



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

CHYBOVÁ ANALÝZA A OPTIMALIZACE NÍZKONAPĚŤOVÉ BG REFERENCE

ERROR ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF LOW VOLTAGE BG REFERENCE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Martin Koukol

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Prokop, Ph.D.

BRNO 2022

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Mikroelektronika a technologie**

Ústav mikroelektroniky

Student: Martin Koukol

ID: 220811

Ročník: 3

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Chybová analýza a optimalizace nízkonapěťové BG reference

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte problematiku nízkonapěťové BG reference a navrhnete vhodné schéma v 250 nm procesu. Proveďte její chybovou analýzu. Proveďte optimalizaci nízkonapěťové BG reference s ohledem na její přesnost (rozptyl), plochu a odběr. Pokuste se dosáhnout přesnosti (rozptylu +/- 4 sigma) lepšího než +/- 0,5 % při pokojové teplotě a při odběru menším než 10 μ A.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 7.2.2022

Termín odevzdání: 2.6.2022

Vedoucí práce: Ing. Roman Prokop, Ph.D.

Konzultant: Ing. Petr Kadaňka

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá návrhem nízkonapěťové BG reference typu Brokaw a její následnou optimalizací pomocí chybové analýzy k získání přesnosti lepší než $\pm 0,5\%$ při rozptylu ± 4 sigma. Hlavní zaměření práce je samotná chybová analýza a zjištění jednotlivých chybových faktorů ovlivňující přesnost. Návrh a optimalizace napěťové reference byly provedeny v programu Cadence Virtuoso.

Klíčová slova

Nízkonapěťová reference, Brokaw, Bandgap, Chybová analýza, Optimalizace.

Abstract

The bachelor's thesis deals with the design of Brokaw type low-voltage BG reference and its following optimization using error analysis to achieve better precision than $\pm 0,5\%$ with level of accuracy 4 sigma. The main focus of the thesis is the error analysis itself and finding the individual factors that affect precision. Design and optimization of the voltage reference were made in program Cadence Virtuoso.

Keywords

Low-voltage reference, Brokaw, Bandgap, Error analysis, Optimization.

Bibliografická citace

KOUKOL, Martin. *Chybová analýza a optimalizace nízkonapěťové BG reference* [online]. Brno, 2022 [cit. 2022-06-01]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/142781>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Roman Prokop.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Martin Koukol*

VUT ID studenta: *220811*

Typ práce: *Bakalářská práce*

Akademický rok: *2021/22*

Téma závěrečné práce: *Chybová analýza a optimalizace
nízkonapěťové BG reference*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 2. 6. 2022

podpis autora

Poděkování

Děkuji firmě **onsemi**, která mi umožnila vypracovat tuto práci pod jejich záštitou. Dále bych chtěl poděkovat konzultantovi bakalářské práce Ing. Petru Kadaňkovi za účinnou a metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Neposledně bych chtěl poděkovat kolegovi Martinu Chmelařovi za velmi cenné rady v simulačním programu Cadence Virtuoso.

V Brně dne: 2. 6. 2022

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK	10
ÚVOD	11
1. TEORETICKÝ ROZBOR	12
1.1 NAPĚŤOVÁ REFERENCE	12
1.2 NEZÁVISLOST NA NAPÁJECÍM NAPĚTÍ NAPĚŤOVÉ REFERENCE	12
1.3 TEPLOTNÍ NEZÁVISLOST NAPĚŤOVÉ REFERENCE	13
1.3.1 Vytvoření záporného teplotního koeficientu.....	14
1.3.2 Vytvoření kladného teplotního koeficientu.....	15
1.3.3 Vytvoření teplotně nezávislé napěťové reference.....	17
1.4 BROKAWOVA BANDGAP REFERENCE	18
1.4.1 Získání záporného teplotního koeficientu	18
1.4.2 Získání kladného teplotního koeficientu.....	18
1.4.3 Teplotně nezávislý blok referenčního napětí.....	19
1.5 VLIV NESOUBĚHU.....	20
1.5.1 Trimování.....	20
1.5.2 Dynamické potlačení nesouběhu.....	20
1.5.3 Potlačení nesouběhu při návrhu layoutu	21
1.5.4 Přesný návrh.....	22
2. NÍZKONAPĚŤOVÁ BG REFERENCE	25
2.1 BUŇKA NAPĚŤOVÉ REFERENCE.....	25
2.1.1 Výpočet hodnot součástek buňky napěťové reference	26
2.1.2 Bočníkový regulátor pro udržení pracovního bodu napěťové reference.....	30
2.2 KOMPLETNÍ SCHÉMA MODIFIKOVANÉ BROKAWOVI REFERENCE	32
2.2.1 Zdroj proudu	33
2.3 OPERAČNÍ ZESILOVAČ	35
3. CHYBOVÁ ANALÝZA	36
3.1 CHYBA VNITŘNÍHO ZDROJE PROUDU	36
3.1.1 Vliv rozptylu odporu rezistoru R_5	37
3.1.2 Vliv rozptylu napětí U_{GS} tranzistoru $M10$	38
3.1.3 Vliv rozptylu proudu proudového zrcadla $M10-M3$	40
3.1.4 Vliv rozptylu proudu proudového zrcadla $M4-M22$	41
3.1.5 Celková chyba vnitřního proudového zdroje	41
3.2 CHYBA MODIFIKOVANÉ BROKAWOVI BG REFERENCE	42
3.2.1 Vliv chyby poměru vstupních proudů způsobena rozptylem poměru rezistorů R_{C1} a R_{C2} ..	43
3.2.2 Vliv rozptylu napětí U_{BE1}	45
3.2.3 Vliv rozptylu napětí ΔU_{BE}	45
3.2.4 Vliv rozptylu poměru rezistorů R_2 a R_1	46
3.2.5 Vliv chyby poměru rezistorů R_4 a R_3	47
3.2.6 Vliv rozptylu hodnoty odporu rezistoru R_1	48
3.2.7 Rozptyl napětí U_{BE2}	49
3.3 CHYBA OPERAČNÍHO ZESILOVAČE.....	51

3.3.1	<i>Chyba proudu zrcadlem M0-M1</i>	52
3.3.2	<i>Odchylka proudu diferenciálního stupně</i>	53
3.3.3	<i>Odchylka proudu proudovým zrcadlem M7-M8</i>	54
3.3.4	<i>Celková chyba operačního zesilovače</i>	54
3.3.5	<i>Vliv nesouběhu vstupních proudů diferenciálního páru</i>	55
3.4	VÝPOČET CELKOVÉ CHYBY NAPĚŤOVÉ REFERENCE.....	56
4.	ZÁVĚR	58
	LITERATURA	59
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	60
	SEZNAM PŘÍLOH	61

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Blokové schéma principu teplotní závislosti	13
1.2	Nastavení rozdílu proudových hustot rozdílnými zdroji proudů (vlevo), pomocí paralelních tranzistorů v jedné větvi (vpravo).....	15
1.3	Závislost napětí ΔU_{BE} na rozdílu proudů (vlevo), počtu tranzistorů (vpravo).....	16
1.5	Blokové schéma obecné napěťové reference[6].....	17
1.5	Brokawova buňka: schéma (vlevo), závislost proudů I_1, I_2 na U_i (vpravo).....	18
1.7	Schéma referenčního bloku Brokawovi napěťové reference.....	19
1.8	Princip dynamického potlačení nesouběhu	21
1.9	Proudový zdroj s chybami v jednotlivých proudových zrcadlech.....	23
1.10	Schéma pro zjištění chyby proudu I rezistorem R	24
2.1	Schéma modifikované Brokawovi BG reference	25
2.2	Závislost referenčního napětí na teplotě pro první iteraci rezistorů	28
2.3	Závislost referenčního napětí na teplotě pro finální iteraci rezistorů	29
2.4	Schéma modifikované Brokawovi BG buňky s bočníkovým regulátorem	30
2.5	Kompletní schéma modifikované Brokawovi reference	32
2.6	Schéma zdroje proudu.....	33
2.7	Grafy teplotních závislostí zdroje proudu (zelená) a bočníkového regulátoru (červená).....	34
2.8	Schéma operačního zesilovače.....	35
3.1	Znázornění vnitřního zdroje proudu v celkovém schématu.....	36
3.2	Schéma vnitřního zdroje proudu	37
3.3	Schéma pro zjištění rozptylu odporu rezistoru R_5	38
3.4	Schéma pro zjištění rozptylu napětí U_{GS} tranzistoru M_{10}	39
3.5	Schéma pro zjištění rozptylu proudu zrcadlem M_{10} - M_3	40
3.6	Schéma pro zjištění rozptylu proudu zrcadlem M_4 - M_{22}	41
3.7	Schéma modifikované Brokawovi BG reference pro chybovou analýzu.....	42
3.8	Schéma modifikované Brokawovi BG buňky s bočníkovým regulátorem	43
3.9	Schéma pro simulaci nepoměru rezistorů R_{C1} a R_{C2}	44
3.10	Schéma pro simulaci odchylky napětí U_{BE1}	45
3.11	Schéma pro simulaci odchylky napětí ΔU_{BE}	46
3.12	Schéma pro simulaci odchylky poměru rezistorů R_2 a R_1	47
3.13	Schéma pro simulaci odchylky poměru rezistorů R_4 a R_3	48
3.14	Schéma pro simulaci odchylky rezistoru R_1	49
3.15	Schéma pro zjištění rozptylu napětí U_{BE2} vlivem technologie	50
3.16	Schéma operačního zesilovače pro simulaci chyby vlivem vstupní napěťové nesymetrie	51
3.17	Schéma pro simulaci odchylky proudu tranzistory M_0 a M_1	52
3.18	Schéma pro simulaci odchylky proudu diferenciálním stupněm.....	53
3.19	Schéma pro simulaci odchylky proudu tranzistory M_7 - M_8	54

SEZNAM TABULEK

2.1	První iterace velikosti rezistorů v buňce napěťové reference.....	28
2.2	Výsledná iterace velikosti rezistorů v buňce napěťové reference	29
3.1	Díleční chyby ovlivňující rozptyl referenčního napětí.....	56

ÚVOD

Napět'ová reference je obvod, který na svém vstupu dostává nestabilní napájecí napětí a na výstup poskytuje stabilní referenční napětí, které je nezávislé na napájecím napětí, teplotě a použitém procesu. Napět'ové reference lze najít v mnoha oblastech elektroniky, a to například v měřicích přístrojích, kde poskytují přesné referenční napětí pro A/D převodníky, v napájecích zdrojích a další.

Cílem práce je prozkoumat problematiku nízkonapět'ových referencí a navrhnout v 250 nm procesu nízkonapět'ovou referenci s výstupním referenčním napětím 1 V tak, aby bezpečně fungovala pro minimální hodnotu napájecího napětí 1,1 V, pokusit se dosáhnout přesnosti $\pm 0,5$ % při rozptylu ± 4 sigma a při proudovém odběru menším než 10 μA .

Práce je rozdělena do tří kapitol. V první kapitole se pojednává o teoretických poznacích, potřebných pro návrh a chybovou analýzu napět'ové BG reference. V druhé kapitole se pojednává o návrhu a rozboru jednotlivých bloků obvodu napět'ové reference. Třetí kapitola se věnuje chybové analýze a optimalizaci obvodu napět'ové BG reference.

1. TEORETICKÝ ROZBOR

Tato část práce se zabývá teoretickými poznatky potřebnými pro řešení bakalářské práce.

1.1 Napět'ová reference

Napět'ová reference je obvod, který udržuje na svém výstupu stabilní napětí, které je ideálně nezávislé na změně teploty, napájecího napětí a na použitém výrobním procesu. [2]

1.2 Nezávislost na napájecím napětí napět'ové reference

Napět'ová reference může pracovat pouze v určitém intervalu napájecího napětí. Spodní limit tohoto intervalu je dán minimálním napětím, od kterého reference dokáže spolehlivě udržet na výstupu referenční napětí. Horní limit je dán mezními hodnotami použitých součástek. Napájecí napětí nemusí být čistě stejnosměrného charakteru a může mít na sobě superponovaný šum, kterému musí reference odolávat a nepřenést ho na výstupní stabilizované referenční napětí.

Parametr, který popisuje změnu výstupního parametru na změně vstupního parametru se nazývá citlivost S . Citlivost parametru y na parametru x je definována jako:

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x}, \quad (1.1)$$

při návrhu teplotně nezávislého bloku napět'ové reference se uvažuje neměnného zdroje proudu, tím pádem napět'ové reference obsahují zdroj proudu, který určitým způsobem potlačuje vliv změny napájecího napětí. Tím pádem lze senzitivitu S popsat jako:

$$S_{U_{NAP}}^{I_{OUT}} = \frac{U_{NAP}}{I_{OUT}} \frac{\partial I_{OUT}}{\partial U_{NAP}}, \quad (1.2)$$

kde je:

- I_{OUT} – výstupní proud,
- U_{NAP} – napájecí napětí.[1]

Způsobů, jak docílit nezávislosti na napájecím napětí je několik. Jednou z možností je, aby nastavovací proud proudového zdroje nebyl přímo závislý na napájecím napětí, ale na jiné veličině, která se minimálně mění se změnou napájecího napětí a tím pádem potlačuje vliv změny napájecího napětí na změnu výstupního proudu. Další možností je navrhnout obvod tak, aby byl zdroj napětí či proudu závislý na již stabilizovaném napětí či proudu, tato metoda návrhu se z anglické literatury nazývá bootstrap biasing technique. V obvodu nízkonapět'ové reference použité v této práci se využívá obou těchto metod, kde zdroj proudu pro buňku napět'ové reference není přímo závislý na napájecím napětí a napětí na vstupu napět'ové reference je rovno stabilizovanému referenčnímu napětí.

1.3 Teplotní nezávislost napěťové reference

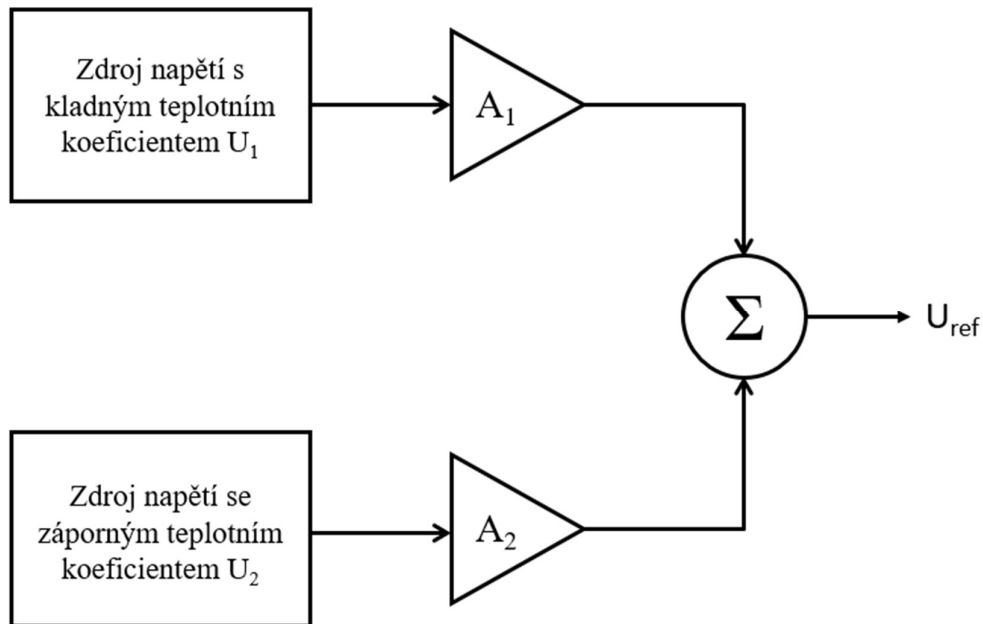
Téměř veškeré součástky mění své vlastnosti v závislosti na teplotě. Parametr, který popisuje tuto změnu se nazývá teplotní koeficient.

$$TC_x = \frac{\partial x}{\partial T}, \quad (1.3)$$

kde je:

- TC_x – teplotní koeficient parametru x ,
- x – parametr měnící se s teplotou,
- T – absolutní teplota.

Pro teplotní nezávislost napěťové reference se využívá dvou zdrojů napětí, které mají protichůdný teplotní koeficient.



Obrázek 1.1 Blokové schéma principu teplotní závislosti

Napětí z dílčích zdrojů napětí U_1 a U_2 zobrazených v blokovém schématu na obrázku 1.1 se musí proporcionálně zesílit parametry A_1 a A_2 , aby součet jejich teplotních koeficientů byl roven nule.

$$TC_{U_{ref}} = A_1 \frac{\partial U_1}{\partial T} + A_2 \frac{\partial U_2}{\partial T} = 0. \quad (1.4)$$

Z rovnice (1.4) vyplývá, že výstupní referenční napětí, které je nezávislé na teplotě se rovná:

$$U_{ref} = A_1 U_1 + A_2 U_2. \quad (1.5)$$

Jako zdrojů napětí s kladným a záporným teplotním koeficientem se s výhodou využívají bipolární tranzistory, konkrétně jejich přechod B-E, a to z toho důvodu, že z pohledu technologie lze jednoduše a přesně replikovat bipolární tranzistory s téměř totožnými parametry.[1][2]

1.3.1 Vytvoření záporného teplotního koeficientu

Napětí, na propustně polarizovaném přechodu B-E bipolárního tranzistoru, disponuje záporným teplotním koeficientem neboli vykazuje CTAT (Complementary To Absolute Temperature) charakter. Velikost teplotního koeficientu lze získat výpočtem, kde se vychází ze základní tranzistorové rovnice závislosti proudu I_C na napětí U_{BE} , která se upraví, aby se získala závislost napětí U_{BE} .

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}, \quad (1.6)$$

$$U_{BE} = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right), \quad (1.7)$$

$$U_T = \frac{kT}{q}. \quad (1.8)$$

kde je:

- I_C – proud kolektorem bipolárního tranzistoru,
- I_S – saturační proud bipolárního tranzistoru,
- U_{BE} – napětí na přechodu B-E bipolárního tranzistoru,
- U_T – teplotní napětí,
- k – Boltzmannova konstanta,
- q – náboj elektronu.

Derivací napětí U_{BE} podle teploty se získá jeho teplotní koeficient.

$$TC_{U_{BE}} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{U_T}{T} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \frac{U_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T}. \quad (1.9)$$

Hodnota saturačního proudu I_S je velice malá, pohybující se v řádech aA až fA, avšak je velice teplotně závislá. Právě z tohoto proudu vychází velikost teplotního koeficientu napětí U_{BE} . Dosazením za saturační proud I_S a poměrně složitou úpravou se lze dopracovat k rovnici (1.10).[1][2][3][5]

$$TC_{U_{BE}} = \frac{U_T}{T} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - (4 - n) \frac{U_T}{T} - \frac{U_{G0} \cdot q}{k \cdot T^2} U_T = \frac{U_{BE} - (4 - n)U_T - U_{G0}}{T}, \quad (1.10)$$

kde je:

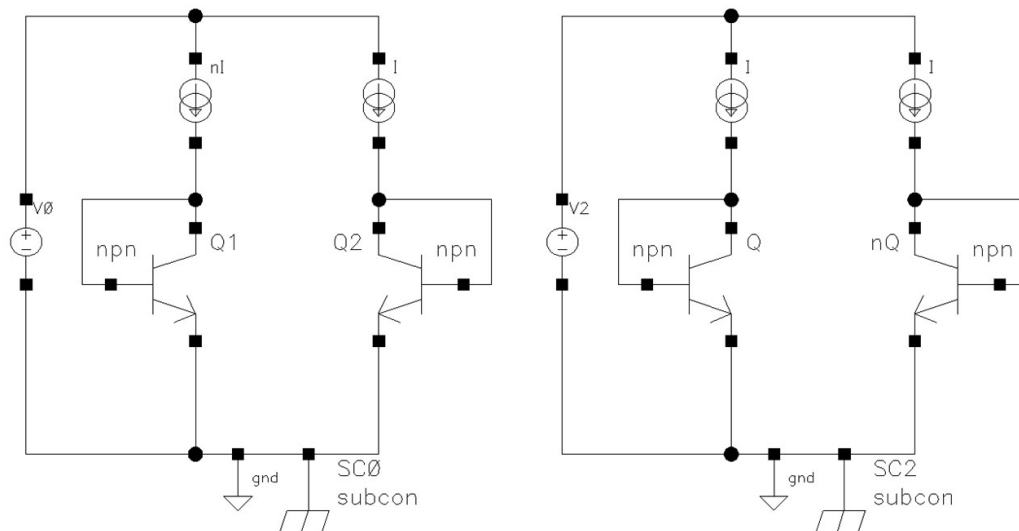
- n – závislost pohyblivosti elektronů na koncentraci dopantů v bázi,
- U_{G0} – napětí odpovídající šířce zakázaného pásma křemíku vztaženého k teplotě 0 K.

V případě, že je k dispozici simulátor s přesnými modely tranzistorů, lze s výhodou využít DC analýzu napětí U_{BE} , kde se jako krokovaný parametr zvolí teplota a provede se derivace funkce napětí U_{BE} a najde se její velikost při určité teplotě, typicky 300 K neboli 27 °C. Teplotní koeficient modelu NPN tranzistoru pro 250 nm technologii je $-2,132$ mV/K.

Další možná metoda je předpokládat, že se teplotní koeficient TC napětí U_{BE} rovná přibližně -2 mV/K a obvod se následně v simulátoru doladí pomocí iterační metody k správnému poměru teplotních koeficientů.

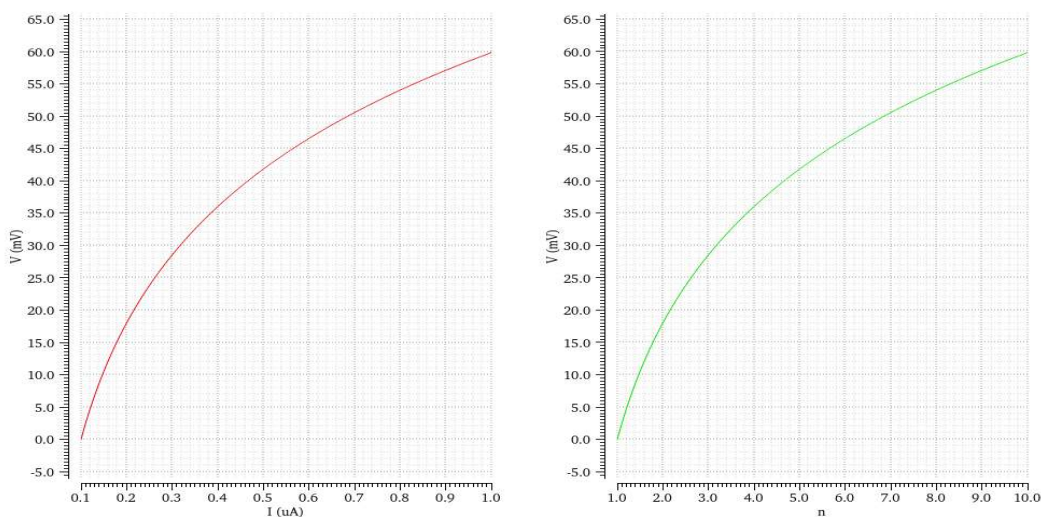
1.3.2 Vytvoření kladného teplotního koeficientu

Když se provozují dva bipolární tranzistory, které mají rozdílné emitorové proudové hustoty, tak rozdíl úbytku napětí ΔU_{BE} je proporcionalní k teplotě čili vykazuje PTAT (Proportional To Absolute Temperature) charakter. Rozdílu proudových hustot lze docílit dvěma způsoby.



Obrázek 1.2 Nastavení rozdílu proudových hustot rozdílnými zdroji proudů (vlevo), pomocí paralelních tranzistorů v jedné větvi (vpravo)

Emitorová proudová hustota, jak název napovídá je proud na jednotku plochy emitoru, tím pádem rozdíl v proudových hustotách lze nastavit buď změnou proudu do jednoho z tranzistorů. Na obrázku 1.2 vlevo je schéma zapojení, kde do levé větve teče n -krát větší proud než do pravé větve. Zatímco vpravo je schéma, kde pravý tranzistor si lze představit jako n stejných paralelně zapojených tranzistorů. Tím pádem do obou větví teče stejný proud, ale proudová hustota na jednotlivý tranzistor v pravé větvi je n -krát menší, jelikož se proud mezi nimi rovnoměrně rozdělí. U této metody je třeba dbát na souběh tranzistorů. Na obrázku 1.3 lze vidět, že z pohledu napětí ΔU_{BE} nezáleží na použité metodě získání rozdílu proudových hustot.[3]



Obrázek 1.3 Závislost napětí ΔU_{BE} na rozdílu proudů (vlevo), počtu tranzistorů (vpravo)

Důvod, proč teplotní koeficient rozdílu napětí přechodu B-E dvou tranzistorů je kladný a ne záporný, jako v případě napětí přechodu B-E, lze zjistit analýzou obvodu z obrázku 1.2 pomocí druhého Kirchhoffova zákona.

$$\Delta U_{BE} + U_{BE2} - U_{BE1} = 0. \quad (1.11)$$

Úpravou a dosazením za napětí U_{BE} z rovnice (1.7) se získá:

$$\Delta U_{BE} = U_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - U_T \ln\left(\frac{I_C}{NI_S}\right) = U_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S} \cdot \frac{NI_S}{I_C}\right) = U_T \ln(N), \quad (1.12)$$

kde je:

- N – poměr proudových emitorových hustot dvou tranzistorů.

Z rovnice (1.12) je tedy patrné, že kolektorový proud I_C a saturační proud I_S , které způsobují záporný teplotní koeficient napětí U_{BE} se vytknuly a jediný teplotně závislý parametr, co ve vztahu zbyl je teplotní napětí U_T , jehož teplotní koeficient lze zjistit derivací rovnice (1.8) pro teplotní napětí podle teploty.

$$TC_{U_T} = \frac{\partial U_T}{\partial T} = \frac{k}{q}. \quad (1.13)$$

Z rovnice (1.13) tedy vychází, že teplotní koeficient teplotního napětí U_T je kladný a tím pádem bude kladný i teplotní koeficient napětí ΔU_{BE} .

Derivací rovnice (1.12) podle teploty se získá teplotní koeficient napětí ΔU_{BE} .

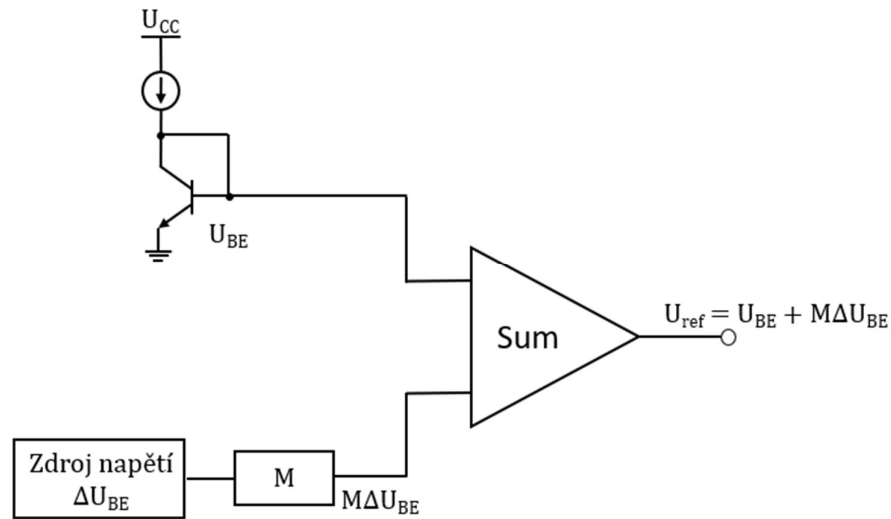
$$TC_{\Delta U_{BE}} = \frac{\partial \Delta U_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln(N). \quad (1.14)$$

Z rovnice (1.14) lze vidět, že teplotní koeficient je závislý čistě jen na poměru proudů či poměru emitorových ploch, tím pádem je tento vztah neměnný pro jakékoliv použité

tranzistory. Avšak tranzistory musí být stejné a je třeba dbát na dobrý souběh. Výpočet si lze ověřit v simulátoru, když se dosadí $N = 8$, výsledek bude $179,19 \mu\text{V/K}$. Ověření v simulátoru probíhá stejně jako u teplotního koeficientu napětí U_{BE} , kde se provede derivace funkce napětí ΔU_{BE} a najde se její hodnota při teplotě 27°C . Ze simulátoru vyšlo, že se teplotní koeficient rovná $182,02 \mu\text{V/K}$.

1.3.3 Vytvoření teplotně nezávislé napěťové reference

Ve většině napěťových referencí se využívá napětí U_{BE} k získání napětí se záporným teplotním koeficientem. K získání kladného teplotního koeficientu se využívá napětí ΔU_{BE} .



Obrázek 1.4 Blokové schéma obecné napěťové reference[6]

Součtem napětí s CTAT a PTAT charakterem se získá napětí, které je teplotně nezávislé. V kapitolách 1.3.1 a 1.3.2 bylo zjištěno, že teplotní koeficient TC napětí U_{BE} je podstatně větší, než teplotní koeficient TC napětí ΔU_{BE} , aby se docílilo nulového teplotního koeficientu musí být napětí ΔU_{BE} vynásobeno konstantou M .

$$U_{ref} = U_{BE} + M \cdot \Delta U_{BE}. \quad (1.15)$$

Pro teplotní nezávislost napěťové reference musí platit:

$$\frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = TC_{U_{BE}} + M \cdot TC_{\Delta U_{BE}} = 0. \quad (1.16)$$

Teplotní koeficient napětí U_{BE} lze předpokládat -2 mV/K a velikost teplotního koeficientu napětí ΔU_{BE} lze zjistit z rovnice (1.14). Po menší úpravě lze získat koeficient M .

$$M = \frac{-TC_{V_{BE}}}{TC_{\Delta V_{BE}}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{179,19 \cdot 10^{-6}} = 11,16. \quad (1.17)$$

Předpokladem, že $U_{BE1} = 0,65 \text{ V}$ a dosazením všech hodnot do rovnice (1.15) se získá výstupní napětí BG reference:

$$U_{ref} = 0,65 + 11,16 \cdot 53,76 \cdot 10^{-3} = 1,25 \text{ V}, \quad (1.18)$$

To, že U_{ref} vyšlo 1,25 V není náhoda, jelikož právě velikost napětí 1,25 V odpovídá šířce zakázaného pásma křemíku při teplotě $T = 300 \text{ K}$, odtud plyne název bandgap (zakázané pásmo) reference, v dalších částech této práce se na bandgap referenci bude občas odkazovat jako BG reference.[1][3][4]

1.4 Brokawova bandgap reference

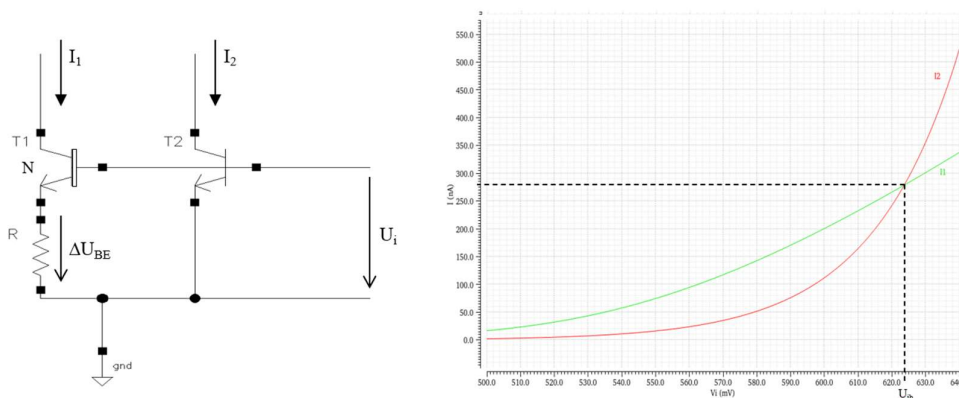
Brokawova napěťová bandgap reference patří mezi jeden z nejstarších typů bandgap referencí, byla vytvořena již roku 1974 A. Paul Brokawem a i na své stáří patří mezi velmi používaný typ napěťové reference pro své těžko překonatelné vlastnosti.[7]

1.4.1 Získání záporného teplotního koeficientu

K získání napětí se záporným teplotním koeficientem se využije U_{BE} přechodu B-E bipolárního NPN tranzistoru.

1.4.2 Získání kladného teplotního koeficientu

K získání kladného teplotního koeficientu se využije Brokawovi bandgap buňky. Tranzistor T_1 má N-krát větší plochu emitoru než tranzistor T_2 , z toho důvodu při malém napětí U_i protéká tranzistorem T_1 větší proud než tranzistorem T_2 , to však do doby, než začne být proud omezen rezistorem R , od té doby proud I_1 roste pouze lineárně zatímco proud I_2 roste stále exponenciálně.



Obrázek 1.5 Brokawova buňka: schéma (vlevo), závislost proudů I_1 , I_2 na U_i (vpravo)

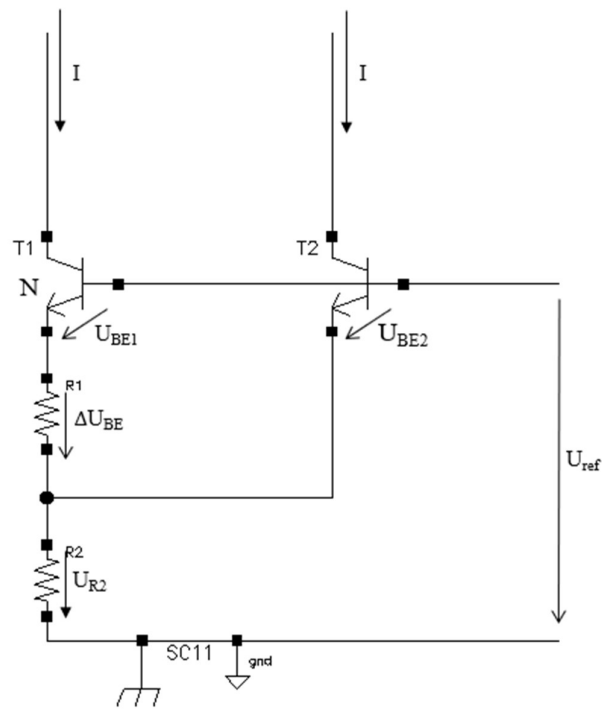
V bodě, kde U_i se rovná U_{ib} se proudy I_1 a I_2 rovnají. Za tohoto stavu disponuje napětí ΔU_{BE} na rezistoru R PTAT charakterem.

$$\Delta U_{BE} = U_T \ln(N), \quad (1.19)$$

$$I_1 = I_2 = \frac{U_T \ln(N)}{R}. \quad (1.20)$$

Takto zapojený obvod může sloužit jako zdroj proudu s kladným teplotním koeficientem. Přidáním jednoho rezistoru lze obvod předělat na teplotně nezávislou napěťovou BG referenci.[3][4]

1.4.3 Teplotně nezávislý blok referenčního napětí



Obrázek 1.6 Schéma referenčního bloku Brokawovi napěťové reference

Dle druhého Kirchhoffova zákona lze odvodit vzorec pro referenční napětí Brokawovi BG reference.

$$U_{ref} = U_{BE_2} + U_{R_2} = U_{BE_2} + 2I \cdot R_2 = U_{BE_2} + 2\Delta U_{BE} \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.21)$$

Derivací podle teploty se získá teplotní koeficient, který se musí rovnat nule, aby byla reference teplotně nezávislá.

$$TC_{U_{ref}} = \frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = \frac{\partial U_{BE_2}}{\partial T} + 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{\partial \Delta U_{BE}}{\partial T} = 0. \quad (1.22)$$

1.5 Vliv nesouběhu

Požadavky trhu po co nejpřesnějších obvodech jsou čím dál náročnější. Nejpřesnější napěťové reference dosahují nepřesnosti výstupního referenčního napětí menší než 0,1 %. Avšak z důvodu nepřesnosti v jednotlivých technologických krocích výroby čipu integrovaného obvodu jsou i identicky navržené prvky od sebe mírně odlišné vlivem tzv. nesouběhu.

Nesouběh je definován jako statistické rozložení elektrických rozdílů mezi identicky navrženými komponenty. Velikost nesouběhu jednotlivých součástek je velmi závislá na topologii (layoutu) a na technologických rozptylech. Měří se porovnáváním dvou identicky navržených součástek na jednom čipu a rozdíl měřené veličiny definuje nesouběh dané součástky. Velikost nesouběhu se udává buď v absolutních hodnotách (nA, μ V atd.) či v relativních hodnotách (%).

Způsoby, jakými lze minimalizovat vliv nesouběhu je několik a jejich využití se vybírá podle požadavků jednotlivých projektů. Mezi metody minimalizace vlivu nesouběhu patří trimování, dynamické potlačení nesouběhu DEM (Dynamic Element Matching) či zohlednění vlivu nesouběhu při samotném návrhu obvodu a následné topologii čipu.[8][9][10][11]

1.5.1 Trimování

Trimování probíhá až po procesu výroby čipu. Trimováním se většinou mění hodnoty rezistorů, které následně ovlivní souběh celého obvodu. Toho lze dosáhnout třemi způsoby, a to buď přepálením pojistky, zkratováním zenerovy diody či pomocí laserového trimování.

Použitím metody přepálení pojistky se do návrhu přidají pojistky z kovu či polykrystalického křemíku a pomocí vysokého proudu se tyto pojistky přepálí a odpojí segment rezistoru, čímž sníží jeho výsledný odpor. Nevýhoda této metody je potřeba několika segmentů rezistorů, které se nevyužijí a tím pádem se zvyšuje plocha čipu.

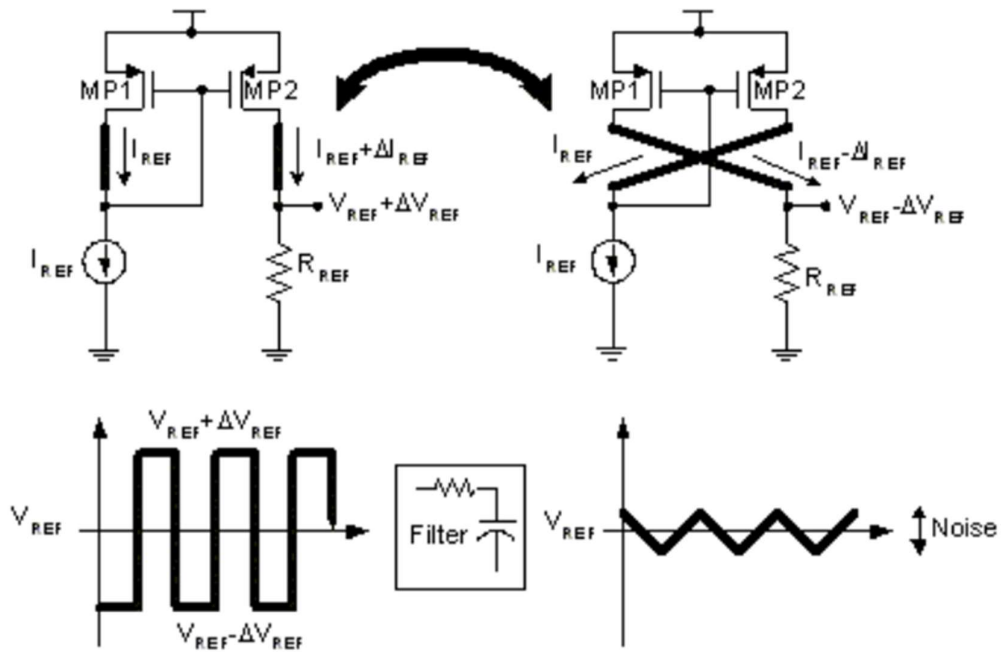
Metoda zkratování zenerovy diody má opačný cíl a místo přidání pojistky se mezi segmenty rezistoru přidá zenerova dioda, která se po přetížení stane zkratem a tím pádem spojí segmenty rezistorů, čímž zvýší jeho výsledný odpor. Nevýhoda této metody je stejná jako u metody přepalování pojistky, je zde potřeba několika segmentů rezistorů, které se nevyužijí a tím pádem se zvyšuje plocha čipu.

Při metodě laserového trimování se velikost odporu rezistoru navrhne menší, než je požadovaná a pak pomocí laseru se zahřeje materiál rezistoru, čímž se změní jeho krystalická struktura a rapidně se zvýší velikost jeho odporu. Nevýhoda této metody je vysoká nákladnost spojená s cenou laseru a dobou trimování, jelikož laser může trimovat pouze jeden rezistor najednou.[8][9]

1.5.2 Dynamické potlačení nesouběhu

Princip této metody spočívá v periodické záměně funkčnosti jednotlivých prvků, což

způsobí rovnoměrné rozložení chyb vlivem nesouběhu na všechny části obvodu. Jednoduchý příklad, kde lze využít princip dynamického potlačení nesouběhu je u proudového zrcadla zobrazeného na obrázku 1.7. V případě, že by byly tranzistory MP1 a MP2 v dokonalém souběhu, bylo by napětí na rezistoru R_{REF} rovno $U_{REF} = I_{REF}R_{REF}$. Ve skutečnosti je však mezi nimi určitý nesouběh způsobený technologií, který vytváří chybový proud ΔI_{REF} , což následně vytváří chybu výstupního napětí. Periodickým přepínáním tranzistorů MP1 a MP2 dochází, že výstupní napětí je superpozicí ideálního napětí U_{REF} a přepínaného chybového napětí ΔU_{REF} . Toto chybové napětí lze zmenšit pomocí filtru typu dolní propust.



Obrázek 1.7 Princip dynamického potlačení nesouběhu

Tato metoda má však několik nevýhod a to, že je potřeba výstupního filtru, který zabírá velkou plochu na čipu, existuje zde nezanedbatelný šum na výstupu a potřeba určité logické části, která bude přepínat funkci tranzistorů, což opět zvyšuje plochu čipu.[8]

1.5.3 Potlačení nesouběhu při návrhu layoutu

Jelikož se tato práce nezabývá návrhem layoutu obvodu, ale spíše jak omezit vliv nesouběhu již při samotném návrhu obvodu, nebude tato část dopodrobna probraná. Avšak pro umožnění návrháři navrhnout obvod tak, aby byl vliv souběhu co možná nejmenší je potřeba znát některé základní poučky o návrhu layoutu.

Pro jednotlivé součástky existují různé poučky pro potlačení nesouběhu při layoutu, tato kapitola se zabývá pouze poučkami, které lze využít při návrhu schématu obvodu.

Součástky, které se objevují v obvodu napěťové reference jsou rezistory, unipolární a bipolární tranzistory.

Poučky pro návrh rezistorů s dobrým souběhem:

- používat dostatečně široké rezistory s ohledem na velikost čipu,
- sestavovat rezistory ze stejně velikých segmentů,
- omezit výkonovou zátěž u rezistorů, kde je požadován dobrý souběh.

Poučky pro návrh bipolárních tranzistorů s dobrým souběhem:

- používat stejně velké emitory,
- průměr emitoru by měl být větší než minimální průměr,
- nastavit pracovní bod tranzistoru do ploché části křivky parametru β .

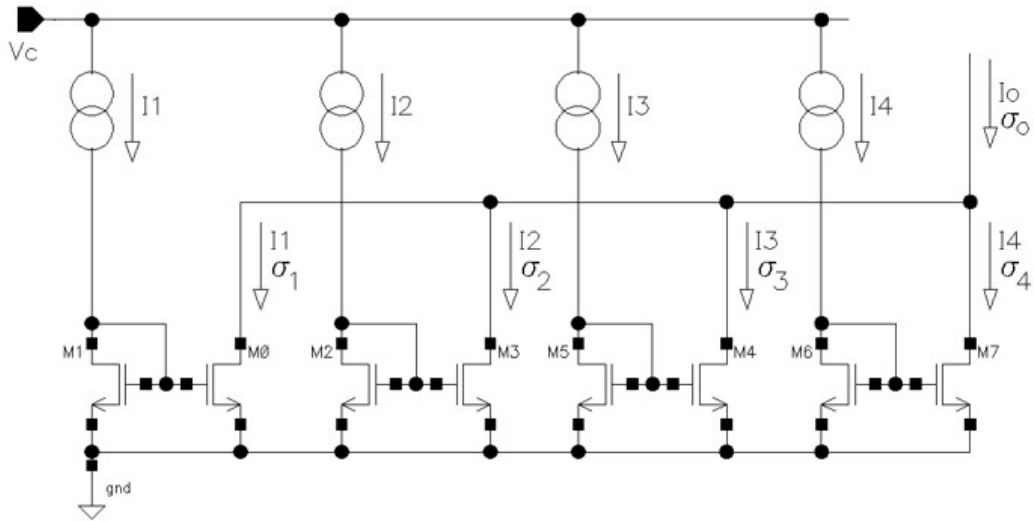
Poučky pro návrh unipolárních tranzistorů s dobrým souběhem:

- skládat tranzistory z tzv. prstů (menších tranzistorů) stejných velikostí a prokládat je mezi sebou,
- pro souběh napětí udržovat odstup U_{GS} napětí od prahového napětí U_{TH} co nejmenší,
- pro souběh proudu udržovat odstup U_{GS} napětí od prahového napětí U_{TH} co největší. [9]

1.5.4 Přesný návrh

Pod pojmem přesný návrh se rozumí návrh bloku případně parametru, jejichž přesnost neboli rozptyl lze efektivně ovlivnit způsobem, jakým se provede návrh. Například přesnost jednoho rezistoru je dána především technologickým rozptylem vrstvy, z níž je rezistor vyroben a tento rozptyl nelze návrhem příliš ovlivnit. Naopak přesnost poměru děliče ze dvou rezistorů lze ovlivnit návrhem velmi výrazně, viz poučky v kapitole 1.5.3.

Pro výpočet celkové chyby obvodu se využívá principu superpozice. Tím pádem se vliv jednotlivé chyby obvodu spočítá tak, že se ostatní chyby zanedbají a spočítá se vliv jen jedné chyby. Tyto jednotlivé dílčí chyby se následně nekorelovaně sečtou.



Obrázek 1.8 Proudový zdroj s chybami v jednotlivých proudových zrcadlech

Výstupní proud proudového zdroje na obrázku 1.8 je dán součtem dílčích proudů z jednotlivých proudových zrcadel.

$$I_{OUT} = I_1 + I_2 + I_3 + I_4. \quad (1.23)$$

Pomocí principu superpozice se určí vlivy všech dílčích chyb.

$$\sigma_{O1} = \sigma_1, \quad (1.24)$$

$$\sigma_{O2} = \sigma_2, \quad (1.25)$$

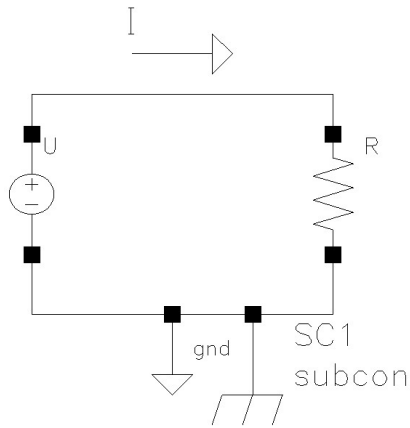
$$\sigma_{O3} = \sigma_3, \quad (1.26)$$

$$\sigma_{O4} = \sigma_4. \quad (1.27)$$

Tyto dílčí chyby se následně nekorelovaně sečtou, aby se získala výsledná chyba výstupního proudu.

$$\sigma_O = \sqrt{\sigma_{O1}^2 + \sigma_{O2}^2 + \sigma_{O3}^2 + \sigma_{O4}^2}, \quad (1.28)$$

Princip superpozice lze využít i na systém s více parametry, které ovlivňují výstupní veličinu. Vliv jednotlivých parametrů se spočítá jako parciální derivace funkce výstupní veličiny podle chybového parametru, ostatní parametry se považují za konstanty. Derivovaná funkce se následně vynásobí chybou daného parametru a tím se získá chyba neboli rozptyl výstupní veličiny daná rozptylem daného parametru. Jako jednoduchý příklad této metody se může použít chyba proudu I rezistorem R .



Obrázek 1.9 Schéma pro zjištění chyby proudu I rezistorem R .

Z Ohmova zákona vyplývá, že proud I je roven:

$$I = \frac{U}{R}. \quad (1.29)$$

Přesnost proudu I ovlivňuje rozptyl napětí U a rozptyl odporu rezistoru R . Pro zjištění jednotlivých chyb je potřeba provést parciální derivaci proudu I podle napětí U (rovnice (1.30)) a podle rezistoru R (rovnice (1.31)).

$$\frac{\partial I}{\partial U} = \frac{\partial \left(\frac{U}{R} \right)}{\partial U} = \frac{1}{R}. \quad (1.30)$$

$$\frac{\partial I}{\partial R} = \frac{\partial \left(\frac{U}{R} \right)}{\partial R} = -\frac{U}{R^2}. \quad (1.31)$$

Aby se zjistilo, jak jednotlivé dílčí chyby ovlivní proud I , musí se parciální derivace vynásobit jednotlivými dílčími chybami.

$$\sigma_{IU} = \frac{1}{R} \cdot \sigma_U, \quad (1.32)$$

$$\sigma_{IR} = \frac{U}{R^2} \cdot \sigma_R, \quad (1.33)$$

Nekorelovaným součtem dílčích chyb se následně získá celková chyba proudu I . [10]

$$\sigma_I = \sqrt{\sigma_{IU}^2 + \sigma_{IR}^2}, \quad (1.34)$$

Rovnice pro referenční napětí doposud vypadá jako rovnice (1.21) pro výstupní napětí klasické Brokawovi BG buňky. Ze zapojení však vyplývá, že velikost napětí ΔU_{BE} bude jiná a lze odvodit pomocí druhého Kirchhoffova zákona.

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE0} - U_{R4} = U_T \ln N - U_{R4}. \quad (2.2)$$

Z rovnice (2.2) vychází, že napětí ΔU_{BE} modifikované Brokawovi BG buňky se rovná napětí ΔU_{BE} klasické Brokawovi BG buňky zmenšené o úbytek napětí na rezistoru R4. Pro ruční analýzu lze zanedbat proudy do báze bipolárních tranzistorů, jelikož v reálném zapojení se zvolí dostatečně veliký proud I_{R3} , aby byly bázové proudy zanedbatelné. Tím pádem proud rezistorem R4 je roven proudu rezistorem R3, který je dán jeho velikostí a velikostí napětí U_{BE2} .

$$\Delta U_{BE} = U_T \ln N - R4 \cdot I_{R3} = U_T \ln N - \frac{R4}{R3} \cdot U_{BE2}. \quad (2.3)$$

Dosazením rovnice (2.3) do rovnice (2.1) a následnou úpravou se získá rovnice pro referenční napětí.

$$U_{ref} = U_{BE1} + 2 \cdot \frac{R2}{R1} \cdot \left(U_T \ln N - \frac{R4}{R3} \cdot U_{BE2} \right). \quad (2.4)$$

Z rovnice (2.4) lze vidět, že výstupní referenční napětí je oproti klasické Brokawovi buňky menší o fragment napětí U_{BE2} , velikost tohoto fragmentu je dána poměrem rezistoru R4 a R3 a velikostí napětí U_{BE2} . Derivací podle teploty lze získat teplotní koeficient referenčního napětí.

$$TC_{U_{ref}} = \frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = TC_{U_{BE1}} + 2 \cdot \frac{R2}{R1} \left(TC_{\Delta U_{BE}} - \frac{R4}{R3} \cdot TC_{U_{BE2}} \right). \quad (2.5)$$

Správným poměrem rezistorů R1, R2, R3 a R4 se nastaví teplotní koeficient nule, aby byla reference teplotně nezávislá. Důvod, proč lze pomocí této modifikace získat teplotně nezávislou referenci s menším referenčním napětím než bandgapové napětí je ten, že teplotní koeficient napětí $TC(U_{BE2})$ přispívá ke kladnému teplotnímu koeficientu $TC(\Delta U_{BE})$ a tím pádem rezistor R2, na kterém se vytváří úbytek pro referenční napětí, nemusí být tak veliký pro vykompenzování záporného teplotního koeficientu $TC(U_{BE1})$.

2.1.1 Výpočet hodnot součástek buňky napět'ové reference

Analýzou obvodu na obrázku 2.1 lze zjistit velikosti rezistorů R1, R2, R3 a R4.

Na rezistoru R1 je úbytek napětí ΔU_{BE} , jehož velikost je odvozena v rovnici (2.3), podělením tohoto napětí velikostí proudu I se získá jeho velikost.

$$R1 = \frac{\Delta U_{BE}}{I} = \frac{U_T \ln N - R4 \cdot I_{R3}}{I}. \quad (2.6)$$

Úbytek napětí na rezistoru R2 je roven referenčnímu napětí U_{ref} zmenšeného o úbytek napětí U_{BE1} . Podělením úbytku napětí na rezistoru R2 jeho proudem, který se rovná dvojnásobku proudu I , se získá jeho velikost.

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{R2}} = \frac{U_{ref} - U_{BE1}}{2I}. \quad (2.7)$$

Velikost rezistoru R3 je definována velikostí úbytku napětí U_{BE2} na tranzistoru Q2 a velikostí proudu I_{R3} .

$$R3 = \frac{U_{BE2}}{I_{R3}}. \quad (2.8)$$

Velikost rezistoru R4 se vypočítá z rovnice (2.5) pro teplotní koeficient referenčního napětí. Tento teplotní koeficient musí být roven nule, aby napěťová reference byla teplotně nezávislá.

$$0 = TC_{U_{BE1}} + 2 \cdot \frac{R2}{R1} \left(TC_{\Delta U_{BE}} - \frac{R4}{R3} \cdot TC_{U_{BE2}} \right). \quad (2.9)$$

Následně je potřeba dosadit za rezistory R1, R2 a R3 z rovnic (2.6), (2.7) a (2.8).

$$0 = TC_{U_{BE1}} + 2 \cdot \frac{\frac{U_{ref} - U_{BE1}}{2I}}{\frac{U_T \ln N - R4 \cdot I_{R3}}{I}} \left(TC_{\Delta U_{BE}} - \frac{R4}{\frac{U_{BE2}}{I_{R3}}} \cdot TC_{U_{BE2}} \right). \quad (2.10)$$

Osamostatněním rezistoru R4 z rovnice (2.10) se získá rovnice pro výpočet velikosti rezistoru R4, aby byla zajištěna teplotní nezávislost napěťové reference.

$$R4 = \frac{U_{BE2} \cdot \ln N \left(U_T \cdot TC_{U_{BE1}} + \frac{k}{q} U_{ref} - \frac{k}{q} U_{BE1} \right)}{I_{R3} (U_{ref} \cdot TC_{U_{BE2}} - U_{BE1} \cdot TC_{U_{BE2}} + U_{BE2} \cdot TC_{U_{BE1}})}, \quad (2.11)$$

V rovnicích pro výpočet velikosti rezistorů buňky napěťové reference lze vidět, že ne všechny parametry jsou známé či je lze odvodit pomocí fyzikálních vztahů. Je tím pádem úlohou návrháře tyto parametry zvolit s ohledem na spotřebu, velikost čipu a správnou funkčnost obvodu.

Jako první je potřeba zvolit proud I tranzistorů Q0 a Q1, který se zvolí 250 nA s ohledem na spotřebu obvodu. Tento proud je nastavován rezistorem R1. Jelikož není potřeba, aby proud I byl přesně 250 nA, nastaví se na takovou velikost, aby bylo použito co nejméně rezistorových segmentů, ze kterých se skládá rezistor R1. Ze simulace se tedy později zjistí, že proud I bude roven 284,4 nA při $R1 = 148 \text{ k}\Omega$.

Následně je potřeba zvolit proud I_{R3} rezistorem R3, tento proud se zvolí 1,5 μA , jeho velikost na první pohled zbytečně zvyšuje spotřebu, ale nastavuje se takto velký, aby se mohl zanedbat bázev proud tranzistoru Q0, který by zanášel chybu do poměru rezistorů R4/R3, jelikož by jimi tekli zanedbatelně odlišný proud. Důvod, proč se musí nastavit proud I_{R3} tak velký pro zanedbání bázev proudů je ten, že v použité technologii mají bipolární tranzistory malý parametr β (menší než 20). Tím pádem při kolektorových proudech tranzistorů Q0 a Q1 $I = 284,4 \text{ nA}$ bude proud do báze okolo 14 nA.

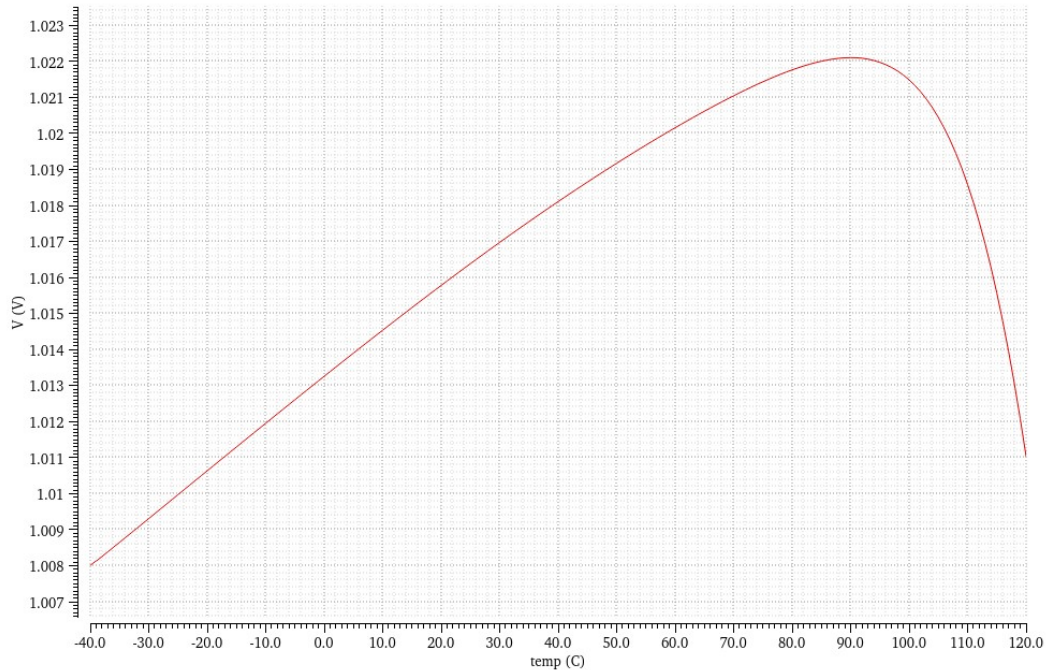
Opět, aby se omezila plocha na čipu, se proud odvodí takový, aby rezistor R3 byl sestaven z co nejméně rezistorových segmentů.

V neposlední řadě je potřeba zvolit velikost referenčního napětí, která se zvolí $U_{ref} = 1 \text{ V}$, úbytky napětí U_{BE} na tranzistorech Q1 a Q2, které se zvolí $U_{BE1} = U_{BE2} = 0,6 \text{ V}$ a teplotní koeficienty těchto úbytků napětí $TC_{U_{be1}} = TC_{U_{be2}} = -2 \text{ mV/K}$. Kromě referenčního napětí se tyto úbytky napětí a jejich teplotní koeficienty zvolí přibližně takové, jaké by měly být a následně se iterační metodou napěťová reference nastaví tak, aby měla požadovanou křivku výstupního referenčního napětí v závislosti na teplotě.

Dosažením známých hodnot do rovnic (2.6), (2.7), (2.8) a (2.11) se zjistí přibližné velikosti rezistorů R1, R2, R3 a R4, znázorněny v tabulce 2.1, které budou použity pro iterační metodu, pomocí které se správně nastaví napěťová reference. Pro výpočet první iterace velikosti rezistorů se doporučuje použít dvojnásobek proudu I . 59[12]

Tabulka 2.1 První iterace velikosti rezistorů v buňce napěťové reference

Rezistor	Velikost (kΩ)
R1	77,27
R2	351,62
R3	400
R4	8,11



Obrázek 2.2 Závislost referenčního napětí na teplotě pro první iteraci rezistorů

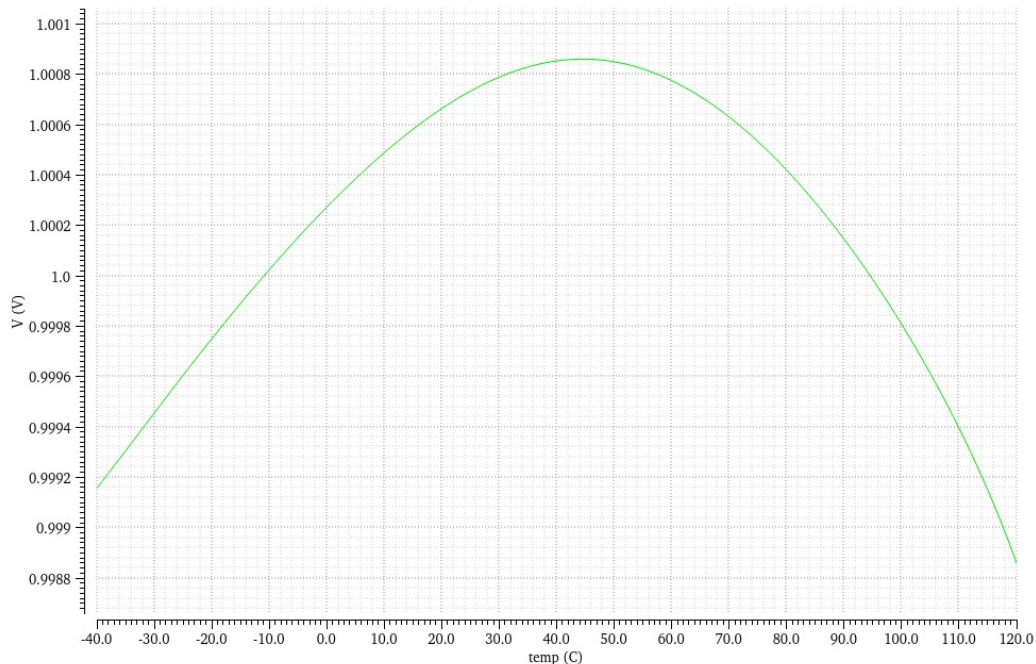
Z grafu na obrázku 2.2 lze vidět, že závislost referenčního napětí na teplotě není ideální, tím pádem je potřeba provést několik dalších iterací.

Ze simulace se následně odečtou úbytky napětí U_{BE1} a U_{BE2} , teplotní koeficienty těchto napětí a proud tekoucí rezistorem R2, jelikož v reálném zapojení je tento proud zvýšený o bázové proudy tranzistorů Q0 a Q1. Všechny odečtené parametry se vloží znovu do rovnic pro velikosti odporu rezistorů a postup se opakuje do té doby, než se dosáhne požadovaného průběhu závislosti referenčního napětí na teplotě. Výsledné hodnoty rezistorů jsou v tabulce 2.2 a závislost referenčního napětí na teplotě na obrázku 2.3.

Tabulka 2.2 Výsledná iterace velikosti rezistorů v buňce napěťové reference

Rezistor	Velikost (k Ω)
R1	148
R2	661,8
R3	408
R4	7,89

Ve výsledku se nepoužijí přesné hodnoty, které vyjdou iterační metodou, ale její nejbližší dosažitelné hodnoty, které lze sestavit z dílčích rezistorových segmentů.



Obrázek 2.3 Závislost referenčního napětí na teplotě pro finální iteraci rezistorů

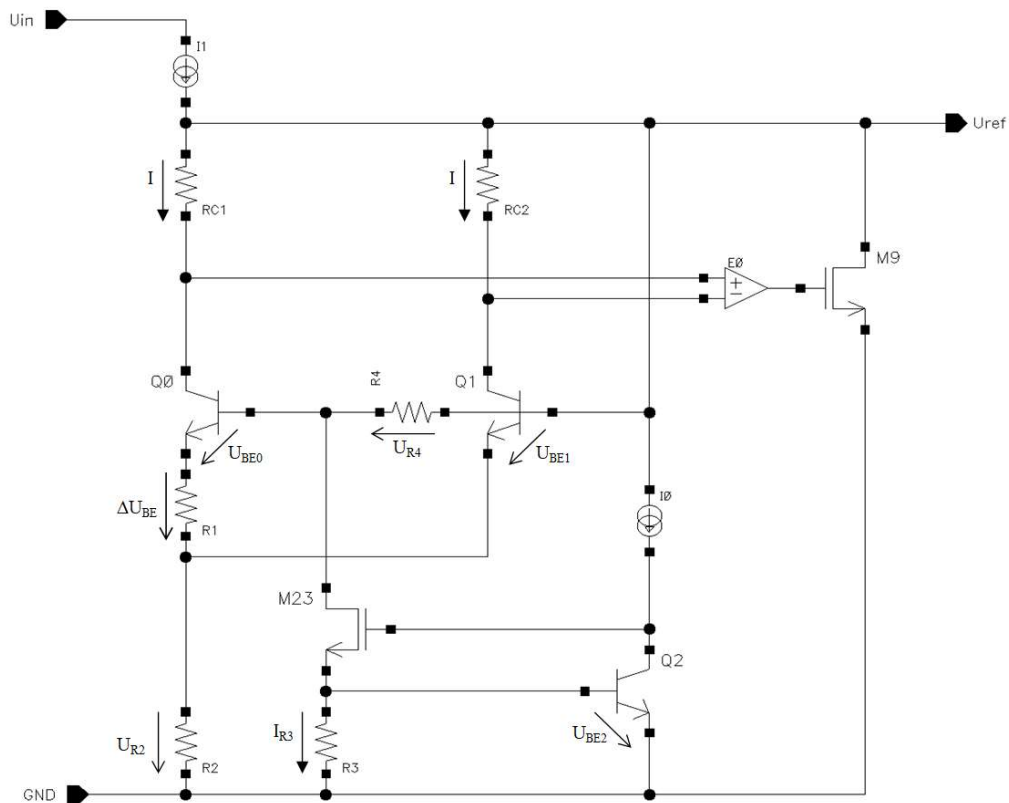
Teplotní závislost referenčního napětí pro finální iteraci z obrázku 2.3 je mnohem lepší než pro první iteraci, avšak stále by šla ještě mírně vylepšit. Komplikace pro další

zlepšení je taková, že se rezistory musí skládat ze stejných segmentů, aby se docílilo dobrého souběhu. Toto však způsobuje, že se konkrétní hodnoty rezistorů musí skládat ze sériovo-paralelních kombinací daných segmentů, takže se musí provést kompromis mezi teplotní závislostí napěťové reference a velikostí čipu.

Rezistory RC1 a RC2 se volí co největší, jelikož právě velikost rezistorů RC1 a RC2 ovlivňují zesílení buňky BG reference, avšak s ohledem na počet rezistorových segmentů (velikost čipu) a hlavně s ohledem na napěťovou rezervu, aby napětí U_{CE} na tranzistorech Q0 a Q1 bylo dostatečně velké pro jejich správnou funkci a tím pádem správnou funkci napěťové reference.

2.1.2 Bočnickový regulátor pro udržení pracovního bodu napěťové reference

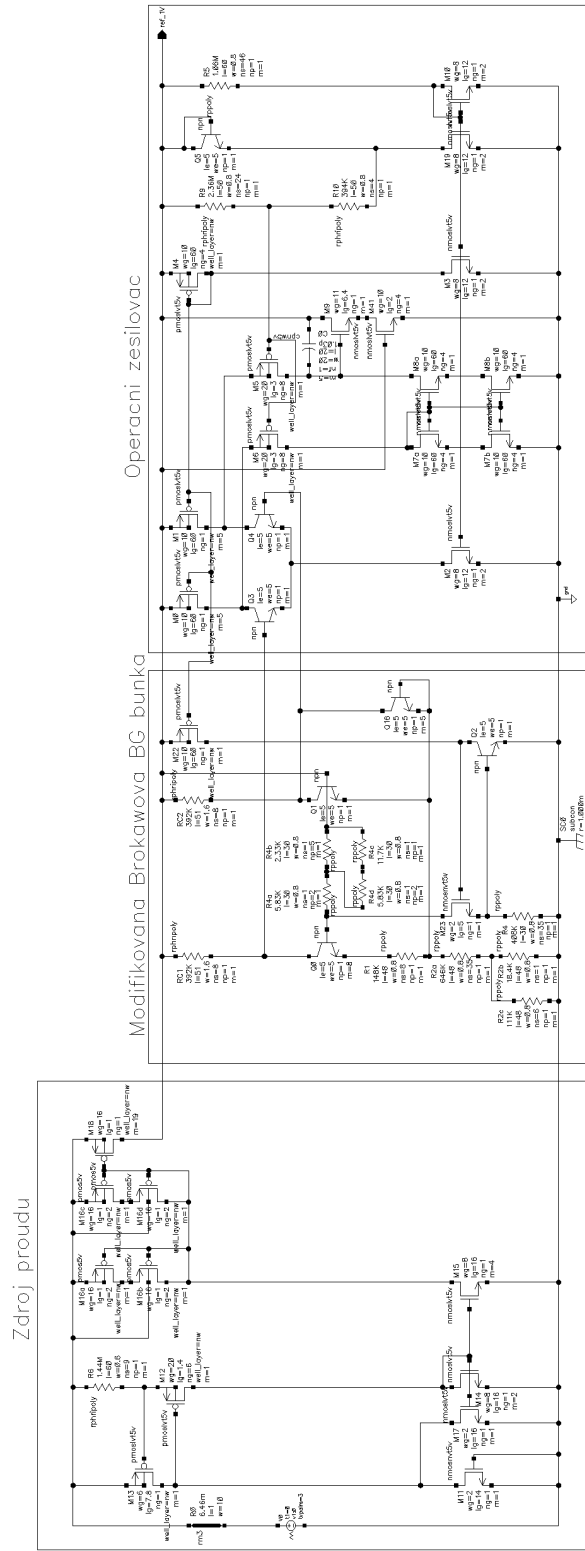
Při návrhu teplotně nezávislé buňky napěťové reference se uvažuje konstantní proud rezistory RC1 a RC2, při změně tohoto proudu vlivem například změny napájecího napětí se změní pracovní bod buňky referenčního napětí a přestane být teplotně nezávislá. Aby se tomuto jevu zabránilo, využívá se tzv. bočnickového regulátoru složeného z operačního zesilovače E0 s unipolárním tranzistorem M9 na jeho výstupu zobrazeného na obrázku 2.4.



Obrázek 2.4 Schéma modifikované Brokawovi BG buňky s bočnickovým regulátorem

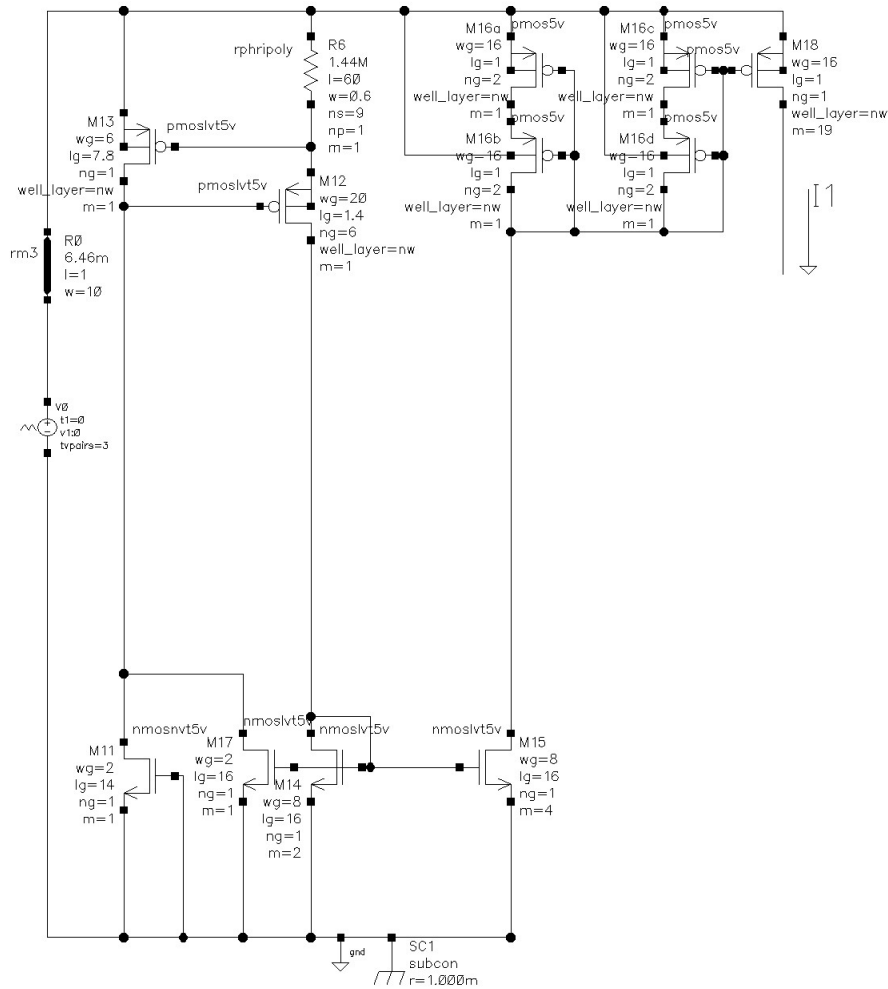
V případě, že se změní proud jednou z větví, promítne se tato změna na vstup operačního zesilovače, který přivře či přiotevře tranzistor M9 a tím pádem stabilizuje změnu napájecího proudu a vrátí referenční buňku zpět do požadovaného pracovního bodu. Nevýhoda tohoto řešení je stálý proud tekoucí tranzistorem M1, což zvyšuje spotřebu napěťové reference. Na obrázku 2.4 je kompletní principiální schéma nízkonapěťové reference. Kompletní schéma lze vidět na obrázku 2.5.

2.2 Kompletní schéma modifikované Brokawovi reference



Na obrázku 2.5 je kompletní schéma nízkonapěťové BG reference. Skládá se ze tří hlavních bloků. Z modifikované Brokawovi BG buňky, která byla popsána v kapitole 2.1. Následně ze zdroje proudu, který dodává stabilizovaný proud potlačující vliv změny napájecího napětí. Posledním hlavním blokem je operační zesilovač, který společně s výstupním tranzistorem M9 funguje jako bočnickový regulátor popsany v kapitole 2.1.2. Zdroj proudu a operační zesilovač jsou blíže popsány v následujících podkapitolách.

2.2.1 Zdroj proudu



Obrázek 2.6 Schéma zdroje proudu

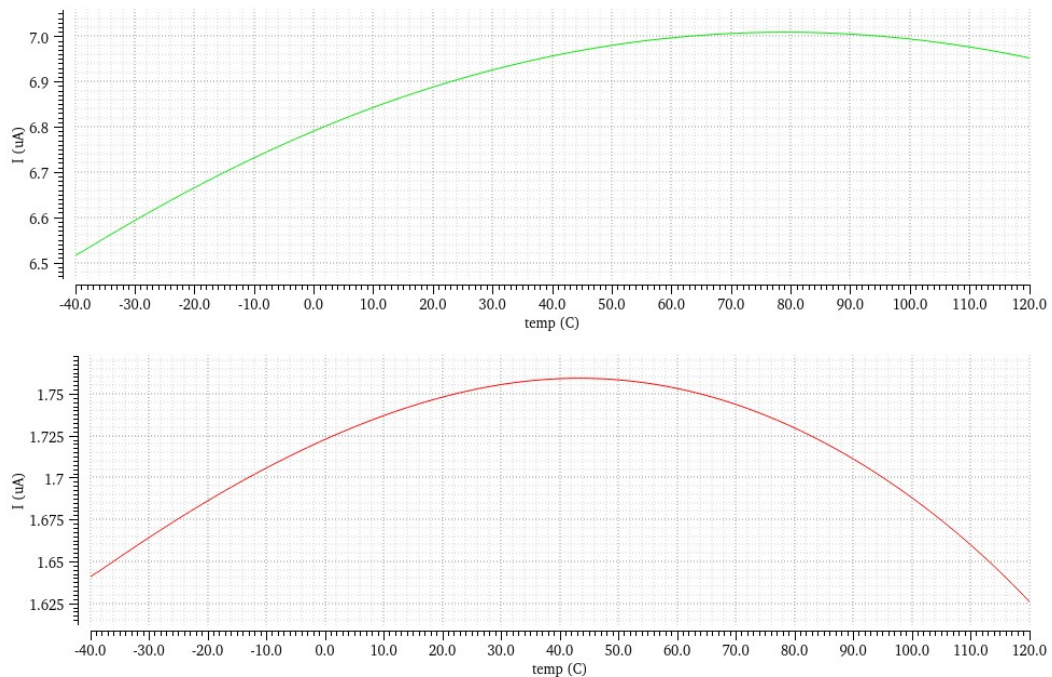
Jelikož tranzistor M11 pracuje v depletičním režimu poteče jím, po přiložení napětí, proud přes tranzistor M13, velikost tohoto proudu je dána parametry tranzistoru M11. Tento proud vytvoří napětí U_{GS} na tranzistoru M13. Toto napětí podělené odporem rezistoru R3 vytvoří proud protékající tranzistorem M12, který dále protéká do proudového zrcadla tvořeného z tranzistorů M14, M15 a M17. Výsledný proud tekoucí

do zrcadla se tedy o něco navýší, jelikož proud tranzistorem M13, který vytváří úbytek napětí U_{GS} , je nyní složen součtem proudů tranzistorů M11 a M17. Z toho vyplývá, že proud do zrcadla tvořeného z tranzistorů M14, M15 a M17, který dále teče do proudového zrcadla z tranzistorů M16-M18, které následně vytváří výstupní proud I pro zbytek napěťové reference, je závislý na hodnotě napětí U_{GS} tranzistoru M13, která se příliš nemění se změnou napájecího napětí.

Aby bylo dosaženo dobrého souběhu, je rozděleno proudové zrcadlo tvořené z tranzistorů M16-M18 na několik menších tranzistorů, které se mezi sebou proloží.

Pro správnou funkci bočnickového regulátoru se musí proudový zdroj naddimenzovat, aby dodával více proudu, než je potřeba pro buňku referenčního napětí.

Proud bočnickovým regulátorem se navrhuje takový, aby se minimálně měnil s teplotou. Toho se docílí tím, že výstupní proud proudového zdroje se navrhne tak, aby byl při součtu teplotních koeficientů proudu z proudového zrcadla M16-M18 a proudu bočnickového regulátoru vytvořen proud s ideálně nulovým teplotním koeficientem, jak lze vidět na obrázku 2.7.



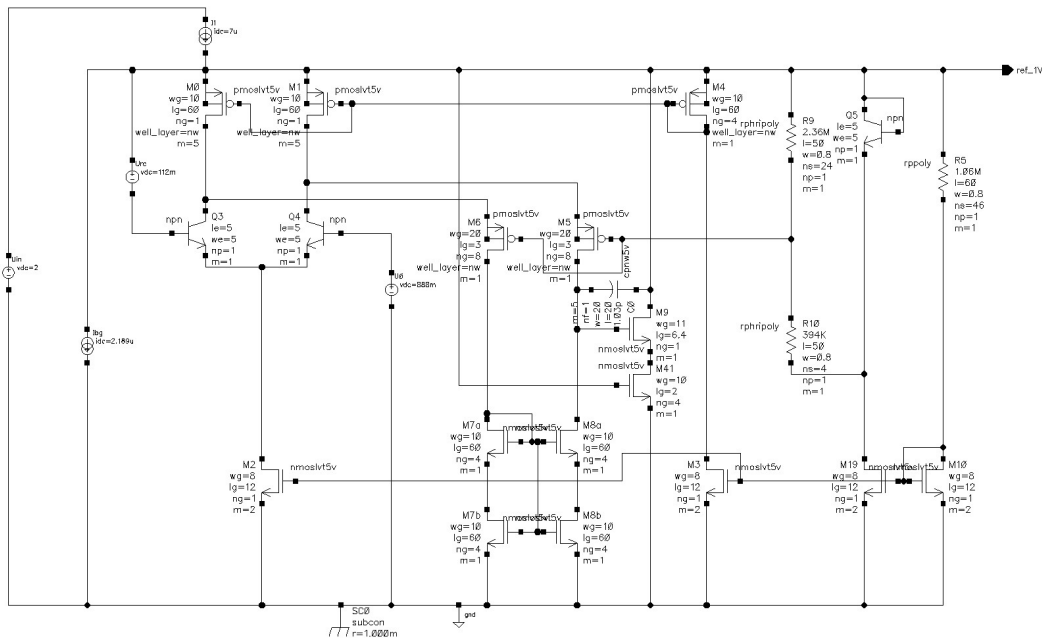
Obrázek 2.7 Grafy teplotních závislostí zdroje proudu (zelená) a bočnickového regulátoru (červená)

Důvod, proč se nastavuje teplotní závislost proudu bočnickovým regulátorem (tranzistorem M9) je ten, aby v celém teplotním rozsahu byl proud tranzistorem M9 přibližně stejný. Při zanedbání teplotní závislosti proudu tranzistorem M9 by se mohlo při určité teplotě stát, že by zdroj proudu dodával tak malý proud, že by tranzistorem M9

netekl žádný proud, bočníkový regulátor by přestal stabilizovat pracovní bod buňky referenčního napětí a napěťová reference by přestala fungovat.

2.3 Operační zesilovač

Pro operační zesilovač bylo zvoleno zapojení s aktivní zátěží ze složené kaskody. Důvod, proč byla využita složená kaskoda oproti klasické teleskopické kaskodě, která má vyšší výstupní odpor je ten, že začíná pracovat od nižšího napájecího napětí, což je pro nízkonapěťovou referenci nezbytné. Vstupní diferenciální pár je tvořen z bipolárních tranzistorů, jelikož je lze vytvořit s mnohem lepším souběhem a při stejném proudu dosahují vyšší transkonduktance oproti unipolárním tranzistorům. Schéma operačního zesilovače je na obrázku 2.8.



Obrázek 2.8 Schéma operačního zesilovače

Ideální zdroje napětí U_{rc} a U_0 společně s ideálním zdrojem proudu I_{bc} slouží jako náhrada za buňku referenčního napětí. Napětí U_{rc} reprezentuje úbytek napětí na rezistorech RC, napětí U_0 nastavuje operační zesilovač tak, aby se výstupní napětí rovnalo referenčnímu napětí 1 V. Zdroj proudu nahrazuje spotřebu proudu buňky referenčního napětí. Operační zesilovač společně s výstupním tranzistorem M9 pracuje jako bočníkový regulátor z obrázku 2.4.

3. CHYBOVÁ ANALÝZA

Z kapitoly 1.5.4 vyplývá, že pro zjištění chyby určité veličiny, v případě této práce, chyby výstupního referenčního napětí napěťové reference, je potřeba vypočítat jednotlivé zdroje zanášející chybu. Tyto dílčí zdroje chyb se následně nekorelovaně sečtou, čímž se získá výsledný rozptyl výstupního referenčního napětí.[10]

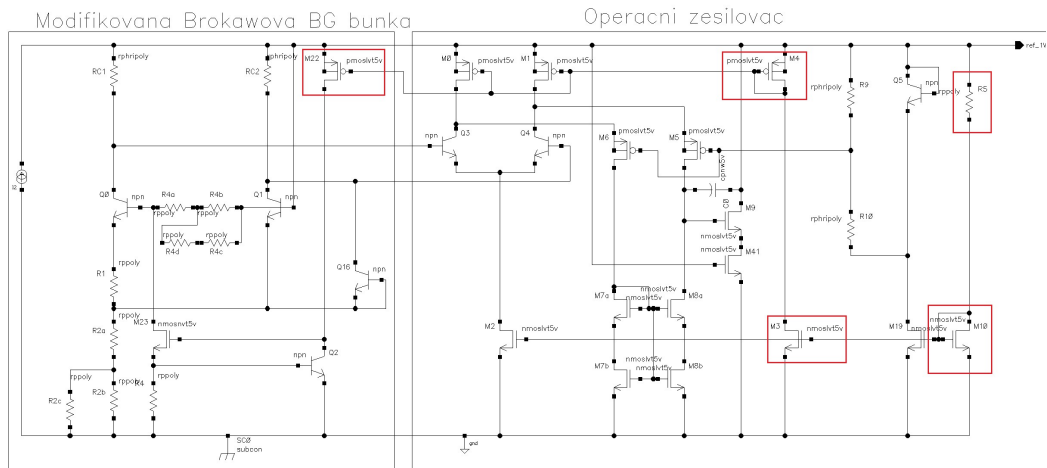
Jako první je tedy potřeba analyzovat obvod a zjistit všechny podstatné dílčí chyby, které ovlivňují rozptyl výstupního referenčního napětí.

Blok nízkonapěťové reference lze rozdělit na 3 hlavní dílčí bloky, které zavádí chybu do výstupního napětí. Jedním z bloků je samotná modifikovaná Brokawova BG reference, druhým blokem je operační zesilovač, který funguje jako bočníkový regulátor spolu s tranzistorem M9 a posledním blokem je vnitřní zdroj proudu pro tranzistor Q5 generující napětí U_{BE2} . Důvod, proč se nepočítá s rozptylem napájecího proudu je ten, že operační zesilovač společně s výstupním tranzistorem M9 regulují změny v napájecím proudu.

Velikosti samotných dílčích chyb budou zjišťovány pomocí simulace metodou Monte Carlo.

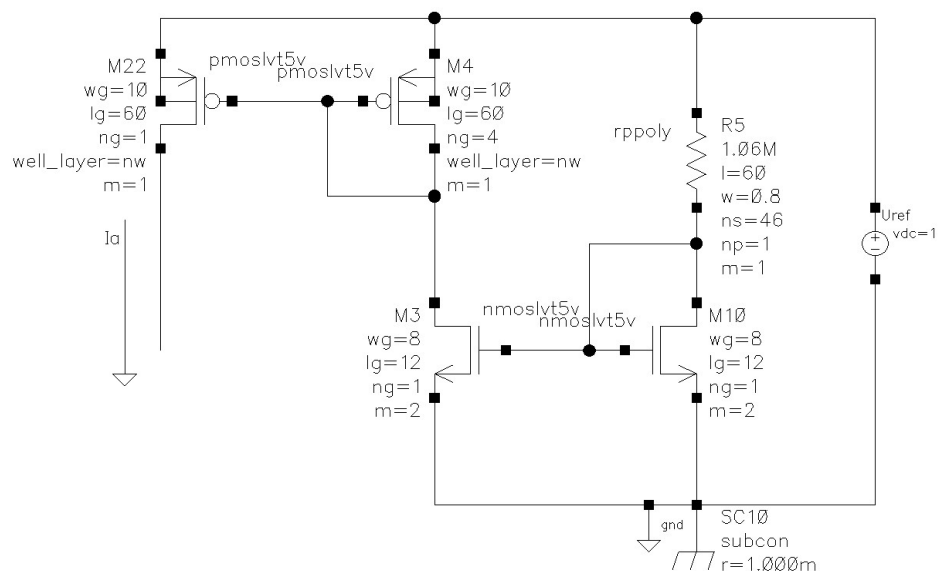
3.1 Chyba vnitřního zdroje proudu

Pro zjištění chyby napětí U_{BE2} napěťové reference je prvně potřeba zjistit rozptyl proudu I_a napájející tranzistor Q2. Vnitřní zdroj proudu je na celkovém schématu na obrázku 3.1 znázorněn pomocí červených obdélníků.



Obrázek 3.1 Znázornění vnitřního zdroje proudu v celkovém schématu

Schéma samotného vnitřního zdroje lze vidět na obrázku 3.2.



Obrázek 3.2 Schéma vnitřního zdroje proudu

Rozptyl proudu I_a způsobuje několik faktorů:

- rozptyl odporu rezistoru R5,
- rozptyl napětí U_{GS} tranzistoru M10,
- rozptyl proudu proudového zrcadla M10-M3,
- rozptyl proudu proudového zrcadla M4-M22.

3.1.1 Vliv rozptylu odporu rezistoru R5

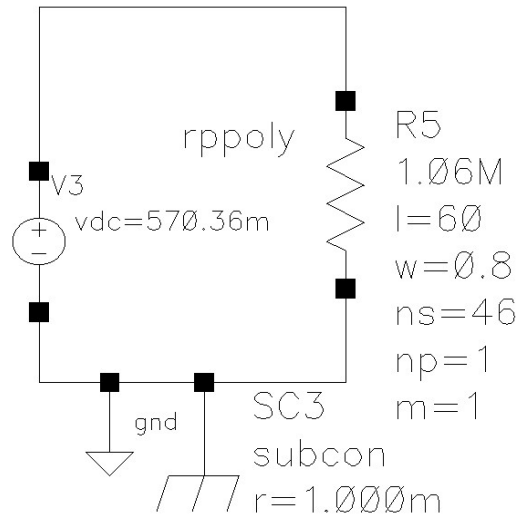
Rezistor R5 nastavuje velikost proudu proudového zdroje. Jelikož poměr proudového zrcadla M4-M22 je 4:1, je proud proudového zdroje čtvrtinový oproti proudu rezistorem R5.

$$I_a = \frac{1}{4} \cdot I_{R5} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_{R5}}{R5}. \quad (3.1)$$

Pro zjištění chyby proudu I_a vlivem rozptylu odporu rezistoru R5 je potřeba provést derivaci proudu I_a podle rezistoru R5.

$$\frac{\partial I_a}{\partial R5} = \frac{\partial \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{U_{R5}}{R5} \right)}{\partial R5} = \frac{1}{4} \cdot \frac{-U_{R5}}{R5^2}. \quad (3.2)$$

K zjištění rozptylu odporu rezistoru R5 se využila Monte Carlo simulace obvodu na obrázku 3.3.



Obrázek 3.3 Schéma pro zjištění rozptylu odporu rezistoru R5

Odchylka odporu rezistoru R5 vyšla $\sigma_{R5} = 27,44 \text{ k}\Omega$. Vynásobením rovnice (3.2) odchylkou odporu rezistoru R5 se získá chyba proudu I_a v závislosti na rozptylu odporu rezistoru R5.

$$\sigma_{I_{aR5}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_{R5}}{R5^2} \cdot \sigma_{R5} = \frac{1}{4} \cdot \frac{570,36 \cdot 10^{-3}}{(1,06 \cdot 10^6)^2} \cdot 27,44 \cdot 10^3 = 3,482 \text{ nA}. \quad (3.3)$$

3.1.2 Vliv rozptylu napětí U_{GS} tranzistoru M10

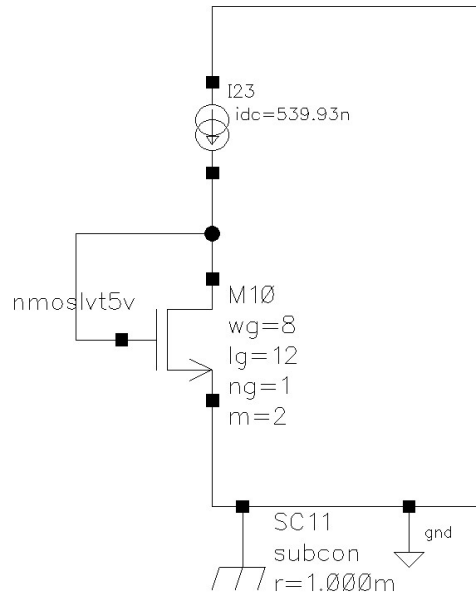
Změna napětí U_{GS} na tranzistoru M10 způsobí změnu úbytku napětí na rezistoru R5, což následně způsobí změnu proudu I_a . K zjištění závislosti proudu I_a na napětí U_{GS} se použije rovnice (3.1). Úbytek napětí na rezistoru R5 je dán rozdílem referenčního napětí U_{ref} a úbytkem napětí U_{GS} na tranzistoru M10

$$I_a = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_{R5}}{R5} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_{ref} - U_{GS}}{R5}. \quad (3.4)$$

Pro zjištění chyby proudu I_a vlivem rozptylu napětí U_{GS} je potřeba provést derivaci rovnice (3.4) podle napětí U_{GS} .

$$\frac{\partial I_a}{\partial U_{GS}} = \frac{\partial \left(\frac{1}{4} \cdot \frac{U_{ref} - U_{GS}}{R5} \right)}{\partial U_{GS}} = \frac{1}{4 \cdot R5}. \quad (3.5)$$

K zjištění rozptylu napětí U_{GS} tranzistoru M10 se využila Monte Carlo simulace obvodu na obrázku 3.4.

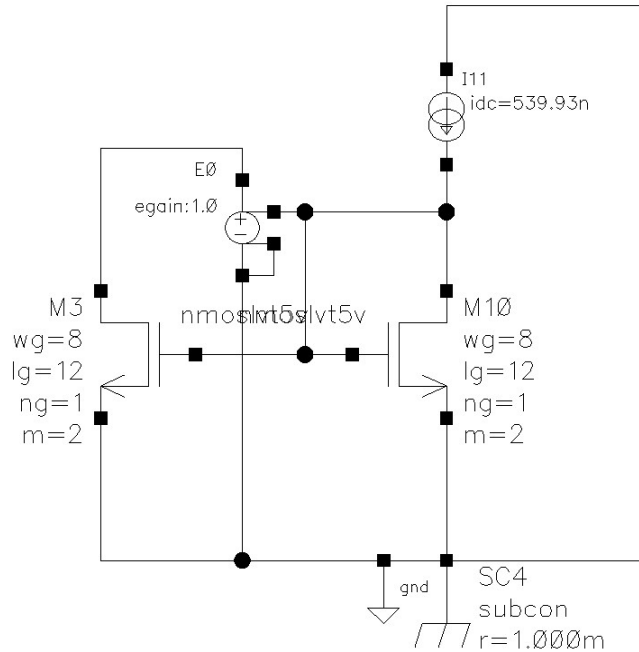


Obrázek 3.4 Schéma pro zjištění rozptylu napětí U_{GS} tranzistoru M10

Odchylka napětí U_{GS} tranzistoru M10 vyšla $\sigma_{U_{GS}} = 28,41$ mV. Vynásobením rovnice (3.5) odchylkou napětí U_{GS} na tranzistoru M10 se získá chyba proudu I_a v závislosti na rozptylu napětí U_{GS} tranzistoru M10.

$$\sigma_{I_a U_{GS}} = \frac{\sigma_{U_{GS}}}{4 \cdot R_5} = \frac{28,41 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 1,06 \cdot 10^6} = 6,7 \text{ nA}. \quad (3.6)$$

3.1.3 Vliv rozptylu proudu proudového zrcadla M10-M3



Obrázek 3.5 Schéma pro zjištění rozptylu proudu zrcadlem M10-M3

Pro zjištění odchylky proudu proudovým zrcadlem tvořeným tranzistorem M10 a M3 se použije zapojení na obrázku 3.5. Zdroj napětí řízený napětím E0 je zapojen jako sledovač a zajišťuje, aby oba tranzistory měly stejné pracovní podmínky. Podle potřeby lze simulací zjistit absolutní chybu, tím pádem přímo chyba proudu tranzistorem M3 či jako relativní chybu, kde by se odchylka simulovala jako poměr proudů tranzistorů M3 a M10. V tomto případě se použije simulace absolutní chyby. [10]

Odchylka proudu tranzistoru M3 vyšla $\sigma_3 = 8,35 \text{ nA}$. Proud celkového vnitřního proudového zdroje je čtvrtinový oproti proudu tímto proudovým zrcadlem.

$$I_a = \frac{1}{4} \cdot I_{M3}. \quad (3.7)$$

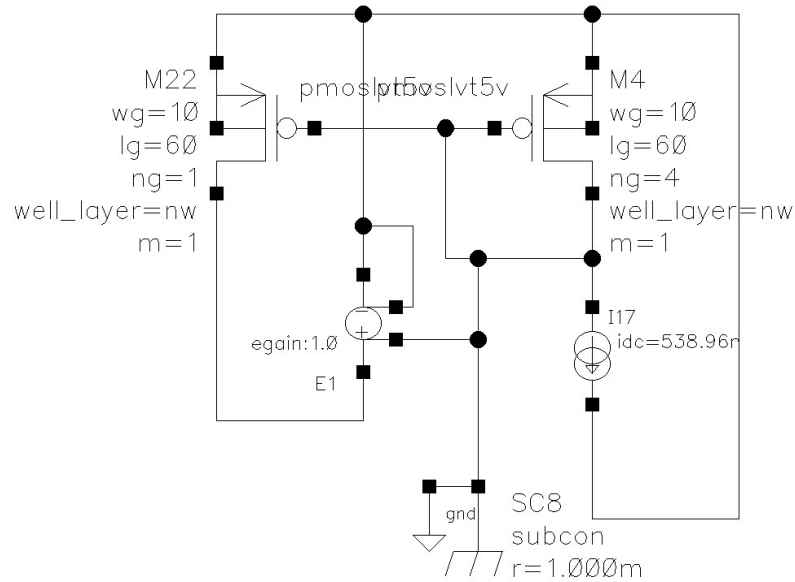
Pro zjištění chyby proudu I_a vlivem nesouběhu proudového zrcadla je potřeba provést derivaci rovnice (3.7) podle proudu tranzistorem M3.

$$\frac{\partial I_a}{\partial I_{M3}} = \frac{\partial\left(\frac{1}{4}I_{M3}\right)}{\partial I_{M3}} = \frac{1}{4}. \quad (3.8)$$

Tato derivace se následně vynásobí odchylkou σ_{I19} pro zjištění chyby proudu vnitřního proudového zdroje vlivem nesouběhu proudového zrcadla M10-M3.

$$\sigma_{I_a|_{M19}} = \frac{1}{4} \cdot \sigma_{I19} = \frac{1}{4} \cdot 8,35 \cdot 10^{-9} = 2,088 \text{ nA}. \quad (3.9)$$

3.1.4 Vliv rozptylu proudu proudového zrcadla M4-M22



Obrázek 3.6 Schéma pro zjištění rozptylu proudu zrcadlem M4-M22

Pro proudové zrcadlo tvořené z PMOS tranzistorů se použije obdobné zapojení se zdrojem napětí řízeném napětím z předchozí kapitoly, jen se mírně upraví, aby fungovalo s PMOS tranzistory. Použité zapojení pro simulaci je na obrázku 3.6. Obdobně jako v předchozí kapitole se bude simulovat absolutní chyba proudu tranzistorem M22.

Odchylka proudu tranzistoru M22 vyšla $\sigma_{I_{22}} = 384,1 \text{ pA}$. Proud tranzistorem M22 je přímo rovný proudu vnitřního proudového zdroje, tím pádem jeho rozptyl je taktéž roven rozptylu proudu tranzistoru M22. [10]

$$\sigma_{I_{aI_{M22}}} = \sigma_{I_{22}} = 384,1 \text{ pA.} \quad (3.10)$$

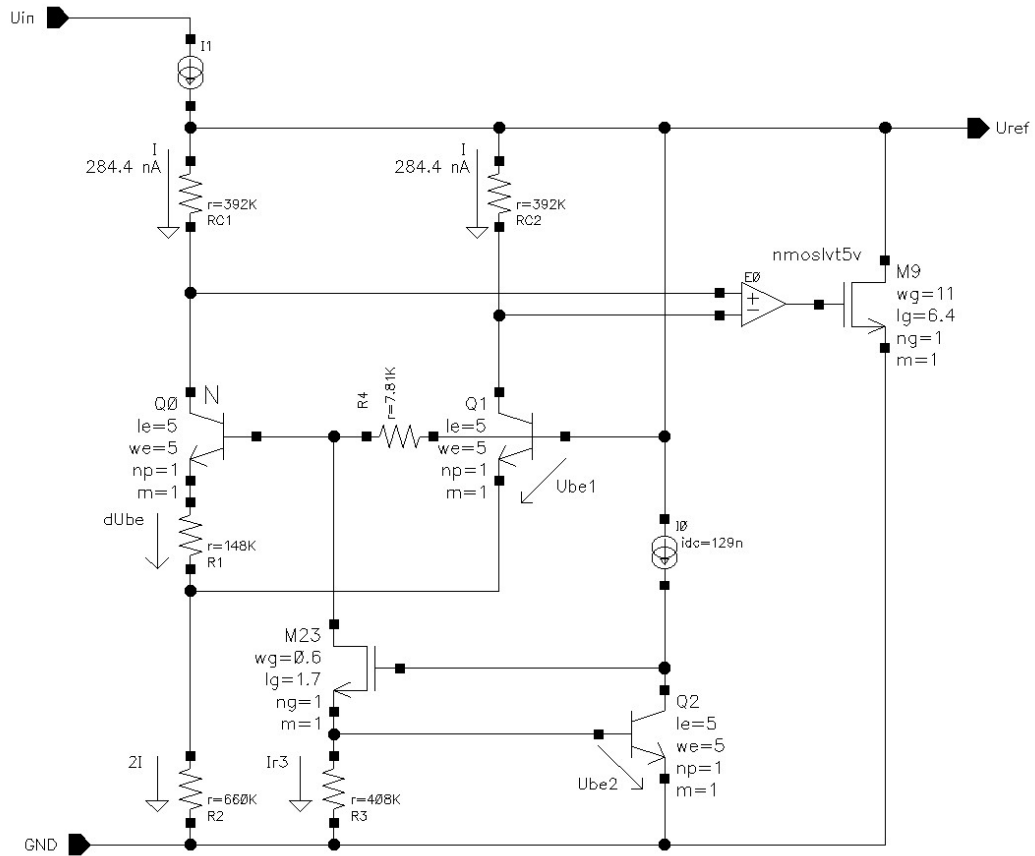
3.1.5 Celková chyba vnitřního proudového zdroje

Nekorelovaným součtem všech dílčích chyb vnitřního proudového zdroje se získá chyba proudu I_a .

$$\begin{aligned} \sigma_{I_a} &= \sqrt{\sigma_{I_{aR5}}^2 + \sigma_{I_{aU_{GS}}}^2 + \sigma_{I_{aI_{M19}}}^2 + \sigma_{I_{aI_{M22}}}^2} = \\ &= \sqrt{(3,48 \cdot 10^{-9})^2 + (2,1 \cdot 10^{-9})^2 + (384,1 \cdot 10^{-12})^2 + (6,7 \cdot 10^{-9})^2} = \\ &= 7,84 \text{ nA.} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Největší vliv na chybu proudu vnitřního proudového zdroje má rozptyl odporu rezistoru R5 a rozptyl napětí U_{GS} , které jsou dány technologií a nejdou návrhem téměř vůbec ovlivnit.

3.2 Chyba modifikované Brokawovi BG reference



Obrázek 3.7 Schéma modifikované Brokawovi BG reference pro chybovou analýzu

U Brokawovi napěťové reference zanáší chybu do výstupního referenčního napětí několik faktorů:

- Chyba poměru vstupních proudů způsobená rozptylem poměru rezistorů R_{C1} a R_{C2} ,
- Rozptyl napětí U_{BE1} ,
- Rozptyl napětí ΔU_{BE} ,
- Rozptyl poměru rezistorů $R2$ a $R1$,
- Rozptyl poměru rezistorů $R4$ a $R3$,
- Rozptyl hodnoty odporu rezistoru $R1$,
- Rozptyl napětí U_{BE2} .

3.2.1 Vliv chyby poměru vstupních proudů způsobena rozptylem poměru rezistorů R_{C1} a R_{C2}

Rovnice, ze které lze zjistit, jak rozptyl poměru rezistorů R_{C1} a R_{C2} ovlivní výstupní referenční napětí je rovnice transkonduktance BG reference.

$$g_{m_{BG}} = \frac{I}{U_{ref}}. \quad (3.12)$$

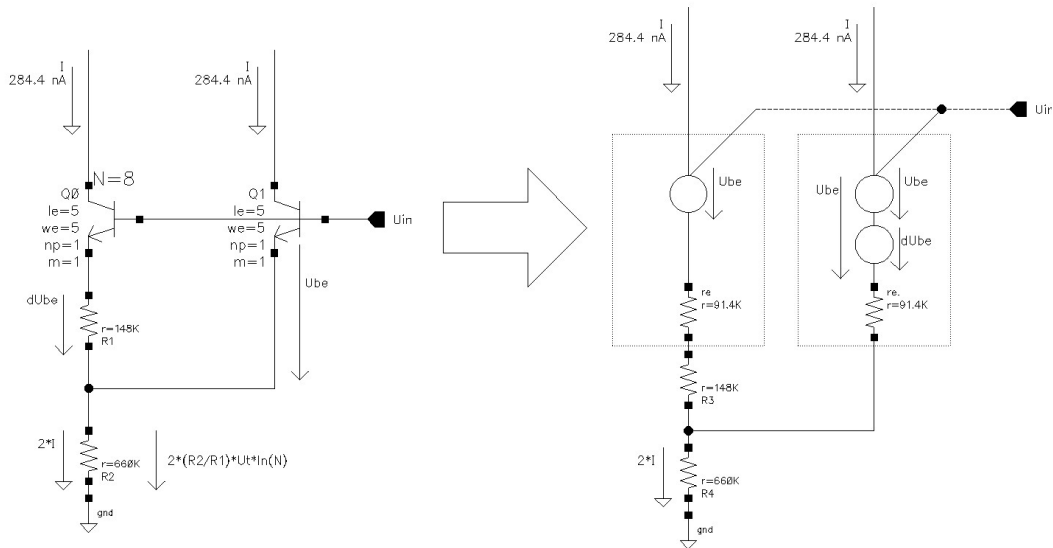
Úpravou rovnice (3.12) se získá rovnice pro výstupní referenční napětí U_{ref} .

$$U_{ref} = \frac{I}{g_{m_{BG}}}. \quad (3.13)$$

Aby bylo možné vypočítat chybu referenčního napětí vlivem nepřesnosti vstupních proudů je potřeba provést derivaci rovnice (3.13) podle vstupního proudu bandgap reference I .

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial I} = \frac{\partial \left(\frac{I}{g_{m_{BG}}} \right)}{\partial I} = \frac{1}{g_{m_{BG}}}. \quad (3.14)$$

Z rovnice (3.14) vyplývá, že pro výpočet výstupní chyby je potřeba znát velikost transkonduktance bandgap reference. Pro výpočet transkonduktance se využije lineární model, který popisuje chování BG reference v okolí jejího pracovního bodu.



Obrázek 3.8 Schéma modifikované Brokawovi BG buňky s bočníkovým regulátorem

Modifikace Brokawovi BG reference pro získání nižšího než bandgapovo napětí, neovlivní transkonduktanci napěťové reference. Tím pádem lze pro výpočet transkonduktance modifikované Brokawovi BG reference využít lineární model klasické Brokawovi BG buňky.

Jako první se vypočítá, jak se mění proud rezistorem R2 při změně napětí U_{IN} , tím se získá pomyslná celková transkonduktance G v pracovním bodě BG reference. Jelikož transkonduktance v jednom daném bodě (pracovní bod BG reference) reprezentuje vodivost daného obvodu, vypočítá se pomyslná celková transkonduktance G jako převrácená hodnota celkového odporu lineárního modelu BG reference. [11]

$$G = \frac{1}{R2 + \frac{(r_e + R1) \cdot r_e}{r_e + R1 + r_e}} = \frac{2r_e + R1}{R2 \cdot R1 + r_e \cdot (R1 + 2R2) + r_e^2} \quad (3.15)$$

Pomocí pomyslné celkové transkonduktance G lze vypočítat transkonduktance tranzistorů Q0 a Q1.

$$g_{m0} = \frac{G \cdot (r_e + R1)}{2r_e + R1}, \quad (3.16)$$

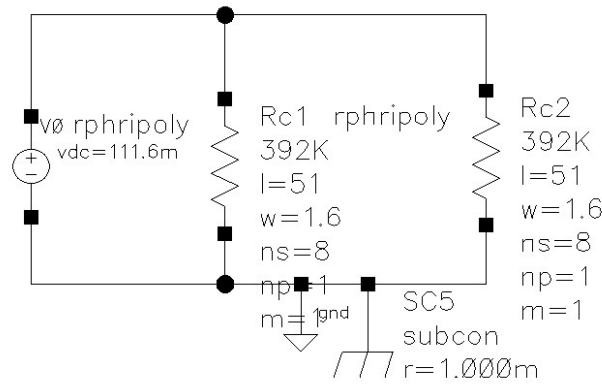
$$g_{m1} = \frac{G \cdot r_e}{2r_e + R1}. \quad (3.17)$$

Jelikož se změnou vstupního napětí U_{IN} proudy I_1 a I_2 rostou, rovná se výsledná transkonduktance BG reference rozdílu transkonduktancí tranzistorů Q0 a Q1.

$$g_{m_{BG}} = g_{m1} - g_{m0} = \frac{R1 \cdot G}{2r_e + R1} = \frac{R1}{R2 \cdot R1 + r_e \cdot (R1 + 2R2) + r_e^2} = \quad (3.18)$$

$$\frac{1}{R2 + r_e \left(1 + 2 \frac{R2}{R1}\right) + \frac{r_e^2}{R1}} = \frac{1}{661,8 \cdot 10^3 + 91,4 \cdot 10^3 \left(1 + 2 \frac{661 \cdot 10^3}{148 \cdot 10^3}\right)} = 636,7 \text{ nS}.$$

Po zjištění transkonduktance BG reference je potřeba zjistit chybu podílu vstupních proudů způsobené nesouběhem rezistorů R_{C1} a R_{C2} . Tato chyba se zjistí pomocí Monte Carlo simulace, použité zapojení pro simulaci je na obrázku 3.9.



Obrázek 3.9 Schéma pro simulaci nepoměru rezistorů R_{C1} a R_{C2}

Odchylka poměru proudů rezistory R_{C1} a R_{C2} vyšla $\sigma_{R_{C1}/R_{C2}} = 924 \cdot 10^{-6}$. Odchylka poměru je potřeba přepočítat na odchylku proudů rezistory R_{C1} a R_{C2} podle rovnice (3.19).

$$\sigma_{\Delta I_1 I_2} = \sigma_{R_{C1} R_{C2}} \cdot I_{R_C} = 924 \cdot 10^{-6} \cdot 284,4 \cdot 10^{-9} = 262,8 \text{ pA}. \quad (3.19)$$

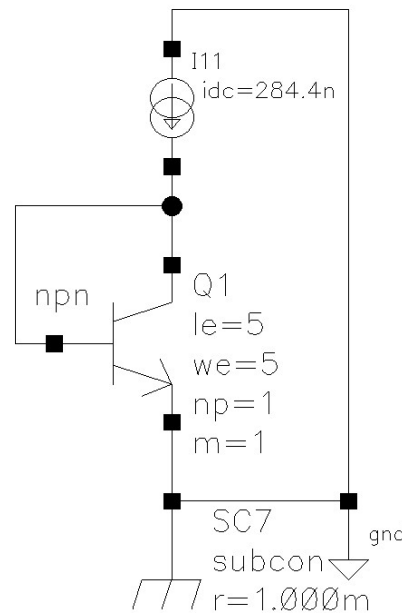
Velikost proudu I_{Rc} byla zjištěna pomocí DC analýzy celkového obvodu. Chyba referenčního napětí způsobena nepoměrem rezistorů R_{C1} a R_{C2} se vypočítá vynásobením rovnic (3.14) a (3.19).

$$\sigma_{U_{REFR_{C1}/R_{C2}}} = \frac{\sigma_{\Delta I_1 I_2}}{g_{m_{BG}}} = \frac{262,8 \cdot 10^{-12}}{636,7 \cdot 10^{-9}} = 412,8 \mu V. \quad (3.20)$$

3.2.2 Vliv rozptylu napětí U_{BE1}

Ze schématu na obrázku 3.7 lze vidět, že rozptyl napětí referenčního napětí vlivem rozptylu napětí U_{BE1} bude přímo roven rozptylu napětí U_{BE1} .

Tím pádem je potřeba zjistit pomocí Monte Carlo simulace rozptyl napětí U_{BE1} vlivem technologie.



Obrázek 3.10 Schéma pro simulaci odchylky napětí U_{BE1}

K zjištění odchylky napětí U_{BE1} se zapojí tranzistor jako dioda, kterou protéká proud, jehož přesná velikost byla zjištěna ze simulace celkového obvodu.

Odchylka napětí U_{BE1} vyšla $\sigma_{U_{be1}} = 398,9 \mu V$. Jelikož je odchylka referenčního napětí vlivem odchylky napětí U_{BE1} přímo rovna odchylce napětí U_{BE1} tak platí:

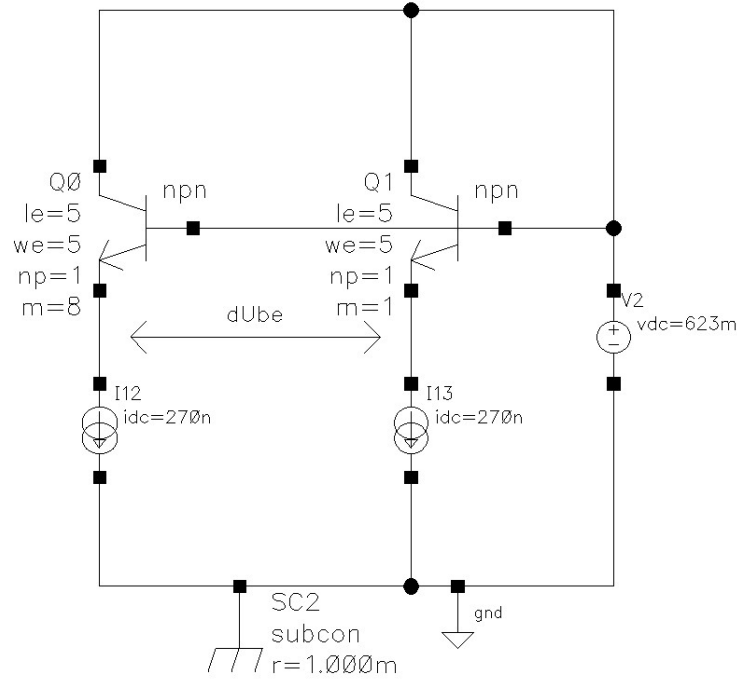
$$\sigma_{U_{REFU_{BE1}}} = \sigma_{U_{BE1}} = 398,9 \mu V. \quad (3.21)$$

3.2.3 Vliv rozptylu napětí ΔU_{BE}

Pro zjištění chyby výstupního referenčního napětí vlivem odchylky ΔU_{BE} se použije rovnice (2.4). Následně se provede derivace této rovnice podle napětí ΔU_{BE} .

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial \Delta U_{BE}} = \frac{\partial \left(U_{BE1} + 2 \frac{R2}{R1} (\Delta U_{BE} - \frac{R4}{R3} U_{BE2}) \right)}{\partial \Delta U_{BE}} = 2 \frac{R2}{R1}. \quad (3.22)$$

Poté se pomocí Monte Carlo simulace obvodu na obrázku 3.11 zjistila odchylka napětí ΔU_{BE} vlivem nesouběhu.



Obrázek 3.11 Schéma pro simulaci odchylky napětí ΔU_{BE}

Zdroje proudu připojené k emitorům obou tranzistorů vytváří takový úbytek napětí, aby proud obvodem byl roven hodnotě proudu, na kterou je nastaven. Pro tranzistor s větší emitorovou plochou je tento úbytek menší než u tranzistoru s menší emitorovou plochou. Rozdíl napětí v emitorech tranzistorů Q0 a Q1 je roven napětí ΔU_{BE} , odchylka tohoto napětí se zjistí pomocí Monte Carlo simulace.

Odchylka napětí ΔU_{BE} vyšla $\sigma_{\Delta U_{be}} = 39,07 \mu V$. Jakmile je známá derivace výstupního napětí podle ΔU_{BE} a odchylka napětí ΔU_{BE} lze vypočítat chybu referenčního napětí vlivem rozptylu napětí ΔU_{BE} .

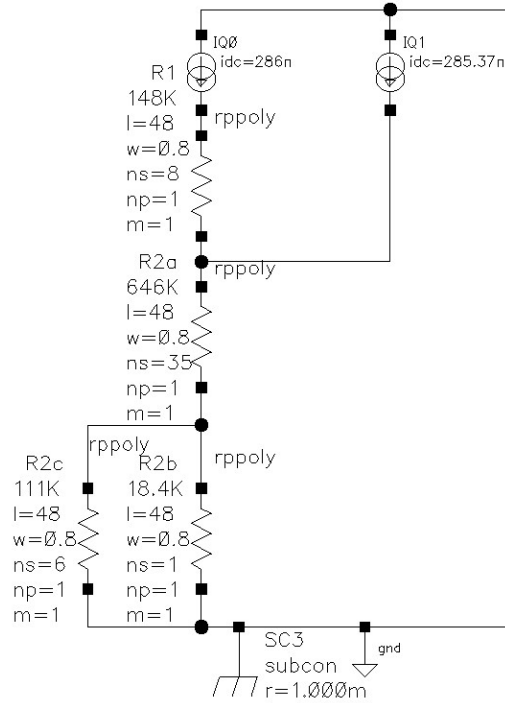
$$\sigma_{U_{REF} \Delta U_{BE}} = 2 \frac{R2}{R1} \cdot \sigma_{\Delta U_{BE}} = 2 \frac{661,8 \cdot 10^3}{148 \cdot 10^3} \cdot 39,07 \cdot 10^{-6} = 349,4 \mu V. \quad (3.23)$$

3.2.4 Vliv rozptylu poměru rezistorů R2 a R1

Pro zjištění chyby výstupního referenčního napětí vlivem odchylky poměru rezistorů R2 a R1 se použije rovnice (2.4). Následně se provede derivace této rovnice podle poměru rezistorů R2 a R1.

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial \frac{R_2}{R_1}} = \frac{\partial \left(U_{BE1} + 2 \frac{R_2}{R_1} \left(U_T \ln N - \frac{R_4}{R_3} U_{BE2} \right) \right)}{\partial \frac{R_2}{R_1}} = 2U_T \ln N - 2 \frac{R_4}{R_3} U_{BE2}. \quad (3.24)$$

Poté se pomocí Monte Carlo simulace obvodu na obrázku 3.12 zjistila odchylka poměru rezistorů R2 a R1.



Obrázek 3.12 Schéma pro simulaci odchylky poměru rezistorů R2 a R1

Odchylka poměru rezistorů R2 a R1 vyšla $\sigma_{R2/R1} = 3,11 \cdot 10^{-3}$. Jakmile je známá derivace výstupního referenčního napětí podle poměru rezistorů R2 a R1 a odchylka poměru rezistorů R2 a R1, lze vypočítat chybu referenčního napětí způsobenou odchylkou poměru rezistorů R2 a R1.

$$\sigma_{U_{REF_{R2/R1}}} = \left(2U_T \ln N - 2 \frac{R_4}{R_3} U_{BE2} \right) \sigma_{R2/R1} \Rightarrow \quad (3.25)$$

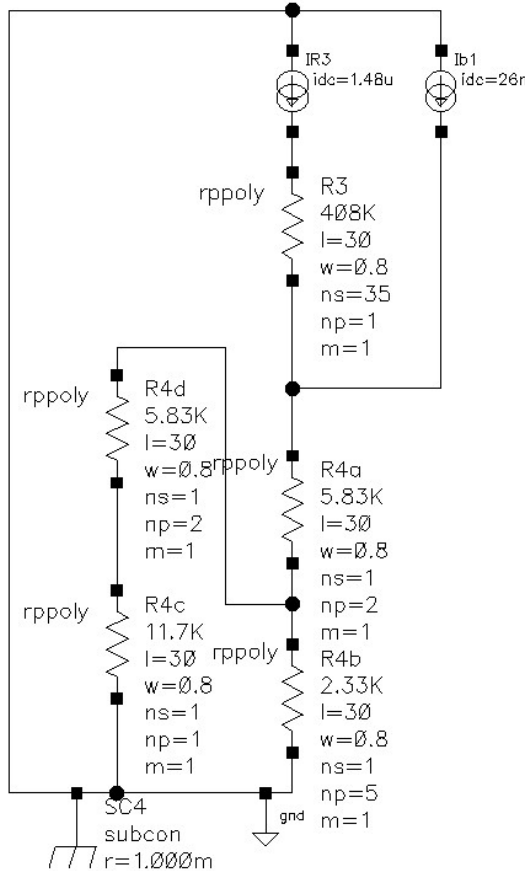
$$\sigma_{U_{REF_{R2/R1}}} = \left(2 \cdot 0,026 \cdot \ln 8 - 2 \cdot \frac{7,89 \cdot 10^3}{408 \cdot 10^3} \right) \cdot 3,11 \cdot 10^{-3} = 216 \mu V.$$

3.2.5 Vliv chyby poměru rezistorů R4 a R3

Pro zjištění chyby výstupního referenčního napětí vlivem odchylky poměru rezistorů R4 a R3 se použije rovnice (2.4). Následně se provede derivace této rovnice podle podílu rezistorů R4 a R3.

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial \frac{R^4}{R^3}} = \frac{\partial \left(U_{BE1} + 2 \frac{R_2}{R_1} \left(U_T \ln N - \frac{R_4}{R_3} U_{BE2} \right) \right)}{\partial \frac{R^4}{R^3}} = 2 \frac{R_2}{R_1} U_{BE2}. \quad (3.26)$$

Poté se pomocí Monte Carlo simulace obvodu na obrázku 3.13 zjistila odchylka poměru rezistorů R4 a R3.



Obrázek 3.13 Schéma pro simulaci odchylky poměru rezistorů R4 a R3

Odchylka poměru rezistorů R4 a R3 vyšla $\sigma_{R4/R3} = 24,56 \cdot 10^{-6}$. Jakmile je známá derivace výstupního referenčního napětí podle poměru rezistorů R4 a R3 a odchylka poměru rezistorů R4 a R3, lze vypočítat chybu referenčního napětí způsobenou odchylkou poměru rezistorů R4 a R3.

$$\sigma_{U_{REF R4/R3}} = 2 \frac{R_2}{R_1} U_{BE2} \sigma_{R4/R3} \Rightarrow \quad (3.27)$$

$$\sigma_{U_{REF R4/R3}} = 2 \frac{661,8 \cdot 10^3}{148 \cdot 10^3} \cdot 0,605 \cdot 24,56 \cdot 10^{-6} = 132,9 \mu V.$$

3.2.6 Vliv rozptylu hodnoty odporu rezistoru R1

Důvod, proč se uvažuje rozptyl hodnoty odporu rezistoru R1 je ten, že právě velikost

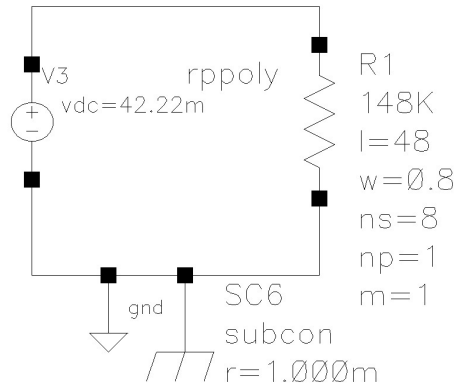
odporu rezistoru R1 ovlivňuje velikost proudu napětovou referencí. Pro zjištění, jak změna velikosti odporu rezistoru R1 ovlivní rozptyl referenčního napětí je potřeba menší úvahy. Když se změní velikost odporu rezistoru R1, změní se i proud protékající tranzistory Q0 a Q1, tento proud změní jejich úbytky napětí U_{BE} . Právě změna úbytku napětí U_{BE1} ovlivní rozptyl výstupního napětí U_{ref} . Pro zjištění, jak rozptyl odporu rezistoru R1 ovlivní úbytek napětí U_{BE1} se použije rovnice (1.7). Kde se za proud I_C dosadí proud daný rezistorem R1

$$U_{BE1} = U_T \cdot \ln\left(\frac{U_T \cdot \ln N}{R1 \cdot I_S}\right) = U_T \cdot \ln \frac{U_T \cdot \ln N}{R1 \cdot I_S}. \quad (3.28)$$

Jelikož se vliv ostatních chyb zanedbává, dílčí rozptyl referenčního napětí se rovná rozptylu napětí U_{BE1} . Tím pádem se pro získání rozptylu derivuje napětí U_{BE1} podle rezistoru R1.

$$\frac{\partial U_{BE1}}{\partial R1} = \frac{\partial\left(U_T \cdot \ln \frac{U_T \cdot \ln N}{R1 \cdot I_S}\right)}{\partial R1} = U_T \frac{R1 \cdot I_S}{U_T \cdot \ln N} \frac{U_T \cdot \ln N}{R1^2 \cdot I_S} = \frac{U_T}{R1}. \quad (3.29)$$

Poté se simulací obvodu na obrázku 3.14 metodou Monte Carlo zjistil rozptyl rezistoru R1.



Obrázek 3.14 Schéma pro simulaci odchylky rezistoru R1

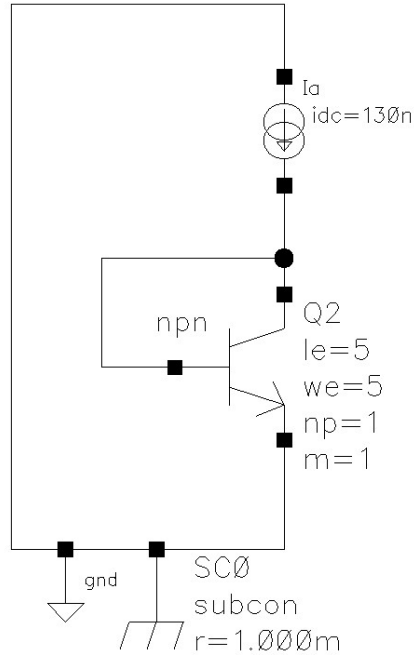
Odchylka rezistoru R1 vyšla $\sigma_{R1} = 3833 \Omega$. Vynásobením rovnice (3.29) odchylkou rezistoru R1 se zjistí rozptyl napětí U_{BE1} , který je roven rozptylu referenčního napětí.

$$\sigma_{U_{REF R1}} = \sigma_{U_{REF U_{BE1}}} = \frac{U_T}{R1} \cdot \sigma_{R1} = \frac{25,86 \cdot 10^{-3}}{148 \cdot 10^3} \cdot 3833 = 669,9 \mu V. \quad (3.30)$$

3.2.7 Rozptyl napětí U_{BE2}

Rozptyl napětí U_{BE2} je mírně komplikovanější než předchozí chyby. Je to z toho důvodu, že není pouze ovlivněna technologickým rozptylem napětí U_{BE} bipolárního tranzistoru ale i rozptylem proudu I_a napájející tento tranzistor. Rozptyl proudu I_a byl popsán a

vypočten v kapitole 3.1. Zbývá tedy zjistit rozptyl napětí U_{BE2} tranzistoru Q2 způsobený technologií. K tomu se využije stejné zapojení jako pro zjištění rozptylu napětí U_{BE1} v kapitole 3.2.2.



Obrázek 3.15 Schéma pro zjištění rozptylu napětí U_{BE2} vlivem technologie

Odchylka napětí U_{BE2} vlivem technologie vyšla $\sigma_{U_{be}} = 385,8 \mu V$. Následně je potřeba zjistit, jak rozptyl proudu I_a ovlivní napětí U_{BE2} . To se zjistí pomocí derivace rovnice (1.7) pro napětí U_{BE} bipolárního tranzistoru podle proudu I_a .

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial I_a} = \frac{\partial \left(U_T \cdot \ln \left(\frac{I_a}{I_S} \right) \right)}{\partial I_a} = \frac{U_T}{I_a}. \quad (3.31)$$

Tato derivace se vynásobí rozptylem proudu I_a k zjištění rozptylu napětí U_{BE} tranzistoru Q2 vlivem rozptylu proudu I_a .

$$\sigma_{U_{BE2}I_a} = \frac{U_T}{I_a} \sigma_{I_a} = \frac{25,86 \cdot 10^{-3}}{129,85 \cdot 10^{-9}} \cdot 7,84 \cdot 10^{-9} = 1,56 \text{ mV}. \quad (3.32)$$

Nyní lze provést nekorelovaný součet těchto dvou dílčích chyb k zjištění rozptylu napětí U_{BE2} .

$$\begin{aligned} \sigma_{U_{BE2}} &= \sqrt{\sigma_{U_{BE}}^2 + \sigma_{U_{BE2}I_a}^2} \Rightarrow \\ \sigma_{U_{BE2}} &= \sqrt{(385,8 \cdot 10^{-6})^2 + (1,56 \cdot 10^{-3})^2} = 1,6 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Jakmile je známý rozptyl napětí U_{BE2} lze vypočítat vliv tohoto rozptylu na rozptyl referenčního napětí U_{ref} . Jako první je potřeba provést derivaci rovnice (2.4) pro referenční napětí podle napětí U_{BE2} .

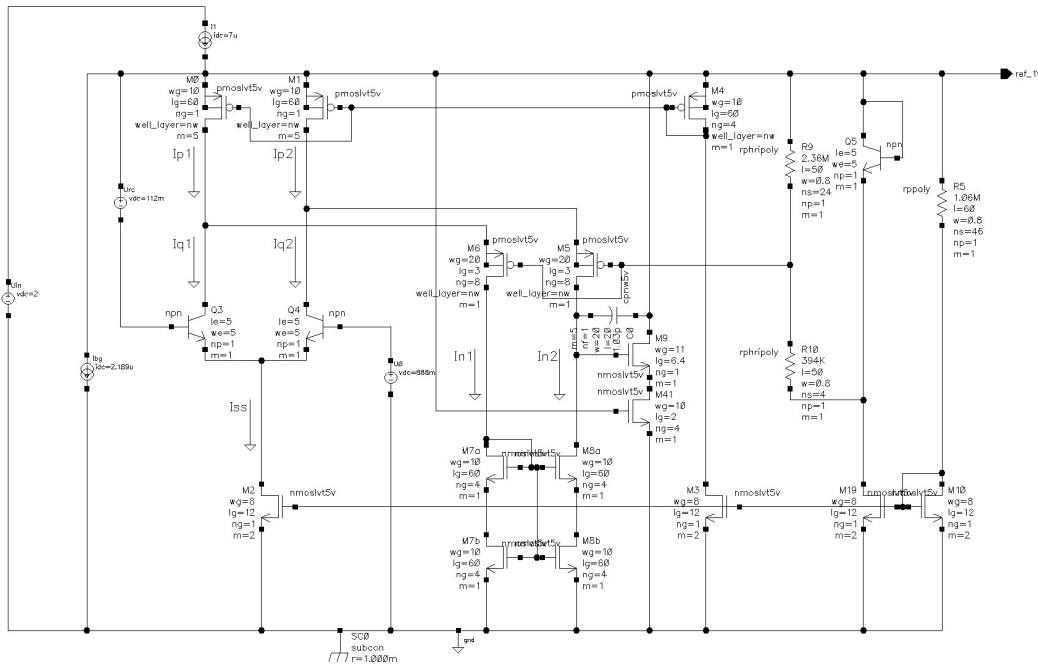
$$\frac{\partial U_{ref}}{\partial U_{BE2}} = \frac{\partial \left(U_{BE1} + 2 \cdot \frac{R2}{R1} \cdot (U_T \ln N - \frac{R4}{R3} U_{BE2}) \right)}{\partial U_{BE2}} = 2 \cdot \frac{R2}{R1} \cdot \frac{R4}{R3} \quad (3.34)$$

K získání rozptylu referenčního napětí vlivem rozptylu napětí U_{BE2} se vynásobí rovnice (3.34) rozptylem napětí U_{BE2} .

$$\sigma_{U_{ref}U_{BE}} = 2 \cdot \frac{R2}{R1} \cdot \frac{R4}{R3} \cdot \sigma_{U_{BE2}} \Rightarrow$$

$$\sigma_{U_{ref}U_{BE2}} = 2 \frac{661,8 \cdot 10^3}{148 \cdot 10^3} \cdot \frac{7,89 \cdot 10^3}{408 \cdot 10^3} \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} = 276,7 \mu V. \quad (3.35)$$

3.3 Chyba operačního zesilovače



Obrázek 3.16 Schéma operačního zesilovače pro simulaci chyby vlivem vstupní napěťové nesymetrie

Operační zesilovač na obrázku 3.16 je zapojen jako sledovač. Tím pádem rozptyl výstupního napětí operačního zesilovače je roven rozptylu jeho vstupní napěťové nesymetrie (offsetu). Toto zapojení bude v simulaci použito k ověření výpočtů.

Operační zesilovač zanáší chybu rozptylem vstupní napěťové nesymetrie. Chyba napěťové nesymetrie lze odvodit ze vzorce pro transkonduktanci diferenciálního stupně operačního zesilovače.

$$g_m = \frac{\Delta I_{SS}}{\Delta U_{OS}} = \frac{I_{SS}}{2U_T} = \frac{2I_q}{2U_T} = \frac{I_q}{U_T}. \quad (3.36)$$

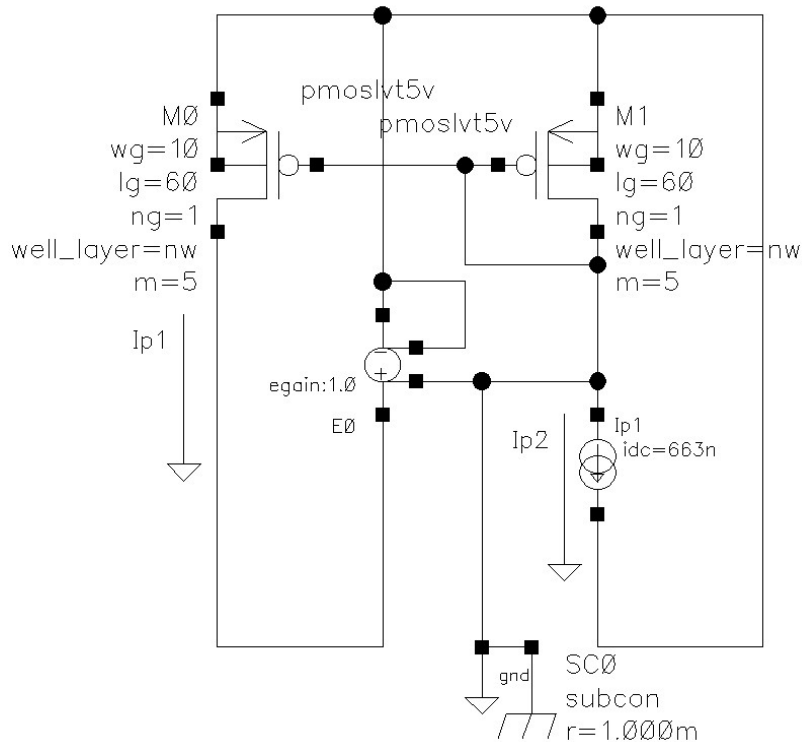
Upravením rovnice transkonduktance pro získání offsetového napětí U_{OS} a následnou derivací podle proudu I_{SS} , která se vynásobí odchylkou proudu operačním zesilovačem $\sigma_{I_{SS}}$ se získá rovnice pro odchylku vstupní napěťové nesymetrie (offsetu) v závislosti na odchylce proudu operačním zesilovačem.

$$\frac{\partial U_{OS}}{\partial I_{SS}} = \frac{\partial \left(\frac{I_{SS}}{g_m} \right)}{\partial I_{SS}} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{I_q} U_T. \quad (3.37)$$

$$\sigma_{U_{OS}} = \frac{\sigma_{I_{SS}}}{g_m} = \frac{\sigma_{I_{SS}}}{I_q} U_T. \quad (3.38)$$

Z rovnice (3.38) je patrné, že je potřeba zjistit chybu proudu operačním zesilovačem. Výpočtem dílčích chyb se zabývají následující podkapitoly.

3.3.1 Chyba proudu zrcadlem M0-M1



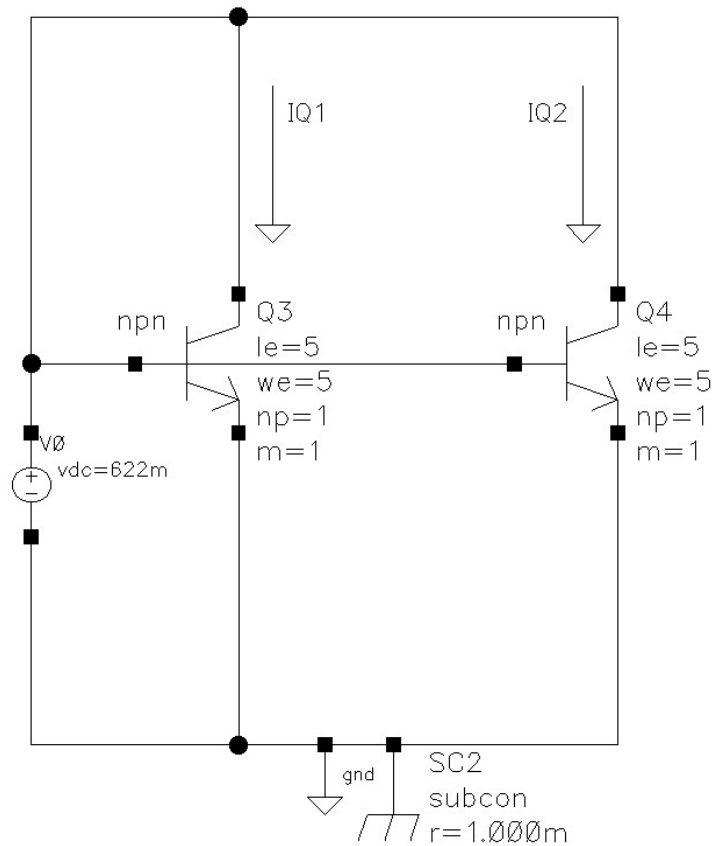
Obrázek 3.17 Schéma pro simulaci odchylky proudu tranzistory M0 a M1

Pro zjištění odchylky proudu proudovým zrcadlem tvořeným tranzistory M0 a M1 se použije zapojení na obrázku 3.17. K zjištění odchylky se použije Monte Carlo simulace poměru proudů.

Odchylka poměru proudů PMOS tranzistory M0 a M1 vyšla $\sigma_{I_{p1}/I_{p2}} = 1,61 \cdot 10^{-3}$. Vynásobením poměru proudů velikostí proudu protékající zrcadlem se zjistí odchylka proudů tranzistory M0 a M1.

$$\sigma_{I_p} = \sigma_{I_{p1}/I_{p2}} \cdot I_p = 1,61 \cdot 10^{-3} \cdot 663 \cdot 10^{-9} = 1,07 \text{ nA.} \quad (3.39)$$

3.3.2 Odchylka proudu diferenciálního stupně



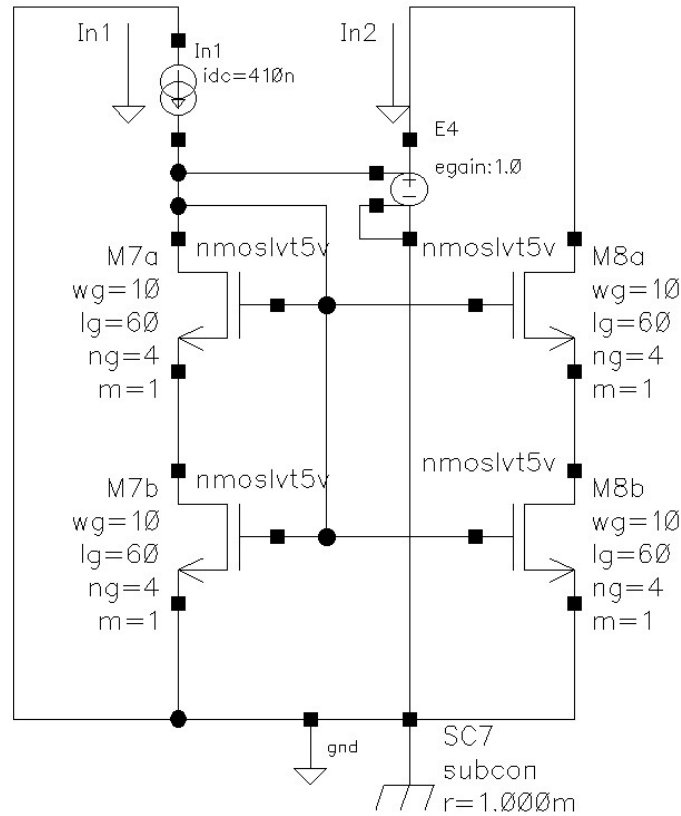
Obrázek 3.18 Schéma pro simulaci odchylky proudu diferenciálním stupněm

Odchylka poměru proudu I_{q1}/I_{q2} diferenciálního stupně téměř vůbec nezávisí na velikosti kolektorového proudu. Velikost napětí U_{BE} byla zjištěna ze simulace celkového obvodu.

Odchylka poměru proudů vyšla $\sigma_{I_{q1}/I_{q2}} = 2,088 \cdot 10^{-3}$. Vynásobením odchylky proudů proudem tekoucím diferenciálním stupněm se získá chyba proudu diferenciálního stupně.

$$\sigma_{I_q} = \sigma_{I_{q1}/I_{q2}} \cdot I_q = 2,088 \cdot 10^{-3} \cdot 253 \cdot 10^{-9} = 0,53 \text{ nA.} \quad (3.40)$$

3.3.3 Odchylka proudu proudovým zrcadlem M7-M8



Obrázek 3.19 Schéma pro simulaci odchylky proudu tranzistorů M7-M8

Pro proudové zrcadlo tvořené z NMOS tranzistorů se použije zapojení na obrázku 3.19. Opět se simuluje odchylka poměru proudů zrcadla, která vyšla $\sigma_{I_{n1}/I_{n2}} = 2,121 \cdot 10^{-3}$. Vynásobením odchylky poměru proudů proudem tekoucím zrcadlem se zjistí chyba proudu tekoucím proudovým zrcadlem M7-M8.

$$\sigma_{I_n} = \sigma_{I_{n1}/I_{n2}} \cdot I_n = 2,121 \cdot 10^{-3} \cdot 410 \cdot 10^{-9} = 0,869 \text{ nA.} \quad (3.41)$$

3.3.4 Celková chyba operačního zesilovače

V kapitolách 3.3.1, 3.3.2 a 3.3.3 byly zjištěny dílčí chyby proudu operačního zesilovače. Tyto chyby se nekorelovaně sečtou, aby se získala celková chyba proudu operačního zesilovače.

$$\sigma_{I_{SS}} = \sqrt{\sigma_{i_p}^2 + \sigma_{i_j}^2 + \sigma_{i_n}^2} = 10^{-9} \sqrt{1,07^2 + 0,53^2 + 0,869^2} = 1,48 \text{ nA.} \quad (3.42)$$

Pomocí této chyby lze vypočítat chybu vstupní napěťové nesymetrie podle rovnice (3.38).

$$\sigma_{U_{OS}} = \frac{\sigma_{I_{SS}}}{I_Q} U_T = \frac{1,48 \cdot 10^{-9}}{253 \cdot 10^{-9}} \cdot 0,026 = 152,1 \mu V. \quad (3.43)$$

Simulací zapojení na obrázku 3.16 se zjistila reálná chyba vstupní napěťové nesymetrie $\sigma_{U_{OS}} = 150,3 \mu V$, což je téměř stejná hodnota jako vyšla výpočtem, tím pádem lze výpočet považovat za správný.

Vstupy operačního zesilovače jsou zapojené ve zpětné vazbě buňky referenčního napětí. Tím pádem je samotná chyba vstupní napěťové nesymetrie podělena zesílením Brokawovi modifikované BG reference. Zesílení se získá pomocí transkonduktance BG reference a výstupním odporem, tvořeným z rezistoru R_C .

$$A_{BG} = g_{mBG} \cdot R_C = 633,8 \cdot 10^{-9} \cdot 392 \cdot 10^3 = 0,25. \quad (3.44)$$

$$\sigma_{U_{ref} U_{OS}} = \frac{\sigma_{V_{OS}}}{A_{BG}} = \frac{152,1 \cdot 10^{-6}}{0,25} = 608,4 \mu V. \quad (3.45)$$

3.3.5 Vliv nesouběhu vstupních proudů diferenciálního páru

Jelikož se v diferenciálním páru operačního zesilovače použily bipolární tranzistory, které nemají vysoký parametr β , musí se počítat s nezanedbatelným nesouběhem vstupních bázových proudů těchto bipolárních tranzistorů.

K simulaci rozptylu poměru bázových proudů se využije zapojení na obrázku 3.18. Odchylna bázových proudů vyšla $\sigma_{I_{b1}/I_{b2}} = 8,011 \cdot 10^{-3}$. Aby byl zjištěn vliv rozptylu bázového proudu I_B na referenčním napětí je potřeba vynásobit rozptyl poměru bázových proudů proudem tekoucím do báze tranzistorů diferenciálního páru.

$$\sigma_{I_B} = \sigma_{I_{b1}/I_{b2}} \cdot I_B = 8,011 \cdot 10^{-3} \cdot 14,4 \cdot 10^{-9} = 115,4 pA. \quad (3.46)$$

Vliv chyby bázového proudu σ_{I_B} na referenční napětí se zjistí úpravou rovnice (3.12) pro transkonduktanci napěťové reference g_{mBG} .

$$U_{ref} = \frac{I - I_B}{g_{mBG}} = \frac{I}{g_{mBG}} - \frac{I_B}{g_{mBG}}. \quad (3.47)$$

Derivací rovnice (3.47) pro referenční napětí podle proudu I_B (rovnice (3.48)) a následným vynásobením této derivace odchylkou proudu I_B se získá chyba referenčního napětí vlivem nesouběhu vstupních bázových proudů tranzistorů v diferenciálním páru operačního zesilovače.

$$\frac{\partial U_{ref}}{\partial I_B} = \frac{1}{g_{mBG}}. \quad (3.48)$$

$$\sigma_{U_{ref} I_B} = \frac{\sigma_{I_B}}{g_{mBG}} = \frac{115,4 \cdot 10^{-12}}{683,33 \cdot 10^{-9}} = 168,14 \mu V. \quad (3.49)$$

3.4 Výpočet celkové chyby napěťové reference

Jak již bylo zmíněno pro výpočet celkové chyby referenčního napětí se nekorelovaně sečtou všechny dílčí chyby zobrazené v tabulce 3.1.

Tabulka 3.1 Dílčí chyby ovlivňující rozptyl referenčního napětí

Chybový parametr	Symbol	Vypočtený rozptyl (μV)
Poměr rezistorů R_{C1} a R_{C2}	$\sigma_{U_{REF}R_{C1}/R_{C2}}$	412,8
Úbytek napětí U_{BE1}	$\sigma_{U_{REF}U_{BE1}}$	389,9
Úbytek napětí ΔU_{BE}	$\sigma_{U_{REF}\Delta U_{BE}}$	349,4
Poměr rezistorů R_2 a R_1	$\sigma_{U_{REF}R_2/R_1}$	216
Poměr rezistorů R_4 a R_3	$\sigma_{U_{REF}R_4/R_3}$	132,9
Rezistor R_1	$\sigma_{U_{REF}R_1}$	669,9
Úbytek napětí U_{BE2}	$\sigma_{U_{REF}U_{BE2}}$	276,7
Operační zesilovač	$\sigma_{U_{ref}U_{OS}}$	608,4
Nesouběh vstupních proudů I_{B1} a I_{B2}	$\sigma_{U_{REF}I_B}$	168,14

$$\sigma_{U_{REF}} = \left(\sigma_{U_{REF}R_{C1}/R_{C2}}^2 + \sigma_{U_{REF}U_{BE1}}^2 + \sigma_{U_{REF}\Delta U_{BE}}^2 + \sigma_{U_{REF}R_2/R_1}^2 + \sigma_{U_{REF}R_4/R_3}^2 + \sigma_{U_{REF}R_1}^2 + \sigma_{U_{REF}U_{BE2}}^2 + \sigma_{U_{ref}U_{OS}}^2 + \sigma_{U_{REF}I_B}^2 \right)^{\frac{1}{2}} = 10^{-6} (412,8^2 + 389,9^2 + 349,4^2 + 216^2 + 132,9^2 + 669,9^2 + 276,7^2 + 608,4^2 + 168,14^2)^{\frac{1}{2}} = 1,197 \text{ mV}, \quad (3.50)$$

Výsledek rovnice (3.50) udává přesnost při rozptylu ± 1 sigma. Úkolem pro chybovou analýzu bylo dosáhnout přesnosti $\pm 0,5$ % při rozptylu ± 4 sigma. Tím pádem je potřeba přepočítat absolutní přesnost referenčního napětí při rozptylu ± 1 sigma na relativní přesnost při rozptylu ± 4 sigma.

$$4\sigma_{U_{REF}} = \frac{4 \cdot \sigma_{U_{REF}}}{U_{REF}} \cdot 100 = \frac{4 \cdot 1,197 \cdot 10^{-3}}{1} \cdot 100 = 0,479 \%. \quad (3.51)$$

Teoretická přesnost této napěťové reference vyšla $\pm 0,479$ %. Pomocí simulace lze zjistit reálná odchylka napěťové reference, která vyšla $\pm 0,491$ %. Z toho vyplývá, že ruční chybová analýza téměř odpovídá reálné odchylce ze simulace. Při návrhu obvodu byla snaha o co nejlepší souběh a výsledná odchylka je menší než požadovaná odchylka $\pm 0,5$ %, takže není potřeba obvod dále optimalizovat. Každopádně kdyby bylo

potřeba obvod optimalizovat šla by například zvýšit velikost odporu rezistorů RC, popřípadě prodloužit délku hradel tranzistorů, které mají velký vliv na výslednou chybu. Zvyšovat odpor a délky tranzistorů však nelze do nekonečna, jelikož se s tím zvyšuje jejich úbytek napětí a tím pádem se zmenšuje napěťová rezerva a obvod by mohl přestat fungovat.

4. ZÁVĚR

Cílem této práce bylo navrhnout a optimalizovat nízkonapěťovou BG referenci v 250 nm procesu a pokusit se dosáhnout přesnosti $\pm 0,5\%$ při rozptylu ± 4 sigma při minimálním napájecím napětí 1,1 V a proudovém odběru menším než 10 μA . Ze znalostí získaných ze semestrální práce byla vybrána Brokawova BG reference pro její vlastnosti. Tato reference se však musela modifikovat, aby dokázala produkovat napětí menší než bandgapové napětí, provedená modifikace lze vidět na obrázku 2.1. Jako první bylo potřeba navrhnout referenci tak, aby její teplotní koeficient byl roven nule a reference byla teplotně nezávislá. Výsledná křivka referenčního napětí v závislosti na teplotě lze vidět na obrázku 2.3. Následně bylo potřeba zajistit, aby byla napěťová reference nezávislá na změny napájecího napětí. To bylo zajištěno proudovým zdrojem, který potlačuje vliv napájecího napětí a bočníkovým regulátorem, který udržuje konstantní pracovní bod obvodu napěťové reference.

Před samotnou chybovou analýzou bylo potřeba ověřit, jestli je spotřeba celého obvodu menší než 10 μA . Celková spotřeba nepřesáhla 8,21 μA v celém teplotním rozsahu, tím pádem je zde ještě rezerva v případě potřeby zvýšení proudu v některých částech obvodu pro potřeby zlepšení přesnosti při chybové analýze.

V příloze A.1 je graf výstupního napětí v závislosti na vstupním napětí. Z tohoto grafu lze vidět, že reference bezpečně reguluje výstupní napětí od napájecího napětí dokonce menšího než 1,1 V.

Následně se mohlo provést chybovou analýzu samotného obvodu. Chybová analýza se s výhodou využívá, jelikož s její implementací lze optimalizovat obvod, aniž by se musela zvyšovat plocha čipu přidáním obvodů pro trimování. Jako první bylo potřeba zjistit vlivy dílčích chyb, které ovlivňují přesnost výstupního referenčního napětí. Jakmile byly všechny chyby zjištěny a vypočteny, mohl se provést jejich nekorelovaný součet. Z výpočtu vyšla teoretická přesnost referenčního napětí při rozptylu ± 4 sigma $\pm 0,479\%$, tato hodnota se následně ověřila simulací, kde vyšla $\pm 0,491\%$. Hodnota ze simulace se téměř neliší od vypočtené teoretické hodnoty přesnosti. Tím pádem byla zjištěna většina dílčích chyb ovlivňující referenční napětí.

Důvod, proč se využívá chybová analýza je ten, že lze zjistit a vypočítat, které parametry mají největší vliv na přesnost napěťové reference a tím pádem lze obvod upravit tak, aby se omezil vliv těchto chyb.

LITERATURA

- [1] GRAY, Paul R. *Analysis and design of analog integrated circuits*. 4th ed. New York: John Wiley, 2001. ISBN 0-471-32168-0. *Směrnice č. 72/2017*
- [2] RAZAVI, Behzad. *Design of analog CMOS integrated circuits*. Boston: McGraw-Hill, 2001. ISBN 0-07-238032-2.
- [3] KADAŇKA, Petr. *Analogové integrované obvody*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015.
- [4] PAUL, Brokaw. *How to Make a Bandgap Voltage Reference in One Easy Lesson* [online]. A. Paul Brokaw and Integrated Device Technology, 2011 [cit. 2021-12-13]. Dostupné z: <https://www.renesas.com/us/en/document/whp/how-make-bandgap-voltage-reference-one-easy-lesson-paul-brokaw>
- [5] KAZELLE, Jiří, LIEDERMANN, Karel, JIRÁK, Josef, HAVLÍČEK, Svatopluk, VANĚK, Jiří, ROZSÍVALOVÁ, Zdenka, SEDLAŘÍKOVÁ, Marie. *Elektrotechnické materiály a výrobní procesy I*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, ústav elektrotechnologie.
- [6] B. Razavi, "The Bandgap Reference [A Circuit for All Seasons]," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, Volume. 8, Issue. 30, pp. 9-12, Summer 2016.
- [7] A. Brokaw, "A simple three-terminal IC bandgap reference," *1974 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers, 1974*, pp. 188-189, doi: 10.1109/ISSCC.1974.1155346.
- [8] Reduce transistor mismatch errors without costly trimming and noisy chopping schemes. *EDN* [online]. MARCH 24, 2006, 1-4 [cit. 2022-03-27]. Dostupné z: <https://www.edn.com/reduce-transistor-mismatch-errors-without-costly-trimming-and-noisy-chopping-schemes/>
- [9] HASTINGS, Alan. *The ART of ANALOG LAYOUT*. New Jersey: Prentice Hall, 2001. ISBN 0-13-087061-7.
- [10] KADAŇKA, Petr. *Přednáška: Přesný návrh*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014.
- [11] KADAŇKA, Petr. *Návrh přesné BG reference typu Brokaw*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018.
- [12] MÁCHA, Petr. *Excel:BG_vypocet* [software]. 16.17.2017 [cit. 2022-05-30]. Dostupnost: Interní **onsemi** program.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

BG	BandGap
CTAT	Complementary To Absolute Temperature
PTAT	Proportional To Absolute Temperature

Symboly:

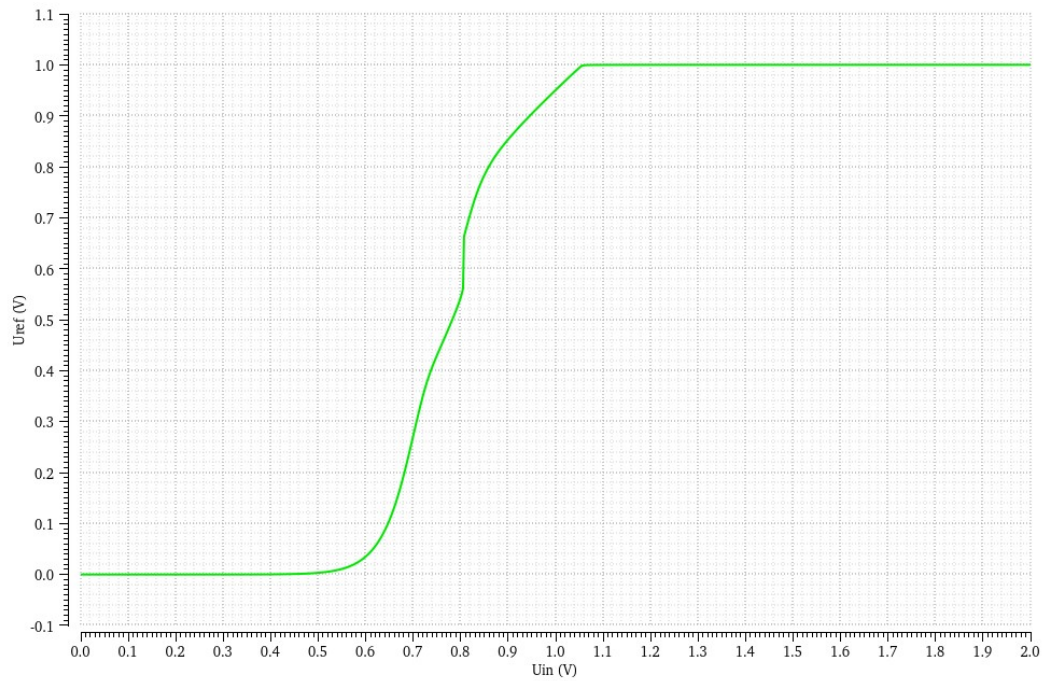
S	citlivost	(-)
I_{OUT}	výstupní proud	(A)
U_{NAP}	napájecí napětí	(V)
TC	teplotní koeficient	(X/K)
x	parametr měnící se s teplotou	(X)
T	absolutní teplota	(K)
A	zesílení	(-)
U	elektrické napětí	(V)
U_{ref}	výstupní referenční napětí	(V)
I_C	kolektorový proud bipolárního tranzistoru	(A)
I_S	saturační proud bipolárního tranzistoru	(A)
U_{BE}	napětí přechodu B-E bipolárního tranzistoru	(V)
U_T	teplotní napětí	(V)
k	Boltzmannova konstanta	(J/K)
q	náboj elektronu	(C)
n	závislost pohyblivosti elektronů na koncentraci dopantů v bázi	(-)
U_{G0}	napětí odpovídající šířce zakázaného pásma křemíku vztaženého k teplotě 0 K	(V)
ΔU_{BE}	rozdíl dvou napětí U_{BE} s rozdílnými emitorovými proudovými hustotami	(-)
N	poměr proudových hustot dvou tranzistorů	(-)
R	elektrický odpor	(Ω)
σ_x	rozptyl parametru x	(X/%)

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - VÝSLEDKY SIMULACÍ	62
-------------------------------------	----

Příloha A - Výsledky simulací

A.1 Závislost výstupního napětí U_{ref} na vstupním napětí U_{in}



A.2 Histogram referenčního napětí (T = 27 °C)

