності мозку студентів під час прослуховування музичної композиції	59

Методи компенсації температурної залежності вихідної напруги в джерелах опорної напруги інтегральних мікросхем

Цимбал О. В.

Кафедра Конструювання електронно-обчислювальної апаратури
Факультет електроніки
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Київ, Україна

Анотація—В статті розглянуто базові принципи побудови джерел опорної напруги. Проаналізовано можливі джерела похибки вихідної опорної напруги, переваги і недоліки існуючих архітектурних рішень джерел опорної напруги. Запропоновано архітектурне рішення побудови джерела опорної напруги з компенсацією нелінійностей вищих порядків, що має температуру незалежну вихідну напругу і здатне працювати при напрузі живлення рівній або нижче 1 В. Дане рішення має можливість реалізації в стандартній КМОП технології виготовлення інтегральних схем. Надано рекомендації компенсації похибки, спричиненої напругою зміщення операційного підсилювача.

Ключові слова — джерело опорної напруги; комплементарна метал-оксид-напівпровідник технологія; температурна залежність; температурний коефіцієнт.

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 усієї схеми. Вузли ІС, які створюють ці напруги, часто називаються джерелами опорної напруги. Опорна напруга є основною складовою мікросхем як повністю аналогових, так і цифрових мікросхем і навіть елементів пам'яті. Особливий попит є на джерела опорної напруги з низькою напругою живлення, оскільки це необхідно для роботи сучасних гаджетів, мобільних телефонів, ноутбуків, камер і т.д. [1]. Вони повинні мати низьку чутливість до зміни живлення, можливих відхилень параметрів технологічного процесу виготовлення та температури.

У Вікіпедії наведено визначення джерела опорної напруги (ДОН) [2], як базового електронного вузла, що підтримує на своєму виході високо стабільну постійну напругу, значення якої не залежить від навантаження на пристрій, зміни напруги живлення, температури і є постійною в часі. Але на практиці неможливо отримати ідеальну незалежність від вище наведених впливів. Джерела опорної напруги в стандартній КМОП технології мають високу точність вихідної напруги, але при цьому температурна залежність є проблемою. Ще однією проблемою таких схем є неможливість працювати з напругою живлення нижче 1 В. Причин цьому дві: принцип їх роботи базується на ширині забороненої зони кремнію рівною 1,25 В, що вже перевищує 1 В живлення,

[3], [4] друга причина полягає в тому, що низьковольтні джерела опорної напруги містять в собі операційний підсилювач, що також повинен працювати при низькому живленні, [3], [5]. При цьому генератори опорної напруги із низьковольтним живленням мають гірші показники точності в порівнянні із класичною імплементацією.

Тому покращення характеристик ДОН при одночасній можливості роботи із напругою живлення близькою або нижче 1 В є проблемою і вимагає компромісного рішення.

I. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Отже, задача полягає в розробці джерела опорної напруги, що має низький коефіцієнт залежності вихідної напруги від зміни температури, при можливості низьковольтного живлення близького або рівного 1 В. При цьому реалізація ДОН не повинна вимагати особливої технології виготовлення, а повинна мати можливість реалізації в стандартному КМОП технологічному процесі виготовлення ІС.

II. БАЗОВІ ПРИНЦИПИ РОБОТИ ДЖЕРЕЛ ОПОРНОЇ НАПРУГИ

Принцип роботи ДОН в загальному випадку базується на ширині забороненої зони кремнію [2]. Загальна блок-схема наведена на Рис. 1 [6]. 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). Таким чином, вихідна напруга ДОН – це сума



напруги пропорційної абсолютній температурі (PTAT) та напруги обернено пропорційної абсолютній температурі (CTAT), які можуть компенсувати одна одну для отримання постійної напруги на виході, що в ідеалі не залежить від змін температури. На Рис. 1 в якості генератора СТАТ напруги використовується р-п-перехід біполярного п-р-п транзистора, що зміщений постійним струмом I_1 , що генерує напругу база емітер $V_{BE(on)}$. Відомо, що ця напруга

має температурний коефіцієнт $-2\frac{mB}{\text{C}}$, що означає зменшення напруги на 2 мВ при збільшенні температури на 1°C [7]. Іншою складовою блок-схеми на Рис. 1 є генератор напруги VT, що є пропорційною до абсолютної температури і оброблюється за формулою (1):

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

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

Напруга V_T має позитивний температурний коефіцієнт рівний $+0,085\frac{mB}{\text{C}}$ [8].

Оскільки за абсолютним значенням PTAT напруга має менший ТК, то необхідно цю напругу підсилити, в ролі чого виступає блок М згідно з Рис. 1. Величина параметра М розраховується так, щоб PTAT і СТАТ напруги в однаковій мірі компенсували один одного. Також на блок схеми присутній суматор, який сумує PTAT і СТАТ напруги, в результаті чого на виході отримується температура незалежна напруга (Рис. 2).

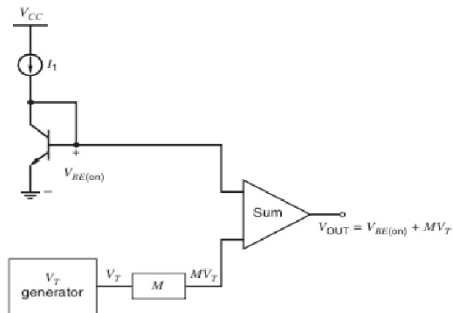


Рис. 1 Спрощена блок-схема джерела опорної напруги.

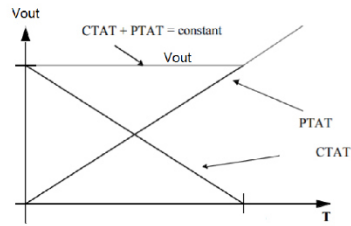


Рис. 2 Температурна залежність вихідної напруги VOUT

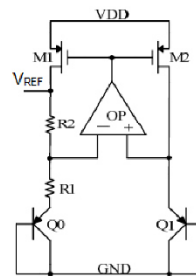


Рис. 3 Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОП технології

III. ТИПОВА СХЕМА РЕАЛІЗАЦІЇ ДЖЕРЕЛА ОПОРНОЇ НАПРУГИ

Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОП технології [6] наведена на Рис. 3.

В цій схемі вихідна напруга створюється шляхом сумування двох напруг з протилежними температурними коефіцієнтами і може бути записана формулою:

$$V_{REF} = V_{BE} + MV_T. \quad (1)$$

Вона є сумою напруги база-емітер біполярного транзистора (V_{BE}) і падіння напруги на резисторі R1, R2. Біполярні транзистори Q0 і Q1 є типовим діодним включенням вертикальних р-п-р транзисторів, що присутні у будь-якій КМОП технології. Вихідна напруга даної типової схеми реалізації джерела опорної напруги може бути записана наступною формулою (3):

$$V_{REF} = |V_{BE0}| + \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln(N), \quad (2)$$

де V_{REF} - вихідна напруга, В; V_{BE0} - напруги база-емітер біполярного транзистора Q0, В; N - співвідношення площ емітерів Q0 і Q1.

У формулі (3) друга частина є напругою пропорційною абсолютній температурі (PTAT напруга), що використовується для компенсації негативного температурного коефіцієнта напруги VBE. Але напруга база-емітер біполярного транзистора залежить від температури нелінійно [9]:



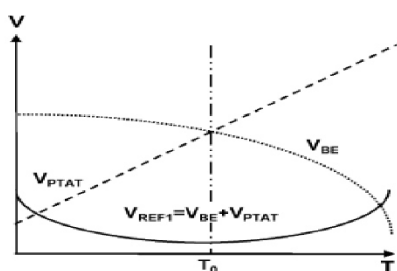


Рис. 4 Співвідношення між нелінійною температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі ДОН

$$V_{BE} = V_G(T_0) + \frac{T}{T_0} [V_{BE}(T_0) + V_G(T_0)] - (\eta - m) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right), \quad (3)$$

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 (4) частина $T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)$ є нелінійною залежністю від температури напруги V_{BE} .

Співвідношення між температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі джерела опорної напруги наведено на Рис. 4. 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 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 (3). А отже, при невеликому відхиленні від номіналів резисторів R_2 , R_1 , обумовлених технологією виготовлення ІС, температурна залежність вихідної напруги буде змінюватися і погіршуватися.

IV. МЕТОД КОМПЕНСАЦІЇ ТЕМПЕРАТУРНОЇ ЗАЛЕЖНОСТІ

А. Блок-схема запропонованого рішення

Запропонована блок-схема ДОН, що використовує інший підхід до зменшення температурної залежності, наведена на Рис. 5. На даній блок-схемі є два типи ДОН, реалізованих за допомогою стандартної КМОП технології. Перший тип використовує паразитні р-п-р біполярні транзистори для реалізації ДОН. Другий тип реалізований за допомогою паразитних вертикальних п-п-р біполярних транзисторів. Ці транзистори у стандартній КМОП технології реалізовані за допомогою глибокого карману п-типу.

Запропонована блок-схема (Рис. 5) 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 р-п-р біполярних транзистора, а I_{REF2} отримується із ДОН реалізованого на п-п-р 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 M_1 - M_2 і M_4 - M_3 . В результаті отримуємо температуру незалежний струм I_{REF} для компенсації температурної залежності вищих порядків напруги V_{BE} . На Рис. 5 вихідна опорна напруга V_{REF} може бути отримана на резисторі R_{REF} і буде мати низьку температурну залежність.

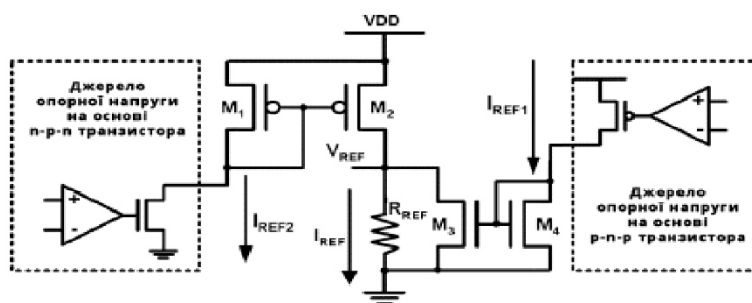


Рис. 5 Запропонована блок-схема ДОН



DOI: 10.20535/2617-0965.2020.3.1.198552

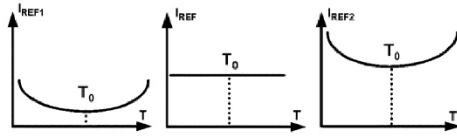


Рис. 6 Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF}

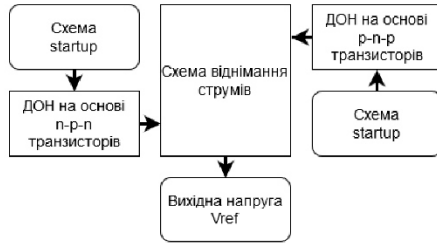


Рис. 7 Запропонована структурна схема

Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF} наведені на Рис. 6.

Запропонована структурна схема наведена на Рис. 7.

Дана структурна схема складається із двох джерел опорної напруги на p-n-p і p-n-p біполярних транзисторах, що генеруються струми I_{REF1} , I_{REF2} як було описано вище, схеми віднімання струмів для отримання температуро незалежного струму I_{REF} , а також схеми startup для кожного із ДОН. Дана схема необхідна для того, щоб вивести в робочий режим джерела [9].

В. Схема реалізації ДОН

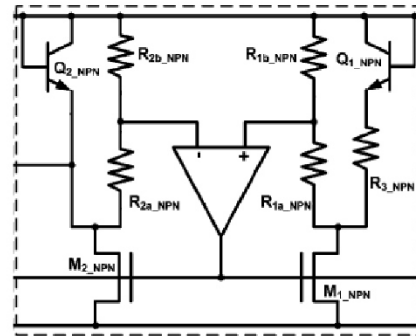
Схема реалізації ДОН на p-n-p біполярних транзисторах наведена на Рис. 8 (а). Схема реалізації ДОН на p-n-p біполярних транзисторах наведена на Рис. 8 (б).

Дана схема реалізації також вимагає використання низьковольтного операційного підсилювача. Даний підсилювач може бути реалізований за методом описаним у [10]. Він містить широкий діапазон вхідних і вихідних напруг, що спрощує розробку ДОН, оскільки даний підсилювач може бути використаний як на схемі Рис. 8 (а), так і на схемі Рис. 8 (б).

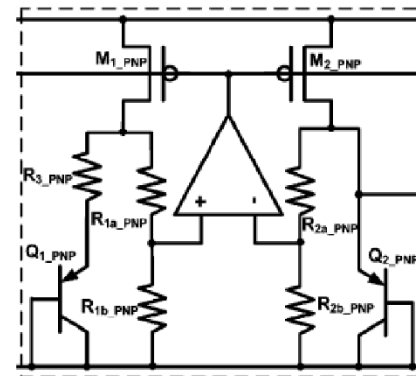
Струм I_{REF1} , що генерується схемою ДОН на p-n-p транзисторах (Рис. 8(б)) можна описати формулою (5):

$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{pnp}}|}{R1_{pnp}} + \frac{1}{R3_{pnp}} \frac{kT}{q} \ln(N_{pnp}), \quad (4)$$

де $R1_{pnp}$ – встановлюється рівний $R1a_{pnp} + R1b_{pnp}$ (або $R2a_{pnp} + R2b_{pnp}$), звідки випливає що $R1a_{pnp} = R2a_{pnp}$, $R1b_{pnp} = R2b_{pnp}$.



а)



б)

Рис. 8 Схема реалізації ДОН а) на p-n-p біполярних транзисторах; б) на p-n-p біполярних транзисторах

Струм I_{REF2} , що генерується схемою ДОН на p-n-p транзисторах (Рис. 8(а)) можна описати формулою (6):

$$I_{REF2} = \frac{|V_{BE_{nnp}}|}{R1_{nnp}} + \frac{1}{R3_{nnp}} \frac{kT}{q} \ln(N_{nnp}), \quad (5)$$

де $R1_{nnp}$ – встановлюється рівний $R1a_{nnp} + R1b_{nnp}$ (або $R2a_{nnp} + R2b_{nnp}$), звідки випливає що $R1a_{nnp} = R2a_{nnp}$, $R1b_{nnp} = R2b_{nnp}$.

Результуючий струм I_{REF} отримується за рахунок схеми віднімання, реалізованої на струмових дзєркалах (Рис. 5) і може бути записаний формулою:

$$I_{REF} = K_2 I_{REF2} - K_1 I_{REF1} = \left(\frac{K_2 V_{BE_{nnp}}}{R1_{nnp}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R1_{pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{nnp})}{R3_{nnp}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R3_{pnp}} \right). \quad (6)$$



де K_1, K_2 – коефіцієнти передачі струмових дзеркал M1-M2 і M4-M3 відповідно згідно Рис. 5.

Якщо частини $\ln(N_{npn})$ і $\ln(N_{pnp})$ мають однакове значення і відповідні значення для $R1_{pnp}$, $R1_{npn}$, $R3_{pnp}$, $R3_{npn}$, K_1, K_2 вибрані, то струм I_{REF} буде наближено незалежний від температури. Для отримання температурно незалежної напруги

$$V_{REF} = R_{REF} \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{npn}}}{R1_{npn}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R1_{pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{npn})}{R3_{pnp}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R3_{npn}} \right) \right] \quad (8)$$

Як видно з рівняння (9), рівень вихідної напруги V_{REF} можна змінювати шляхом підлаштування значення опоры R_{REF} .

$$V_{DD(\min)} = \text{Max} \left[\left(\frac{R1a_{pnp}}{R1a_{pnp} + R1b_{pnp}} \cdot \left(|V_{BE_{pnp}}| + |V_{THP}| + 2|V_{dsat}| \right) \right), \left(\frac{R2a_{npn}}{R1a_{npn} + R1b_{npn}} \cdot \left(-V_{BE_{npn}} + V_{THN} + 2V_{dsat} \right) \right) \right] \quad (9)$$

де V_{THP} , V_{THN} – порогові напруги рКМОП і пКМОП транзисторів відповідно; V_{dsat} – напруга насичення відповідних КМОП транзисторів.

Використовуваний операційний підсилювач не є ідеальним, а отже містить напругу зміщення, що впливає на похибку вихідної напруги. Це викликано

$$V_{REF} = R_{REF} \cdot \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{npn}}}{R1_{npn}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R1_{pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{npn})}{R3_{pnp}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R3_{npn}} \right) + \frac{K_2 R1_{npn} V_{OS}}{R1b_{npn}} - \frac{K_1 R1_{pnp} V_{OS}}{R1b_{pnp}} \right], \quad (10)$$

де V_{OS} – напруга зміщення операційного підсилювача.

Як видно із рівняння (11) ефект напруги зміщення V_{OS} підсилюється на величину співвідношення резисторів $\frac{K_2 R1_{npn}}{R1b_{npn}}$ і $\frac{K_1 R1_{pnp}}{R1b_{pnp}}$. Якщо відповідні співвідношення резисторів зменшити, то це зменшить вплив напруги зміщення на вихідну напругу [11]. Також саму напругу зміщення в операційному підсилювачі можна зменшити шляхом використання методів покращеної відповідності пристроїв на етапі розробки топографічного малюнку схеми операційного підсилювача.

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

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

ВИСНОВКИ І РЕКОМЕНДАЦІЇ

В статті розглянуто базові принципи побудови джерел опорної напруги. Проаналізовано можливі джерела похибки вихідної опорної напруги, переваги

V_{REF} можна використати резистор R_{REF} з низьким температурним коефіцієнтом опоры. Отже, вихідна напруга V_{REF} описується рівнянням:

$$V_{REF} = I_{REF} * R_{REF}. \quad (7)$$

Шляхом підстановки (7) у (8) отримуємо результуюче рівняння для вихідної напруги V_{REF} :

Мінімальна напруга живлення для запропонованого структурного рішення обраховується за формулою:

відхиленням пристроїв від їх номінальних значень, викликаних технологічним процесом. Співвідношення між вихідною напругою і напругою зміщення операційного підсилювача можна записати як:

і недоліки існуючих архітектурних рішень ДОН. 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. Надано рекомендації компенсації похибки, спричиненої напругою зміщення операційного підсилювача.

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

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] Yueming Jiang and E. K. F. Lee, "Design of low-voltage bandgap reference using transimpedance amplifier," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digit. Signal Process.*, vol. 47, no. 6, pp. 552–555, Jun. 2000, DOI: [10.1109/82.847072](https://doi.org/10.1109/82.847072).
- [2] "Voltage reference." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Voltage_reference.
- [3] Ka Nang Leung and P. 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. 526–530, Apr. 2002, DOI: [10.1109/4.991391](https://doi.org/10.1109/4.991391).



Copyright (c) 2020 Цимбал О. В.

- [4] 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, 1997.
- [5] P. Malcovati, F. Maloberti, C. Focchi, and M. Pruzzi, "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](https://doi.org/10.1109/4.933463).
- [6] P. R. Gray and R. G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*, 5th ed. New York: Wiley, 2009, ISBN: 978-0-470-24599-6.
- [7] P. E. Allen and D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*, 2nd ed. New York, Oxford: Oxford University Press, 2002, ISBN: 0-19-511644-5.
- [8] "Stala Boltzmana [Boltzmann constant]." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Boltzmann_constant.
- [9] G. A. Rincon-Mora, *Voltage Reference-From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits*. New York: Wiley, 2002.
- [10] Z. Qin, A. Tanaka, N. Takaya, and H. Yoshizawa, "0.5-V 70-nW Rail-to-Rail Operational Amplifier Using a Cross-Coupled Output Stage," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 63, no. 11, pp. 1009–1013, Nov. 2016, DOI: [10.1109/TCSII.2016.2539081](https://doi.org/10.1109/TCSII.2016.2539081).
- [11] Ka Nang Leung, P. K. T. Mok, and Chi Yat Leung, "A 2-V 23- μ A 5.3-ppm/ $^{\circ}$ C curvature-compensated CMOS bandgap voltage reference," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 561–564, Mar. 2003, DOI: [10.1109/JSSC.2002.808328](https://doi.org/10.1109/JSSC.2002.808328).

UDC 621.3.027.212

Methods of Compensation for the Temperature Dependence of the Reference Voltage Sources of Integrated Circuits

Tsymbal O.V.

Faculty of Electronics

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"
Kiev, Ukraine

Abstract—The basic principles of reference voltage source construction are considered in the article. Possible sources of error of the output reference voltage, advantages and disadvantages of the existing architectural solutions of the reference voltage sources are analyzed. An architectural solution for the construction of a reference voltage source with higher order nonlinearities compensation is proposed, which has a temperature independent output voltage and is capable of operating at a supply voltage equal to or below 1 V. This solution has the possibility of implementing in the standard CMOS technology. Recommendations for compensation for the error caused by the offset voltage of the operational amplifier are given.

In the modern world, integrated circuits (ICs) are the nucleus of virtually all electronic systems. When designing many ICs, one of the most important tasks is to generate accurate voltages for the entire circuit. The ICs that create these voltages are often referred to as the reference voltage sources. The reference voltage is a major component of both fully analog and digital circuits and even memory elements. There is a particular demand for low voltage power supplies as it is required for modern gadgets, mobile phones, laptops, cameras, etc. They should have low sensitivity to changes in power supply, possible deviations in the parameters of the manufacturing process and temperature.

The reference voltage sources in standard CMOS technology have high precision output voltage, but temperature dependence is a problem. Another problem of such circuits is the inability to operate with a supply voltage below 1 V. The reasons for this are two: the principle of their operation is based on a bandgap of silicon equal to 1,25 V, which already exceeds 1 V of power; the second reason is that low voltage sources of reference voltage contain an operational amplifier, which should also operate at low power. In this case, low voltage power supply generators have poorer accuracy rates than classical implementation. Therefore, improving the characteristics of reference voltage sources while being able to operate at a supply voltage close to or below 1 V is a problem and requires a compromise solution.

In the article was analyzed generators that provides proportional to absolute temperature (PTAT) voltage at their outputs, generators that provides complementary to absolute temperature (CTAT) voltage at their outputs. The source of the high-order nonlinearity was analyzed.

The schematic of implementing reference voltage generators was proposed. The formulas for output voltage was derived. The basic principles of operation of proposed schematic was described. The voltage reference, which utilizes the temperature-dependent currents generated from the parasitic n-p-n and p-n-p bipolar junction transistor devices in the CMOS process, is presented.

Keywords — voltage reference; bandgap; complementary metal-oxide-semiconductor technology; temperature dependence; temperature coefficient.



Copyright (c) 2020 Цимбал О. В.

Додаток Д Копія публікації у Міжнародному періодичному науковому журналі «Modern engineering and innovative technologies»



International periodic scientific journal

ONLINE

www.moderntechno.de

Indexed in
INDEXCOPERNICUS
(ICV: 84.35)

MODERN ENGINEERING AND INNOVATIVE TECHNOLOGIES

Heutiges Ingenieurwesen und
innovative Technologien

Issue №11
Part 3
March 2020

Published by:
Sergeieva&Co
Karlsruhe, Germany

ISSN 2567-5273
DOI 10.30890/2567-5273

Editor: Shibaev Alexander Grigoryevich, *Doctor of Technical Sciences, Professor, Academician*
Scientific Secretary: Kuprienko Sergey, *candidate of technical sciences*

Editorial board: More than 160 doctors of science. Full list on pages 4

UDC 08
LBC 94
DOI: 10.30890/2567-5273.2020-11-03

Published by:
Sergeieva&Co
Lußstr. 13
76227 Karlsruhe, Germany
e-mail: editor@modern techno.de
site: www.moderntechno.de

The publisher is not responsible for the validity of the information or for any outcomes resulting from reliance thereon.

Copyright
© Authors, 2020



CONTENTS / СОДЕРЖАНИЕ

Telecommunication

Радиотехника и связь

<http://www.moderntechno.de/index.php/meit/article/view/meit11-01-050> 5

ANTENNA SYSTEM TO INFLUENCE BIOLOGICAL OBJECTS IN MILLIMETER BAND

АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ВОЗДЕЙСТВИЯ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ ОБЪЕКТЫ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ

Lozhitskiy P. P./Ложницкий П. П., Pavlyuchenko A. V./Павлюченко А. В.

Electronics

Электроника

<http://www.moderntechno.de/index.php/meit/article/view/meit11-01-059> 21

METHODS OF REDUCING THE TEMPERATURE DEPENDENCE OF VOLTAGE REFERENCES OF INTEGRATED CIRCUITS

МЕТОДИ ЗНИЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ ЗАЛЕЖНОСТІ ДЖЕРЕЛ ОПОРНОЇ НАПРУГИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

Tsybmal O.V./Цимбал О.В., Kornev V.P./Корнев В. П.

Electrical engineering

Электротехника

<http://www.moderntechno.de/index.php/meit/article/view/meit11-01-043> 32

DIAGNOSING OF THE TECHNICAL CONDITION OF THE BRUSH-COLLECTOR JUNCTION OF AN ELECTRIC DC MOTOR

ДІАГНОСТУВАННЯ ЩІТКОВО-КОЛЕКТОРНОГО ВУЗЛА ЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Rozvodiuk M.P./Розводюк М.П., Rozvodiuk K.M./Розводюк К.М.

Electrical engineering. Electronics. Nuclear engineering

Энергетика

<http://www.moderntechno.de/index.php/meit/article/view/meit11-01-023> 40

COMPARATIVE EVALUATION OF PROPERTIES OF THERMAL INSULATING LIQUID-CERAMIC COATINGS WITH MINERAL TEMPERATURE INSULATION

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА СВОЙСТВ ТЕПЛОИЗОЛЯЦИОННЫХ ЖИДКОКЕРАМИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ С МИНЕРАЛОВАТНОЙ ТЕПЛОИЗОЛЯЦИЕЙ

Kudryashov A.N./Кудряшов А.Н., Nazarov Yu.S./Назаров Ю.С.,

Seменов D.A./Семенов Д.А., Filonov D.S./Филонов Д.С.



УДК 621.3.027.212

**METHODS OF REDUCING THE TEMPERATURE DEPENDENCE OF
VOLTAGE REFERENCES OF INTEGRATED CIRCUITS
МЕТОДИ ЗНИЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ ЗАЛЕЖНОСТІ ДЖЕРЕЛ ОПОРНОЇ
НАПРУГИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ**

Tsymbol O.V./Цимбал О.В.
student/студент

Kornev V.P./Корнев В. П.

s.t.s., as.prof./к.т.н., доц.

ORCID: 0000-0001-7608-6726

*National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Ukraine, Kyiv, Prosp.Peremohy, 37, 03056*

*Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»,
Україна, м. Київ, пр-т Перемоги, 37, 03056*

Анотація. Розглянуто базові принципи побудови джерел опорної напруги інтегральних мікросхем. Проаналізовано можливі джерела похибки вихідної опорної напруги, переваги і недоліки існуючих архітектурних рішень джерел опорної напруги. Запропоновано архітектурне рішення побудови джерела опорної напруги з компенсацією нелінійностей вищих порядків, що має температуру незалежну вихідну напругу і здатне працювати при напрузі живлення рівній або нижче 1 В. Дане рішення має можливість реалізації в стандартній КМПО технології виготовлення інтегральних схем. Надано рекомендації компенсації похибки, спричиненої напругою зміщення операційного підсилювача.

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

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 усіх вузлів схеми. Вузли ІС, які створюють ці напруги, часто називаються джерелами опорної напруги. Вони повинні мати низьку чутливість до зміни живлення, можливих відхилень параметрів технологічного процесу виготовлення та температури. Отримання температурної незалежності по суті є складною проблемою, оскільки електричні властивості транзисторів і резисторів – основних компонентів при проектуванні схем – сильно залежать від температури.

У Вікіпедії наведено визначення джерела опорної напруги (ДОН) [1], як базового електронного вузла, що підтримує на своєму виході високо стабільну постійну напругу, значення якої не залежить від навантаження на пристрій, зміни напруги живлення, температури і є постійною в часі. Але на практиці неможливо отримати ідеальну незалежність від вище наведених впливів. Джерела опорної напруги, що використовуються в сучасних ІС, мають достатні характеристики незалежності від впливів навантаження, зміни напруги живлення, але при цьому температурна залежність є проблемою. Ще одним недоліком таких схем є неможливість працювати з напругою живлення нижче 1 В [2], [3]. Це викликано тим, що принцип їх роботи базується на ширині



забороненої зони кремнію рівною 1,25 В, що вже перевищує 1 В живлення [2], [4].

Тому покращення характеристик ДОН, а саме температурної залежності при можливості роботи з напругою живлення близькою або нижче 1 В на даний момент є проблемою.

Постановка задачі.

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

Базові принципи роботи джерел опорної напруги.

Принцип роботи ДОН в загальному випадку базується на ширині забороненої зони кремнію [1]. Загальна блок-схема наведена на рис.1 [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). 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.

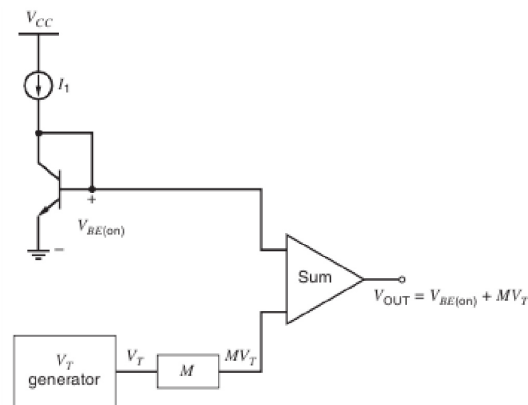


Рис.1. Спрощена блок-схема джерела опорної напруги.

На рис.1 в якості генератора СТАТ напруги використовується пн-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 $-2 \frac{mV}{^\circ C}$, що означає зменшення напруги на 2 мВ при збільшенні температури на $1^\circ C$ (рис.2) [6]. Іншою складовою блок-схеми на рис.1 є генератор напруги V_T , що є пропорційною до абсолютної температури і обраховується за формулою [5]:



$$V_T = \frac{kT}{q}, \tag{1}$$

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 $+0,085 \frac{мВ}{^{\circ}C}$

(рис.3) [7].

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

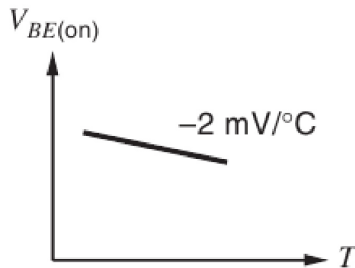


Рис.2. Температурна залежність напруги СТАТ.

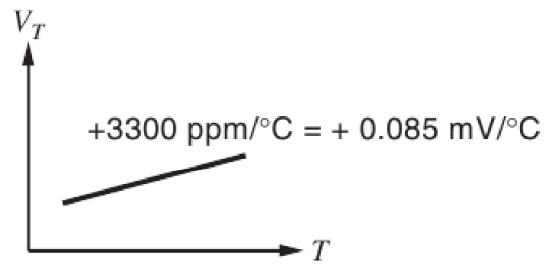


Рис.3. Температурна залежність напруги РТАТ.

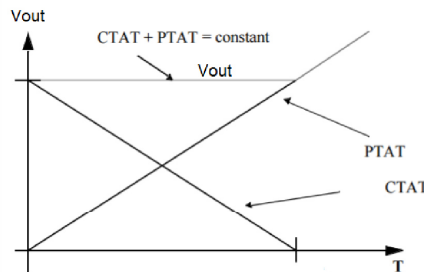


Рис. 4. Температурна залежність вихідної напруги VOУТ.

Типова схема реалізації джерела опорної напруги.

Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОП технології наведена на рис.5 [5]. В цій схемі вихідна напруга є сумою напруги база-емітер біполярного транзистора (V_{BE}) і падіння напруги на резисторі R_2 .

Біполярні транзистори $Q1$ і $Q2$ є типовим діодним включенням вертикальних р-п-р транзисторів, що присутні у будь-якій КМОП технології. Вихідна напруга даної типової схеми реалізації джерела опорної напруги може бути записана наступною формулою [5]:

$$V_{REF} = |V_{BE2}| + \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln(N), \tag{2}$$



де k – стала Больцмана, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$;

T – абсолютна температура, К;

q – елементарний заряд, $q = 1,6 * 10^{-19}$ Кл;

N – співвідношення площ емітерів Q1 і Q2.

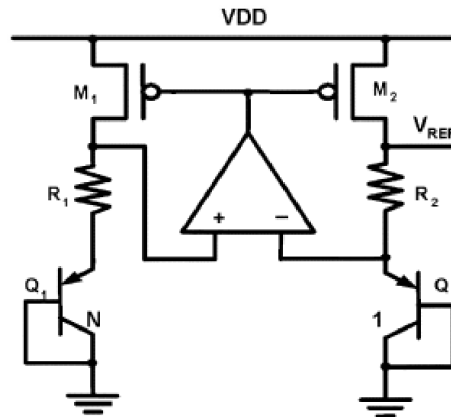


Рис.5. Типова схема реалізації джерела опорної напруги на КМОП технології.

У формулі (2) 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 [8]:

$$V_{BE} = V_G(T_0) + \frac{T}{T_0} [V_{BE}(T_0) + V_G(T_0)] - (\eta - m) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right), \quad (3)$$

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°C).

В рівнянні (3) частина $T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)$ є нелінійною залежністю від температури напруги V_{BE} . Якщо рівняння (3) представити у вигляді ряду Тейлора, то воно матиме вигляд [8]:

$$V_{BE} = \alpha_0 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2 + \dots + \alpha_n T^n, \quad (4)$$

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.6. 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. При цьому стабільність вихідної напруги в залежності від температури буде сильно залежати від співвідношення резисторів як видно із формули (2). А отже, при невеликому відхиленні від номіналів резисторів R2, R1, обумовлених технологією виготовлення ІС, температурна залежність вихідної напруги буде змінюватися і погіршуватися.

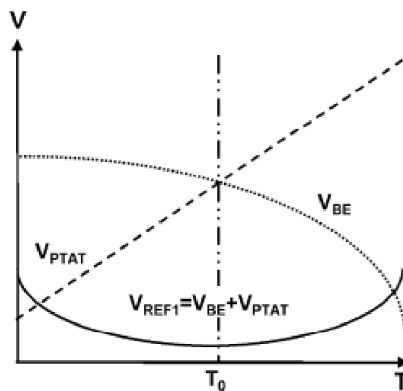


Рис.6. Співвідношення між нелінійною температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі ДОН.

Метод компенсації температурної залежності. Блок-схема запропонованого рішення.

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

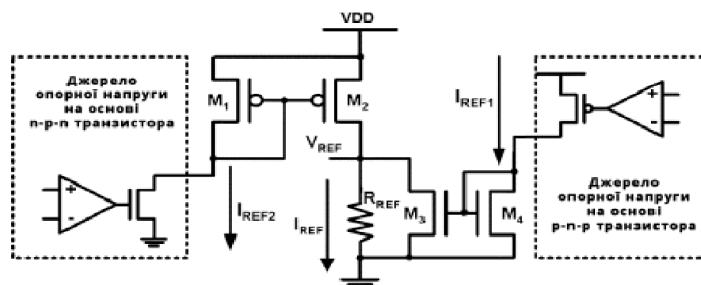


Рис.7. Запропонована блок-схема ДОН.

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 p-n-p біполярних транзисторів. Ці транзистори у стандартній КМОП технології реалізовані за допомогою глибокого карману n-типу. Поперечний переріз паразитного p-n-p біполярного

транзистора наведено на рис.8.

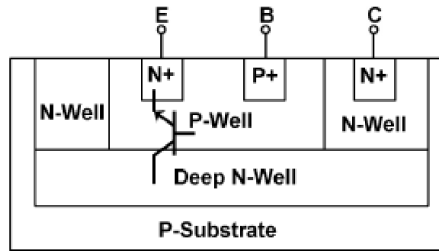


Рис.8. Поперечний переріз вертикального паразитного p-р-n біполярного транзистора в КМОП технології.

Емітер, база і колектор паразитного транзистора реалізовані за допомогою n+ дифузії, карману р-типу(P-Well на рис.8), глибокого карману n-типу(Deep N-Well на рис.8) відповідно.

Запропонована блок-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 температуру 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. Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF} наведені на рис.9.

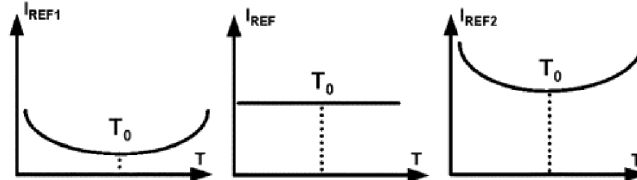


Рис.9. Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF} .

Запропонована структурна схема наведена на рис.10.

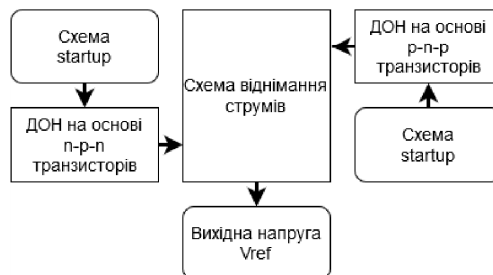


Рис.10. Запропонована структурна схема.



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 в робочий режим джерела [8].

Схема реалізації ДОН на n-p-n біполярних транзисторах наведена на рис.11а. Схема реалізації ДОН на p-n-p біполярних транзисторах наведена на рис.11б.

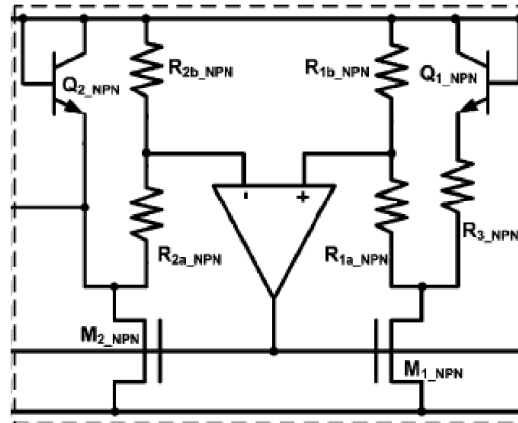


Рис.11а. Схема реалізації ДОН на n-p-n біполярних транзисторах.

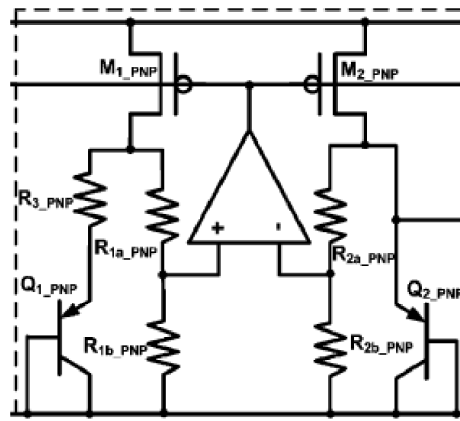


Рис.11б. Схема реалізації ДОН на p-n-p біполярних транзисторах.

Дана схема реалізації також вимагає використання низьковольтного операційного підсилювача. Даний підсилювач може бути реалізований за методом описаним у [9]. Він містить широкий діапазон вхідних і вихідних напруг, що спрощує розробку ДОН, оскільки даний підсилювач може бути використаний як на схемі рис.11а, так і на схемі рис.11б.

Струм I_{REF1} , що генерує схема ДОН на p-n-p транзисторах (рис.11б) можна описати формулою:



$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{pnp}}|}{R_{1_{pnp}}} + \frac{1}{R_{3_{pnp}}} \frac{kT}{q} \ln(N_{pnp}), \quad (5)$$

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

Струм I_{REF2} , що генерує схема ДОН на n-p-n транзисторах (рис.11a) можна описати формулою:

$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{nnp}}|}{R_{1_{nnp}}} + \frac{1}{R_{3_{nnp}}} \frac{kT}{q} \ln(N_{nnp}), \quad (6)$$

де $R_{1_{nnp}}$ – 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 (рис.7) і може бути записаний формулою:

$$I_{REF} = K_2 I_{REF2} - K_1 I_{REF1} = \left(\frac{K_2 V_{BE_{nnp}}}{R_{1_{nnp}}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R_{1_{pnp}}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{nnp})}{R_{3_{nnp}}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R_{3_{pnp}}} \right), \quad (7)$$

де K_1 , K_2 – коефіцієнти передачі струмових дзеркал М1-М2 і М4-М3 відповідно згідно рис.7.

Якщо частини $\ln(N_{nnp})$ і $\ln(N_{pnp})$ мають однакове значення і відповідні значення для $R_{1_{pnp}}$, $R_{1_{nnp}}$, $R_{3_{pnp}}$, $R_{3_{nnp}}$, 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:

$$V_{REF} = I_{REF} * R_{REF}. \quad (8)$$

Шляхом підстановки (7) у (8) отримуємо результуюче рівняння для вихідної напруги V_{REF} :

$$V_{REF} = R_{REF} * \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{nnp}}}{R_{1_{nnp}}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R_{1_{pnp}}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{nnp})}{R_{3_{nnp}}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R_{3_{pnp}}} \right) \right]. \quad (9)$$

Як видно з рівняння (9), рівень вихідної напруги V_{REF} можна змінювати шляхом підлаштування значення опору R_{REF} .

Мінімальна напруга живлення для запропонованого структурного рішення обраховується за формулою:

$$V_{DD(\min)} = \text{Max} \left[\left(\frac{R_{1a_{pnp}}}{R_{1a_{pnp}} + R_{1b_{pnp}}} |V_{BE_{pnp}}| + |V_{THP}| + 2|V_{dsat}| \right), \left(\frac{R_{2a_{nnp}}}{R_{1a_{nnp}} + R_{1b_{nnp}}} V_{BE_{nnp}} + V_{THN} + 2V_{dsat} \right) \right], \quad (10)$$

де V_{THP} , V_{THN} - порогові напруги рКМОП і нКМОП транзисторів відповідно;
 V_{dsat} – напруга насичення відповідник КМОП транзисторів.



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

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

Де V_{OS} – напруга зміщення операційного підсилювача.

Як видно із рівняння (11) ефект напруги зміщення V_{OS} підсилюється на величину співвідношення резисторів $\frac{K_2 R_{1npn}}{R_{1bnpn}}$ і $\frac{K_1 R_{1pnp}}{R_{1bpnp}}$. Якщо відповідні

співвідношення резисторів зменшити, то це зменшить вплив напруги зміщення на вихідну напругу [10]. Також саму напругу зміщення в операційному підсилювачі можна зменшити шляхом використання методів покращеної відповідності пристроїв на етапі розробки топографічного малюнку схеми операційного підсилювача.

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 і рекомендації.

В статті розглянуто базові принципи побудови джерел опорної напруги. Проаналізовано можливі джерела похибки вихідної опорної напруги, переваги і недоліки існуючих архітектурних рішень ДОН. 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. Надано рекомендації компенсації похибки, спричиненої напругою зміщення операційного підсилювача.

Подальше удосконалення системо 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 опорного 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.

Література:

1. Voltage reference. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: 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, 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. Fiocchi, “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”, Oxford University Press, 2002
 7. Boltzmann constant. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Boltzmann_constant
 8. G. A. Rincon-Mora, Voltage Reference-From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits. New York: Wiley, 2002
 9. Z. Qin; A. Tanaka; N. Takaya; H. Yoshizawa, “ 0.5-V 70-nW Rail-to-Rail Operational Amplifier Using a Cross-Coupled Output Stage,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 63, no. 11, Nov. 2016. DOI: 10.1109/TCSII.2016.2539081
 10. K.N. Leung, K. T. Moke, and C. Y. Leung, “A 2-V 23-A curvature-compensated CMOS bandgap voltage reference,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 561–564, Mar. 2003. DOI: 10.1109/JSSC.2002.808328

References:

1. Voltage reference.URL: 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, 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. Fiocchi, “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”, Oxford University Press, 2002
7. Boltzmann constant.URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Boltzmann_constant
8. G. A. Rincon-Mora, Voltage Reference-From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits. New York: Wiley, 2002
9. Z. Qin; A. Tanaka; N. Takaya; H. Yoshizawa, “ 0.5-V 70-nW Rail-to-Rail Operational Amplifier Using a Cross-Coupled Output Stage,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 63, no. 11, Nov. 2016. DOI: 10.1109/TCSII.2016.2539081
10. K.N. Leung, K. T. Moke, and C. Y. Leung, “A 2-V 23-A curvature-compensated CMOS bandgap voltage reference,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 561–564, Mar. 2003. DOI: 10.1109/JSSC.2002.808328

Abstract. *The basic principles of reference voltage source construction are considered in the article. Possible sources of error of the output reference voltage, advantages and disadvantages of the existing architectural solutions of the reference voltage sources are analyzed. An architectural*

«Проблеми інформатизації та управління»

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 п-н 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.

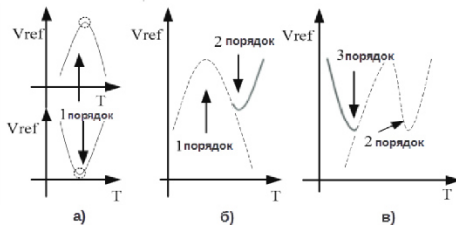


Рис. 1. Компенсація температурної залежності вихідної напруги джерел опорної напруги а) 1-го порядку; б) 2-го порядку; в) 3-го порядку

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).

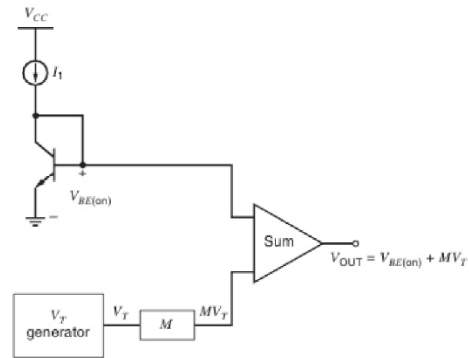


Рис. 2. Спрощена блок-схема джерела опорної напруги.

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 п-н-перехід біполярного п-р-п 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, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$; T – абсолютна температура, К; q – елементарний заряд, $q = 1,6 * 10^{-19}$ Кл.

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

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

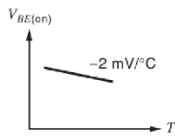


Рис. 3. Температурна залежність напруги V_{STAT} .

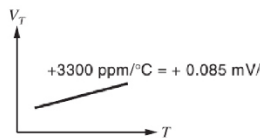


Рис. 4. Температурна залежність напруги V_{PTAT} .

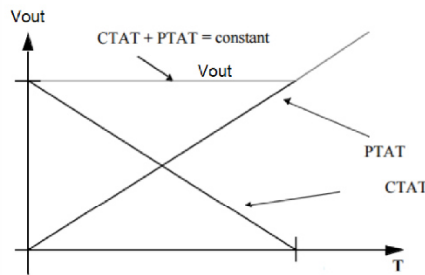


Рис. 5. Температурна залежність вихідної напруги V_{OUT} .

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 V_{STAT} отримується шляхом використання діодного ввімкнення біполярного транзистора, а напруга V_{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.

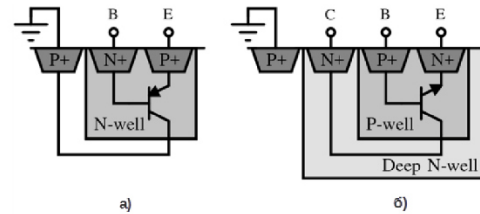


Рис. 6. Переріз вертикальних а) р-п-р; б) п-п-п біполярних транзисторів, присутніх у стандартному КМОН технологічному процесі

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

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

де k – стала Больцмана, $k = 1,38 * 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$; 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 (V_{PTAT} напруга), що використовується для компенсації негативного температурного коефіцієнта напруги V_{BE} . Але напруга база-емітер біполярного транзистора залежить від температури нелінійно[5]:

$$V_{BE} = V_G(T_0) + \frac{T}{T_0} [V_{BE}(T_0) + V_G(T_0)] - (\eta - m) \frac{kT_0}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right), \quad (5)$$

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.

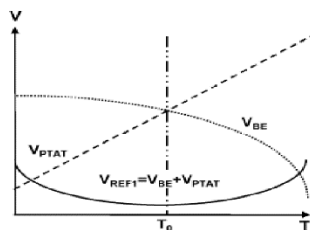


Рис. 7. Співвідношення між нелінійною температурною залежністю V_{BE} і лінійною температурною залежністю V_{PTAT} у вихідній напрузі ДОН.

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 р-п-р біполярні транзистори для реалізації ДОН. Другий тип реалізований за допомогою паразитних вертикальних п-р-п 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 р-п-р біполярних транзисторах, а I_{REF2} отримується із ДОН реалізованого на п-р-п 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 температуру 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.

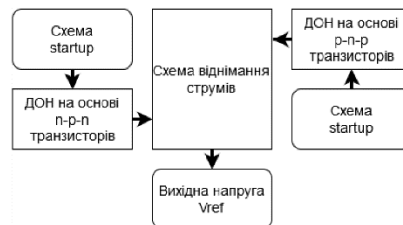


Рис. 8. Запропонована структурна схема.

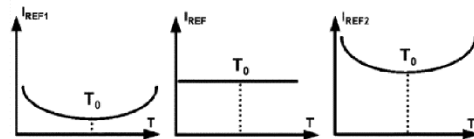


Рис. 9. Температурні залежності струмів I_{REF1} , I_{REF2} , I_{REF} .

Дана структурна схема складається із двох джерел опорної напруги на п-р-п і р-п-р 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).

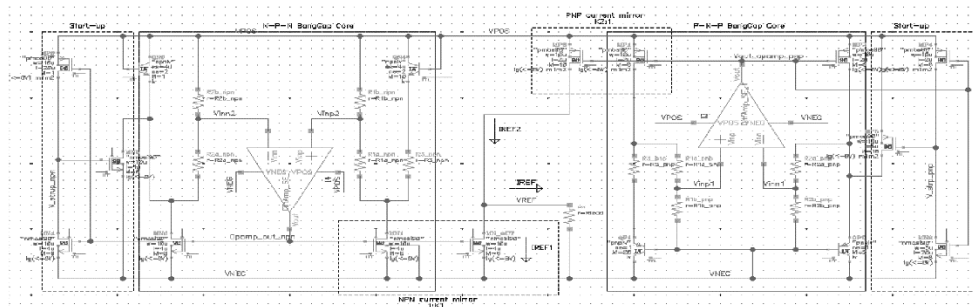


Рис. 10. Схемотехнічна реалізація структурної блок-схеми (рис.8).

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

$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{pnp}}|}{R1_{pnp}} + \frac{1}{R3_{pnp}} \frac{kT}{q} \ln(N_{pnp}) \quad (7)$$

де $R1_{pnp}$ – встановлюється рівний $R1a_{pnp} + R1b_{pnp}$ (або $R2a_{pnp} + R2b_{pnp}$), звідки випливає що $R1a_{pnp} = R2a_{pnp}, R1b_{pnp} = R2b_{pnp}$.

$$I_{REF1} = \frac{|V_{BE_{nnp}}|}{R1_{nnp}} + \frac{1}{R3_{nnp}} \frac{kT}{q} \ln(N_{nnp}) \quad (8)$$

де $R1_{nnp}$ – встановлюється рівний $R1a_{nnp} + R1b_{nnp}$ (або $R2a_{nnp} + R2b_{nnp}$), звідки випливає що $R1a_{nnp} = R2a_{nnp}, R1b_{nnp} = R2b_{nnp}$.

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

$$I_{REF} = K_2 I_{REF2} - K_1 I_{REF1} = \left(\frac{K_2 V_{BE_{nnp}}}{R1_{nnp}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R1_{pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{nnp})}{R3_{nnp}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R3_{pnp}} \right) \quad (9)$$

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 $R1_{pnp}, R1_{nnp}, R3_{pnp}, R3_{nnp}, K_1, K_2$ 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} :

$$V_{REF} = R_{REF} * \left[\left(\frac{K_2 V_{BE_{nnp}}}{R1_{nnp}} - \frac{K_1 V_{BE_{pnp}}}{R1_{pnp}} \right) + \frac{kT}{q} \left(\frac{K_2 \ln(N_{nnp})}{R3_{nnp}} - \frac{K_1 \ln(N_{pnp})}{R3_{pnp}} \right) \right] \quad (11)$$

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 принципу 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 опору 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, опору бази, 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 опору резисторів 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.

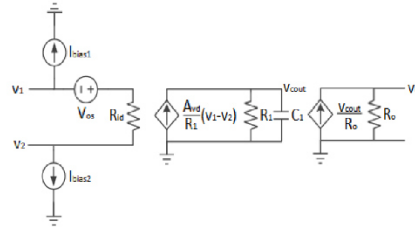


Рис. 11. Модель операційного підсилювача з частотною залежністю і сталим вихідним опором.

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;

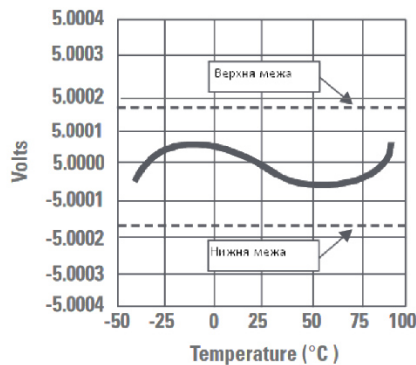


Рис. 12. Застосування «box» методу для обрахування температурного коефіцієнта.

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

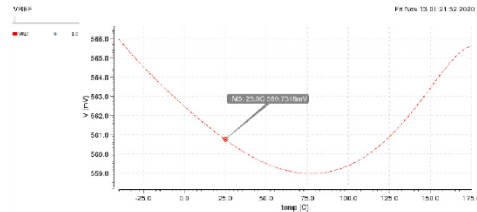


Рис. 13. Температурна залежність вихідної напруги ДОН V_{REF} від температури.

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.

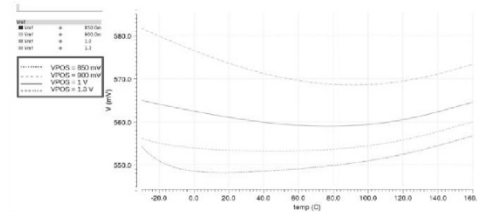


Рис. 14. Температурна залежність вихідної напруги ДОН при різних значення напруги живлення.

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.

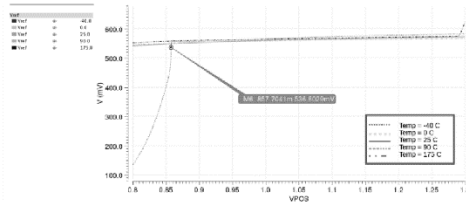


Рис. 15. Залежність вихідної напруги ДОН від напруги живлення при різних значеннях температур.

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

Результати дев'яти 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.

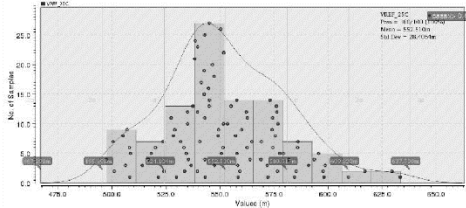


Рис. 16. Варіація номінальної вихідної напруги при Монте Карло симуляції.

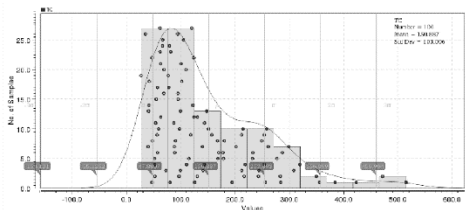


Рис. 17. Варіація ТК при Монте Карло симуляції

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
Rout	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_pnp – для струму на вході MP4, b_pnp – 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 підсилувача, 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 підсилувача.

Досліджено вплив коефіцієнту підсилення по напрузі, частотній смугі пропускання, вихідного опору операційного підсилувача, 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 підсилувача 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. Focchi, “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.:КПІ 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 3σ Inaccuracy of $\pm 0.15\%$ From -40C to 125C ,” *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 температурну стабільність вихідної напруги. В статті проведено аналіз сучасного стану джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах. Встановлено, що це є одним із основних блоків кожної мікросхеми. З'ясовано, що до ДОН висувують 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 нарузі живлення рівній або меншій 1 В, щоб відповідати сучасним аспектам застосування. Запропоновано можливий підхід до побудови джерела опорної напруги, 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. 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 вхідний струм зміщення, вхідну напругу зміщення, вхідний опір, диференціальний коефіцієнт підсилення, вихідний опір, частотну залежність операційного підсилювача. Досліджено вплив коефіцієнту підсилення по нарузі, 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 $I = b_0 + b_1T + b_2T^2 + b_3T^3 + b_4T^4$ температурну залежність генерованих в схемі струмів. Що дозволяє вибрати коректні значення коефіцієнтів передачі струму у струмових дзеркалах для зменшення температурної залежності вихідної напруги.

Ключові слова: джерело опорної напруги, КМОН технологія, температурна залежність, 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 reference 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. Выявлено, 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.

Додаток Ж Акт про впровадження

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор

Сахаров Д.Ю.
12 грудня 2020р.

АКТ

впровадження результатів магістерської дисертації

виконаного студентом групи ДК-91мп

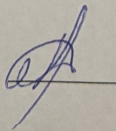
кафедри КЕОА ФЕЛ НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського

Цимбалом Олександром Володимировичем

на тему «Методи підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах та технічні рішення їх реалізації»

Даний акт складено про те, що результати магістерської дисертації «Методи підвищення точності і стабільності джерел опорної напруги в інтегральних мікросхемах та технічні рішення їх реалізації» студента групи ДК-91мп кафедри КЕОА ФЕЛ НТУУ «КПІ ім. І. Сікорського» Цимбала Олександра Володимировича будуть використанні при розробці виробів ФОП «Сахаров Д.Ю».

Директор



Сахаров Д.Ю.

