



# 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

## NÁVRH NÍZKONAPĚŤOVÉHO NAPÁJECÍHO A REFERENČNÍHO BLOKU ZALOŽENÉHO NA TEPLTNĚ STABILNÍ NAPĚŤOVÉ REFERENCI

DESIGN OF LOW-VOLTAGE SUPPLY AND REFERENCE BLOCK BASED ON THE BANDGAP REFERENCE

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Michal Mudroch

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Prokop, Ph.D.

BRNO 2019



# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**  
Ústav mikroelektroniky

**Student:** Bc. Michal Mudroch

**ID:** 170192

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2018/19

## NÁZEV TÉMATU:

### Návrh nízkonapěťového napájecího a referenčního bloku založeného na teplotně stabilní napěťové referenci

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte teorii teplotně kompenzované napěťové reference.

Analyzujte různé obvodové topologie takové reference a vyberte optimální zapojení pro realizaci teplotně kompenzované napěťové reference v technologii ONSemii I3T25 s ohledem na její přesnost, teplotní stabilitu a také případnou možnost modulárního uspořádání při následné realizaci návrhu napájecích bloků s výstupním napětím 1,8 V a 3,3 V s maximálním výstupním proudem 15 mA. Napájecí zdroj bude obsahovat také proudové reference 1 uA a 5 uA dvojího typu, PTAT a s nulovým teplotním koeficientem. Součástí zdroje bude také digitálně nastavitelná napěťová reference s minimálně 16 úrovněmi odvozenými z výstupního napětí zdroje s proudovou zatížitelností nejméně 200 uA. Maximální vstupní napětí je 10V. Požadovaný rozsah pracovních teplot od -20 °C do 80 °C.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 4.2.2019

**Termín odevzdání:** 21.5.2019

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

**Konzultant:**

**doc. Ing. Lukáš Fucik, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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**

V tejto diplomovej práci je rozpracovaný návrh napájacieho bloku využívajúci technológiu I3T25. V teoretickej časti sú popísané základné štruktúry používané v návrhu, využívajúce CMOS a bipolárnu technológiu. Ďalej sú popísané vlastnosti a používané analýzy pri vyhodnocovaní. V návrhovej časti je rozpracovaný návrh jednotlivých častí, zahŕňajúc napätové referencie, referencie prúdu, DAC prevodník, operačný zosilovač. V poslednej časti je zložený napájací blok podrobený simuláciám pre overenie teplotne kompenzovaných výstupných veličín a analýza funkčnosti obvodu.

## **KĽÚČOVÉ SLOVÁ**

napätová referencia, prúdová referencia, teplotná kompenzácia, Brokaw, teplotná stabilita, I3T25, DAC prevodník, nízkonapäťový zdroj

## **ABSTRACT**

In this diploma thesis there is elaborated design of low-voltage power supply block using I3T25 technology. The theoretical part describes the basic structures used in the design, using CMOS and bipolar devices. Furthermore, the properties and the analysis used in the evaluation are described. In the design part there is an elaborated design of individual parts, including voltage references, current references, DAC converter, operational amplifier. In the last part, the power supply block is subjected to simulations for verification of temperature compensated output variables and analyzed circuit functionality.

## **KEYWORDS**

voltage reference, current reference, temperature compensation, Brokaw, temperature stability, I3T25, DAC converter, low-voltage power supply

MUDROCH, Michal. *Návrh nízkonapäťového napájacieho a referenčného bloku založeného na teplotne stabilných napätových referenciách*. Brno, 2019, 90 s. Diplomová práca. Vysoké učenie technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačných technológií, Ústav mikroelektroniky. Vedúci práce: Ing. Roman Prokop, Ph.D.

## VYHLÁSENIE

Vyhlasujem, že som svoju diplomovú prácu na tému „Návrh nízkonapäťového napájacieho a referenčného bloku založeného na teplotne stabilní napäťové referenci“ vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce, využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej vyhlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona Českej republiky č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákoníka Českej republiky č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora

## POĎAKOVANIE

Rád by som poďakoval vedúcem diplomovej práce pánovi Ing. Romanovi Prokopovi, Ph.D. za odborné vedenie, konzultácie, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci.

Brno .....

.....

podpis autora



Faculty of Electrical Engineering  
and Communication  
Brno University of Technology  
Purkynova 118, CZ-61200 Brno  
Czech Republic  
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

## POĎAKOVANIE

Výzkum popsaný v tejto diplomovej práci bol realizovaný v laboratóriách podporených projektom SIX; registračné číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačný program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno .....

.....  
podpis autora



EVROPSKÁ UNIE  
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ  
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



# Obsah

|   |           |
|---|-----------|
| Úvod  | 1         |
| <b>1 Teoretická časť práce</b>                              | <b>2</b>  |
| 1.1 Technológia súčiastiek . . . . .                        | 3         |
| 1.1.1 CMOS tranzistory . . . . .                            | 3         |
| 1.1.2 Bipolárny tranzistor . . . . .                        | 7         |
| 1.2 Napätové referencie . . . . .                           | 8         |
| 1.2.1 Bipolárne napätové referencie . . . . .               | 8         |
| 1.2.2 MOS napätové referencie . . . . .                     | 12        |
| 1.3 Rozdiel v bipolárnej a unipolárnej referencii . . . . . | 12        |
| 1.4 Prúdové zdroje . . . . .                                | 13        |
| 1.4.1 PTAT prúdový zdroj . . . . .                          | 13        |
| 1.4.2 CTAT prúdový zdroj . . . . .                          | 14        |
| 1.5 Vlastnosti napätových referencií . . . . .              | 15        |
| 1.5.1 Referenčné napätie . . . . .                          | 15        |
| 1.5.2 Teplotná stabilita . . . . .                          | 16        |
| 1.5.3 Presnosť výrobných parametrov . . . . .               | 16        |
| 1.5.4 Šumové vlastnosti . . . . .                           | 16        |
| 1.5.5 Spotreba obvodu . . . . .                             | 17        |
| 1.5.6 Veľkosť obvodu . . . . .                              | 17        |
| 1.6 Technológia I3T25 . . . . .                             | 18        |
| 1.7 Súhrn analýz napätových referencií . . . . .            | 20        |
| 1.7.1 DC analýza . . . . .                                  | 20        |
| 1.7.2 Analýza Monte Carlo . . . . .                         | 21        |
| 1.7.3 Analýza Worst Case . . . . .                          | 21        |
| 1.7.4 Corner analýza . . . . .                              | 21        |
| 1.7.5 Časová analýza . . . . .                              | 21        |
| 1.7.6 Kmitočtová analýza . . . . .                          | 21        |
| 1.7.7 Analýza šumových parametrov . . . . .                 | 22        |
| <b>2 Návrh napätových referencií</b>                        | <b>23</b> |
| 2.1 Návrh Brokawovej napätovej referencie . . . . .         | 23        |
| 2.1.1 Výpočet parametrov referencie . . . . .               | 24        |
| 2.1.2 Funkcia navrhutej napätovej referencie . . . . .      | 26        |
| 2.1.3 Optimalizácia referencie . . . . .                    | 26        |
| 2.1.4 Funkcia optimalizovanej referencie . . . . .          | 28        |
| 2.2 Návrh MOSFET napätovej referencie . . . . .             | 33        |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| 2.2.1    | Výpočet parametrov referencie . . . . .   | 33        |
| 2.2.2    | Optimalizácia referencie . . . . .  | 36        |
| <b>3</b> | <b>Návrh zdroja</b>   | <b>40</b> |
| 3.1      | Návrh predstabilizátora . . . . .   | 40        |
| 3.2      | Návrh prúdovej referencie . . . . .   | 42        |
| 3.2.1    | Referenčný zdroj . . . . .  | 42        |
| 3.2.2    | PTAT zdroj . . . . .  | 45        |
| 3.2.3    | Funkcia prúdového zdroja . . . . .  | 46        |
| 3.3      | Napätový sledovač . . . . .   | 48        |
| 3.4      | Digitálne nastaviteľný výstup . . . . .   | 49        |
| 3.5      | Prúdový výstup . . . . .  | 52        |
| 3.6      | Výsledný zdroj . . . . .  | 53        |
| 3.6.1    | Analýza presnosti obvodu . . . . .  | 55        |
| 3.7      | Zhrnutie výsledkov . . . . .  | 59        |
| <b>4</b> | <b>Záver</b>  | <b>60</b> |
|          | <b>Literatúra</b>   | <b>61</b> |
|          | <b>Zoznam symbolov, veličín a skratiek</b>  | <b>63</b> |
|          | <b>Zoznam príloh</b>  | <b>65</b> |
| <b>A</b> | <b>Navrhované referencie</b>  | <b>66</b> |
| A.1      | Schéma referencie podľa Brokawa s parametrami po optimalizácii . . . . .            | 66        |
| A.2      | Schéma MOSFET referencie s parametrami po optimalizácii . . . . .                   | 67        |
| <b>B</b> | <b>Ďalšie časti zdroja</b>  | <b>68</b> |
| B.1      | Schéma predstabilizátora . . . . .  | 68        |
| B.2      | Schéma operačného zosilovača . . . . .  | 69        |
| B.3      | Schéma zdroja prúdu . . . . .   | 70        |
| B.4      | Schéma digitálne nastaviteľnej referencie . . . . .                                 | 71        |
| <b>C</b> | <b>Blokové zhotovenie</b>   | <b>72</b> |
| C.1      | Blokové zhotovenie zdroja s modulárnym usporiadaním referencie . . . . .            | 72        |
| C.2      | Symbol súčiastky zdroja] . . . . .  | 73        |
| C.3      | Testovacie zapojenie zdroja . . . . .   | 74        |
| <b>D</b> | <b>Doplňujúce simulácie</b>   | <b>75</b> |
| D.1      | Výsledok vplyvu súčiastiek na napätia u mismatch analýzy pred ich úpravou . . . . . | 75        |

|     |  |    |
|-----|--|----|
| D.2 | Výsledok vplyvu súčiastiek na napätia u mismatch analýzy po ich úprave . . . . .         | 76 |
| D.3 | Výsledok vplyvu súčiastiek na referenčný prúd u mismatch analýzy .                       | 76 |
| D.4 | Výsledok vplyvu súčiastiek na referenčný prúd u mismatch analýzy po ich úprave . . . . . | 77 |
| D.5 | Výsledok vplyvu súčiastiek na PTAT prúd u mismatch analýzy . . .                         | 77 |
| D.6 | Výsledok vplyvu súčiastiek na PTAT prúd u mismatch analýzy po ich zmene . . . . .        | 78 |
| D.7 | Prúdová spotreba zdroja . . . . .  | 78 |

# Zoznam obrázkov

|      |  |    |
|------|--|----|
| 1.1  | Princíp referencie typu Bandgap . . . . .  | 2  |
| 1.2  | Režimy MOSFET tranzistorov . . . . .   | 4  |
| 1.3  | Princíp vzniku teplotne nezávislej veličiny . . . . .                                      | 9  |
| 1.4  | Principiálna schéma Brokawovej referencie . . . . .  | 11 |
| 1.5  | Principiálna schéma Widlarovho prúdového zdroja . . . . .                                  | 14 |
| 1.6  | Schéma prúdového zdroja CTAT . . . . .   | 15 |
| 2.1  | Schéma napätovej referencie podľa Brokawa . . . . .  | 23 |
| 2.2  | Závislosť referenčného napätia na teplote navrhutej referencie . . . . .                   | 26 |
| 2.3  | Štruktúra Brokawovej referencie s úpravami pre kompenzáciu . . . . .                       | 27 |
| 2.4  | Závislosť $U_{ref}$ optimalizovanej referencie na kompenzácii prúdu báze . . . . .         | 28 |
| 2.5  | Závislosť $U_{33}$ optimalizovanej referencie na kompenzácii prúdu báze . . . . .          | 29 |
| 2.6  | Závislosť referenčného napätia optimalizovanej referencie na teplote . . . . .             | 29 |
| 2.7  | Závislosť napätia $V = 1.8V$ optimalizovanej referencie na teplote . . . . .               | 30 |
| 2.8  | Závislosť napätia $V = 3.3V$ optimalizovanej referencie na teplote . . . . .               | 30 |
| 2.9  | Závislosť prúdovej spotreby referencie a predstabilizačného bloku . . . . .                | 31 |
| 2.10 | Závislosť prúdovej spotreby referencie a predstabilizačného bloku na teplote . . . . .     | 32 |
| 2.11 | Nábeh výstupných napätí Brokawovej referencie na vstupnom napätí . . . . .                 | 32 |
| 2.12 | Štruktúra mosfet referencie . . . . .  | 33 |
| 2.13 | Závislosť $U_{ref}$ napätí optimalizovanej referencie na teplote . . . . .                 | 37 |
| 2.14 | Závislosť prúdu z CTAT a PTAT zdroja na teplote . . . . .                                  | 38 |
| 2.15 | Závislosť spotreby referencie v závislosti na napájacom napätí predstabilizátoru . . . . . | 38 |
| 2.16 | Závislosť nabehnutia referenčného napätia na vstupnom napätí predstabilizátora . . . . .   | 39 |
| 2.17 | Závislosť prúdovej spotreby MOS referencie na teplote . . . . .                            | 39 |
| 3.1  | Štruktúra predstabilizácie obvodu . . . . .  | 41 |
| 3.2  | Štruktúra prúdovej referencie . . . . .  | 42 |
| 3.3  | Závislosť $U_{GS}$ napätia NMOS tranzistoru na prúde tranzistorom . . . . .                | 44 |
| 3.4  | Dostavovanie výstupného referenčného prúdu zmenou odporu PTAT zdroja . . . . .             | 45 |
| 3.5  | Závislosť výstupných prúdových referencií $1\mu A$ na teplote . . . . .                    | 46 |
| 3.6  | Detail závislosti referenčného prúdu $1\mu A$ na teplote . . . . .                         | 47 |
| 3.7  | Závislosť výstupných prúdových referencií $5\mu A$ na teplote . . . . .                    | 47 |
| 3.8  | Detail závislosti referenčného prúdu $5\mu A$ na teplote . . . . .                         | 48 |
| 3.9  | Štruktúra operačného zosilovača . . . . .  | 49 |
| 3.10 | Štruktúra DAC prevodníku . . . . .   | 50 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 3.11 | Prevod DAC prevodníku pre vstup 1.8V . . . . .  | 52 |
| 3.12 | Prevod DAC prevodníku pre vstup 3.3V . . . . .  | 52 |
| 3.13 | Nábeh referenčného napätia 3.3V z referencie a výstupu zdroja na vstupnom napätí . . . . .        | 53 |
| 3.14 | Rozdiel medzi referenčným napätím 3.3V a výstupným napätím zdroja, $V_{in} = 7V$ . . . . .        | 54 |
| 3.15 | Nastavenie výstupného napätia digitálneho výstupu v zostavenom zdroji, $V_{ref} = 1.8V$ . . . . . | 55 |
| 3.16 | Nastavenie výstupného napätia digitálneho výstupu v zostavenom zdroji, $V_{ref} = 3.3V$ . . . . . | 55 |
| 3.17 | Výsledok simulácie Monte Carlo pre Brokaw referenciu pre procesné i návrhárske vplyvy . . . . .   | 56 |
| 3.18 | Výsledok simulácie Monte Carlo pre MOSFET referenciu pre procesné i návrhárske vplyvy . . . . .   | 57 |
| 3.19 | Výsledok analýzy Monte Carlo po úprave rozmerov tranzistorov jadra referencie . . . . .           | 58 |
| 3.20 | Výsledok analýzy Monte Carlo po úprave rozmerov tranzistorov prúdových referencií . . . . .       | 58 |
| D.1  | Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného a výstupného napätia . . . . .                  | 75 |
| D.2  | Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného a výstupného napätia po úprave . . . . .        | 76 |
| D.3  | Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného prúdu . . . . .                                 | 76 |
| D.4  | Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného prúdu po zmene . . . . .                        | 77 |
| D.5  | Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu PTAT prúdu . . . . .   | 77 |
| D.6  | Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu PTAT prúdu po zmene . . . . .                                | 78 |
| D.7  | Spotreba navrhnutého zdroja, $V_{in} = 10V$ , $V_{ref} = 3.3V$ , $V_{dig} = max$ . . . . .        | 78 |
| D.8  | Spotreba navrhnutého zdroja, $V_{in} = 10V$ , $V_{ref} = 3.3V$ , $V_{dig} = 0V$ . . . . .         | 78 |

## Zoznam tabuliek

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 1.1 | Niektoré parametre tranzistoru NMOS enm . . . . .      | 18 |
| 1.2 | Niektoré parametre tranzistoru NMOS enm . . . . .      | 18 |
| 1.3 | Niektoré parametre tranzistoru PMOS epm . . . . .      | 19 |
| 1.4 | Niektoré parametre tranzistoru PMOS epm . . . . .      | 19 |
| 1.5 | Niektoré parametre tranzistoru Ndmos Inndm15 . . . . . | 19 |
| 1.6 | Niektoré parametre rezistorov . . . . .                | 20 |
| 3.1 | Prevod DAC prevodníku . . . . .                        | 51 |

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 3.2 | Parametre navrhnutého zdroja . . . . . | 59 |
|-----|--|----|

# Úvod

Stále znižovanie používania zdrojov energie, či už elektrických alebo materiálnych a najmä zvyšovanie efektívnosti a čo najlepšej výťažnosti daných prostriedkov sa prejavuje vo všetkých oblastiach. Vo výskume a vývoji je snaha čo najviac zefektívniť využitie daných zdrojov a tým doceliť menšie zaťaženie spoločnosti. S týmto súvisí zavádzanie a plnenie noriem a zákonov a tiež ekologické aspekty, ako už spomínaná efektivita, resp. účinnosť a minimalizácia spotreby zdrojov. V oblasti elektroniky ide tiež o znižovanie spotreby elektrickej energie a zmenšovanie rozmerov.

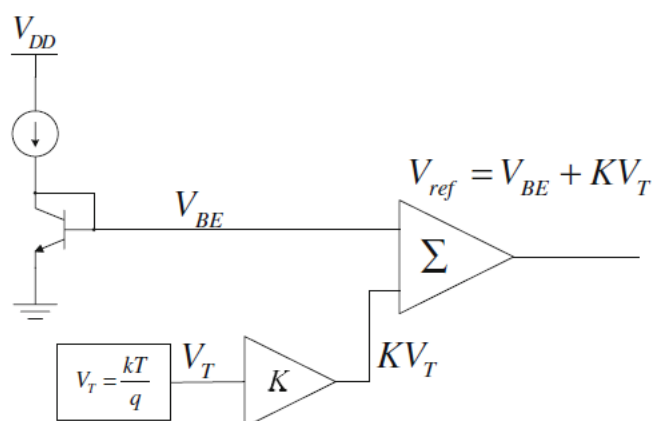
So zmenšovaním rozmerov a znižovaním spotreby sa znižujú povolené hodnoty elektrických veličín, aby navrhované obvody a zariadenia fungovali. S tým súvisí presnosť navrhovaných blokov a najmä presné napätové a prúdové referencie, ktoré poskytujú zvyšným častiam obvodov hodnoty elektrických parametrov s čo najvyššou presnosťou. Cieľom je dosiahnuť výstupné napätie/prúd s čo najmenšou závislosťou na teplote, okolitých podmienkach a vhodným návrhom vykompenzovať odchýlky spôsobené výrobným rozptylom a samotnou technológiou výroby.

Táto diplomová práca sa zaoberá návrhom presného analógového napájacieho a referenčného bloku s možnosťou modulárneho zapojenia a rôzneho použitia napájacieho napätia. To znamená návrh s ohľadom na teplotnú nezávislosť, stabilitu vzhľadom na kolísanie vstupného napájania. Základným princípom z ktorého sa bude vychádzať pri návrhu, bude použitie existujúcich referenčných BG (Bandgap) obvodov pre presné napätie, využívajúce kombináciu bipolárnej a CMOS technológie. Následne je v práci popísaný návrh podobvodov: prúdové referencie, digitálne nastaviteľný výstup, napätový sledovač. V závere práce je zostavený napájací blok z navrhnutých podobvodov a výsledky zrealizovaných simulácií.

# 1 Teoretická časť práce

Napätové referencie sú elektronické obvody zaistujúce presné nemenné napätie, ktoré je nezávislé na zmene napájacieho zdroja, teplotnom kolísaní a veľkosti záťaže pripojenej na výstup. Taktiež by mala byť minimalizovaná chyba vznikajúca pri danej technológii výroby a chyba starnutia obvodu. Presné napätové referencie sú využívané v rôznych obvodových zapojeniach ako sú napríklad AD (Analog to Digital), DA (Digital to Analog) prevodníky, LDO (Low-Dropout) regulátory, presné napájacie zdroje, meracie systémy. Presná hodnota napätia je využívaná pri vyhodnocovaní meraných signálov pomocou komparátorov, resp. slúžia ako etalon pre vyhodnocovanie.

V elektrotechnike sú všetky obvodové prvky tepelne závislé a preto dosiahnutie čo najmenej závislého výstupného referenčného napätia je možné vhodným zložením prvkov s kladnou a zápornou tepelnou závislosťou. Týmto spôsobom, by výsledné napätie malo byť teoreticky tepelne nezávislé v celom rozsahu. Ako bude ukázané v nasledujúcich kapitolách a následne aj vo vyhodnocovaní navrhnutých referencií, tepelná závislosť niektorých prvkov nie je lineárna a kompenzácia preto nebude dokonalá. Ako pôvodná a presná napätová referencia je braná referencia typu bandgap, ktorej názov je odvodený od šírky zakázaného pásu kremíku, ktorý je interpolovaním na 0K určená približne  $U_g = 1.205V$ . [1] Vo viacerých zdrojoch sa presnosť tohto napätia líši. Bandgap referencia má tiež hodnotu výstupného napätia 1.205 V a je daná hodnotou napätia PN prechodu kremíkovej diody so záporným napätovým koeficientom a sériovo zapojeného rezistoru s kladným koeficientom, prípadne rozdielom napätí  $U_{be}$  dvoch bipolárnych tranzistorov. Vhodnou kombináciou parametrov prvkov a ich tepelných charakteristík možno dosiahnuť tepelne kompenzované napätie (Obr. 1.1). [2]



Obr. 1.1: Základný princíp referencie typu Bandgap [3]

## 1.1 Technológia súčiastiek

Pri návrhu analógových integrovaných obvodov a systémov sa okrem pasívnych komponentov ako sú rezistory, kondenzátory a prípadne iné prvky, používajú najmä aktívne prvky. Tie sú tvorené základným a najdôležitejším prvkom používaným v analógových obvodoch, tranzistorom. Podľa typu technológie, resp. princípu fungovania, existujú 2 najdôležitejšie druhy a to bipolárny a unipolárny tranzistor - MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

MOSFET tranzistor sa všeobecne používa v technológii nazývanej aj CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor), ktorá používa 2 typy tranzistorov typu MOSFET, typy P a N, pre skladanie obvodov.

Vďaka CMOS technológii tranzistorov je možné navrhovať obvody na menšej ploche, zároveň je znížená spotreba celého systému a takisto ich výrobná cena je oproti bipolárnym tranzistorom nižšia. Ich transkonduktancia je však menšia pri rovnakých podmienkach pretekajúceho prúdu. Vhodným spojením CMOS a bipolárnej technológie možno dosiahnuť požadované parametre navrhovaného IO (Integrovaný obvod) s ohľadom na cenu, rozmery a výkon.

Každý z uvedených typov má rôzny spôsob fungovania a platia pre ne rôzne princípy ako aj možnosti využitia. V nasledujúcich kapitolách budú tieto princípy prebraté a ich funkcia popísaná pomocou rovníc a vzťahov. [4]

### 1.1.1 CMOS tranzistory

MOSFET tranzistor je na rozdiel od bipolárneho tranzistoru riadený elektrickým poľom a nepotrebuje riadiaci prúd. Má 3, resp. 4 póly menované nasledovne, *Gate* - *hradlo* (G), *Drain* (D), *Source* (S), *Bulk* (B). Priložením napätia na gate je riadená priepustnosť prúdu kanálom medzi elektródami drain a source. Izolovanosť hradla gate je zabezpečená vytvorenou vrstvou oxidu. Samotné rozlíšenie dvoch typov tranzistorov N a P je určené materiálom samotných elektród D a S. Ak sú obe elektródy tvorené polovodičom typu N, ide o NMOS, v opačnom prípade, pri použití polovodiča typu P, ide o PMOS. Hradlo gate je tvorené vrstvou kovu, prípadne polykryštalického kremíku, ako vyplýva z názvu MOSFET. Elektóda bulk je pripojená na samotný substrát a musí byť pripojená vždy na taký potenciál, aby bol prechod PN v závernom smere.

Podľa typu kanálu medzi elektródami drain a source, rozlišujeme 2 druhy tranzistorov:

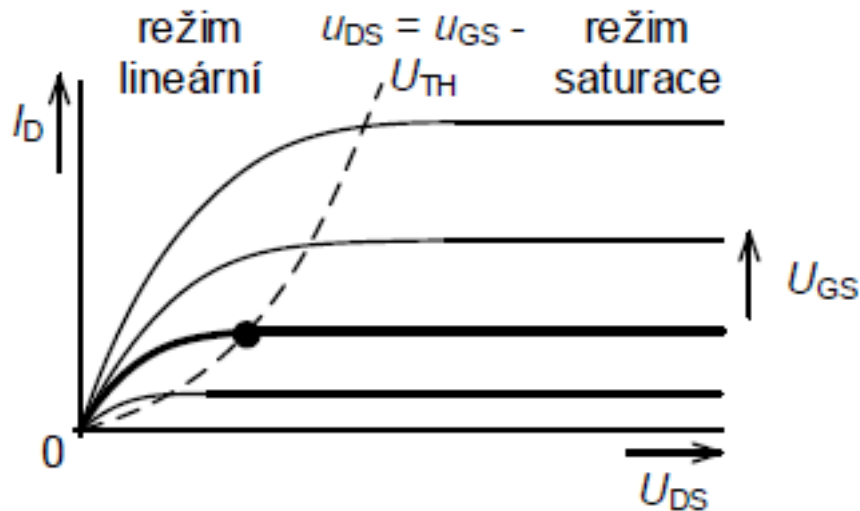
- s trvalým kanálom
- s indukovaným kanálom

Vo väčšine prípadoch sa využívajú tranzistory s indukovaným kanálom, keď daný kanál vznikne práve priložením napätia na gate.

Tranzistory MOSFET pracujú v 2 základných režimoch:

- lineárny
- saturačný

Režimy v ktorých tranzistor pracuje, môžeme vidieť aj v Obr. 1.2, ktorý znázorňuje závislosť prechádzajúceho prúdu na priloženom napätí na gate a drain-source elektródy. [4]



Obr. 1.2: Zobrazenie možných režimov MOSFET tranzistoru [4]

Medzi základné technologické parametre MOS tranzistorov patria tiež *transkonduktančný parameter KP* a *parameter modulácie dĺžky kanálu  $\lambda$* .

$KP$  je závislý na kapacite oxidu  $C_{ox}$  a pohyblivosti elektrónov  $\mu_0$ :

$$KP = \mu_0 C_{ox} = \mu_0 \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = \mu_0 \frac{3.9\epsilon_0}{t_{ox}}, \quad (1.1)$$

$\epsilon_{ox}[-]$  je relatívna permitivita oxidu,  $\epsilon_0[Fm^{-1}]$  je permitivita vákua,  $t_{ox}[m]$  je hrúbka oxidu. Parameter modulácie dĺžky kanálu  $\lambda$  vychádza z vlastností tranzistoru v režime saturácie. So zvyšujúcim sa napätím na elektróde D dochádza ku skracovaniu dĺžky kanálu  $L$  a nárastu prúdu tranzistorom. Tento jav môže byť minimalizovaný vhodným zvolením dĺžky kanálu  $L$ , keďže je mu nepriamo úmerný. [4]

## Lineárny režim

V lineárnom režime sa tranzistor správa ako odpor riadený napätím, má lineárne charakteristiky a tiež môže byť použitý ako spínač. Aby sa tranzistor nachádzal v lineárnom režime musí platiť vzťah:

$$0 < U_{DS} < (U_{GS} - U_{TH}), \quad (1.2)$$

kde  $U_{DS}[V]$  je napätie medzi elektródami drain a source,  $U_{GS}[V]$  napätie medzi gate a source,  $U_{TH}[V]$  je prahové napätie tranzistoru.

Hodnota prahového napätia  $U_{TH}$ , ktorá je určená výrobným procesom, udáva pri akej hodnote napätia medzi drain a source sa uzatvorí vodivý kanál a začne tranzistorom pretekať prúd.

Pre prúd v lineárnom režime platí:

$$I_D = KP \frac{W}{L} \left[ (U_{GS} - U_{TH}) - \frac{U_{DS}}{2} \right] U_{DS}, \quad (1.3)$$

$I_D[A]$  je prúd prechádzajúci tranzistorom,  $KP[A/V^2]$  transkonduktančný parameter,  $W$  a  $L [m]$  je šírka a dĺžka hradla tranzistoru. [4]

## Režim saturácie

V režime saturácie dôjde k maximálnemu otvoreniu kanála vzhľadom na pripojené napätie  $U_{GS}$  a  $U_{DS}$ . Prúd tranzistorom dosiahne svoje maximum a so zvyšujúcim sa napätím medzi drain-source elektródami zostáva viac-menej nemenný. Nasledujúca rovnica vyjadruje podmienku pre saturačný režim:

$$0 < (U_{GS} - U_{TH}) < U_{DS} \quad (1.4)$$

Pre reálny model tranzistoru môžeme v tomto prípade pretekajúci prúd spočítať nasledovne:

$$I_D = \frac{1}{2} KP \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{TH})^2 (1 + \lambda U_{DS}), \quad (1.5)$$

$\lambda[V^{-1}]$  je parameter modulácie dĺžky kanálu. Pre bežné výpočty sa ale výraz v zátvorke  $(1 + \lambda U_{ds})$  zanedbáva. [4]

Výstupný odpor tranzistoru je určený parametrom modulácie dĺžky kanálu  $\lambda$ :

$$r_{out} = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (1.6)$$

Pre výpočet transkonduktancie, ktorá vyjadruje zmenu prúdu vychádzajúceho z tranzistoru v závislosti na zmene napätia  $U_{GS}$  pripojeného na elektródu G pri stálom napätí  $U_{DS}$ , použijeme vzťah, ktorý vychádza z rovnice 1.3 a je jej deriváciou podľa  $U_{GS}$ :

$$g_m = KP \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{TH}) \quad (1.7)$$

Upravením rovnice 1.5, možno dosiahnuť výpočet bez nutnosti použitia technologických konštánt:

$$g_m = \sqrt{2KP \frac{W}{L} I_D} \quad (1.8)$$

$$g_m = \frac{2I_D}{U_{GS} - U_{TH}} \quad (1.9)$$

Oblasti v ktorých tranzistor môže pracovať sú definované podľa zvolenej hodnoty rozdielu  $U_{GS} - U_{TH}$  do 3 oblastí:

- oblasť slabej inverzie
- oblasť silnej inverzie
- oblasť saturácie rýchlosti nosičov náboja[4]

V **oblasti slabej inverzie** je prúd tranzistorom exponenciálne závislý na napätí priloženom na hradlo G, resp. napätí  $U_{GS}$ :

$$I_{Dsi} = I_{D0} \frac{W}{L} e^{n \left( \frac{U_{GS}}{kT} \right)}, \quad (1.10)$$

$I_{D0}[A]$  je parameter procesu,  $n[-]$  je parameter sklonu v podprahovej oblasti, ktorý býva približne 1-3, závisí na pomere kapacity depletičnej vrstvy ku kapacite oxidu. Transkonduktancia v slabej inverzii:

$$g_m = \frac{I_D}{n \left( \frac{kT}{q} \right)} \quad (1.11)$$

V **oblasti silnej inverzie** platia vzťahy od 1.4 po 1.9. Tento režim je používaný vo väčšine prípadoch, pretože je výhodný z hľadiska prúdovej spotreby a samotnej rýchlosti tranzistoru. V závislosti na rôznom využití tranzistoru sa určujú 2 parametre, a to dĺžka kanála  $L$  a rozdiel napätí  $U_{GS} - U_{TH}$ . Pri aplikáciách vyžadujúcich vysoké zosilnenie sa volí veľká dĺžka  $L$  a malé napätie  $U$ . Pri otázke vysokej rýchlosti sa volí  $L$  malé a  $U$  veľké.

Hranica medzi slabou a silnou inverziou je určená vzťahom:

$$U_{GSth} = U_{th} + nU_T \quad (1.12)$$

**Oblasť saturácie nosičov náboja** nastáva pri náraste rozdielu vstupného napätia na gate nad určitú hranicu určenú technologickou výrobou. Dochádza k obmedzeniu rýchlosti nosičov náboja na ich maximálnu hodnotu, ktorá sa ďalej nezvyšuje. Prúd rastie lineárne so zvyšujúcim sa napätím  $U_{GS}$ .

Prúd tranzistorom je v tomto prípade:

$$I_{Dvs} = WC_{ox}u_{sat}(U_{GS} - U_{TH}), \quad (1.13)$$

$C_{ox}$  je kapacitu oxidu,  $u_{sat}$  je fyzikálny parameter. [4]

## 1.1.2 Bipolárny tranzistor

Technológia bipolárneho tranzistoru pozostáva v ovládaní pretekajúceho prúdu pomocou prúdu dodávaného. Jeho súčasťou sú 3 póly-elektrody nazývané *Báza - Base* (B), *Kolektor - Collector* (C), *Emitor* (E). Pri dosiahnutí určitého napätia na prechode báza-kolektor, sa prúd prechádzajúci tranzistorom cez kolektor-emitor, ovláda prúdom vtekajúcim do bázy tranzistoru. Bipolárny tranzistor vznikne vhodným usporiadaním P a N druhu polovodičov. Obdobne ako u MOSFET tranzistorov, existujú aj v tomto prípade 2 druhy, a to PNP a NPN. Na rozdiel od technológie z kapitoly 1.1.1, báza tranzistoru nie je izolovaná od ostatných pólov. [5]

Medzi dôležité rovnice, ktorými sa popisuje funkcia bipolárneho tranzistoru, a ktoré sa používajú aj pri návrhu napäťových referencií patrí:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}, \quad (1.14)$$

$\beta[-]$  prúdový zosilovací činiteľ,  $I_C[A]$  je prúd kolektorom,  $I_B[A]$  je prúd bázou. Transkonduktancia bipolárneho tranzistoru je:

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} \quad (1.15)$$

Prúd prechádzajúci tranzistorom, resp. kolektorom je:

$$I = I_S \left[ e^{\left(\frac{qU}{kT}\right)} - 1 \right], \quad (1.16)$$

$I_S[A]$  je saturačný prúd,  $k$  boltzmanova konštanta,  $T$  termodynamická teplota,  $q$  elektrický náboj.

Saturačný prúd vypočítame takto:

$$I_S = qA \left( \frac{D_n}{L_n} n_{p0} + \frac{D_p}{L_p} p_{n0} \right), \quad (1.17)$$

$A[m^2]$  je plocha prechodu,  $D_n, D_p[m^2s^{-1}]$  sú difúzne koeficienty,  $L_n, L_p[m]$  sú stredné difúzne dĺžky minoritných nosičov. Uvedené parametre sú určené technológiou výroby, a návrhár môže veľkosť prúdu ovplyvniť zmenou veľkosti plochy prechodu. [5]

Nastavenie napätia na prechode báza-emitor je odvodené z rovnice 1.16. Zjednodušenie rovnice môžeme docieľiť istou úvahou o podmienkach pre možnosť zanedbania člena 1 v rovnici. Pri priloženom zápornom napätí, bude prechod v závernom smere a exponenciálny člen bude tým pádom príliš malý. Preto sa záverný prúd približne rovná prúdu saturačnému. Pri uvažovanom priepustnom smere prechodu je nárast exponenciálneho člena príliš rýchly a od určitej hodnoty, keď  $U > 3U_T$

môžeme 1. člen vo vzťahu zanedbať. Výsledné napätie potom možno vypočítať ako:

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_B}{I_S}, \quad (1.18)$$

$U_T[V] \approx 25.9mV$  je teplotné napätie pri teplote  $T = 300K$ . [5]

## 1.2 Napätové referencie

Základným princípom napätových referencií je zo vstupného napätia vygenerovať presné napätie požadovanej hodnoty, ktoré nebude ovplyvnené zmenou okolitých podmienok ako sú napr. teplota, kolísanie vstupného napätia. Taktiež je pri návrhu dôležité brať v úvahu šumové vlastnosti a rozptyl parametrov súčiastiek vzniknutých pri výrobe a taktiež ich starnutie.

Pri vytváraní presných napätových referencií možno použiť obidve vyššie spomínané technológie tranzistorov, CMOS aj bipolárnu.

Pre správny návrh je dôležitá najmä kompenzácia teplotného vplyvu na elektrické parametre súčiastok. Teplotnú závislosť charakterizuje teplotný koeficient  $T_C$ , ktorý sa môže vzťahovať k rôznym veličinám.

$$T_C = \frac{\delta X}{\delta T}, \quad (1.19)$$

$X$  je analyzovaná veličina,  $T[K]$  termodynamická teplota. Jednotka veličiny  $T_C$  je  $ppm/^\circ C$ , čo značí milióntinu na stupeň.

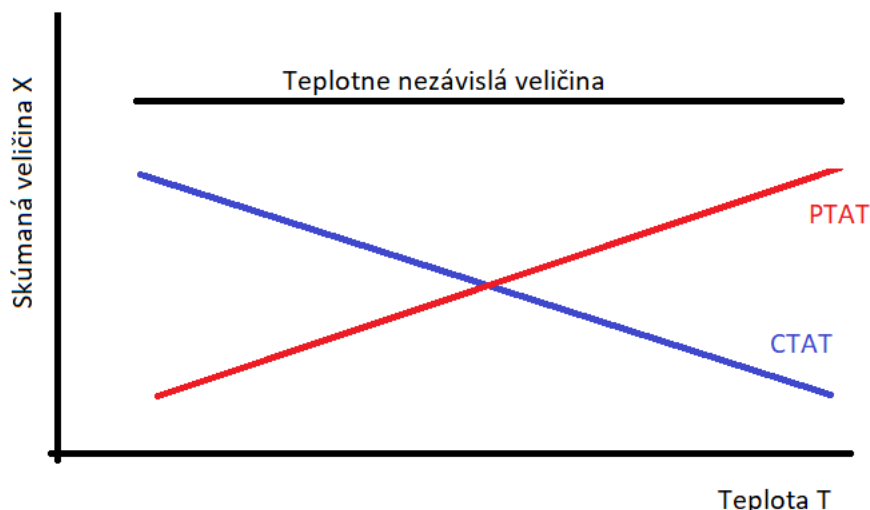
Pri väčšine napätových referencií sa používa kompenzácia teploty s využitím priebehov veličín s opačnými teplotnými koeficientami, závislosťami.

Vo všeobecnosti sa pre veličinu s kladnou teplotnou závislosťou používa anglický názov PTAT (Proportional to absolute temperature). Pre veličinu so zápornou závislosťou existuje názov CTAT (Complementary to absolute temperature).

Vhodným spojením týchto priebehov môžeme dosiahnuť eliminovanie vplyvu teploty a dosiahneme konštantnú hodnotu veličiny v celom rozsahu teplôt ako je zobrazené na Obr. 1.3. Uvedené tvrdenie je avšak platné iba teoreticky, pretože v praxi nie sme schopní docieľiť rovnakých koeficientov s opačným znamienkom. [6][7]

### 1.2.1 Bipolárne napätové referencie

V bipolárnej technológii je možné vytvoriť teplotne nezávislé napätové referencie viacerými spôsobmi. Avšak základným princípom je zlúčenie napätí s opačnými teplotnými závislosťami.



Obr. 1.3: Princíp vzniku teplotne nezávislej veličiny

### Kladná teplotná závislosť

Pre dosiahnutie kladnej teplotnej závislosti sa využíva vlastností PN prechodu a to teplotného napätia, ktoré na ňom vzniká.

$$U_T = \frac{kT}{q} \quad (1.20)$$

Z rovnice 1.20 možno vyčítať, že teplotné napätie  $U_T$  je priamo závislé na teplote  $T$ . Využíva sa rozdiel napätia  $\Delta U_{BE}$  vzniknutého medzi  $U_{BE}$  dvoch tranzistorov s rôznou plochou emitorov. To vytvorí napätie s kladným teplotným koeficientom.

Vychádzajúc z rovnice 1.18 môžeme pre tento rozdiel písať:

$$\Delta U_{BE} = U_{BE0} - U_{BE1} = U_T \ln \left( \frac{I_0}{I_S} \right) - U_T \ln \left( \frac{I_1}{S I_S} \right) = U_T \ln \left( S \frac{I_0}{I_1} \right), \quad (1.21)$$

$I_0$  a  $I_1$  značia prúdy pretekajúce tranzistormi,  $S[-]$  je pomer plôch emitorov.

Dosiahnutie požadovanej hodnoty rozdielového napätia  $\Delta U_{BE}$  je umožnené návrhárovi dvomi možnosťami:

- zmenou pomeru plôch emitorov  $S$
- zmenou hodnôt prúdov  $I_0$  a  $I_1$  pretekajúcich cez jednotlivé tranzistory[8]

### Záporná teplotná závislosť

Záporná teplotná závislosť, resp. CTAT je daná vlastnosťou PN prechodu bipolárneho tranzistoru. Uvažovaná hodnota teplotného koeficientu  $T_{CBE}$  prechodu báza-emitor je  $-2\text{mV/K}$ .

Podľa Obr. 1.1, dokážeme odvodiť vzťah, pre ktorý bude výsledné napätie teoreticky teplotne nezávislé. [8]

$$U_{ref} = U_{BE} + MU_T \quad (1.22)$$

### Teplotná kompenzácia

Podľa literatúry [8] môžeme vhodným dosadením za jednotlivé premenné odvodiť vzťah z ktorého možno dopočítať hodnotu referenčného napätia, ktoré bude pri zvolenej teplote teplotne nezávislé, resp. derivácia podľa teploty sa bude rovnať 0.

Výsledný vzťah pre teplotne nezávislé napätie:

$$U_{ref} = U_{G0} + \frac{kT}{q}(\gamma - \alpha) \left(1 + \ln \frac{T_0}{T}\right), \quad (1.23)$$

$U_{G0} = 1.205V$  je napätie zakázaného pásu kremíka extrapolované k 0K,  $\gamma$  je parameter závislý na úrovni dotácie bázy, uvažujeme podľa literatúry [8] hodnotu 3.2 a  $\alpha$  charakterizuje teplotnú závislosť prúdu, pre nezávislý prúd uvažujeme hodnotu 1. Dosadením vyššie uvedených hodnôt a teploty (napr.  $T = 300K$ ) pri ktorej chceme mať deriváciu rovnú nule vyjde  $U_{ref}$ : [8]

$$U_{ref} = 1,205 + 25.9 * 10^{-3}(3,2 - 1) \left(1 + \ln \frac{300}{300}\right) = 1.262V \quad (1.24)$$

### Brokawova referencia

Medzi jednu z najznámejších a pôvodných referencií patrí Brokawova bandgap referencia (Obr. 1.4).

Výpočet referenčného napätia sa určí sčítaním napätia na prechode BE a napätia, ktoré vznikne na rezistore  $R_2$ .

$$U_{ref} = U_{BE2} + U_{R2} \quad (1.25)$$

Napätie na rezistore  $R_1$  je tvorené rozdielovým napätím medzi dvomi BE prechodmi, rovnica 1.21.

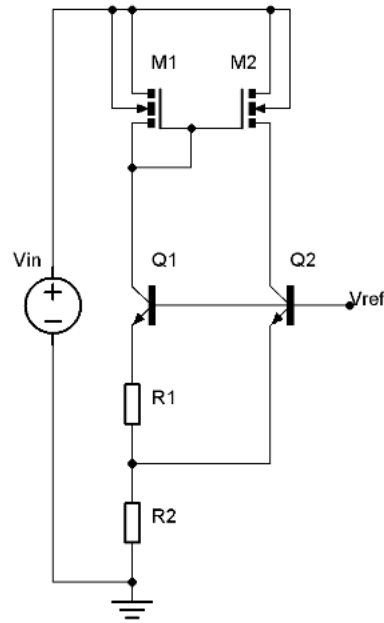
$$U_{R1} = \Delta U_{BE} \quad (1.26)$$

Prúd vetvou s  $R_1$  rezistorom je potom:

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1} \quad (1.27)$$

Ten sa zrkadlí v prúdovom zrkadle a tečie druhou vetvou, podľa nastaveného pomeru zrkadiel sa mení pomer prúdov tečúcimi bipolárnymi tranzistormi, čo sa prejaví vo výslednom vzťahu a výpočte hodnoty pomeru odporov podľa vzťahu 1.28. Za  $U_{R2}$  dosadíme do rovnice 1.25 vzťah s výpočtom cez prúd a odpory:

$$U_{ref} = U_{BE} + (1 + N) \frac{R_2}{R_1} U_T \ln(SN) \quad (1.28)$$



Obr. 1.4: Principiálna schéma Brokawovej referencie

$$N = \frac{I_0}{I_1}, \quad (1.29)$$

$(1 + N)$  vyjadruje násobok prúdu tečúceho cez rezistor  $R_2$ . Ak je prúd v oboch vetvách rovnaký, t.j.  $N = 1$ , tak prúd cez  $R_2$  je dvojnásobok prúdu cez  $R_1$ .  $S$  vyjadruje pomer plôch emitorov tranzistorov. [8][9]

Výslednú teplotne kompenzovanú referenciu získame, ak vzťah 1.28 derivujeme podľa teploty, t.j. ak jeho derivácia bude rovná 0. Vo vzťahu je na teplote závislé napätie  $U_T$ ,  $U_{BE}$  má spomínanú závislosť približne  $-2mV/K$ .

$$\frac{\Delta U_{ref}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T} + (1 + N) \frac{R_2}{R_1} \frac{k}{q} \ln(SN) = 0 \quad (1.30)$$

Z toho vyplýva, že pomer rezistorov pre teplotne nezávislú referenciu musí byť:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T}}{(1 + N) \frac{k}{q} \ln(NS)} \quad (1.31)$$

Z uvedeného vzťahu je pomer rezistorov závislý na parametroch  $N$  a  $S$  ktoré si volí návrhár sám. Ide o kompromis medzi plochou a prúdovou spotrebou, taktiež o odozvu obvodu a presnosť súbehu jednotlivých komponent. V ďalšom vzťahu je ukázaný výpočet pre typické parametre  $N = 1$  a  $S = 4$ :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2 * 10^{-3}}{(1 + 1) \frac{1.38 * 10^{-23}}{1.602 * 10^{-19}} \ln(4)} \approx 8.37 \quad (1.32)$$

V takomto prípade by mal byť pomer odporov pri návrhu približne 8.37. Pri reálnych podmienkach sa hodnoty musia optimalizovať podľa rozličnej hodnoty teplotného koeficientu prechodu  $U_{BE}$  bipolárneho tranzistoru, ktorá závisí podľa použitej technológie. Hodnotu je možno zistiť pomocou simulácie. [9][10]

## 1.2.2 MOS napäťové referencie

Pre napäťové referencie vytvorené rýdzo MOSFET tranzistormi sa používa buď sčítanie prúdov rôznych teplotných závislostí, alebo rozdielu prahových napätí PMOS a NMOS tranzistorov, ktoré majú oba záporný teplotný koeficient  $T_{Uth}$ . [9]

Prúdové zdroje, ktoré majú CTAT, resp. PTAT teplotné závislosti, budú popísané v kapitole 1.4.

### Rozdiel prahových napätí

Rovnica 1.33 ukazuje závislosť výstupného napätia a postup ako sa k nemu dopracovať pomocou parametrov obvodu.

$$U_{ref} = U_{GSN} + R_2 \frac{U_{GSN}}{R_1} - |U_{GSP}| \quad (1.33)$$

### Sčítanie prúdov

Pomocou blokov generujúcich prúdy s kladnou teplotnou závislosťou PTAT a zápornou teplotnou závislosťou CTAT je možné vhodným sčítaním docieľiť teplotne nezávislý prúd. Na vhodne zvolenom rezistore je potom možné vytvoriť požadované referenčné napätie. Tento princíp by samozrejme fungoval za použitia ideálneho odporu. Referenčné napätie je silno závislé na teplotnej závislosti použitého odporu, preto môže byť prúd generovaný sčítaním prúdov CTAT a PTAT charakteru navrhnutý tak, aby vyrovnával teplotnú závislosť daného odporu. Prúdové zdroje sú popísané v kapitolách 1.4.1, 1.4.2.

## 1.3 Rozdiel v bipolárnej a unipolárnej referencii

Medzi rôznymi parametrami zariadení v polovodičových technológiách, charakteristiky bipolárnych tranzistorov dokazujú presne definované a reprodukovateľné vlastnosti, ktorými sa dajú zostrojiť presné kladné a záporné teplotné závislosti elektrických veličín. Aj keď boli snahy zostrojiť referencie s využitím MOSFET tranzistorov, jadro samotných referencií je stále formované vo väčšine prípadov pomocou bipolárnych prvkov. [10]

**Bipolárna technológia** -  $U_{BE}$  závisí na teplote, ale nie je závislá na zmenách v procese

**MOSFET technológia** -  $U_{GS}$  silne závisí na zmenách v procese, nedosahujú vysokú presnosť, prenášajú väčší šum

## 1.4 Prúdové zdroje

Prúdové zdroje sú v elektrotechnike rovnako dôležité ako tie napäťové. Ich využitie je priamo zakomponované v návrhu napäťových referencií a sú zároveň medzi sebou prepojené. Presnými prúdovými veličinami sme schopný docieľiť presné napäťové hodnoty odvodené z charakteristík jednotlivých prvkov, t.j. nastavenie pracovných bodov. Prúd sa taktiež môže využívať v časovacích obvodoch, keď dochádza k nabíjaniu kondenzátorov. Ďalej práve tvorenými pracovnými prúdmi je určená celková spotreba čipu. Podľa spôsobu akým je výsledný prúd odvodený, môže mať závislosť typu PTAT alebo CTAT.

Medzi najjednoduchšie prúdové zdroje môžeme zaradiť prúdové zrkadlo, ktoré má nastavený pracovný bod tranzistoru pomocou pretekajúceho prúdu určeného rezistorom podľa Ohmovho zákona. Klasické prúdové zrkadlo má ale veľmi zlé potlačenie zmeny napájacieho napätia.

### 1.4.1 PTAT prúdový zdroj

#### Widlarov prúdový zdroj

Prúd vo Widlarovom zdroji je tvorený podobným spôsobom ako u BG Brokawovej referencie. Rozdiel napätí  $\Delta U_{BE}$ , resp.  $\Delta U_{GS}$ , ktoré má záporný teplotný koeficient, spôsobuje nárast napätia na rezistore, a tým vytvára prúd s kladnou teplotnou závislosťou. Schému Widlarovho prúdového zdroja môžeme vidieť na Obr. 1.5.

Prúdový zdroj tvorený MOSFET tranzistormi vychádza zo stavu slabej inverzie tranzistorov tvoriacich prúdové zrkadlo. Takže napätie  $U_{GS}$  na gate je menšie ako prahové napätie  $U_{TH}$ . Výpočet prúdu vychádza zo vzťahu 1.10. Pre napätie  $U_{GS}$  dostaneme:

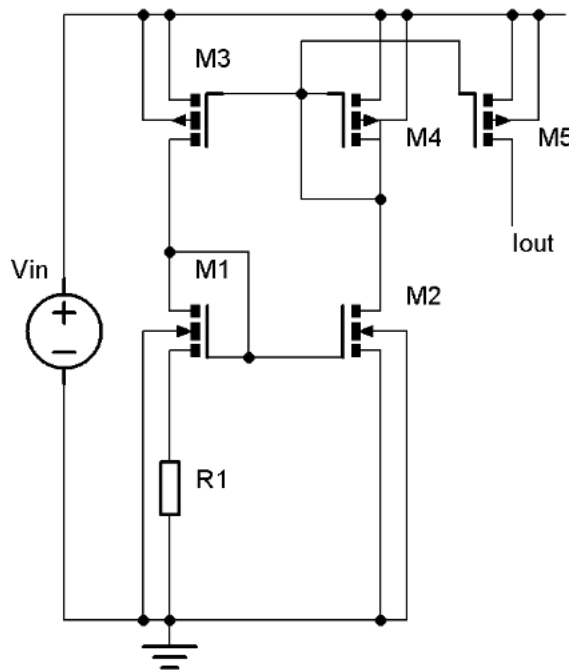
$$U_{GS} = nU_T \ln \left( \frac{I_{Dsi} L}{I_{D0} W} \right), \quad (1.34)$$

jednotlivé veličiny sú popísané pri vzťahu 1.10. Pri použití tranzistorov rovnakých rozmerov  $W, L$  sú prúdy  $I_{D0}$  dvoch tranzistorov rovnaké.

Z rozdielu napätí z 1.34 na tranzistoroch dostaneme napätie na rezistore:

$$U_R = nU_T \ln \left( \frac{S_1 I_{Dsi2}}{S_2 I_{Dsi1}} \right), \quad (1.35)$$

$S_1, S_2$  značí pomer  $W/L$  rozmerov tranzistorov, všeobecne pre pomer  $\frac{S_1}{S_2}$  môžeme písať  $S$ . Pre pomer prúdov  $I_{Dsi}$  označeného  $N$  platí, že sú určené pomerom tranzistorov prúdového zrkadla. [4][6]



Obr. 1.5: Princiálna schéma Widlarovho prúdového zdroja

Potom vzniknutý prúd bude:

$$I_{PTAT} = \frac{U_R}{R} = \frac{nU_T \ln(MS)}{R} \quad (1.36)$$

### 1.4.2 CTAT prúdový zdroj

Prúd vzniknutý v CTAT prúdovom zdroji má zápornú teplotnú závislosť. Jeden spôsob ako ho zrealizovať je vysvetlený v nasledujúcom texte.

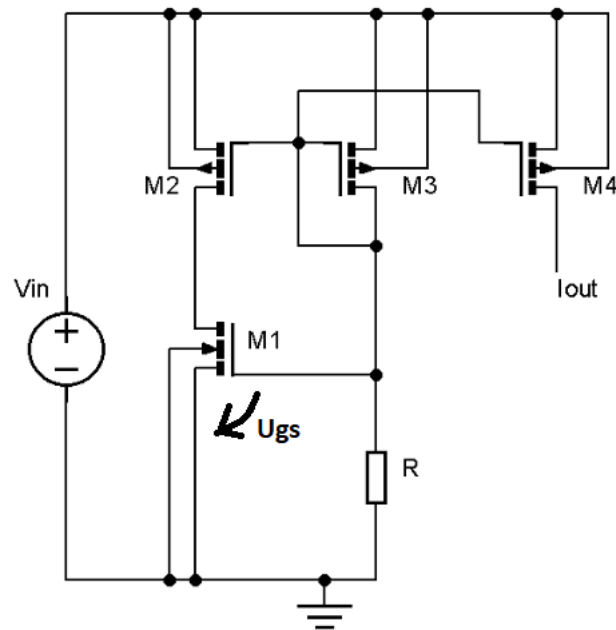
U MOSFET tranzistoru sa využíva záporná teplotná závislosť prahového napätia  $U_{TH}$  ako je znázornené na Obr. 1.6. Pre správne určenie prúdu sa tranzistor musí nachádzať v silnej inverzii, kde pre prúd pretekajúci tranzistorom platí vzťah 1.5, z ktorého môžeme odvodiť napätie  $U_{GS}$ :

$$U_{GS} = U_{TH} + \sqrt{\frac{2I_D}{KP\frac{W}{L}}} \quad (1.37)$$

Výsledný CTAT prúd potom určíme ako:

$$I_{CTAT} = \frac{U_{TH} + \sqrt{\frac{2I_D}{KP\frac{W}{L}}}}{R} \quad (1.38)$$

Ak bude obvod navrhnutý tak, aby napätie  $U_{GS}$  bolo závislé teoreticky iba na  $U_{TH}$ , tak výsledný prúd bude priamo závislý na CTAT prahovom napätí. [9]



Obr. 1.6: Shéma prúdového zdroja CTAT

## 1.5 Vlastnosti napätových referencií

Pri návrhu integrovaných obvodov sa návrh väčšinou vzťahuje k požiadavkám definovaných v zadaní, ktoré by mali byť splnené s čo najväčšou presnosťou. U napätových referencií a napájacích blokov je návrh realizovaný s ohľadom na určité vlastnosti, ktoré ho charakterizujú.

Medzi tieto vlastnosti a parametre, ktoré vyjadrujeme, patria najmä veľkosť a presnosť referenčného napätia a prúdu, teplotná stabilita týchto výstupných veličín, stabilita obvodu s ohľadom na výrobný rozptyl prvkov, šum jednotlivých prvkov, spotreba a veľkosť obvodu. [2]

### 1.5.1 Referenčné napätie

Základný navrhovaný parameter napätovej referencie je hodnota presného referenčného napätia, ktoré sa v dokumentácii uvádza ako  $\pm\%$  (percentuálna zmena navrhovanej hodnoty v uvedenom rozmedzí testovaných veličín).

Znamená to, že požadovaná hodnota musí zostať ideálne rovnaká za akýchkoľvek podmienok. To ale nie je reálne uskutočniteľné kvôli chybovosti výroby súčiastok -

výrobnému rozptylu, pôsoiacej teplote a vonkajším zmenám ovplyvňujúcim obvod, ako aj šumu súčiastiek.

Tieto zdroje chýb môžu byť presným návrhom a vhodne zvolenou technológiu minimalizované.

### 1.5.2 Teplotná stabilita

Teplotná stabilita napätovej referencie vyjadruje, akým spôsobom je hodnota referenčného napätia závislá na teplote. Vyjadruje sa teplotným koeficientom popísaným v kapitole 1.2 vzťahom 1.19.

Každá súčiastka má určitú závislosť svojich parametrov na teplote. Vychádza to z podstaty polovodičov a ich závislosti na teplote, hlavne kvôli nedokonalostiam v ich vnútronej štruktúre. Vhodným návrhom, sčítaním odpovedajúcich parametrov s kladnou a zápornou teplotnou závislosťou možno minimalizovať vznikajúcu chybu na výstupe obvodu.

Pri návrhu obvodu s kompenzáciou 1. rádu, ako je napr. Brokawova BG referencia, je teplotná závislosť pri krajných teplotách skúmaného rozsahu najnižšia, a v strede, resp. pri teplote ktorá bola použitá pre výpočet nezávislosti napätia na teplote, je oblúk krivky v maxime. [2]

### 1.5.3 Presnosť výrobných parametrov

Proces výroby integrovaných obvodov a jednotlivých štruktúr, zahŕňajúc tranzistory, rezistory, kapacitory, zanáša do ich elektrických parametrov chybu. Táto chyba je spôsobená rôznymi faktormi, či už ľudskými alebo samotným technologickým procesom. Vplyv týchto chýb spôsobuje rozdielne hodnoty parametrov. Chyba sa vyjadruje parametrom  $n\sigma$ . Premenná  $n$  sa bežne nachádza v rozmedzí od 1-6. Ak budeme uvažovať  $1\sigma$ , tak reálne sa 68.2% vyrobených kusov nachádza v danom intervale. So zvyšujúcimi sa nárokmi na presnosť výroby sa uvádza parameter  $6\sigma$ , ktorý štatisticky špecifikuje až 99,9997% výrobkov nachádzajúcich sa v uvedenom rozsahu.

### 1.5.4 Šumové vlastnosti

V elektronike je šum nežiaducim rušením elektronického signálu vznikajúcim náhodne vyplývajúc z podstaty technológie spracovania, siahajúc k atomárnej štruktúre materiálu. Preto každá elektronická súčiastka je zdrojom šumového signálu. Šum je v niektorých aplikáciach prospešný, napr. pri generátoroch náhodných čísel v digitálnej technike. [11]

Vyhodnocovanie šumu je založené na matematických modeloch založených na empirických dátach. Bežne sa používa vyjadrenie pomocou integrálnej hodnoty šumu

v určitom frekvenčnom intervale. Ďalej sa používa určenie šumovej spektrálnej hodnoty, ktorá vyjadruje hodnotu priemerného výkonu šumu v kmitočtovom pásme jednotky Hertz. Jednotka spektrálnej hustoty šumového výkonu je  $\frac{V^2}{Hz}$  a pre jednotku spektrálnej hustoty šumového napätia platí  $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$ . [12]

Šumový signál sa podľa podstaty vzniku a jeho charakteristík delí v mikroelektronike na dva najznámejšie:

- tepelný šum (biely šum)
- kmitavý šum (1/f šum)

### **Tepelný šum**

Vzniká náhodným tepelným pohybom nabitých častíc, nezávisle na použitom napätí. Nazýva sa tiež *biely šum* (analógia so zložením bieleho svetla), kvôli charakteru jeho spektrálnej hustoty výkonu v celom frekvenčnom rozsahu.

### **Kmitavý šum**

Kmitavý šum, tiež nazávaný ako *1/f šum*, má pokles spektrálnej hustoty výkonu priamo úmerný prevrátenej hodnote frekvencie. Má pôvod iba v polovodičových elektronických súčiastkach, na jeho vznik má vplyv veľa aspektov. So zvyšujúcim sa prúdom sa zvyšuje. [13]

## **1.5.5 Spotreba obvodu**

S narastajúcimi požiadavkami na znižovanie spotreby obvodov a ich efektivitu kvôli dobe prenosných zariadení je žiadúce, aby spotreba napätovej referencie bola čo najmenšia. Veľkosť spotreby je väčšinou závislá na požiadavkách, akým sa má návrh uberať. Väčšinou ide o kompromis medzi presným kompenzovaným návrhom a samotnou spotrebou a napájacím napätím.

## **1.5.6 Veľkosť obvodu**

Čím je väčšia plocha na čipe, tým vyššia je cena a neekonomickosť výroby, ktorá sa odzrkadlí pri veľkovýrobe. V prenosných aplikáciách záleží na každej úspore priestoru a preto aj veľkosť navrhutej topológie na kremíku by mal byť čo najmenší, najmä v súčasnej dobe minimalizácie.

## 1.6 Technológia I3T25

I3T25 je  $0.35\mu m$  technológia od firmy ON Semiconductor. Súčiastky, ktoré technológia ponúka, sú použiteľné pre napätia do  $3.3V$ , ak hovoríme o základných MOSFET tranzistoroch, a tiež obsahuje tranzistory pre napätia až  $12V$ . Modely súčiastiek a taktiež reálne štruktúry sú definované a pre teploty od  $-50$  až  $200$  °C. Nominálna teplota pri ktorej sú uvedené parametre prvkov a pri ktorej sa uskutočňujú simulácie je  $27$  °C.

V nasledovných tabuľkách sú uvedené parametre používaných prvkov v tejto práci a ich elektrické parametre.

MOSFET tranzistory:

Tab. 1.1: Niektoré parametre tranzistoru NMOS enm

| Parametre                   | Označenie  | Jednotky      | MIN   | TYP   | MAX   | Podmienky                |
|-----------------------------|------------|---------------|-------|-------|-------|--------------------------|
| Prahové napätie             | $U_t$      | $mV$          | 542   | 599   | 656   | $U_{ds} = 100mV$         |
| Transkonduktančný parameter | KP         | $\mu A/V^2$   | 138.6 | 166.1 | 197.2 | $U_{ds} = 100mV$         |
| Saturačný prúd              | $I_{dsat}$ | $\mu A$       | 384.7 | 428.7 | 495.2 | $U_{ds} = U_{gs} = 3.3V$ |
| Teplotná závislosť $U_t$    | $T_c[U_t]$ | $mV/^\circ C$ |       | -0.99 |       | $U_{ds} = 100mV$         |

\*Hodnoty parametrov pre rozmery tranzistoru enm W/L [ $\mu m$ ] 10/10

Tab. 1.2: Niektoré parametre tranzistoru NMOS enm

| Parametre                   | Označenie  | Jednotky      | MIN  | TYP   | MAX  | Podmienky                |
|-----------------------------|------------|---------------|------|-------|------|--------------------------|
| Prahové napätie             | $U_t$      | $mV$          | 466  | 593   | 709  | $U_{ds} = 100mV$         |
| Transkonduktančný parameter | KP         | $\mu A/V^2$   | 3724 | 5066  | 5961 | $U_{ds} = 100mV$         |
| Saturačný prúd              | $I_{dsat}$ | $\mu A$       | 431  | 538   | 622  | $U_{ds} = U_{gs} = 3.3V$ |
| Teplotná závislosť $U_t$    | $T_c[U_t]$ | $mV/^\circ C$ |      | -0.98 |      | $U_{ds} = 100mV$         |

\*Hodnoty parametrov pre rozmery tranzistoru enm W/L [ $\mu m$ ] 10/0.35

Tab. 1.3: Niektoré parametre tranzistoru PMOS epm

| Parametre                   | Označenie  | Jednotky      | MIN  | TYP   | MAX   | Podmienky                 |
|-----------------------------|------------|---------------|------|-------|-------|---------------------------|
| Prahové napätie             | $U_t$      | $mV$          | -681 | -598  | -519  | $U_{ds} = -100mV$         |
| Transkonduktančný parameter | KP         | $\mu A/V^2$   | 32.9 | 38.9  | 41    | $U_{ds} = -100mV$         |
| Saturačný prúd              | $I_{dsat}$ | $\mu A$       | -99  | -89.2 | -76.8 | $U_{ds} = U_{gs} = -3.3V$ |
| Teplotná závislosť $U_t$    | $T_c[U_t]$ | $mV/^\circ C$ |      | 1     |       | $U_{ds} = -100mV$         |

\*Hodnoty parametrov pre rozmery tranzistoru epm W/L [ $\mu m$ ] 10/10

Tab. 1.4: Niektoré parametre tranzistoru PMOS epm

| Parametre                   | Označenie  | Jednotky      | MIN  | TYP  | MAX  | Podmienky                 |
|-----------------------------|------------|---------------|------|------|------|---------------------------|
| Prahové napätie             | $U_t$      | $mV$          | -726 | -594 | -493 | $U_{ds} = -100mV$         |
| Transkonduktančný parameter | KP         | $\mu A/V^2$   | 803  | 1095 | 1378 | $U_{ds} = -100mV$         |
| Saturačný prúd              | $I_{dsat}$ | $\mu A$       | -319 | -246 | -173 | $U_{ds} = U_{gs} = -3.3V$ |
| Teplotná závislosť $U_t$    | $T_c[U_t]$ | $mV/^\circ C$ |      | 1    |      | $U_{ds} = -100mV$         |

\*Hodnoty parametrov pre rozmery tranzistoru epm W/L [ $\mu m$ ] 10/0.35

Tab. 1.5: Niektoré parametre tranzistoru Ndmos Inndm15

| Parametre                   | Označenie    | Jednotky          | MIN | TYP  | MAX  | Podmienky                    |
|-----------------------------|--------------|-------------------|-----|------|------|------------------------------|
| Prahové napätie             | $U_t$        | $V$               | 0.5 |      | 0.66 | $W = 4 * 40\mu m$            |
| Transkonduktančný parameter | KP           | $\mu A/\mu V V^2$ | 100 |      | 170  |                              |
| Saturačný prúd              | $I_{dsat}/W$ | $\mu A/\mu m$     | 215 |      | 275  | $U_{ds} = 5V, U_{gs} = 3.3V$ |
| Teplotná závislosť $U_t$    | $T_c[U_t]$   | $mV/K$            |     | -1.1 |      | $W = 4 * 40\mu m$            |
| Maximálne napätie           | $U_{absmax}$ | $V$               |     | 12   |      |                              |

Rezistorové štruktúry: vybrané 2 odpory s opačnou teplotnou závislosťou

Tab. 1.6: Niektoré parametre rezistorov

| Model  | Parametre             | Označenie | Jednotky    | MIN           | TYP           | MAX           |
|--------|-----------------------|-----------|-------------|---------------|---------------|---------------|
| HIPOR  | rezistivita           | $R_{sh}$  | $\omega/sq$ | 775           | 975           | 1175          |
|        | teplotný koeficient 1 | $T_{c1}$  | $K^{-1}$    | $-1.42e^{-3}$ | $-1.42e^{-3}$ | $-1.42e^{-3}$ |
|        | teplotný koeficient 2 | $T_{c2}$  | $K^{-2}$    | $2.87e^{-6}$  | $2.87e^{-6}$  | $2.87e^{-6}$  |
| PWARNW | rezistivita           | $R_{sh}$  | $\omega/sq$ | 1555          | 1755          | 1955          |
|        | teplotný koeficient 1 | $T_{c1}$  | $K^{-1}$    | $3.65e^{-3}$  | $3.65e^{-3}$  | $3.65e^{-3}$  |
|        | teplotný koeficient 2 | $T_{c2}$  | $K^{-2}$    | $6.55e^{-6}$  | $6.55e^{-6}$  | $6.55e^{-6}$  |

Pri návrhu obvodového riešenia, bola empiricky zistená uvádzaná hodnota používaného odporu HIPOR  $R_{sh} = 1090\omega/sq$ . Z tejto hodnoty boli následne dopočítavané rozmery rezistorov.

Bipolárne tranzistory: K bipolárnym tranzistorom uvedeným v knižniciach I3T25 v návrhovom prostredí, ktoré sa používajú v návrhu, sa nepodarilo nájsť dokumentáciu a ich technické parametre. Boli predpokladané obdobné hodnoty ako u tranzistorov z technológie I3T50.

## 1.7 Súhrn analýz napäťových referencií

Súčasťou návrhu elektronických obvodov je aj ich simulácia. V simulácii sú aplikované matematické modely prvkov z danej technológie, ktorých parametre sa veľmi blížia k realite podľa štatistických údajov meraní. Simuláciou si návrhár overuje parametre navrhovaného obvodu v rôznych podmienkach v ktorých by sa obvod mohol v realite vyskytnúť. S využitím rôznych typov analýz a ich porozumením, je možné optimalizovať navrhované obvody. Každá z analýz má pri vyhodnocovaní iný význam a pre správny návrh je dôležité, aby bolo zrejmé ako sa daný obvod bude správať.

### 1.7.1 DC analýza

Analýza jednosmerného pracovného bodu je základnou analýzou elektronických obvodov. Sleduje sa zmena veličín (napätia a prúdy) pri nastavení, resp. zmene iných

parametrov v obvode, ako sú napr. teplota, zdroj. Ak nie sú nastavené žiadne premenné parametre, sú spočítané ustálené napätia v jednotlivých uzloch a prúdu jednotlivými vetvami.

Veľmi užitočná je pri odladovaní obvodu v určitom teplotnom rozsahu. Dokážeme takto zistiť limity a krajné hodnoty navrhovanej referencie a potom vhodnou úpravou iných prvkov, napr. veľkosti odporov, rozmerov tranzistorov, docieľiť požadované hodnoty výstupných veličín - prúdov a napätí. Taktiež sa využíva analyzovanie obvodu podobne ako bolo spomenuté pri časovej analýze, a to zmenou vstupného napätia a sledovanie správnej funkcie obvodu.

### **1.7.2 Analýza Monte Carlo**

Analýza Monte Carlo spôsobuje opakovaný beh štandardnej nastavenej analýzy, zatiaľ čo sa parametre jednotlivých prvkov menia náhodne v rozmedzí tolerančných hodnôt podľa zvoleného štatistického rozloženia.

### **1.7.3 Analýza Worst Case**

V prípade Worst Case analýzy, sa parametre prvkov menia po jednom, vždy v jednom kroku iba jeden. Vyhodnocuje sa najhorší možný prípad výstupnej veličiny.

### **1.7.4 Corner analýza**

Využíva sa modelov súčiastiek pre určité krajné podmienky v ktorých má daná súčiastka parametre odpovedajúce práve definovanému corneru. Daný corner je krajný stav súčiastky odpovedajúci značeniu typical (t), fast(f), slow(s). Z hľadiska funkčnosti obvodu je táto analýza výhodnejšia než Monte Carlo, pretože sa uvažujú najhoršie oblasti/prípady v ktorých by mal obvod fungovať.

### **1.7.5 Časová analýza**

Časová analýza charakterizuje správanie obvodu v plynúcom čase. Sleduje sa zmena určitého parametru v čase a jeho vplyv na iné veličiny.

Využíva sa analýza zmeny vstupného napätia. Vstupné napätie kolísá, mení svoju hodnotu v určitom rozsahu a sledujeme funkciu a správnu činnosť referenčného napätia. [6][15]

### **1.7.6 Kmitočtová analýza**

Kmitočtovou analýzou skúmame obvod pri zmene pracovného kmitočtu v širokom rozsahu hodnôt. Väčšinou sú oblasťou záujmu dva parametre.

Jedným z nich je fázová bezpečnosť, ktorá zabezpečuje správnu funkčnosť obvodu bez rozkmitania a tým pádom narušenia požadovanej funkcie. Druhý parameter je zosilnenie.

### **1.7.7 Analýza šumových parametrov**

Ako bolo popísané v kapitole 1.5.4, väčšina elektronických súčiastiek zanáša do obvodu chybu vyjadrenú šumom. V šumovej analýze sú vypočítané šumové príspevky všetkých súčiastiek, ktoré daný model obsahuje a ich súčet je vyjadrený ako ekvivalentný napätový šum na vstupe obvodu. Daný šum možno cez zosilnenie obvodu prepočítať na výstupný, resp. naopak. Spektrálna hustota šumového napätia sa prepočítava pre každú hodnotu kmitočtu.

V simulácii je dôležitá hranica medzi tepelným šumom a kmitavým šumom. Nazýva sa lomová frekvencia  $f_c$ . Samotný tepelný šum je v celom spektre kmitočtov konštantný. [15]

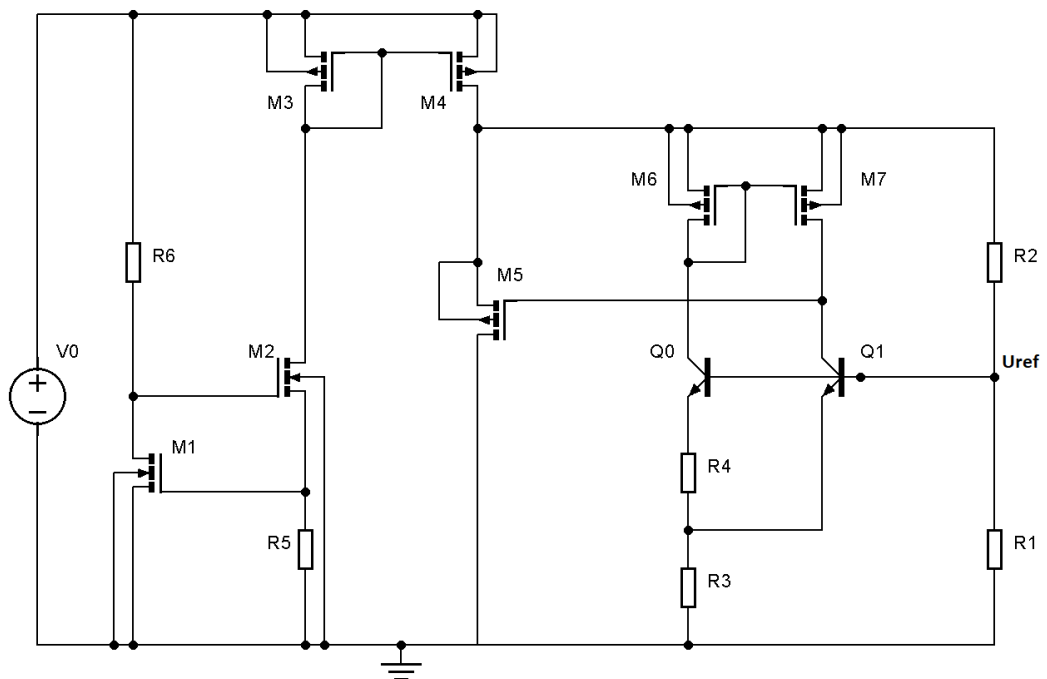
## 2 Návrh napätových referencií

Nasledujúce podkapitoly sú venované návrhu napätových referencií v technológii I3T25. Najskôr bude realizovaný návrh v podobe výpočtov parametrov referencie a následne prebehne optimalizácia obvodu v návrhovo prostredí používaného programu Cadence. Optimalizované referencie budú simulované v zapojení s predstabilizátorom, ktorý je navrhnutý v kapitole 3.1.

### 2.1 Návrh Brokawovej napätovej referencie

Za prvotný návrh pre napätovú referenciu bola zvolená štruktúra Brokawovej napätovej referencie, ktorej štruktúra je prebraná z práce [6]. Pri návrhu bude použitý postup s inými parametrami a realizovaný v technológii I3T25 od ON Semiconductor. Topológia tejto referencie je zobrazená na Obr. 2.1.

V nasledujúcom texte bude principiálne popísaná funkcia jednotlivých prvkov a približný výpočet pre teplotne nezávislé napätie  $U_{ref}$  na výstupe bunky a výsledný priebeh pre výstupné napätie takto navrhutej referencie. Ďalej bude realizovaná úprava parametrov niektorých prvkov a vyobrazené priebehy upravenej referencie.



Obr. 2.1: Schéma napätovej referencie podľa Brokawa

## 2.1.1 Výpočet parametrov referencie

Výpočet teplotne nezávislého referenčného napätia je určený sčítaním napätí  $U_{BE2}$  a  $U_{R3}$ . Cez rezistor  $R_3$  by mal v tom prípade pretekať prúd so závislosťou PTAT, aby vyrovnal klesajúce napätie na prechode NPN tranzistoru  $Q_1$ .

V návrhu sú využívané vzťahy popísané v kapitole 1.2.1 o Brokawovej bunke. Výstupné napätie je teda určené vzťahom 1.25. Na rezistore  $R_4$  sa nachádza rozdielové napätie dvoch  $U_{BE}$  prechodov. A ako bolo odvodené pre pomer rezistorov, aby výstupné napätie bolo teplotne nezávislé, tak platí vzťah 1.31.

Ak budeme uvažovať rovnaké prúdy pretekajúce tranzistormi  $N = 1$ , pomer plôch si zvolíme  $S = 8$  a pre  $\Delta U_{BE}$  uvažujeme simuláciou určenú hodnotu približne  $-2.23\text{mV/K}$ , tak výsledný pomer rezistorov bude:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{2.23 * 10^{-3}}{(1 + 1) \frac{1.38 * 10^{-23}}{1.602 * 10^{-19}} \ln(1 * 8)} \approx 6.224 \quad (2.1)$$

Pre jednoduchosť, menšiu prúdovú spotrebu a kompromis medzi plochou obvodu určenou aj veľkosťou rezistorov a tiež ich matchingu sú prúdy  $I_6 = I_7$  tranzistormi  $M_6$  a  $M_7$  zvolené  $500\text{nA}$ . Potom je možné určiť odpor rezistoru  $R_4$  s využitím vzťahov 1.27 a 1.21:

$$R_4 = \frac{\Delta U_{BE}}{I_6} = \frac{U_T \ln(NS)}{I_6} = \frac{25.9 * 10^{-3} \ln(1 * 8)}{500 * 10^{-9}} = 107\,715\Omega \quad (2.2)$$

Odpor  $R_3$  je potom:

$$R_3 = 6.224 * R_4 = 6.224 * 107\,715 = 670\,482\Omega \quad (2.3)$$

Pre hodnotu referenčného napätia by teda platilo, s uvažovaním  $U_{BE2} = 0.65\text{V}$ :

$$U_{ref} = U_{BE2} + U_{R2} = 0.65 + 2 * I_6 * R_2 = 0.65 + 2 * 100 * 10^{-9} * 3.006 * 10^6 \approx 1.251\text{V} \quad (2.4)$$

Pri odsimulovaní hodnoty  $U_{BE}$  pri prechode prúdu  $0.5\mu\text{A}$  dostaneme hodnotu  $U_{BE} = 0.648\text{V}$ .

Prúd  $I_{R1}$  je zvolený  $1\mu\text{A}$ . Hodnota odporu  $R_1$  potom bude:

$$R_1 = \frac{U_{ref}}{I_R} = \frac{1.251}{1 * 10^{-6}} = 1.251\text{M}\Omega \quad (2.5)$$

Odpor  $R_2$  určíme, ak budeme vedieť napájacie napätie na Brokawovej bunke  $U_{Br}$ . To zistíme sčítaním predpokladaných napätí na jednotlivých prvkoch. Pre napätie na prechode kolektor emitor budeme uvažovať také, aby sme sa nachádzali nad hodnotou referenčného napätia. Napätie  $U_{gs6}$  PMOS tranzistoru určíme približne

z dokumentácie uvedenej v odseku parametrov technológie I3T25 z tabuľky pre MOSFET tranzistory. Volíme približne orientačnú hodnotu  $0.6V$ .

$$\begin{aligned}
 U_{Br} &= U_{R3} + U_{R4} + U_{CEQ0} + U_{gs6} \\
 &= 2 * I_6 * R_3 + I_6 * R_4 + U_{CEQ0} + U_{gs6} \\
 &= 2 * 500 * 10^{-9} * 670\,482 \\
 &\quad + 1 * 500 * 10^{-9} * 107\,715 + 0.2 + 0.6 = 1.524V
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

Ak zanedbáme bázové prúdy NPN tranzistorov, potom z vypočítanej hodnoty napätia určíme  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{U_{Br} - U_{ref}}{I_{R2}} = \frac{1.524 - 1.251}{1 * 10^{-6}} = 273\,340\Omega
 \tag{2.7}$$

Prúd ktorý budeme musieť dodať do obvodu cez tranzistor  $M_4$  prúdového zrkadla, bude určený sčítaním jednotlivých zložiek:

$$\begin{aligned}
 I_{M4} &= I_{R2} + I_{M7} + I_{M6} + I_{M5} \\
 &= 1 * 10^{-6} + 2 * 500 * 10^{-9} + 1 * 10^{-6} = 3 * 10^{-6}A
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

Nasledujúci návrh prúdového zdroja je určený len pre simuláciu obvodu v podmienkach určených simulačnými parametrami a charakteristikami modelov súčastiek. V samotnom návrhu zdroja bude použitý predstabilizačný blok tvorený prvkami vhodnými pre vyššie napätia.

Cez tranzistor  $M_3$  volíme prúd tretinový, takže  $M_4$  bude trojnásobný (multiplier = 3). Zostáva určiť hodnotu rezistoru  $R_5$ , ktorý je súčasťou CTAT prúdového zdroja podľa vzťahu 1.37 ( $U_{GS1}$  zase volíme z tabuľky, približne  $0.6V$ ):

$$R_5 = \frac{U_{GS1}}{I_{M3} = I_{R5}} = \frac{0.6}{1 * 10^{-6}} = 600k\Omega
 \tag{2.9}$$

Hodnotu rezistoru  $R_6$  určíme jednoduchým výpočtom jeho napätia, a určením prúdu ktorý ním bude pretekať. Volíme prúd  $I_{R6} = 500nA$ , pretože nám zásadne neovplyvňuje funkciu prúdového zdroja. Samotný tranzistor  $M_2$  má funkciu pohlcovača zmien vstupného napätia.

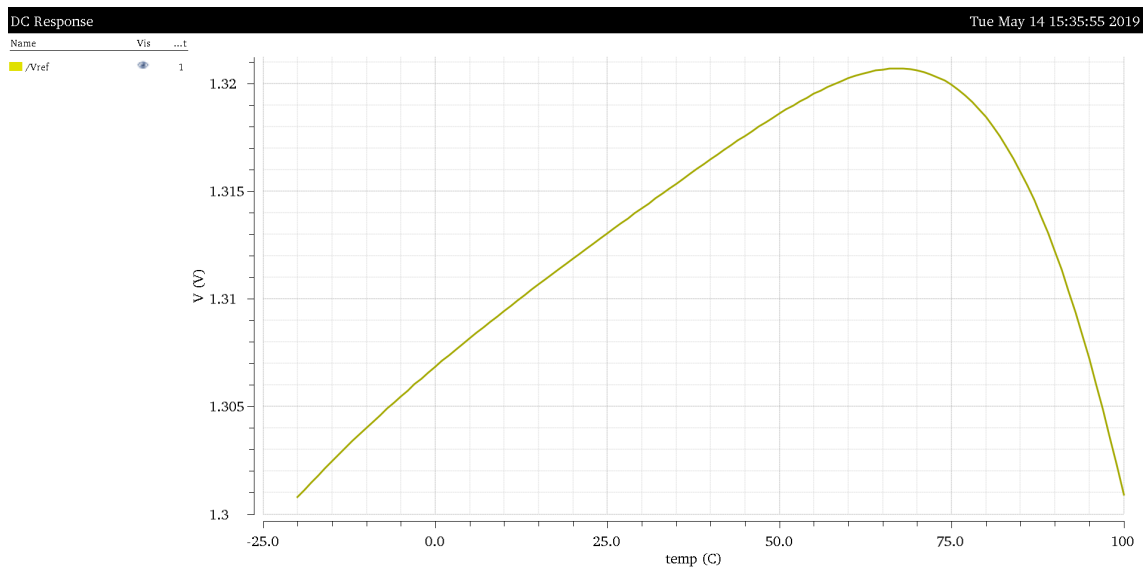
Keďže tranzistory  $M1$  a  $M2$  sa nachádzajú v silnej inverzii, uvažujeme pre jednoduchosť rovnaké napätie  $U_{GS}$ , i keď reálne v dôsledku rôznych pretekajúcich prúdov sú rozdielne. Potom napätie na rezistore  $R_6$  je:

$$R_6 = \frac{U_0 - U_{gs1} - U_{gs2}}{I_{R6}} = \frac{1.7 - 0.6 - 0.6}{0.5 * 10^{-9}} = 1 * 10^6\Omega
 \tag{2.10}$$

## 2.1.2 Funkcia navrhutej napätrovej referencie

V simulačnom programe bola navrhnutá referencia podľa vypočítaných parametrov. Nutné bolo upraviť plochu  $M_4$  na  $m = 4$ , pretože dodávaný prúd bol nedostačujúci. Bola snaha zadávané hodnoty odporov čo najviac priblížiť k vypočítaným. Výsledná referencia má charakteristiku referenčného napätia zobrazenú na Obr. 2.2.

Je zrejmé, že výsledný priebeh nesúhlasí s priebehom teplotnej kompenzácie s ktorou bolo počítané v návrhu. Je to zrejme spôsobené uvažovanými parametrami prvkov, ktoré boli určené iba približne. Tak isto sme neuvažovali teplotnú závislosť samotných odporov. Rozsah zmeny výstupného napätia je nadmerne veľký. Pravdepodobne sú rozmery odporov väčšie než boli zadané a dopočítané podľa hodnôt z dokumentácie.



Obr. 2.2: Závislosť referenčného napätia na teplote pri  $U_{in} = 2V$

## 2.1.3 Optimalizácia referencie

Pre požiadavky zadania na výstupné napätie zdroja  $1.8V$  alebo  $3.3V$  je odpor  $R_2$  upravený na odpor  $R_7$  a  $R_8$ , ktorými si určíme vstupné napätie na  $3.3V$ , ktoré môže byť taktiež referenčné. Hodnota napätia nad odporom  $R_7$  bude vypočítaná  $1.8V$ .

$$R_7 = \frac{1.8 - U_{ref}}{I_{R1}} = \frac{1.8 - 1.251}{1 * 10^{-6}} = 549k\Omega \quad (2.11)$$

$$R_8 = \frac{3.3 - 1.8}{I_{R1}} = \frac{3.3 - 1.8}{1 * 10^{-6}} = 1.5M\Omega \quad (2.12)$$

Štruktúra obvodu s kompenzačnými úpravami je zobrazená na Obr. 2.3 .

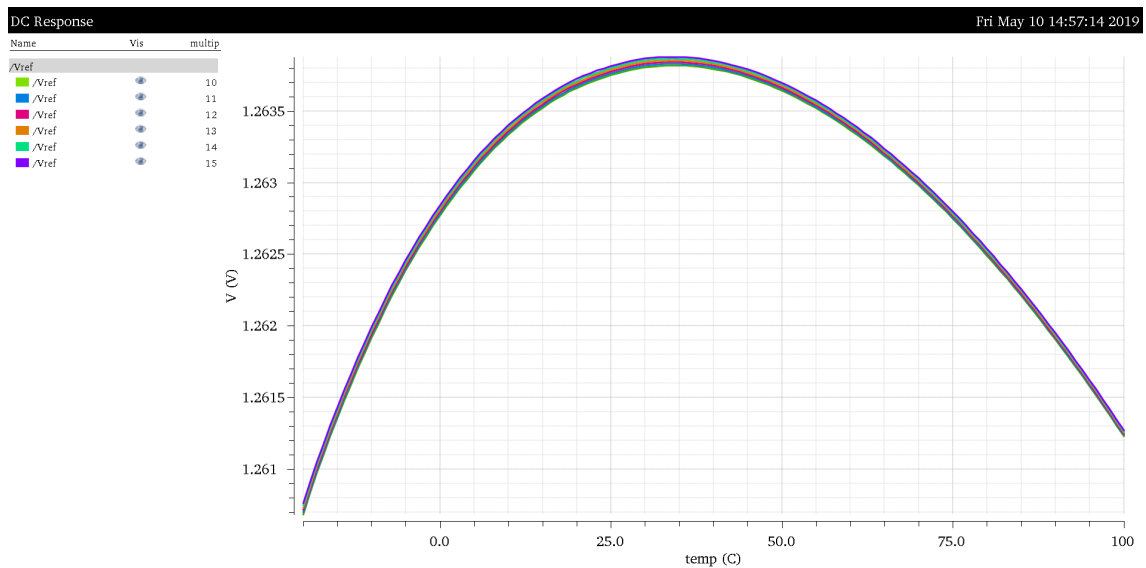


## 2.1.4 Funkcia optimalizovanej referencie

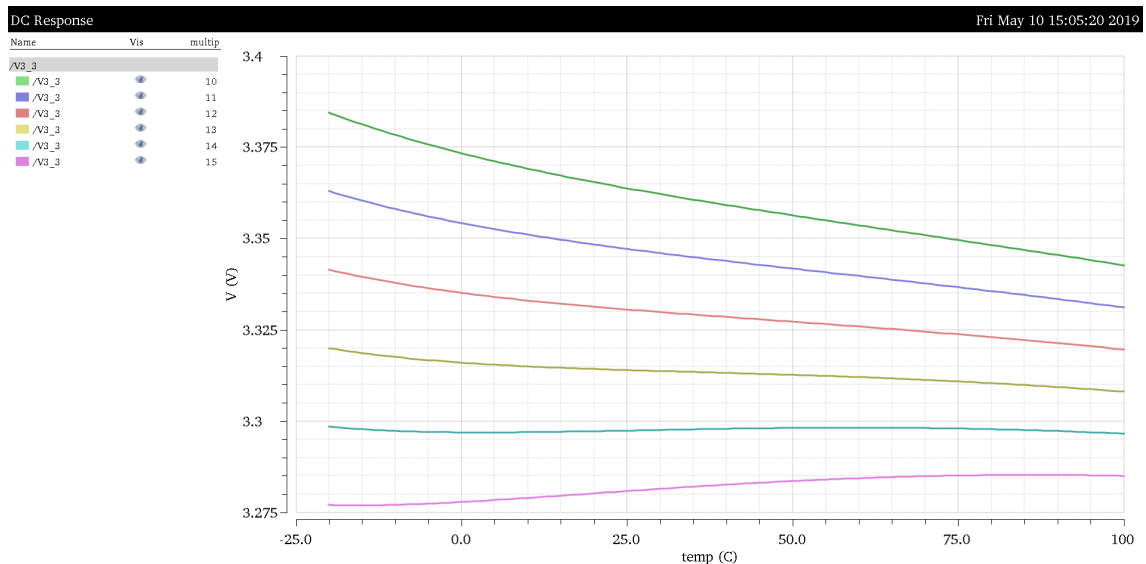
Po manuálnej optimalizácii niektorých prvkov obvodu, najmä parametrov rezistorov, bolo dosiahnuté relatívne kompenzované referenčné napätie. Výsledný obvod je zobrazený v prílohe A.1.

Podľa nasledovných priebehov, ktoré vznikli analýzou optimalizovanej napätovej referencie možno popísať správnosť jej funkcie.

Pomer plôch  $M_{13}$  a  $M_{14}$ , pôvodne vypočítaných na 1 : 2, leží medzi 1 : 2 a 1 : 3. Ako bolo spomenuté, je to spôsobené prúdom menším o bazový prúd. Pre presnejší pomer bol zvolený násobok tranzistoru  $M_{13}$  na  $m = 5$ . Zmenou násobku tranzistoru  $M_{14}$  bolo dosiahnuté presnejšia hodnota nastaveného napájacieho napätia 3.3V, ako je vidieť na Obr. 2.5. Referenčné napätie sa zmenou neovplyvnilo (Obr. 2.4).



Obr. 2.4: Závislosť referenčného napätia na teplote pri zmene plôch tranzistorov kompenzujúcich prúd bázy

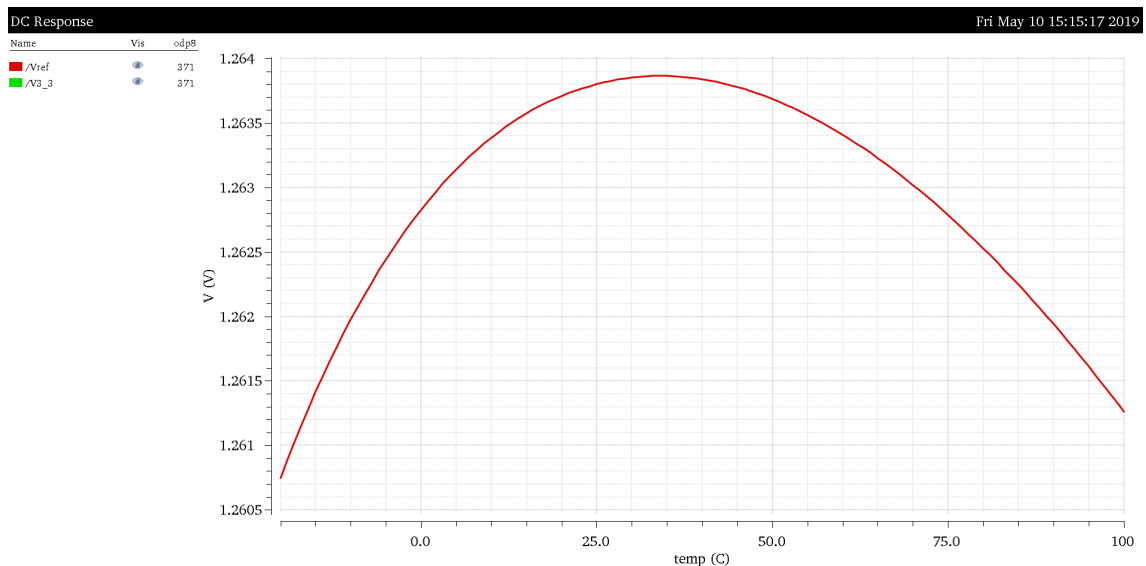


Obr. 2.5: Závislosť nastaveného napájacieho napätia referencie na teplote pri zmene plôch tranzistorov kompenzujúcich prúd bázy

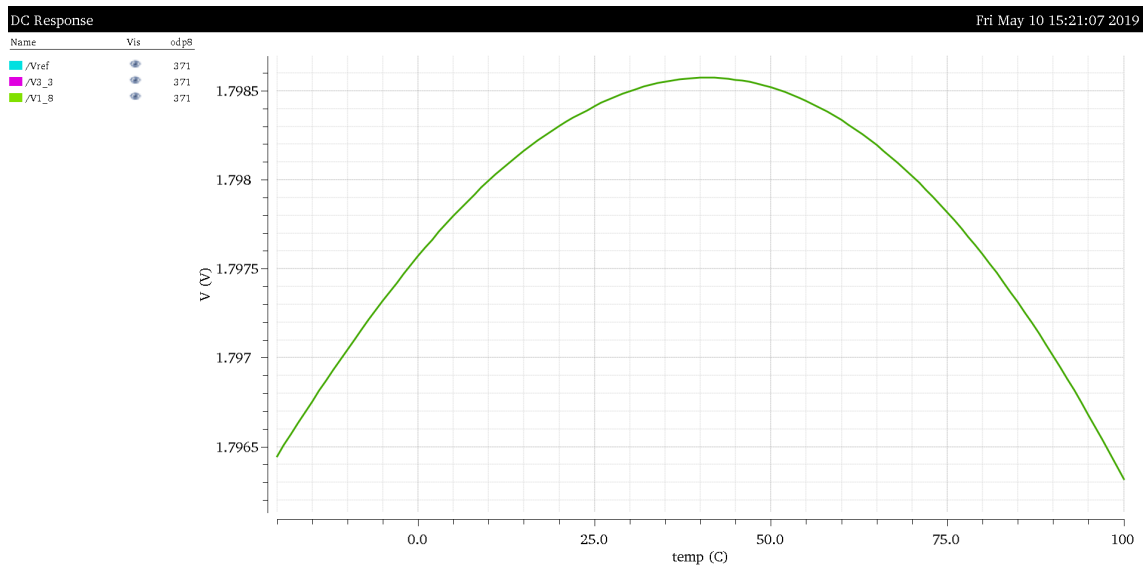
Podľa simulácie na Obr. 2.5 bol zvolený násobok tranzistoru  $M_{14}$  na  $m = 14$ .

Výstupné napätie obvodu kolísalo v rozmedzí  $\approx 1.2607\text{V} - 1.2639\text{V}$  v širokom rozsahu teplôt, ako je vidieť na Obr. 2.6. Teplotná analýza prebiehala od hodnoty  $-20\text{ }^\circ\text{C}$  až  $100\text{ }^\circ\text{C}$ . Z toho vyplýva, že napätová referencia má relatívnu presnosť:

$$\delta U = \frac{\Delta U_{ref}}{U_{ref}} = \frac{1.2639 - 1.2607}{1.2639} = \frac{0.0032}{1.2639} = 0.25\% \quad (2.13)$$

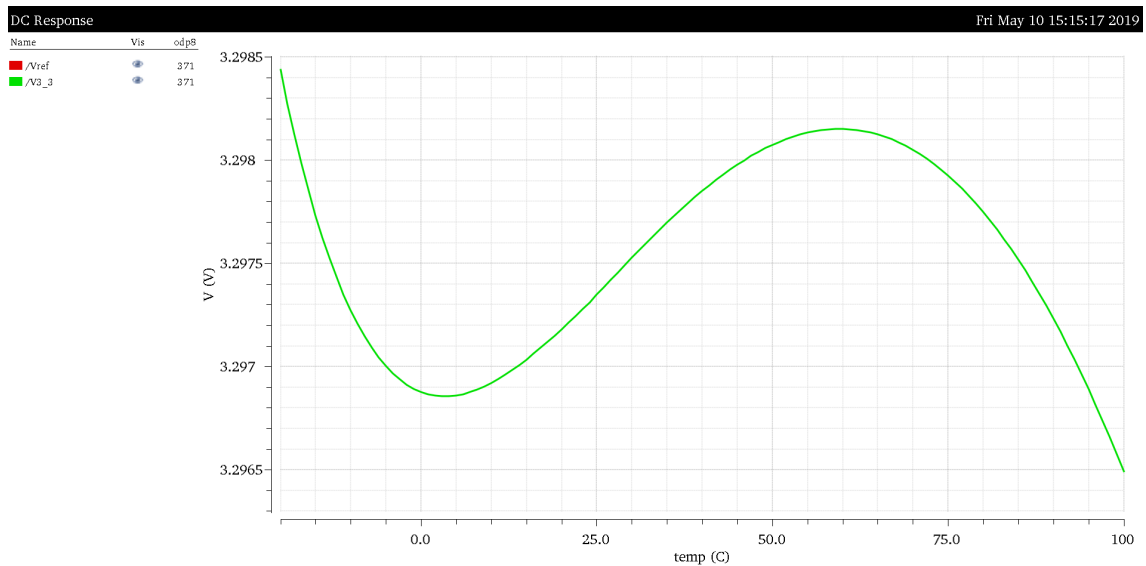


Obr. 2.6: Závislosť referenčného napätia optimalizovanej referencie na teplote



Obr. 2.7: Závislosť referenčného napätia  $V = 1.8V$  optimalizovanej referencie na teplote

$$\delta U = \frac{\Delta U_{ref1.8}}{U_{ref1.8}} = \frac{1.7986 - 1.7963}{1.7986} = \frac{0.0023}{1.7986} = 0.13\% \quad (2.14)$$



Obr. 2.8: Závislosť referenčného napätia  $V = 3.3V$  optimalizovanej referencie na teplote

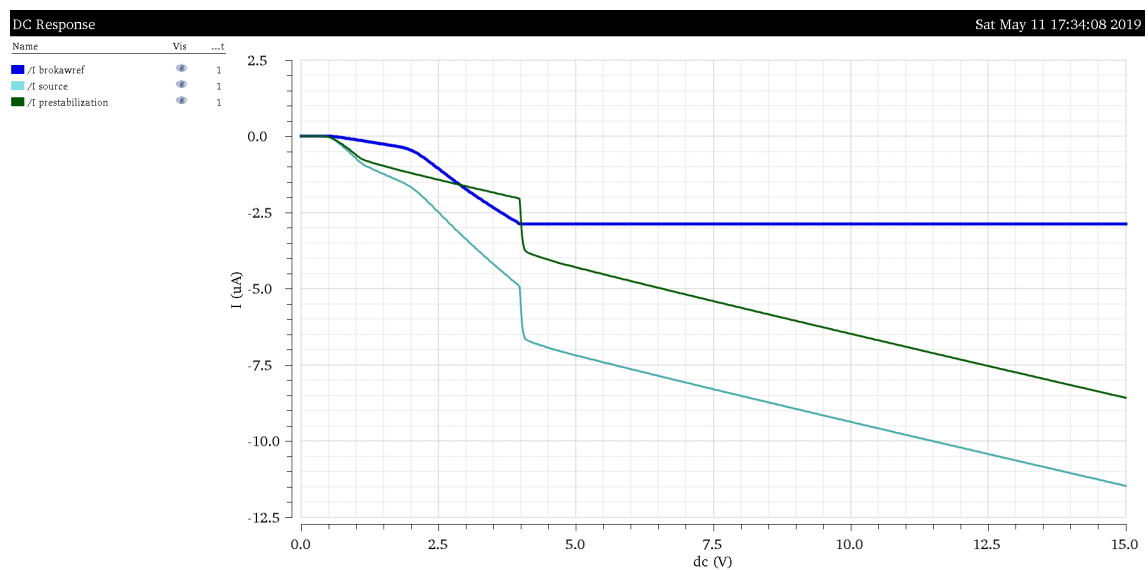
Nastavené napájacie napätie referencie  $3.3V$ , ktoré môže zároveň slúžiť ako referenčné je zobrazené na Obr. 2.8. Chyba takto nastaveného napätia, kompenzovaného

štruktúrou kompenzácie bázových prúdov má relatívnu chybu:

$$\delta U = \frac{\Delta U_{ref3.3}}{U_{ref3.3}} = \frac{3.2985 - 3.2965}{3.2985} = \frac{0.003}{3.2985} = 0.06\% \quad (2.15)$$

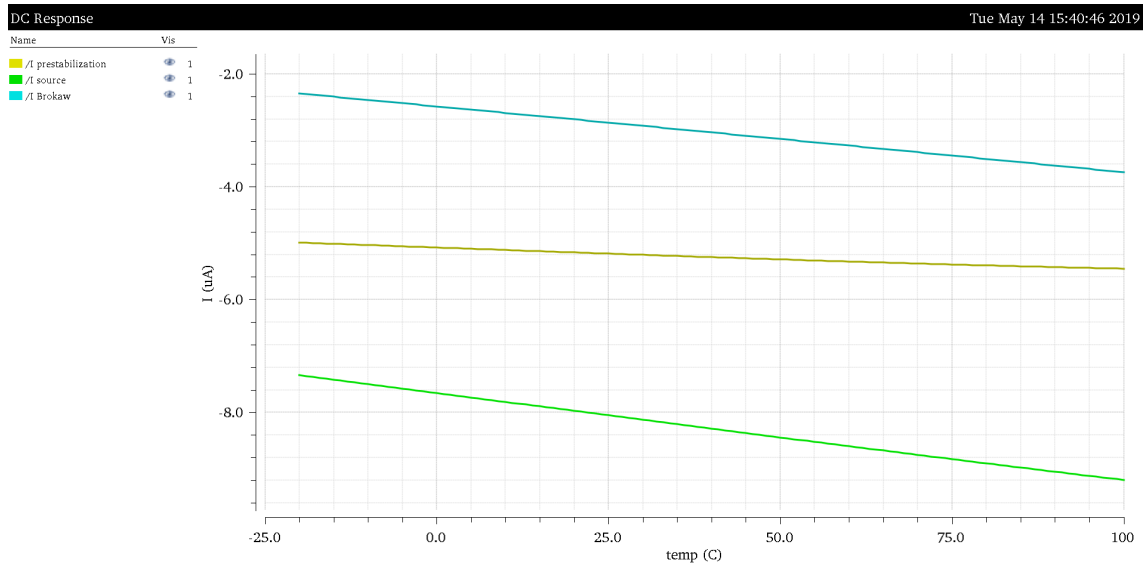
Dané napätie je podľa výsledkov simulácie ešte menej závislé na teplotných vplyvoch ako napätie  $U_{ref}$ .

Prúdová spotreba napäťovej referencie založenej na Brokawovej bunke v závislosti na pripojenom napájacom napätí je zobrazená na Obr. 2.9. Po nastavení požadovaného pracovného bodu a napätia referencie dochádza k nárastu prúdu v predstabilizačnom bloku. Narastajúci prúd je práve regulovaný spätnou väzbou pripojenou z Brokawovej bunky cez predstabilizačný blok.



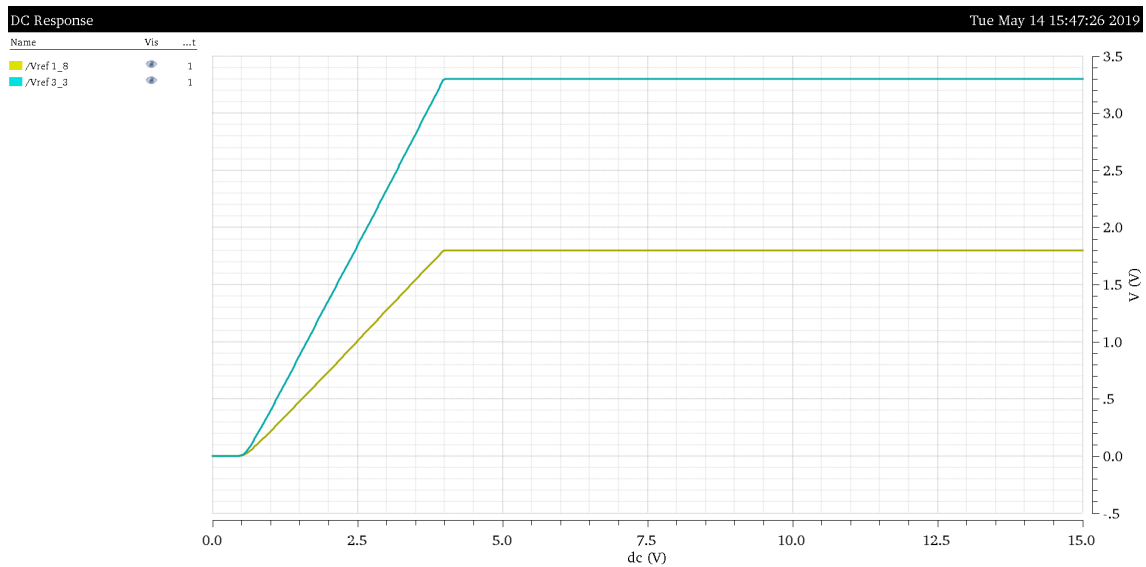
Obr. 2.9: Závislosť prúdovej spotreby referencie v závislosti na napájacom napätí na predstabilizačnom bloku

V závislosti na teplote je spotreba referencie zobrazená na Obr. 2.10. Ako je zrejmé, spotreba referencie sa s teplotou zvyšuje.



Obr. 2.10: Závislosť prúdovej spotreby referencie a predstabilizačného bloku na teplote pri  $U_{in} = 7V$

Na ďalšom obrázku Obr. 2.11 je zobrazený nábeh výstupného referenčného napätia z referencie v závislosti na pripojenom napätí na predstabilizačný blok. Obe napätia,  $1.8V$  a aj  $3.3V$  sa ustália na požadovanej hodnote pri rovnakom vstupnom napätí, približne pri  $U_{in} = 4V$ .

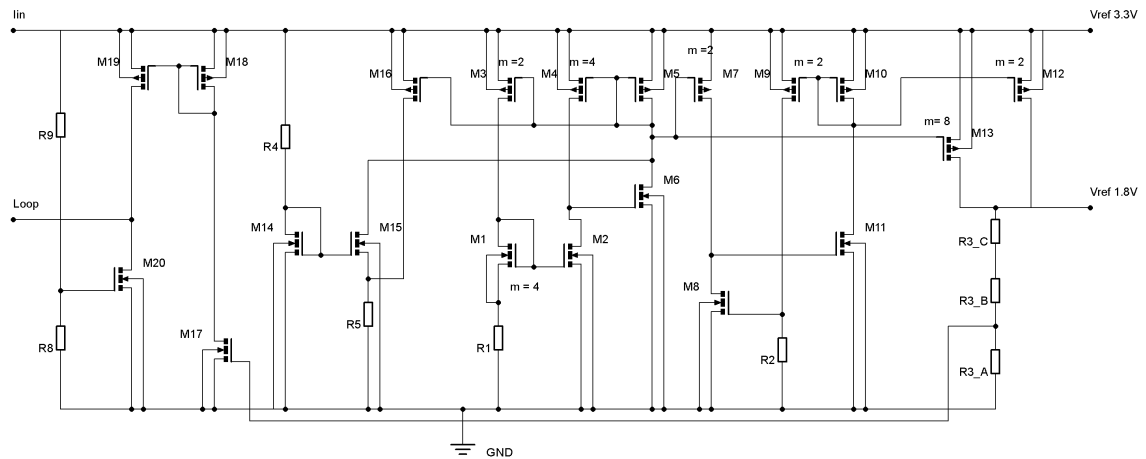


Obr. 2.11: Nábeh výstupných napätí Brokawovej referencie na vstupnom napätí predstabilizačného bloku

## 2.2 Návrh MOSFET napätovej referencie

Návrh druhej napätovej referencie využíva vo svojej štruktúre iba tranzistory typu MOSFET, čím má výhodu oproti predchádzajúcemu z konštrukčného hľadiska. Založený je na sčítaní dvoch prúdov s opačnými teplotnými závislosťami, typu PTAT a CTAT, a následnej generácii napätia na odpore. Výber tejto referencie pochádza z [9], a mal najlepšie parametre z preštudovaných napätových referencií založených iba na MOSFET tranzistoroch. Štruktúra obvodu je zobrazená na Obr. 2.12.

V nasledujúcom texte je popísaný návrh tejto referencie, pozostávajúcej zo zdrojov prúdov PTAT, CTAT a štartovacieho obvodu. Taktiež bude uvedený výpočet parametrov pre uvažované výstupné veličiny. Návrhnutý obvod bude takto odsimulovaný a ďalej optimalizovaný tak, aby výstupné napätie bolo v prijateľných hodnotách.



Obr. 2.12: Štruktúra mosfet referencie

### 2.2.1 Výpočet parametrov referencie

Keďže CTAT zdroj prúdu je v navrhovanom obvode biasovaný prúdom zrkadleného z výstupu PTAT zdroja, celý návrh tohto zapojenia je ovplyvnený primárne návrhom prúdu PTAT. S ohľadom na túto skutočnosť bude návrh započatý PTAT zdrojom.

#### PTAT zdroj

PTAT prúdový zdroj je tvorený podobne ako Widlarov prúdový zdroj. Navyše je doplnená spätná väzba ( $M_6$ ) kontrolujúca prípadnú zmenu pretekajúceho prúdu, udržiavajúca rovnosť prúdov cez tranzistory  $M_1$  a  $M_2$ . Základná dvojica spomínaných tranzistorov  $M_1$  a  $M_2$  pracujú v slabej inverzii.

Využívame rozdielnej prúdovej hustoty pretekajúcich prúdov a zároveň aj rozdielnu plochu tranzistorov. Potom podľa rovnice 1.35 môžeme určiť rozdiel napätí  $U_{GS}$  dvoch tranzistorov. Pre pomer prúdov  $N$  volíme hodnotu 2 a pre pomer plôch  $S$  hodnotu 4. Hodnotu parametru  $n$  volíme predbežne 2.

$$\Delta U_{GS} = nU_T \ln \left( \frac{S_1 I_{Dsi2}}{S_2 I_{Dsi1}} \right) = 2 * 25.9 * 10^{-3} * \ln(4 * 2) = 107.7mV \quad (2.16)$$

Overením zo simulácie vyšla hodnota  $\Delta U_{GS} = 110mV$  čomu odpovedá  $n = 2.04$ .

Pre hodnotu použitého rezistoru  $R_1$  potom zo vzťahu 1.36 možno podľa stanoveného prechádzajúceho prúdu  $I_{M1} = 200nA$  určiť:

$$R_1 = \frac{\Delta U_{GS}}{I_{M1}} = \frac{110 * 10^{-3}}{200 * 10^{-9}} = 550k\Omega \quad (2.17)$$

Pri pomere prúdov  $I_{M2} : I_{M1} = 2$  je potom prúd  $I_{M2} = 400nA$ .

Pomer tranzistorov v aktívnej záťaži je z určeného pomeru taktiež 2. Spolu s vetvou pripojeného člena spätnej väzby volíme ich rozmery  $2 : 4 : 1 = S_{M3} : S_{M4} : S_{M5}$ .

## CTAT zdroj

Je použitá štruktúra prúdového zdroja popísaná v kapitole 1.4.2. Ako bolo spomenuté v vyššie, CTAT prúdový zdroj so záporným teplotným koeficientom je biasovaný prúdom  $200nA$  z PTAT zdroja. Vytvorený prúd bude následne v sumačnom bloku kompenzovať teplotnú charakteristiku PTAT prúdu. Tranzistorom  $M_7$  je zrkadlený prúd z tranzistoru  $M_5$ .  $M_7$  má plochu 2.

Tento blok tiež obsahuje spätnú väzbu pozostávajúcu z tranzistorov  $M_{10}$  a  $M_{11}$ , ktorá kontroluje prúd z CTAT zdroja. Simuláciou pracovného bodu zistíme  $U_{GS}$  tranzistoru  $M_8$  pri prúde  $100nA$ . Odčítaná hodnota  $U_{GSM8} = 479mV$ . Potom vypočítame hodnotu odporu podľa zvolenej hodnoty výstupného prúdu podľa 1.38,  $I_{CTAT} = 1\mu A$ :

$$R_2 = \frac{U_{GS}}{I_{CTAT}} = \frac{479 * 10^{-3}}{1 * 10^{-6}} = 479k\Omega \quad (2.18)$$

Pomer plôch tranzistorov  $M_9 : M_{10}$  je zvolený ako u PTAT zdroja  $2 : 1$ . Spätnou väzbou preteká polovičný prúd.

## Výstupný blok

Vytvorené prúdy s rastúcou a klesajúcou charakteristikou v závislosti na teplote sú následne z blokov zrkadlené pomocou PMOS tranzistorov kde sa sčítajú vo výstupnom bloku a výsledný kompenzovaný prúd vytvára na stanovenom odpore referenčné

napätie požadovanej hodnoty. Prúdy nie sú voči sebe v pomere 1 : 1, pretože majú rôznu strmosť, čo je spôsobené čiastočne návrhom, ako aj podstatou samotných zdrojov prúdu. Predbežne je pomer  $PTAT : CTAT$  určený na 4 : 5. Tranzistor  $M_{12}$  zrkadlí prúd z CTAT zdroja. Pomer plôch  $M_{10} : M_{12} = 1 : 2$ . Vo vetve tečie prúd  $1\mu A$ .

Prúd PTAT je zrkadlený tranzistorom  $M_{13}$ . Pomer  $M_5 : M_{13} = 1 : 8$ , prúd má hodnotu  $800nA$ . Výstupný prúd sčítaných prúdov má teda hodnotu:

$$I_{out} = I_{M13} + I_{M12} = 800 * 10^{-9} + 1 * 10^{-6} = 1.8\mu A \quad (2.19)$$

Referenčné napätie je určené hodnotou rezistoru  $R_3$  vo výstupnej bunke. Volíme výstupné napätie podobné ako u Brokawovej referencie, teda približne  $U_{ref} = 1.25V$ . Pre hodnotu odporu potom platí:

$$R_3 = \frac{U_{ref}}{I_{out}} = \frac{1.25}{1.8 * 10^{-6}} \approx 694.4k\Omega \quad (2.20)$$

## Štartovací obvod

Widlarov prúdový zdroj má dva stavy v ktorých môže fungovať - keď sú prúdy rovnaké, a to v nule a v nastavenom pracovnom bode, tak je pre správnu funkciu požadovaný štartovací obvod, ktorý zabezpečí, aby sa otvorili PMOS tranzistory  $M_3, M_4$  a nastavil sa prúd tranzistormi  $M_1, M_2$ . Po uvedení do požadovaného stavu je časť tohto obvodu odpojená, aby neovplyvňovala ostatné časti obvodu.

Funkcia je nasledovná. Odporom  $R_4$  nastavíme pretekajúci prúd tranzistorom  $M_{14}$ . Volíme prúd  $1\mu A$ , tento prúd bude po odpojení iba zvyšovať spotrebu obvodu. Simuláciou pracovného bodu je určená hodnota  $U_{GS14} \approx 0.6V$ . Napájanie obvodu je uvažované  $3.3V$ . Hodnota odporu bude:

$$R_4 = \frac{U_{in} - U_{GS14}}{I_{M14}} = \frac{3.3 - 0.6}{1 * 10^{-6}} \approx 2.7M\Omega \quad (2.21)$$

Napätie  $U_{GSM14}$  otvorí tranzistor  $M_{15}$ , ktorý stiahne Gate PMOS tranzistorov Widlarového zdroja k potenciálu zeme, tým sa otvoria a začne obvodom pretekať prúd. Otvorením PMOS tranzistorov sa následne zvýši potenciál na Gate NMOS zrkadla Wildarovho zdroja a taktiež nimi začne pretekať prúd, ktorý sa stabilizuje na hodnote uvedenej v kapitole návrhu PTAT zdroja.

Následne začne pretekať prúd aj tranzistorom  $M_{16}$ , ktorý vytvorí nárast napätia na rezistore  $R_5$ . Úbytok napätia musí mať takú hodnotu aby sa tranzistor  $M_{15}$  uzavrel. Pri pretekajúcom prúde  $100nA$  je podľa odsimulovanej hodnoty teoreticky

potrebné sa dostať pod hodnotu  $U_{GS} < 0.4V$ . Volíme hodnotu odporu približne  $R_5 = 2.54M\Omega$ . Potom pre úbytok napätia platí:

$$U_{R5} = I_{M16} * R_5 = 100 * 10^{-9} * 2.54 * 10^6 = 0.254V \quad (2.22)$$

Napätie  $U_{GSM15}$  klesne na hodnotu  $0.346V$  a obvod sa odpojí.

### Nastavenie napájania

Pre zabezpečenie uvažovaného napájania stanoveného na  $3.3V$  bola navrhnutá nasledovná štruktúra. Je odvodená z výstupného odporu a výstupného referenčného napätia. Rozdelením výstupného napätia si toereticky môžeme nastaviť hodnotu výstupného napätia až k nájaciemu napätiu skrátenému o  $U_{DS}$  tranzistorov ktoré zrkadlia PTAT a CTAT prúd. Odporom  $R_6$  si nastavíme hodnotu  $U_{GSM17}$ , rozmery tranzistoru volíme väčšie L, menšie W, aby sme dosiahli menšieho pretekajúceho prúdu, ktorý iba zvyšuje spotrebu obvodu. Prúd tranzistorom  $M_{17}$  zrkadlíme tranzistorami  $M_{18}$  a  $M_{19}$  a na tranzistore  $M_{20}$  rovnakých rozmerov ako  $M_{17}$  nastavíme napätie  $U_{GSM20}$ . Cez rezistorový delič zložený z rezistorov  $R_8$  a  $R_9$  nastavíme požadované napätie  $3.3V$ . Prúd  $I_{R8}$  volíme  $1\mu A$ .

$$R_8 = \frac{U_{GSM18}}{I_{R8}} = \frac{0.6}{1 * 10^{-6}} = 600k\Omega \quad (2.23)$$

Pre odpor  $R_9$  potom počítame:

$$R_8 = \frac{U_{in} - U_{GSM20}}{I_{R8}} = \frac{3.3 - 0.6}{1 * 10^{-6}} = \frac{2.7}{1 * 10^{-6}} = 2.7M\Omega \quad (2.24)$$

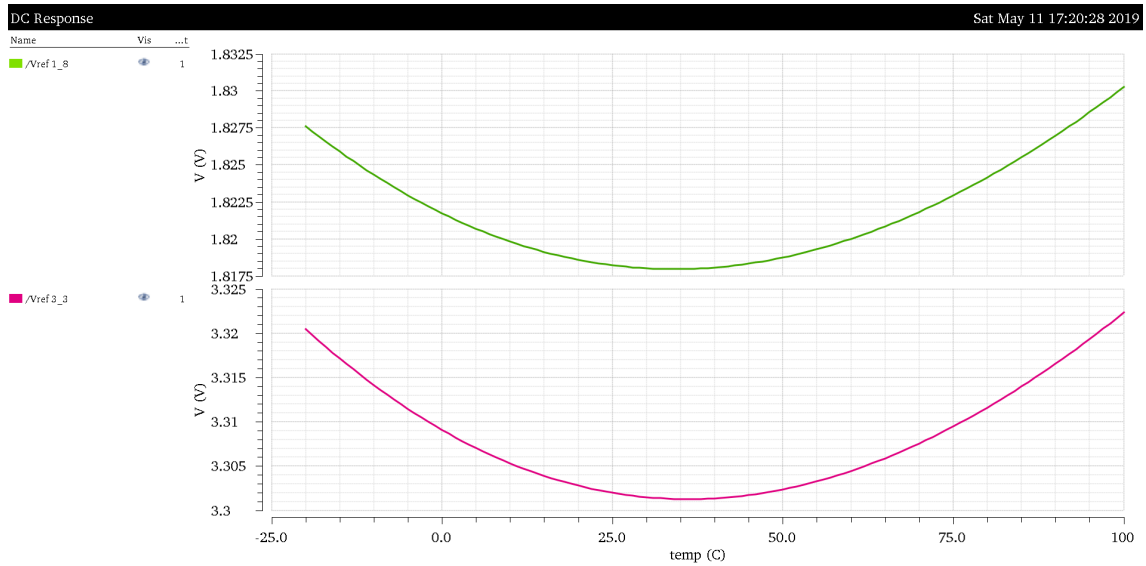
Zabezpečenie nastavených prúdov je realizované pomocou spätnej väzby pripojenej medzi Drain a Source tranzistorov  $M_{19}$  a  $M_{20}$ , kontroluje prúdové požiadavky referencie v závislosti na dodávanom prúde zo zdroja.

### 2.2.2 Optimalizácia referencie

Manuálnou optimalizáciou a empirickým určením niektorých hodnôt prvkov obvodu - rezistorov, pomerov prúdových zrkadiel - bolo dosiahnuté kompenzované napätie na výstupe referencie. Dosadením odporového deliča bolo dosiahnuté výstupné napätie  $1.8V$  a napájacie napätie referencie sa nastavuje na hodnotu  $3.3V$ , ktoré môže byť taktiež použité ako referenčné napätie. Výsledný návrh referencie je zobrazený v prílohe A.2

Funkciu optimalizovanej referencie možno ukázať na nasledovných priebehoch.

Výsledné kompenzované napätia napätovej referencie o približných hodnotách  $3.3V$  a  $1.8V$  môžeme vidieť na Obr. 2.13.



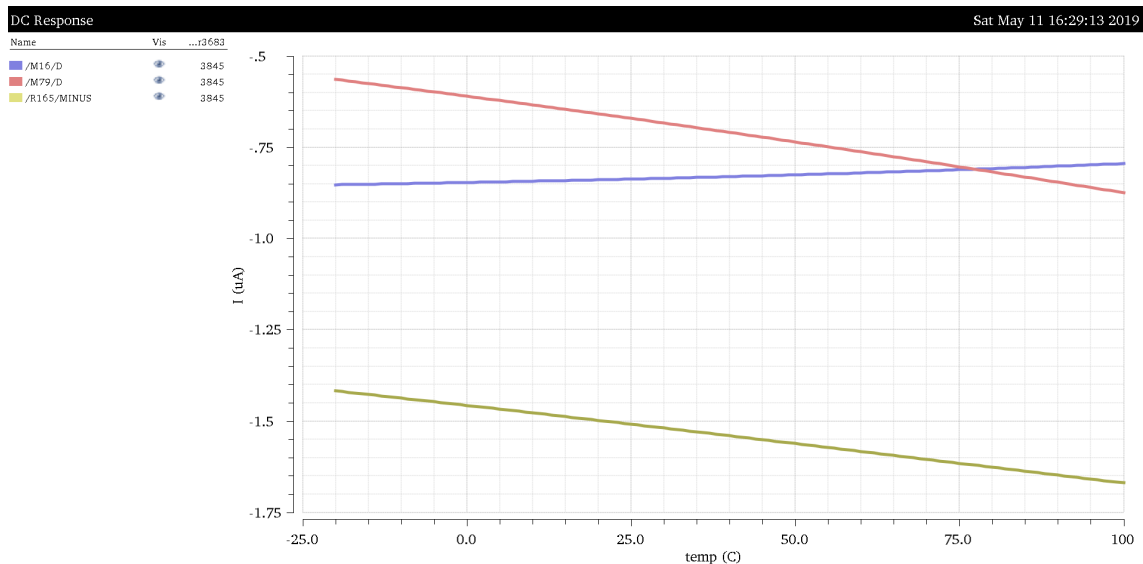
Obr. 2.13: Závislosť  $U_{ref}$  napätí optimalizovanej referencie na teplote

Relatívna zmena dosiahnutých napätí na teplote je:

$$\delta U = \frac{\Delta U_{ref1.8}}{U_{ref1.8}} = \frac{1.8305 - 1.818}{1.8305} = \frac{0.0125}{1.8305} = 0.68\% \quad (2.25)$$

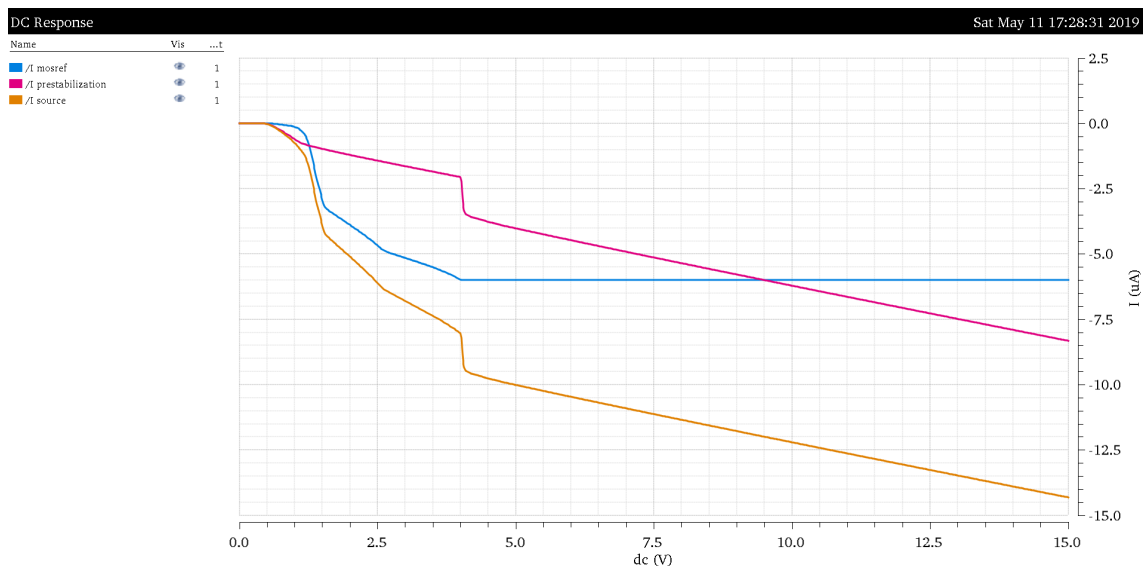
$$\delta U = \frac{\Delta U_{ref3.3}}{U_{ref3.3}} = \frac{3.322 - 3.301}{3.322} = \frac{0.021}{3.322} = 0.63\% \quad (2.26)$$

Na Obr. 2.14 je zobrazený priebeh prúdov zrkadlených z CTAT a PTAT zdroja. Pri doladovaní zdroja bola empiricky určená hodnota odporu  $R_2 \approx 566k\Omega$ . Taktiež bola znížená hodnota násobku zrkadla  $M_{13}$  na 7. Výsledný sčítaný prúd v sumačnom uzle má PTAT charakter. To kompenzuje pokles hodnoty odporu, ktorý má záporný teplotný koeficient odporu.



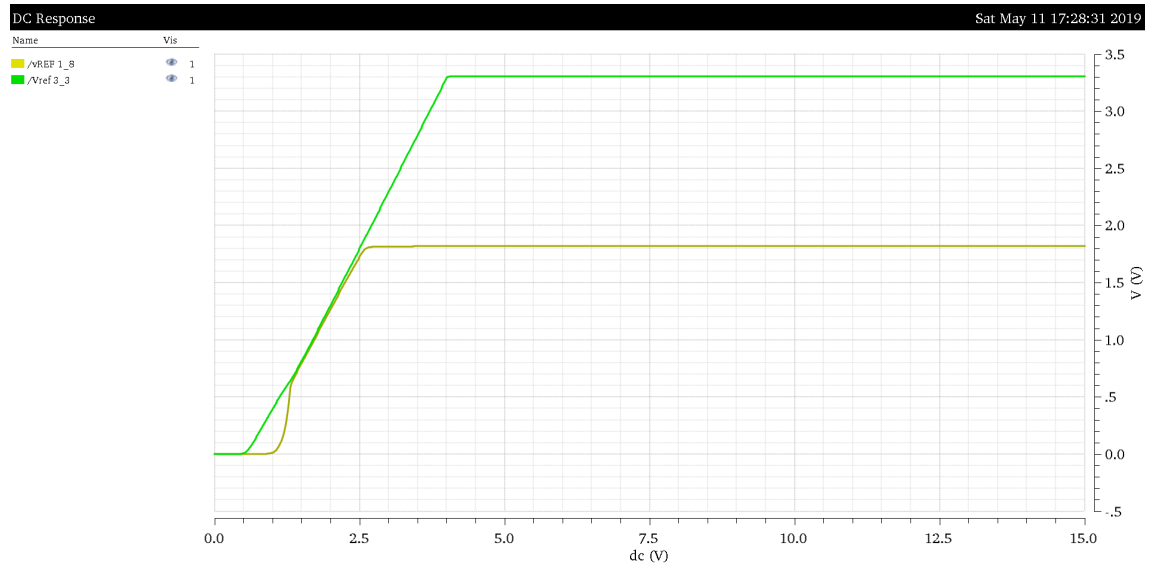
Obr. 2.14: Závislosť prúdu z CTAT a PTAT zdroja na teplote a ich výsledný prúd

Nasledujúci obrázok, Obr. 2.15, ukazuje spotrebu obvodu referencie a prestabilizačného bloku v závislosti na napätí napojeného na vstupe predstabilizačného bloku. Samotná spotreba referencie sa po ustálení pracovného bodu zastaví na hodnote  $\approx 6\mu A$ . Prudší nárast v celkovej spotrebe nastane po otvorení tranzistoru spätnej väzby.

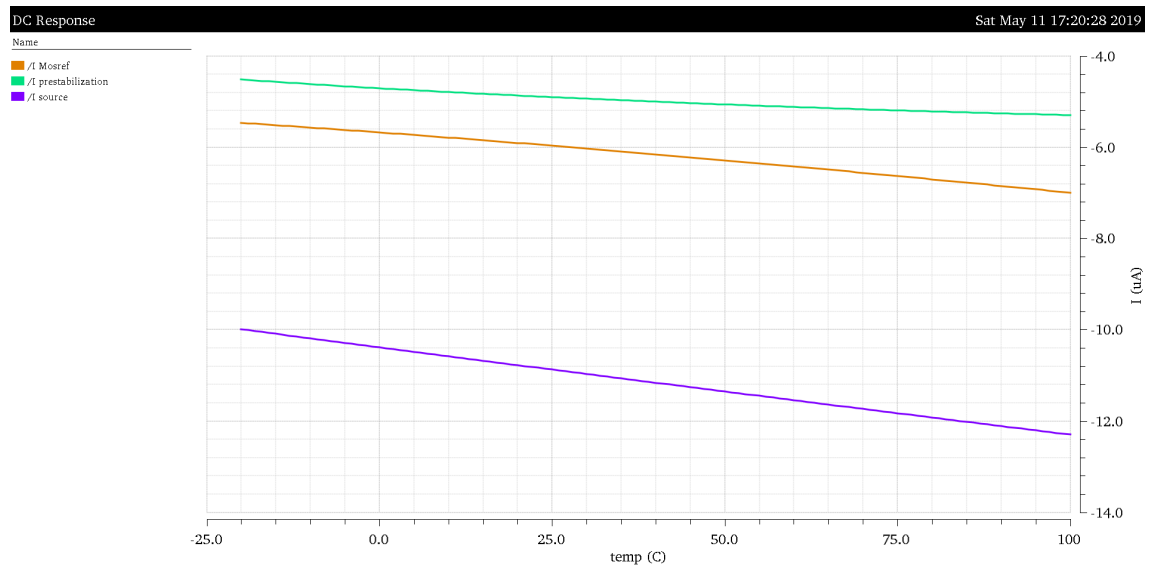


Obr. 2.15: Závislosť spotreby referencie v závislosti na napájacom napätí na vstupe predstabilizátoru

V ďalšej charakteristike na Obr. 2.16 je zobrazená závislosť výstupného referenčného napätia na vstupnom napätí predstabilizátoru. Výstupné referenčné napätie z výstupu  $1.8V$  sa dosiahne už pri vstupnom napätí približne  $2.5V$ . K samotnému ustáleniu nastaveného napájacieho napätia  $3.3V$  dôjde až pri napätí na vstupe  $4V$ . Prúdová spotreba obvodu v závislosti na teplote je na Obr. 2.17.



Obr. 2.16: Závislosť nabehnutia referenčného napätia na vstupnom napätí predstabilizátora



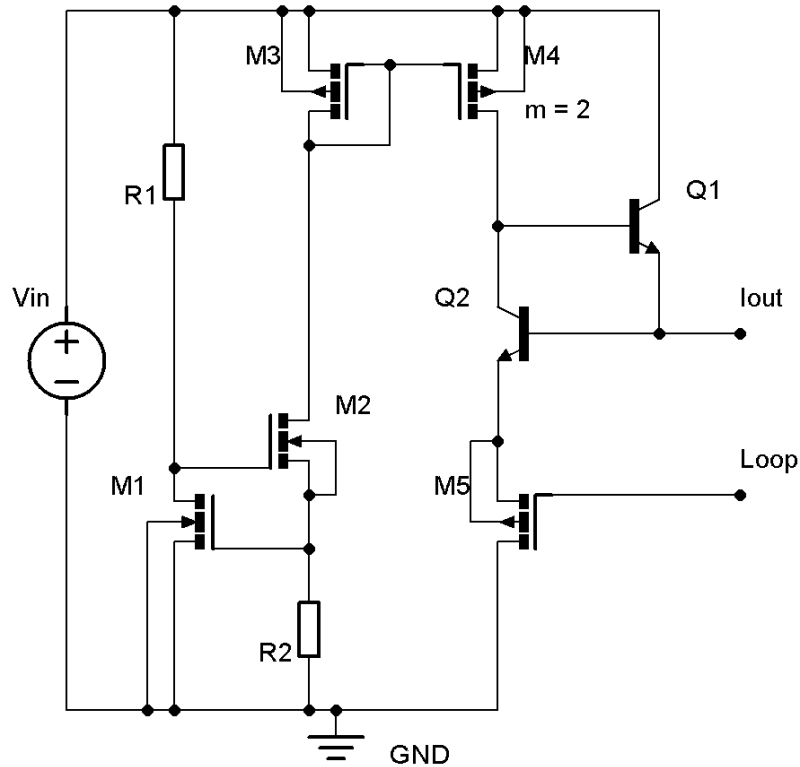
Obr. 2.17: Závislosť prúdovej spotreby MOS referencie a predstabilizátora na teplote pri  $U_{in} = 7V$

## 3 Návrh zdroja

Návrh zdroja bude spočívať v zostavení blokov menujúc: predstabilizátor, napätová referencia, prúdová referencia, napätový sledovač, digitálne nastaviteľný výstup a prúdový buffer. Budú využité bloky popísané v teoretickej časti a z časti návrhu napätových referencií. Parametre obvodu môžu byť upravené oproti pôvodne spomenutým aby boli splnené odpovedajúce priebehy dosahujúce čo najmenšieho ovplyvnenia okolitými podmienkami a taktiež samotným návrhom a ostatnými blokmi. Výsledné schémy jednotlivých častí zdroja sú zobrazené v prílohách. Východzie teplotné podmienky simulácii sú  $T = 27^{\circ}C$ .

### 3.1 Návrh predstabilizátora

Vstupné napätie zdroja musí byť určitým spôsobom regulované a nastavené na nižšiu hodnotu, ktorú sú súčiastky použitej technológie schopné zniesť. Jedná sa o napätie maximálne  $3.3V$ , aby bolo zabezpečená predpokladaná činnosť reálnych štruktúr. Preto bolo v rámci zdroja potrebné navrhnuť predstabilizátor napätia pochádzajúci z [16], ktorý je popísaný v nasledujúcom texte. Štruktúra obvodu je zobrazená na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Štruktúra predstabilizácie obvodu

Vytvorená bunka je založená na biasovaní prúdom z jednoduchého zdroja pozostávajúceho z rezistorov  $R_1, R_2$  a tranzistorov  $M_1, M_2$ . Má rovnakú štruktúru ako napájací člen pri počiatocnom návrhu a simulácii Brokawovej referencie.

Najprv je zvolený požadovaný prúd na výstupe,  $I_{M2} = 1\mu A$ . Z približne určeného napätia  $U_{GS} = 0.6V$  tranzistoru  $M_1$  (tabuľka Tab. 1.5) určíme odpor  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{U_{GSM1}}{I_{M2}} = \frac{0.6}{1 * 10^{-6}} = 600k\Omega \quad (3.1)$$

Samotný tranzistor  $M_2$  má funkciu pohlcovača zmien vstupného napätia. Prúd tranzistorom  $M_1$  volíme vyšší, približne  $2.2\mu A$  aby sme sa v charakteristike dostali na čo najmenšiu závislosť  $U_{GS}$  na pretekajúcom prúde. Vstupné napätie uvažujeme  $U_{in} = 7V$  Potom pre  $R_1$  platí:

$$R_1 = \frac{U_{in} - U_{GSM1} - U_{GSM2}}{I_{R1}} = \frac{7 - 0.6 - 0.6}{2.2 * 10^{-6}} = 2.636M\Omega \quad (3.2)$$

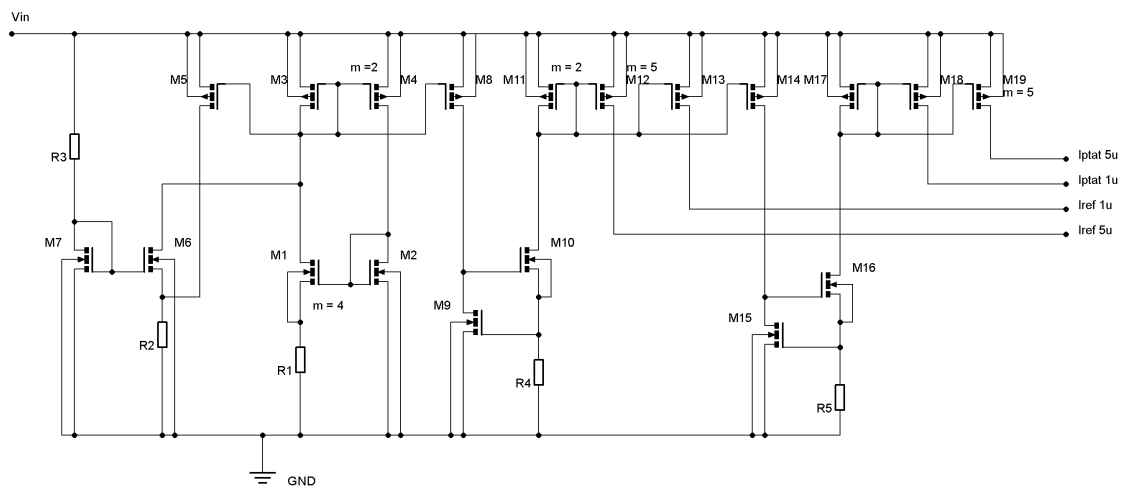
Výsledný prúd  $1\mu A$  zo zdroja bude zrkadlený tranzistormi  $M_3, M_4$  v pomere 1 : 2, pretože v nasledujúcej časti obvodu je týmto prúdom napájaná báza bipolárneho tranzistoru  $Q_1$ , ktorému bola experimentálne zistená hodnota prúdového zosilovacieho činiteľa  $\beta = 9$ . A keďže spotreba uvedených referencií sa v závislosti na

podmienkach blíži ku kritickej hodnote, bol zvolený výstupný prúd zrkadla  $2\mu A$ . To teoreticky dovoľuje referencií odoberať až  $18\mu A$ .

Tranzistor  $Q_2$  funguje ako regulačný člen zabezpečujúci spätnú väzbu napätia externe nastaveného referenciou. Minimálne napätie pri ktorom začne referencia pracovať je určené napätím  $U_{BEQ1}$  a  $U_{GSM4}$ . Tranzistor  $M_5$  má funkciu regulácie pretekajúceho prúdu referenciou, takže tiež zabezpečuje spätnú väzbu prevedenú z vnútra bloku referencie.

## 3.2 Návrh prúdovej referencie

Prúdová referencia obsahuje zdroj prúdu nezávislého na teplote tvoreného štruktúrami PTAT a CTAT popísaných v kapitolách 1.4.1 a 1.4.2, a zdroj prúdu závislého na napájacom napätí. Bola použitá samostatná štruktúra PTAT zdroja, podobná tomu v zdroji referenčného prúdu, ale s vyšším výstupným prúdom a menšou závislosťou na teplote. V nasledujúcom texte je popísaný návrh jednotlivých zdrojov. Štruktúra obvodu je ukázaná na Obr. 3.2.



Obr. 3.2: Štruktúra prúdovej referencie

### 3.2.1 Referenčný zdroj

Na generáciu prúdu je použitý Widlarov prúdový zdroj. Návrh je teda započatý volbou pomeru plôch tranzistorovej dvojice  $M_1, M_2$ . Volíme  $M_1 : M_2 = 4 : 1 \rightarrow S = 4$  a pomer prúdov  $1 : 2 \rightarrow N = 2$ , tým dostaneme parametre pre výpočet rozdielu napätí  $U_{GS}$ . Aby sa nachádzali tranzistory v slabej inverzii, volíme prúd  $I_{M1} = 350nA$ .

S využitím vzťahu 1.35 ( $n = 2$  je zvolená ako bolo analyzované v návrhu MOSFET referencie) potom platí:

$$\Delta U_{GS} = nU_T \ln \left( \frac{S_{M1} * I_{M2}}{S_{M2} * I_{M1}} \right) = 2 * 25.9 * 10^{-3} * \ln(4 * 2) = 107.7mV \quad (3.3)$$

Pri zvolenom prúde  $I_{M1} = 350nA$  bude potom hodnota rezistoru  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{\Delta U_{GS}}{I_{M1}} = \frac{107.7 * 10^{-3}}{350 * 10^{-9}} = 307.7k\Omega \quad (3.4)$$

Tranzistorové zrkadlo  $M_3, M_4$  má pomer plôch 1 : 2.

Štartovací obvod pre správne nastavenie pracovného bodu je realizované tranzistorami  $M_5 - M_7$ . Prúd rezistorom  $R_3$  je volený  $1\mu A$ . Potom pre jeho hodnotu s uvažovaným napätím  $U_{GSM7} = 0.6V$  určeným simuláciou pracovného bodu pri pretekajúcom prúde  $1\mu A$ , môžeme počítať:

$$R_3 = \frac{U_{in} - U_{GSM7}}{I_{M7}} = \frac{3.3 - 0.6}{1 * 10^{-6}} = 2.7M\Omega \quad (3.5)$$

Pre uzavretie tranzistoru  $M_6$  a odstavenie napájacieho obvodu vypočítame vhodnú hodnotu odporu  $R_2$ . Uvažujeme potrebné  $U_{GS}$  na uzatvorenie tranzistoru  $0.25V$ .

$$R_2 = \frac{U_{th} - 0.25}{I_{M5}} = \frac{0.6 - 0.25}{350 * 10^{-9}} = 1M\Omega \quad (3.6)$$

Výsledný prúd z PTAT Widlarovho zdroja je zrkadlený cez tranzistor  $M_8$ . Týmto prúdom je napájaný blok CTAT generácie prúdu. Avšak, v rámci návrhu bola navrhnutá štruktúra využívajúca závislosť výstupného prúdu cez tranzistor  $M_{10}$  CTAT bloku na napájacom prúde. Keďže použitý odpor HIPOR má teplotnú závislosť  $-1.4 * 10^{-3}$  ako je možné vyčítať z tabuľky Tab. 1.6 a závislosť prahového napätia  $U_{th}$  MOSFET tranzistoru má závislosť  $-0.99mV/^\circ C$ , môžeme zmenou pretekajúceho prúdu zmeniť hodnotu napätia  $U_{GSM9}$ . Jednoduchým výpočtom určíme predbežné napätie na odpore  $R_4$  pri ktorom bude výstupný prúd stabilný.

$$U_{R4} = \frac{T C_{Uth}}{T C_R} = \frac{-0.99 * 10^{-3}}{-1.4 * 10^{-3}} = 0.707V \quad (3.7)$$

Pre danú hodnotu teplotného koeficientu napätia  $U_{th}$  to ale nie je možné realizovať, pretože ako je vidieť na Obr. 3.3, takúto hodnotu  $U_{GS}$  by bolo ťažké zrealizovať.

Pre približnú úroveň preto zvolíme hodnotu  $U_{GS} = 538mV$  odpovedajúcu prúdu  $350nA$  z Obr. 3.3.

Pri výstupnom referenčnom prúde  $1\mu A$  bude mať odpor  $R_4$  predbežne zvolenú hodnotu:

$$R_4 = \frac{U_{GSM9}}{I_{ref}} = \frac{538 * 10^{-3}}{1 * 10^{-6}} = 538k\Omega \quad (3.8)$$

Potom pre teplotný koeficient napätia  $U_{GSM9}$  musí platiť:

$$T_{cUGS} = U_{RA} * T_{cR} = 0.538 * (-1.4 * 10^{-3}) = -0.753mV/^{\circ}C \quad (3.9)$$

Pre rozsah  $120^{\circ}C$  počítaných v simulácii, by rozdiel napätia v rozsahu bol:

$$\Delta U_{GS} = \Delta T * T_{cUGS} = 120 * (-0.753 * 10^{-3}) = -90mV \quad (3.10)$$

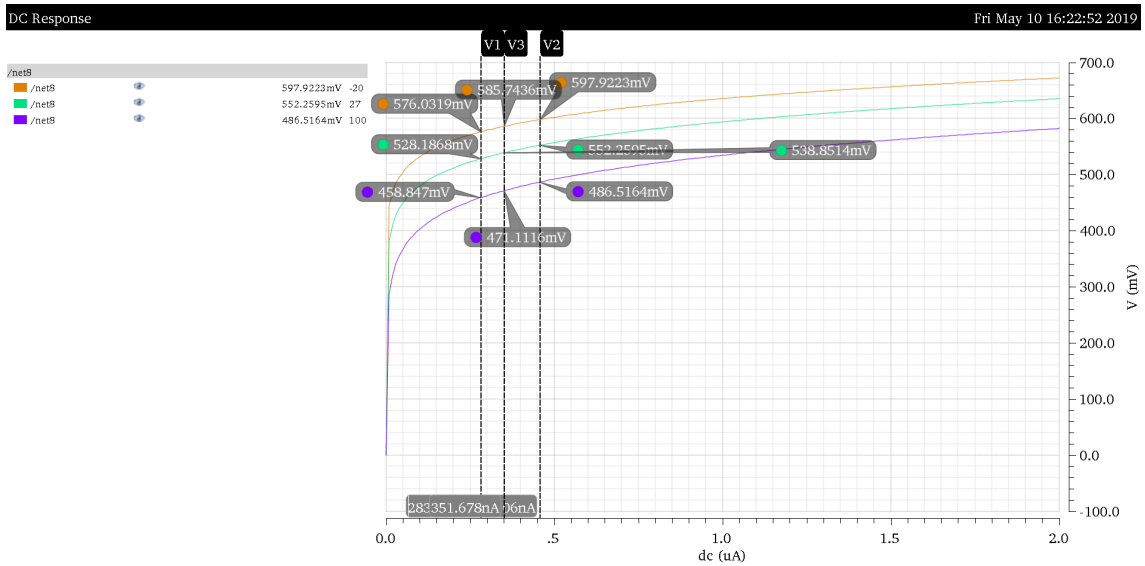
Tento rozsah bol vycentrovaný okolo hodnoty  $U_{GS} = 538mV$  pri ( $27^{\circ}C$ ) na simulovanom teplotnom rozsahu a následne určený rozsah zmeny prúdu ako možno vidieť na Obr. 3.3. Vychýtané hodnoty, aj keď nie sú vidieť na obrázku, majú hodnoty:

$$U_{GS1} = 576mV \rightarrow I_1 = 283nA$$

$$U_{GS2} = 486mV \rightarrow I_2 = 459nA$$

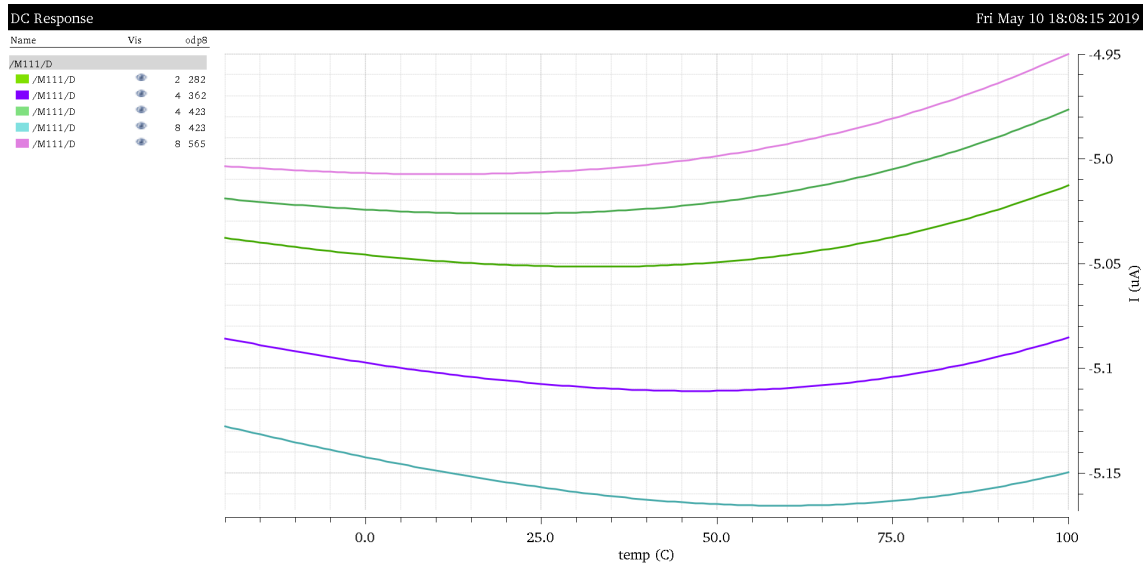
$$\Delta I = I_2 - I_1 = 459 * 10^{-9} - 283 * 10^{-9} = 176nA \quad (3.11)$$

$$T_{cI} = \frac{\Delta I}{\Delta T} = \frac{176 * 10^{-9}}{120} = 1.46nA/^{\circ}C \quad (3.12)$$



Obr. 3.3: Závislosť  $U_{GS}$  napätia NMOS tranzistoru W:L= 30:8 na prúde tranzistorom pri rôznych teplotách

Na docielenie požadovanej nezávislosti výstupného referenčného prúdu na teplote bola realizovaná analýza zmeny plochy tranzistoru  $M_1$  vo Widlarovom zdroji, ako aj zmena odporu  $R_4$ . Na obrázku Obr. 3.4 možno vidieť nastavenie výstupného referenčného prúdu  $5\mu A$  zrkadleného cez tranzistorovú dvojicu  $M_{11}, M_{13}$ .



Obr. 3.4: Dostavovanie výstupného referenčného prúdu zmenou odporu PTAT zdroja

Prúd s najmenšou teplotnou závislosťou bol dosiahnutý pri ploche tranzistoru  $M_1$   $m = 4$  a odpore  $R_1$  s šírkou  $362 \mu\text{m}$  čomu korešponduje približná hodnota odporu  $263 \text{ k}\Omega$ . To spôsobí nárast prúdu Z PTAT zdroja na  $\approx 409 \text{ nA}$  a taktiež sa zvýši hodnota  $U_{GS}$ . Preto bol výstupný prúd pomocou simulácie dostavený na požadovanú hodnotu  $1 \mu\text{A}$  hodnotou rezistoru  $R_4 = 555.9 \text{ k}\Omega$ . Tranzistor  $M_{12}$  zrkadlí prúd 1 : 1.

### 3.2.2 PTAT zdroj

Prúdový zdroj s kladným teplotným koeficientom prúdu využíva PTAT blok popísaný v predchádzajúcich kapitolách. Tento blok je napájaný teplotne nezávislým prúdom  $1 \mu\text{A}$  vytvorenom v referenčnom zdroji prúdu. Aby sa podarilo dosiahnuť vyššiu strmosť nárastu prúdu, bolo by potrebné buď použiť odpor s väčšou zápornou teplotnou závislosťou, alebo znížiť pokles napätia  $U_{GS}$ . Toho sme dosiahli zvýšením odstupu od napätia  $U_{th}$  zmenou pomeru rozmerov tranzistoru  $M_{15}$ ,  $W : L = 8 : 30$ , čím sa podľa simulácie dosiahlo zníženia poklesu napätia.

Z napätia  $U_{GSM15} = 805 \text{ mV}$  vypočítame odpor  $R_5$  pri zvolenom prúde  $I_{M16} = 1 \mu\text{A}$ :

$$R_5 = \frac{U_{GSM15}}{I_{M16}} = \frac{805 * 10^{-3}}{1 * 10^{-6}} = 805 \text{ k}\Omega \quad (3.13)$$

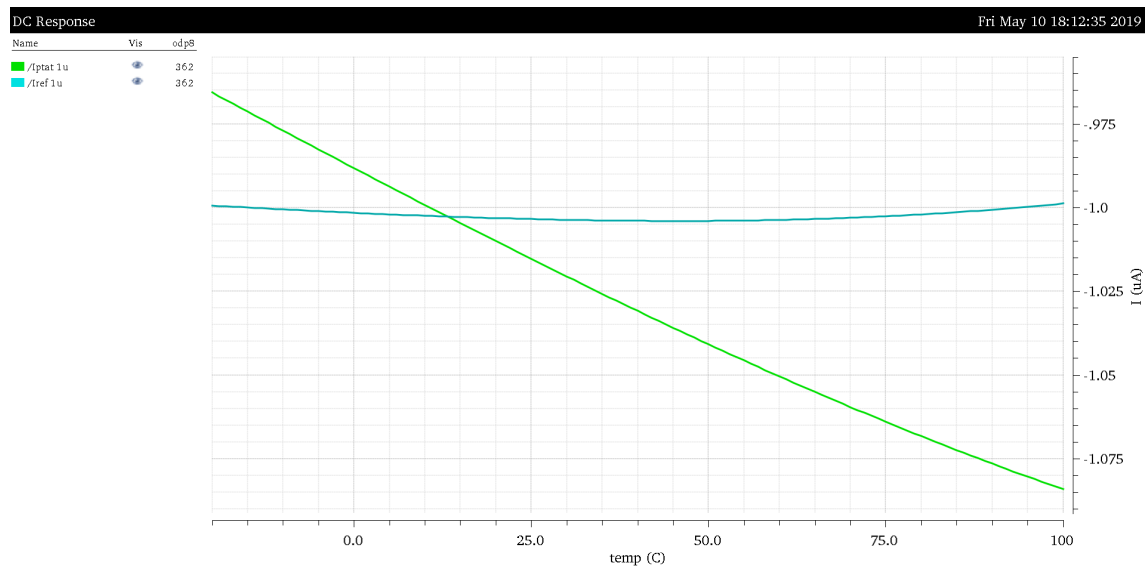
Vytvorený PTAT prúd je cez tranzistor  $M_{17}$  zrkadlený do  $M_{18}$  a 5-násobne do  $M_{19}$ .

### 3.2.3 Funkcia prúdového zdroja

Výsledný zdroj prúdovej referencie po optimalizácii niektorých parametrov a upravení výstupného prúdu na požadovanú presnú hodnotu  $1\mu A$  resp.  $5\mu A$ , bol testovaný pri napájacom napätí  $U_{in} = 3.3V$ , ktorý je tvorený napäťovou referenciou.

Na Obr. 3.5 je zobrazený priebeh výstupného referenčného prúdu spolu s prúdom charakteru PTAT pre hodnotu  $1\mu A$ . Závislosť PTAT prúdu môžeme spočítať nasledovne:

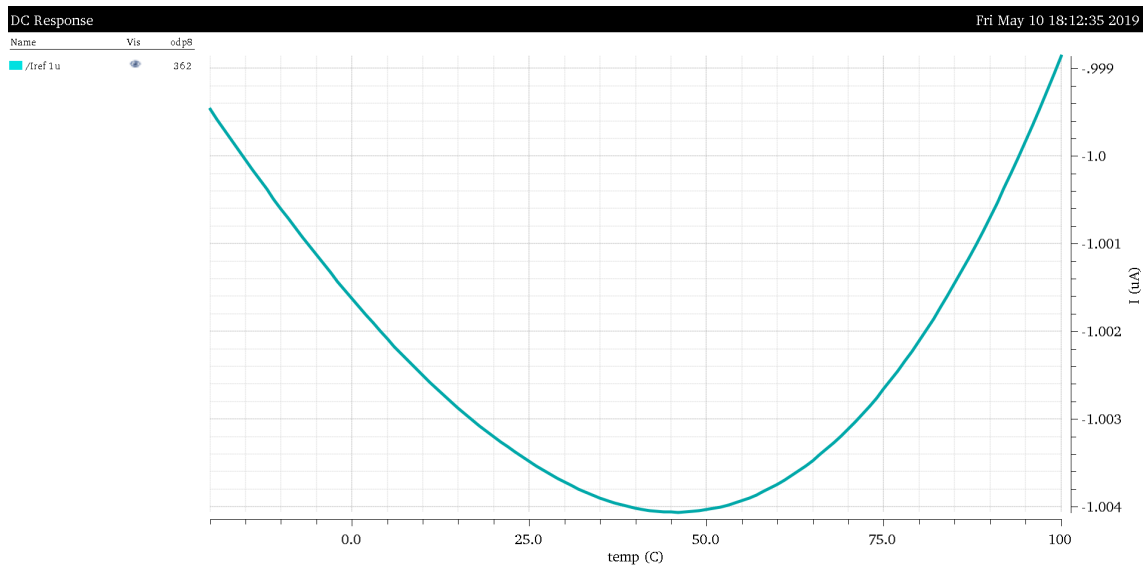
$$\delta I = \frac{\Delta I_{ptat}}{I_{ptat}} = \frac{1.085 * 10^{-6} - 0.965 * 10^{-6}}{1 * 10^{-6}} = 0.12 = 12\% \quad (3.14)$$



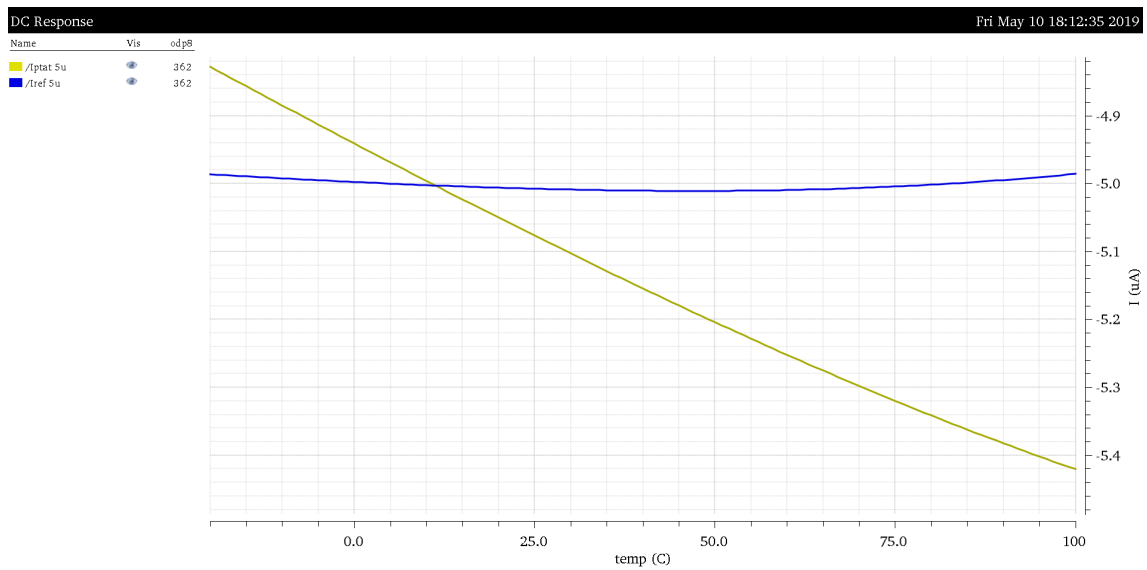
Obr. 3.5: Závislosť výstupných prúdových referencií  $1\mu A$  na teplote

Výsledná závislosť PTAT prúdu na celom teplotnom rozsahu je 12%. Na Obr. 3.6 je zobrazený detailný priebeh referenčného prúdu  $1\mu A$ . Presnosť tejto referencie je:

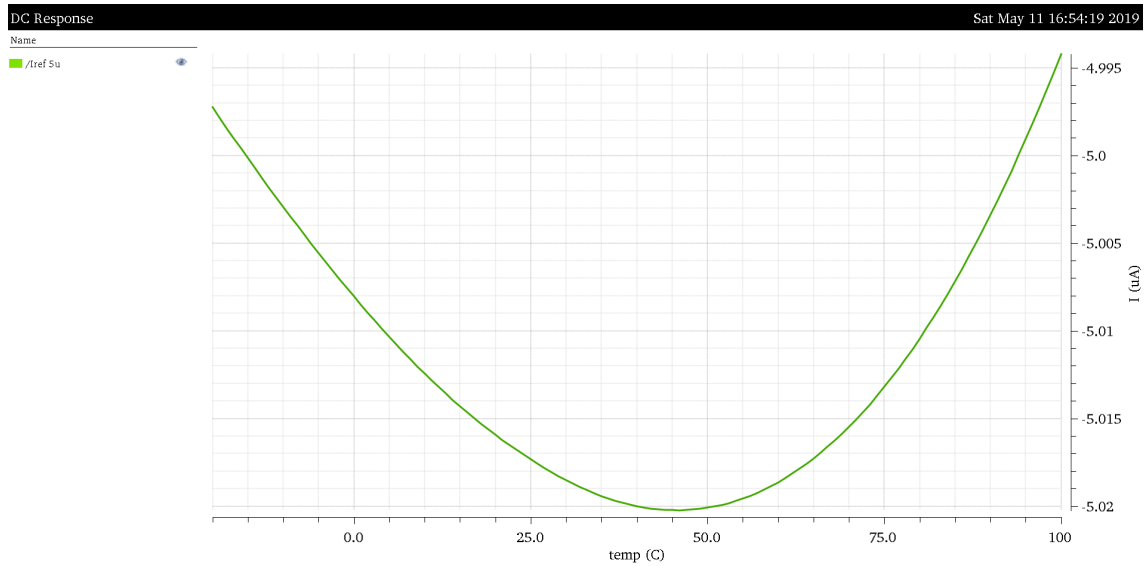
$$\delta I = \frac{\Delta I_{ref}}{I_{ref}} = \frac{1.004 * 10^{-6} - 0.999 * 10^{-6}}{1 * 10^{-6}} = 0.5\% \quad (3.15)$$



Obr. 3.6: Detail závislosti referenčního proudu  $1\mu A$  na teplotě



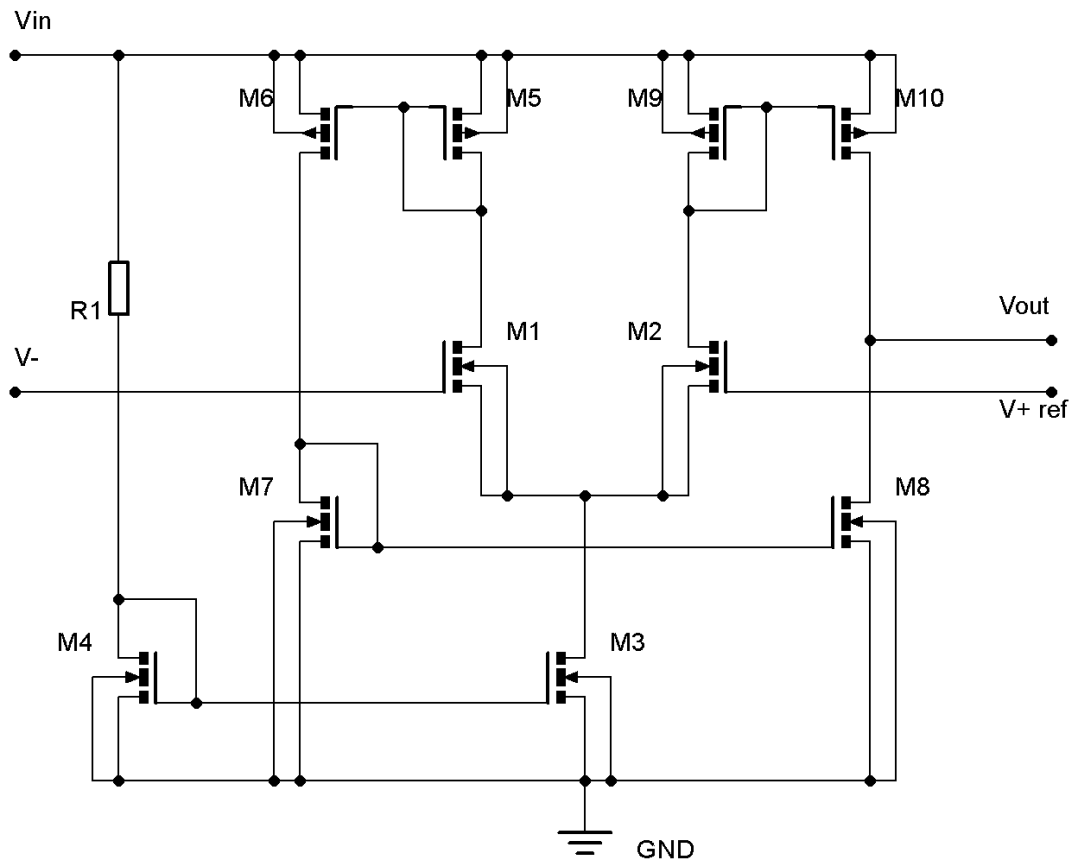
Obr. 3.7: Závislost výstupných prúdových referencií  $5\mu A$  na teplotě



Obr. 3.8: Detail závislosti referenčného prúdu  $5\mu A$  na teplote

### 3.3 Napätový sledovač

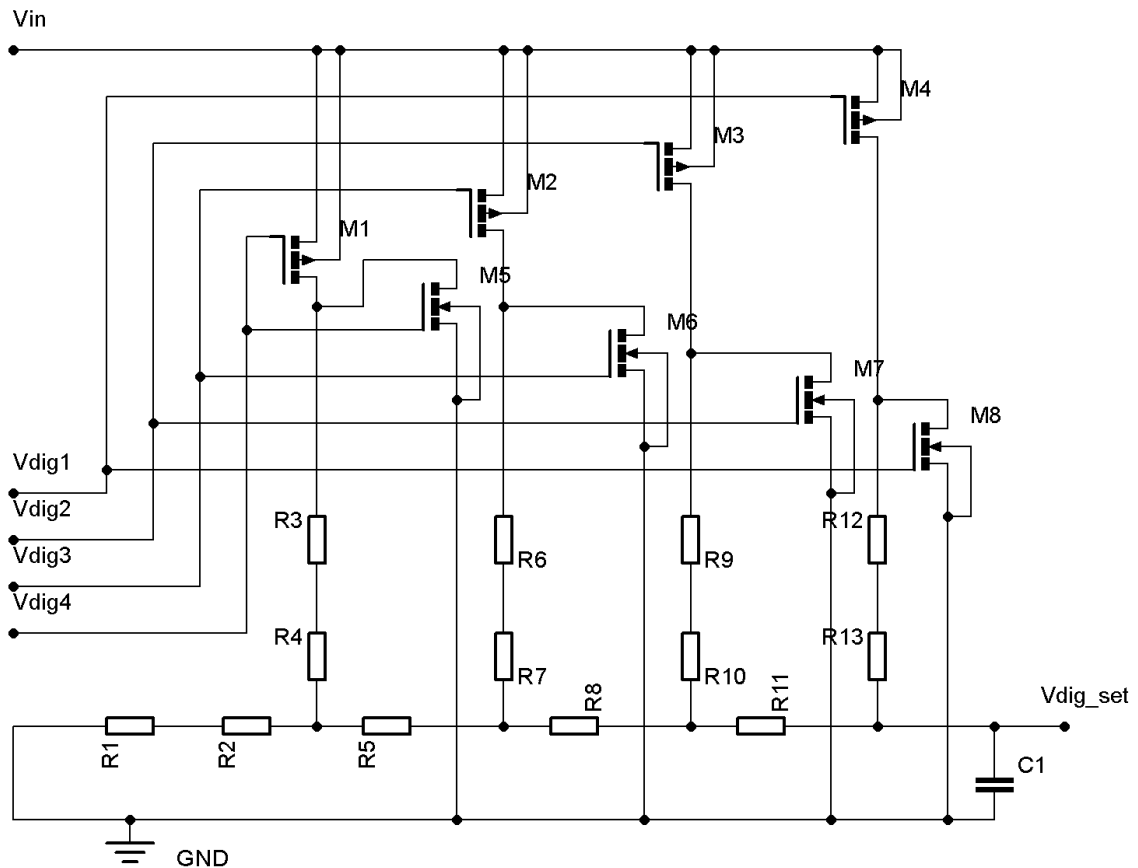
Ako napätový sledovač je v obvode zapojený operačný zosilovač s rail-to-rail výstupom, umožňujúci teoreticky nastaviť na výstup napätia v rozsahu  $U_{in} - U_{gnd}$ , ktorého parametre neboli špeciálne počítané. Vo funkcii napätového sledovača je prepojený výstup na invertujúci vstup cez spätnú väzbu. Tento člen je použitý vďaka možnosti riadenia prúdu výstupného zdroja pri udržaní konštantného napätia na výstupe zdroja, nastaveného pomocou napätovej referencie privedenej na neinvertujúci vstup zosilovača. Boli použité MOSFET tranzistory vhodné pre vyššie napájacie napätie. Prúd ktorým je napájaný OZ je daný rezistorom  $R_1$ . Štruktúru použitého operačného zosilovača možno vidieť na obrázku Obr. 3.9.



Obr. 3.9: Štruktúra operačného zosilovača použitého ako napätový sledovač

### 3.4 Digitálne nastaviteľný výstup

Podľa požiadavky v zadaní na digitálne nastaviteľný napätový výstup odvodený z výstupného napätia zdroja bol zostrojený jednoduchý blok DAC prevodníku. Jeho štruktúra je zobrazená na Obr. 3.10.



Obr. 3.10: Štruktúra DAC prevodníku

Je tvorený kombináciou odporov na tzv. spôsob  $R/2R$  rebríka. Spočíva v spínaní referenčného napätia na jednotlivé vstupy s rôznou impedanciou. Obvodom preteká prúd a podľa pomerov rezistorového deliča nastáva na jednotlivých rezistoroch úbytok napätia podľa hodnoty pretekajúceho prúdu. Na výstupe obvodu sa tak objaví napätie zodpovedajúce pripojenému napätiu na jednotlivé vstupy. Každý vstup charakterizuje 1 bit v digitálnom signále. Pre požiadavky tejto práce má prevodník vstup 4-bitový digitálny signál, teda na výstupe bloku je možné nastaviť 16 úrovní napätia odvodených z referenčného napätia. Teda ako vstup sa berie každá dvojica  $R$ - $2R$  siete pripájajúca sa na referenčné napájanie.

V nasledujúcej tabuľke Tab. 3.1 je zobrazený prevod digitálneho signálu na jednotlivé úrovne analógového signálu pr referenčnom napätí  $3.3V$ .

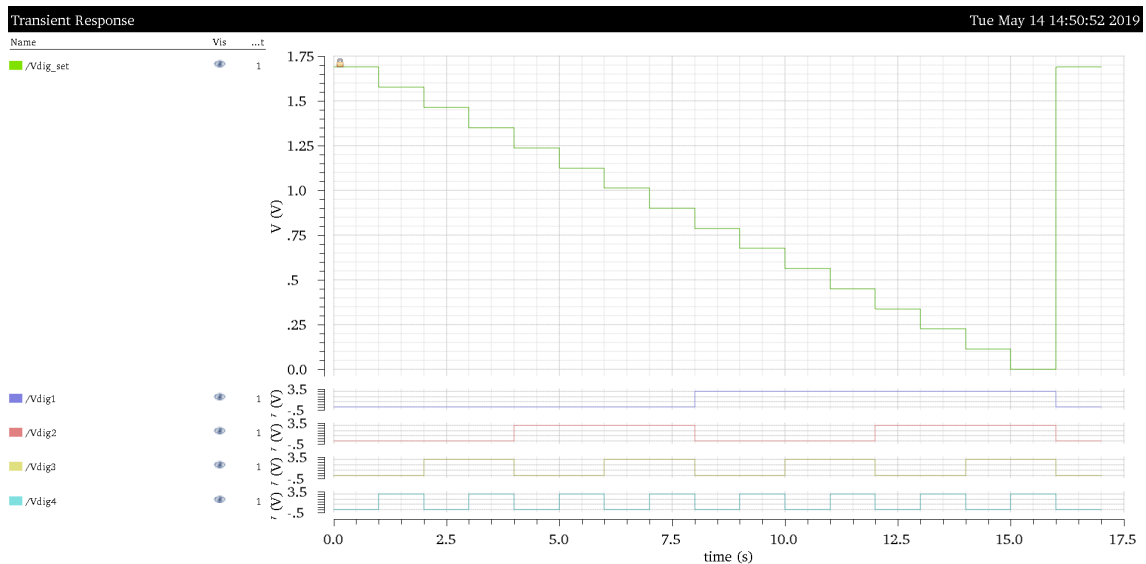
Vstupný signál je invertovaný oproti klasickému signálu konvertovanému na decimálne hodnoty. Ak by bolo nutné mať klasický zápis a výber singálu, bolo by nutné jednotlivé vstupy digitálneho signálu invertovať. Digitálne vstupy vlastne spínajú pripojenie  $2R$  vetiev na referenčné napájanie alebo na potenciál zeme. Spínače sú realizované PMOS a NMOS tranzistormi, ktoré pri privedení digitálneho signálu

Tab. 3.1: Prevod DAC prevodníku

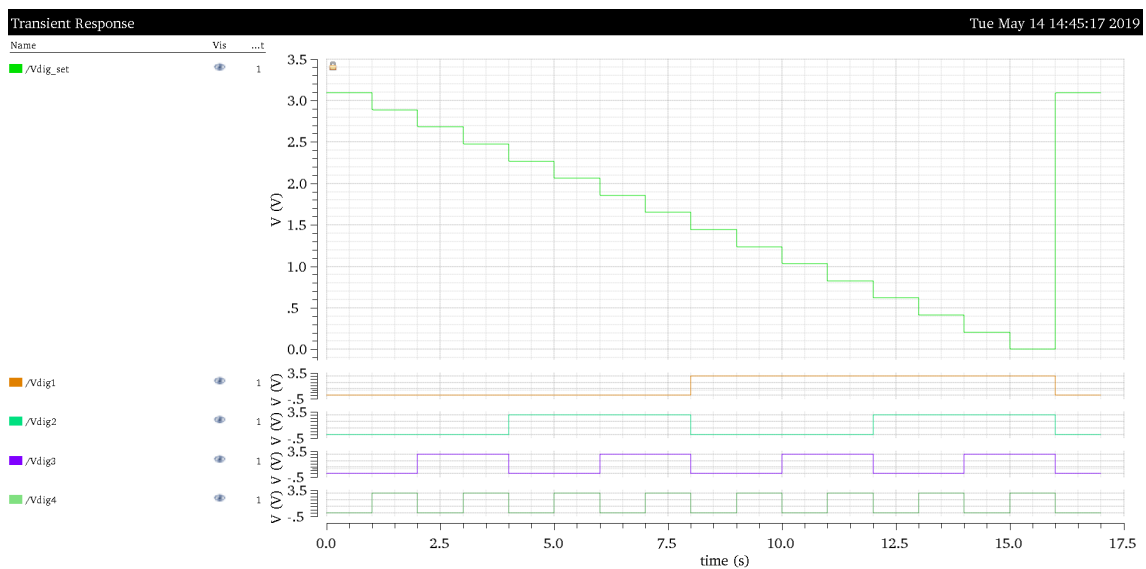
| Digitálny signál |      |      |      | Výstupné napätie |      |
|------------------|------|------|------|------------------|------|
| Dig1             | Dig2 | Dig3 | Dig4 | [mV]             |      |
| 0                | 0    | 0    | 0    | 3094             | 1688 |
| 0                | 0    | 0    | 1    | 2888             | 1575 |
| 0                | 0    | 1    | 0    | 2681             | 1463 |
| 0                | 0    | 1    | 1    | 2475             | 1350 |
| 0                | 1    | 0    | 0    | 2269             | 1238 |
| 0                | 1    | 0    | 1    | 2063             | 1125 |
| 0                | 1    | 1    | 0    | 1856             | 1013 |
| 0                | 1    | 1    | 1    | 1650             | 900  |
| 1                | 0    | 0    | 0    | 1443             | 788  |
| 1                | 0    | 0    | 1    | 1238             | 675  |
| 1                | 0    | 1    | 0    | 1031             | 563  |
| 1                | 0    | 1    | 1    | 825              | 450  |
| 1                | 1    | 0    | 0    | 619              | 338  |
| 1                | 1    | 0    | 1    | 413              | 225  |
| 1                | 1    | 1    | 0    | 206              | 113  |
| 1                | 1    | 1    | 1    | 0                | 0    |

prevedú danú funkciu. Podľa zdroja [17] výber hodnoty odporov rezistorovej siete zásadne neovplyvní výstupné napätie. Zvolená hodnota  $R$  v návrhu v tejto práci je  $845k\Omega$ , čím je dosiahnutá malá spotreba obvodu.

Na obrázku Obr. 3.11 je zobrazená funkcia navrhnutého prevodníku so vstupným napätím  $1.8V$ , na Obr. 3.12 je ukázaná funkcia s pripojeným napätím  $3.3V$ .



Obr. 3.11: Prevod DAC prevodníku pre vstup 1.8V



Obr. 3.12: Prevod DAC prevodníku pre vstup 3.3V

### 3.5 Prúdový výstup

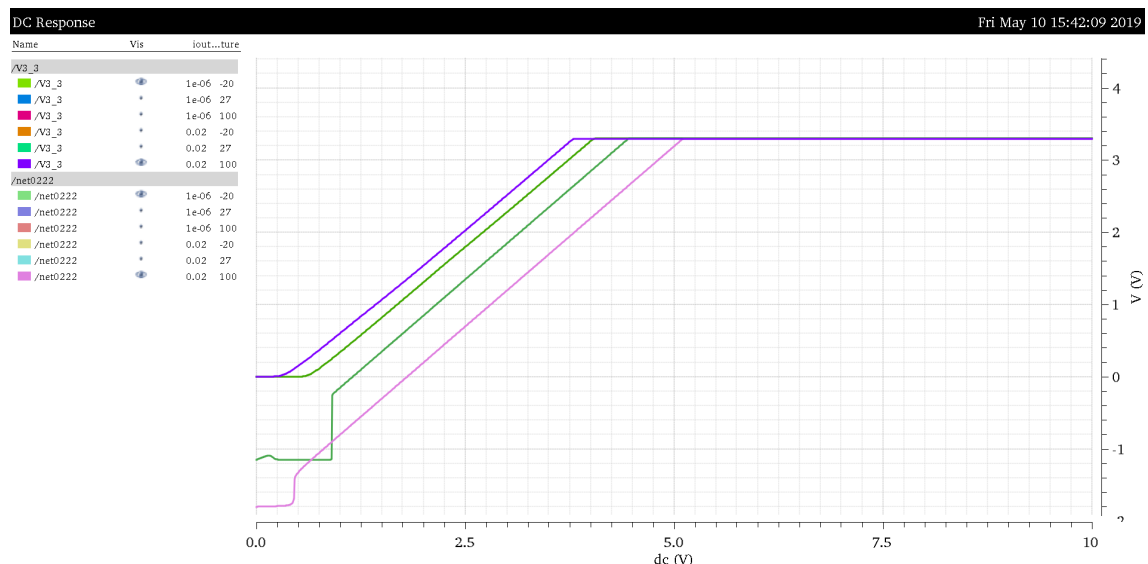
Prúdový výstup napätí zdroja je riešený cez pripojené tranzistory na výstup operačného zosilovača. V prípade odberu prúdu z hlavného výstupu nastaveného napätia je na výstup OZ pripojený gate elektróda NDMOS tranzistoru, ktorý dodáva prúd do

báze npn bipolárneho tranzistoru. Táto štruktúra je zvolená kvôli nízkemu prúdovému zosilovaciemu činiteľu npn tranzistora. Následne je na emitore npn tranzistora snímané napätie na invertujúci vstup OZ. Napätie na emitore je zároveň stabilné napätie a cez emitor umožňuje dodať obvodu potrebný prúd. V prípade výstupu z digitálne nastaviteľného referenčného bloku, je kvôli nižšiemu odoberanému prúdu použitý iba NDMOS tranzistor. Výsledné zapojenie je zobrazené v nasledujúcej kapitole, alebo v prílohe C.1.

## 3.6 Výsledný zdroj

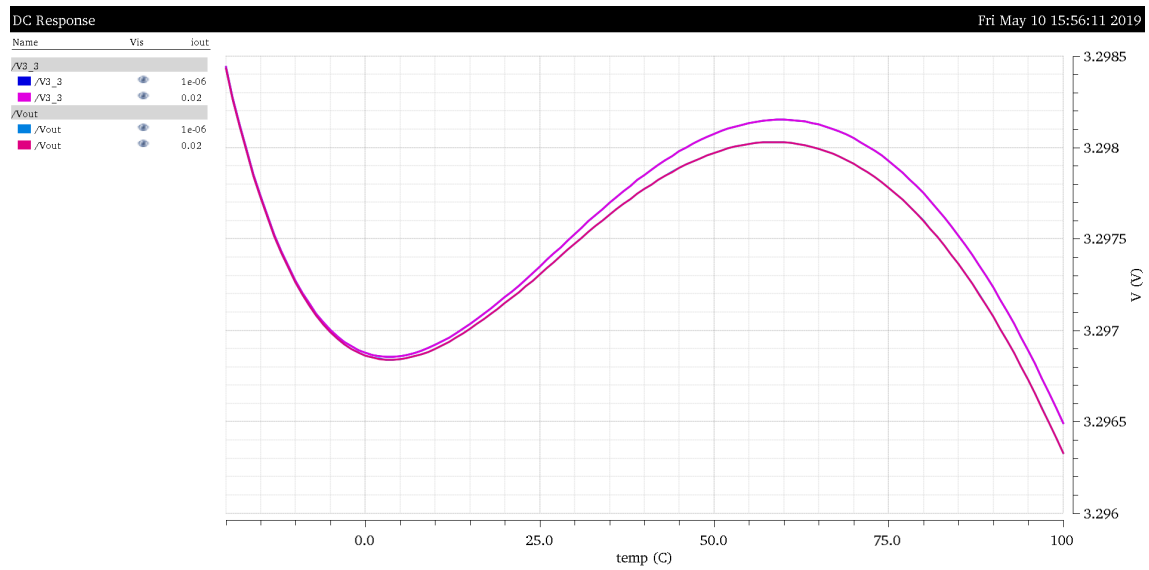
Výsledný zdroj je zostavený z blokov popísaných v predchádzajúcich kapitolách, výslednú štruktúru možno vidieť na Obr. C.1. V tejto kapitole budú zhrnuté poznatky zo zostaveného zdroja a zobrazené dopĺňujúce simulácie. Prepnutie výstupného napätia je možné interným prepojením referenčného napätia.

Na obrázku Obr. 3.13 je zobrazené porovnanie nábehu napätia  $3.3V$  na výstupe napätovej referencie a napätia na výstupe zdroja označeného */net0222*, pri rôznej záťaži, teda odoberaného prúdu na výstupe zdroja. Je zrejmé, že k ustáleniu napätia na výstupe zdroja dôjde pri vyššom napájacom napätí, čo je spôsobené najmä vyšším napätím pre reguláciu prúdu napäťovým sledovačom. V závislosti na teplote sa jedná o rozsah  $\approx 650mV$  pre opačné prípady teploty i odberu prúdu. Pre najhorší prípad zdroj začína fungovať pri  $5V$  napájacieho napätia. Výstup napätia referencie sa pri rovnakých podmienkach ustáli pri priloženom napätí v rozsahu  $3.75V - 4V$ .



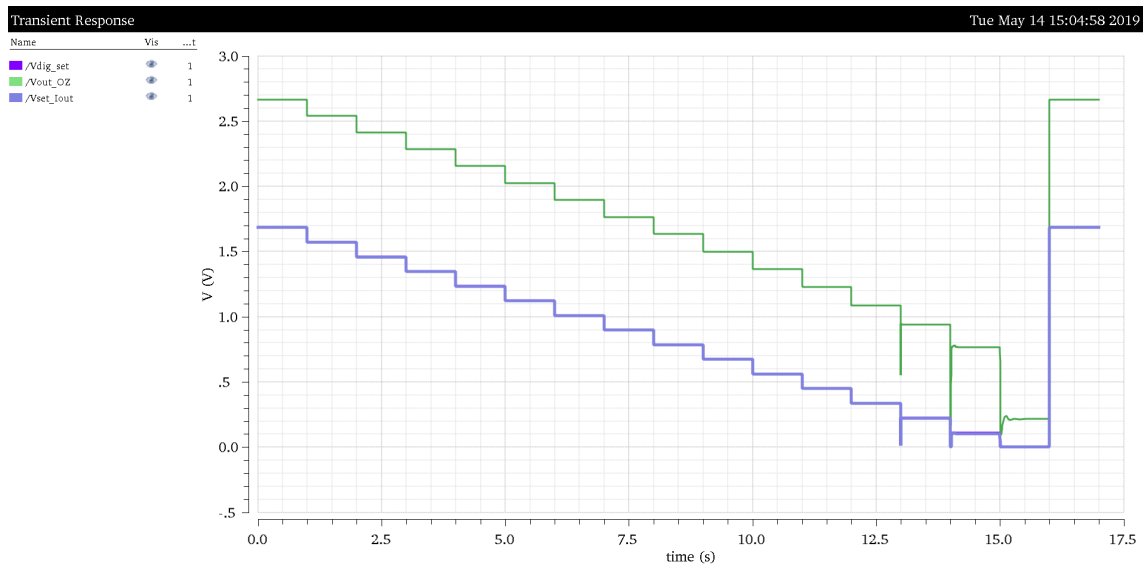
Obr. 3.13: Nábeh referenčného napätia  $3.3V$  z referencie a výstupu zdroja na vstupnom napätí pre najhoršie prípady odberu prúdu

Na Obr. 3.14 je rozdiel medzi výstupným napätím referencie a výstupným napätím zdroja pri rôznych podmienkach odoberaného prúdu v závislosti na teplote. Najväčší rozdiel medzi dvomi priebehmi nastáva približne pri  $65^{\circ}\text{C}$  a to  $0.15\text{mV}$ .

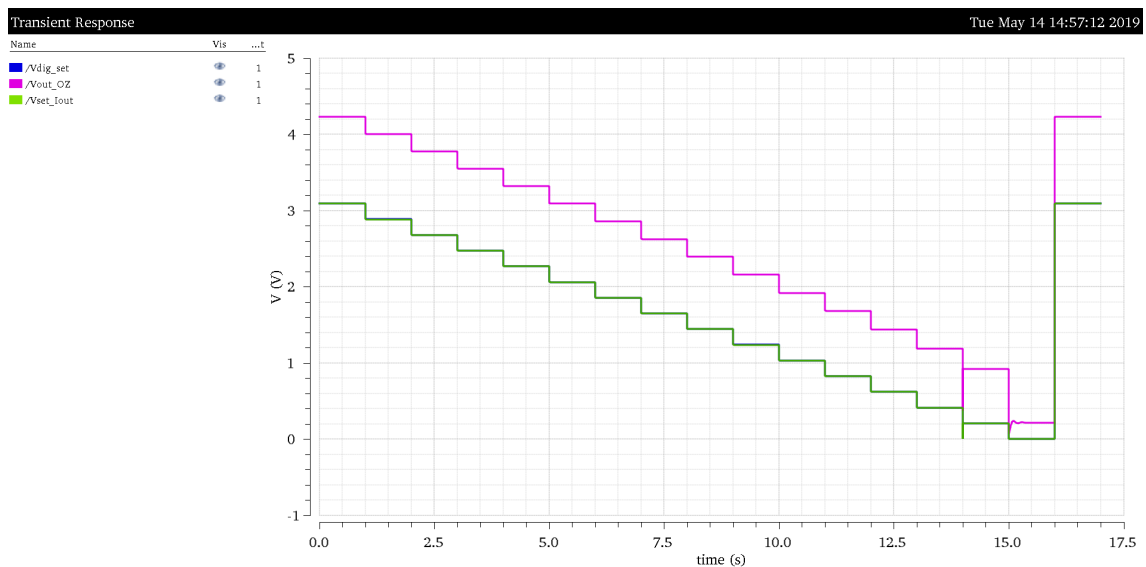


Obr. 3.14: Rozdiel medzi referenčným napätím  $3.3\text{V}$  a výstupným napätím zdroja,  $V_{in} = 7\text{V}$

Na nasledujúcich dvoch obrázkoch Obr. 3.15 a Obr. 3.16 je výstup z digitálneho zdroja v zapojenom obvode pre referenčné napätie  $1.8\text{V}$  a  $3.3\text{V}$  na výstupe Brokawovej referencie. Tiež je zobrazený priebeh napätia z výstupu OZ, ktoré reguluje prúdový odber cez výstupný tranzistor.



Obr. 3.15: Nastavenie výstupného napätia digitálneho výstupu v zostavenom zdroji,  $V_{ref} = 1.8V$



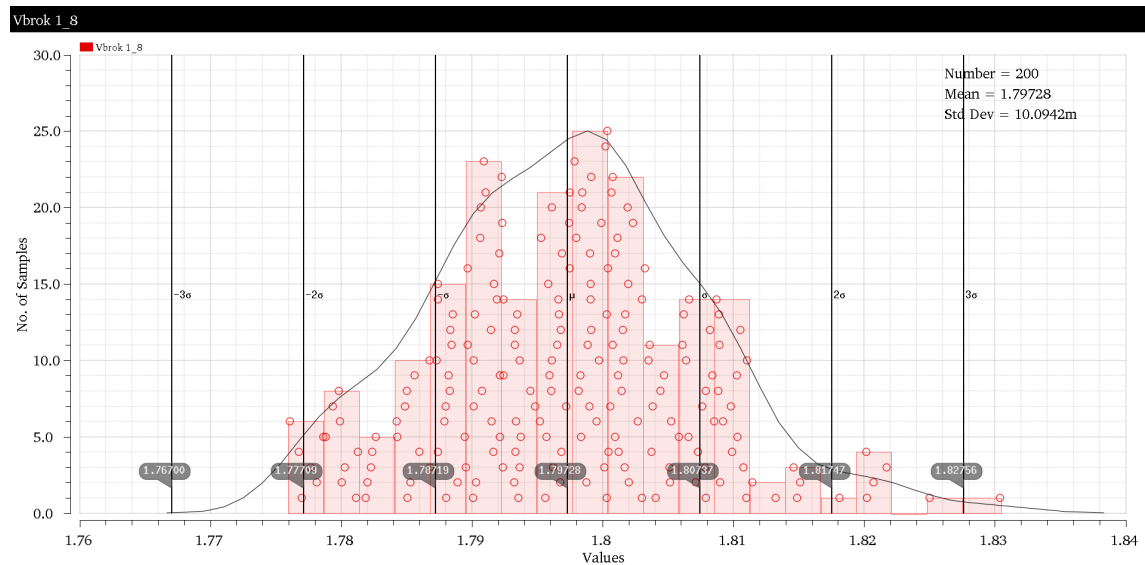
Obr. 3.16: Nastavenie výstupného napätia digitálneho výstupu v zostavenom zdroji,  $V_{ref} = 3.3V$

### 3.6.1 Analýza presnosti obvodu

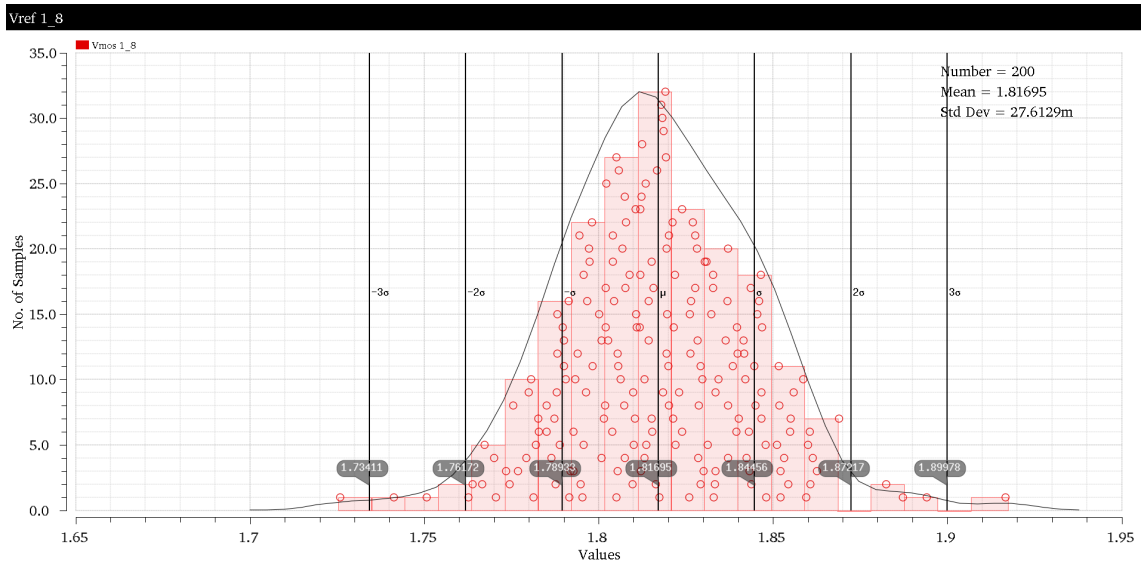
Po analýze obvodu metódou Monte Carlo pri nastavenom referenčnom napätí na výstupe napätových referencií bolo zistené, že navrhnutá referencia podľa Brokawa je

približne dvojnásobne presnejšia čo sa týka zmien procesných parametrov a chybou návrhu. Výsledky zo simulácii možno vidieť na obrázkoch Obr. 3.17 a Obr. 3.18.

Chyba pre Brokawovu referenciu mala hodnotu  $\delta U = 10.09mV$  pre presnosť  $1\sigma$ . Pre referenciu z MOSFET tranzistorov bolo táto chyba až  $\delta U = 27.61mV$  pre  $1\sigma$ . Po mismatch analýze, ktorá charakterizuje variácie parametrov v závislosti na návrhu bola táto chyba o  $1mV$  nižšia u Brokawovej referencie, čo značí, že presnosť návrhu spočíva najmä v použitých rozmeroch a parametroch jednotlivých súčiastiek ovplyvniteľných návrhárom. Pri MOSFET referencii bolo táto chyba približne  $13mV$ , teda menej ako polovica z celkovej hodnoty odchýlky analýzy Monte Carlo.



Obr. 3.17: Výsledok simulácie Monte Carlo pre Brokaw referenciu pre procesné i návrhárské vplyvy, 200 behov



Obr. 3.18: Výsledok simulácie Monte Carlo pre MOSFET referenciu pre procesné i návrhárske vplyvy, 200 behov

Pre ďalšiu analýzu obvodu zdroja bola preto zvolená napäťová referencia podľa Brokawa. Simulácie budú prebiehať pri nastavenom napätí  $U_{ref} = 1.8V$ .

Analýza výstupných hodnôt z mismatch analýzy ukázala, že najväčší vplyv na výstupné napätia referencie má hlavne zrkadlo jadra Brokawovej bunky pozostávajúce z PMOS tranzistorov  $M_6$  a  $M_7$ . Túto skutočnosť je možné vidieť v prílohe na Obr. D.1.

Úpravou rozmerov tranzistorov  $M_6$ ,  $M_7$  a tranzistoru zrkadliaceho prúd pre báзовú kompenzáciu z pôvodných  $W/L = 30/8$  na rozmer  $45/20$  bolo docielené viac než polovičné zmenšenie chyby odchýlky z Monte Carlo analýzy. Výsledok analýzy Monte Carlo po upravení obvodu je na Obr. 3.19. Odchýlka sa zmenšila z pôvodných  $\approx 9mV$  na  $4.46mV$  pre  $1\sigma$ . Taktiež sa znížili variácie výstupných napätí digitálneho výstupu ako aj hlavného výstupu. Pri tejto analýze boli v simulácii tiež zahrnuté výstupné prúdy  $I_{ref}$  a  $I_{ptat}$  zdroja.

Výsledky vplyvu súčiastiek po úprave sú v prílohe na Obr. D.2. Chyba referenčného napätia stále spočíva na daných tranzistoroch, avšak s vyrovnanějšíou a menšou chybou. Pri výstupného napätia z digitálneho výstupu a hlavné výstupné napätie zdroja majú po úprave omnoho menšiu závislosť na danej tranzistorovej dvojici, avšak zobrazuje sa tu v menšej miere už i vplyv NDMOS tranzistorov operačných zosilovačov.

Analýzou vplyvu súčiastok na referenčné prúdy zdroja - v prílohe Obr. D.3- boli zmenené tranzistory zrkadliace tieto prúdy na výstup. Znovu boli použité rozmery  $W/L 45/20$ . Rovnaký vplyv na prúdy PTAT charakteru mali aj ich príslušiace vý-

| Test  | Name                    | Yield | Min     | Target | Max     | Mean    | Sigma  | Sigma to Target | Cpk | Errors |
|---|-------------------------|-------|---------|--------|---------|---------|--------|-----------------|-----|--------|
| Yield Estimate: 100 %(200 passed/200 pts) Confidence Level: <not set> Error Filter: <not set> |                         |       |         |        |         |         |        |                 |     |        |
| -   | SOURCE_mos_stab_input.1 |       |         |        |         |         |        |                 |     |        |
| -   | Vdig out(summary)       | 100   | 1.661   |        | 1.7     | 1.661   | 6.626m |                 |     | 0      |
|   | Vdig out                | 100   | 1.661   | info   | 1.7     | 1.661   | 6.626m |                 |     | 0      |
| -   | Vref 1.8V(summary)      | 100   | 1.784   |        | 1.808   | 1.796   | 4.459m |                 |     | 0      |
|   | Vref 1.8V               | 100   | 1.784   | info   | 1.808   | 1.796   | 4.459m |                 |     | 0      |
| -   | Vstab(summary)          | 100   | 1.777   |        | 1.809   | 1.795   | 6.018m |                 |     | 0      |
|   | Vstab                   | 100   | 1.777   | info   | 1.809   | 1.795   | 6.018m |                 |     | 0      |
| -   | Iref 5u(summary)        | 100   | -5.04u  |        | -4.858u | -4.963u | 35.21n |                 |     | 0      |
|   | Iref 5u                 | 100   | -5.04u  | info   | -4.858u | -4.963u | 35.21n |                 |     | 0      |
| -   | Iref 1u(summary)        | 100   | -1.014u |        | -964.1n | -992.4n | 8.58n  |                 |     | 0      |
|   | Iref 1u                 | 100   | -1.014u | info   | -964.1n | -992.4n | 8.58n  |                 |     | 0      |
| -   | Iptat 5u(summary)       | 100   | -5.127u |        | -4.94u  | -5.04u  | 34.18n |                 |     | 0      |
|   | Iptat 5u                | 100   | -5.127u | info   | -4.94u  | -5.04u  | 34.18n |                 |     | 0      |
| -   | Iptat 1u(summary)       | 100   | -1.03u  |        | -979.3n | -1.007u | 9.034n |                 |     | 0      |
|   | Iptat 1u                | 100   | -1.03u  | info   | -979.3n | -1.007u | 9.034n |                 |     | 0      |

Obr. 3.19: Výsledok analýzy Monte Carlo po úprave rozmerov tranzistorov jadra referencie

stupne zrkadiace tranzistory, ako vidieť v prílohe na Obr. D.5. I tieto boli zmenené na spomenuté rozmery.

Touto úpravou bolo dosiahnuté zníženie chyby prúdov o viac než polovicu. Výsledok zo simulácie Monte Carlo po úprave parametrov je na Obr. 3.20. Po ďalšej analýze vplyvu súčiastok, by sa pravdepodobne museli zväčšovať rozmery výstupných zrkadiel prúdu do omnoho väčších hodnôt, aby boli variácie vo výstupných hodnotách čo najnižšie.

Už pri súčasnej zmene sa odchýlka prúdov  $1\mu A$  výstupov nachádza v rozmedzí  $4.08 - 4.028nA$ . Pre výstup  $5\mu A$  je odchýlka  $15.42nA$  pre  $I_{ptat}$  prúd, a  $17.44nA$  pre  $I_{ref}$  prúd. Percentuálne je odchýlka  $\approx 0.4\%$  pre  $1\mu A$  a  $0.3 - 0.34\%$  pre  $5\mu A$  výstup.

| Test  | Name                    | Yield | Min     | Target | Max     | Mean    | Sigma  | Sigma to Target | Cpk | Errors |
|---|-------------------------|-------|---------|--------|---------|---------|--------|-----------------|-----|--------|
| Yield Estimate: 100 %(200 passed/200 pts) Confidence Level: <not set> Error Filter: <not set> |                         |       |         |        |         |         |        |                 |     |        |
| -   | SOURCE_mos_stab_input.1 |       |         |        |         |         |        |                 |     |        |
| -   | Vdig out(summary)       | 100   | 1.661   |        | 1.7     | 1.661   | 6.626m |                 |     | 0      |
|   | Vdig out                | 100   | 1.661   | info   | 1.7     | 1.661   | 6.626m |                 |     | 0      |
| -   | Vref 1.8V(summary)      | 100   | 1.784   |        | 1.808   | 1.796   | 4.459m |                 |     | 0      |
|   | Vref 1.8V               | 100   | 1.784   | info   | 1.808   | 1.796   | 4.459m |                 |     | 0      |
| -   | Vstab(summary)          | 100   | 1.777   |        | 1.809   | 1.795   | 6.018m |                 |     | 0      |
|   | Vstab                   | 100   | 1.777   | info   | 1.809   | 1.795   | 6.018m |                 |     | 0      |
| -   | Iref 5u(summary)        | 100   | -4.976u |        | -4.867u | -4.939u | 17.44n |                 |     | 0      |
|   | Iref 5u                 | 100   | -4.976u | info   | -4.867u | -4.939u | 17.44n |                 |     | 0      |
| -   | Iref 1u(summary)        | 100   | -997.9n |        | -974.9n | -987.8n | 4.08n  |                 |     | 0      |
|   | Iref 1u                 | 100   | -997.9n | info   | -974.9n | -987.8n | 4.08n  |                 |     | 0      |
| -   | Iptat 5u(summary)       | 100   | -5.057u |        | -4.97u  | -5.016u | 15.42n |                 |     | 0      |
|   | Iptat 5u                | 100   | -5.057u | info   | -4.97u  | -5.016u | 15.42n |                 |     | 0      |
| -   | Iptat 1u(summary)       | 100   | -1.013u |        | -990.8n | -1.003u | 4.028n |                 |     | 0      |
|   | Iptat 1u                | 100   | -1.013u | info   | -990.8n | -1.003u | 4.028n |                 |     | 0      |

Obr. 3.20: Výsledok analýzy Monte Carlo po úprave rozmerov tranzistorov prúdových referencií

### 3.7 Zhrnutie výsledkov

Po navrhnutí a zostrojení všetkých častí zdroja, boli zhotovené simulácie pre analýzu funkčnosti a následná optimalizácia niektorých parametrov pre dosiahnutie lepších výsledkov. Po analýze výsledkov zo simulácii funkcie dvoch navrhnutých referencií bola ako referenčná, ktorá sa používala v ďalších simuláciách finálneho zdroja, použitá referencia podľa Brokawa. Táto referencia vykazovala lepšie výsledky vo väčšine výstupných parametrov.

Ďalej v tabuľke Tab. 3.2 je zhrnutie dosiahnutých výsledkov navrhnutého zdroja so základným blokom napäťovej referencie podľa Brokawa, z ktorého vychádza presnosť celého zdroja.

Tab. 3.2: Parametre navrhnutého zdroja

| Parameter           | Podmienky   | Symbol                       | Min            | Typ             | Max                       | Jedn.              |
|---------------------|---|------------------------------|----------------|-----------------|---------------------------|--------------------|
| Vstupné napätie     | $T = -20^{\circ}C$ ,<br>$I_{load} = 1\mu A$<br>$T = 100^{\circ}C$ ,<br>$I_{load} = 20mA$                              | $U_{in}$                     | 4.35<br>5      |                 | 12<br>12                  | V                  |
| Nastaviteľný výstup | $U_{ref} = 3.3/1.8V$ ,<br>4 bity  | $U_{digout}$                 | $\approx 0$    | 16 úrovní       | $\frac{15}{16}U_{refout}$ |                    |
| Teplota             |   | $T$                          | -20            | 27              | 100                       | $^{\circ}C$        |
| Výstupné napätie    | $U_{in} = 7V$   | $U_{refout}$                 | 3.2984         | 3.2974          | 3.2963                    | V                  |
| Referenčný prúd     | $U_{in} = 7V$   | $I_{ref1u}$<br>$I_{ref5u}$   | 0.999<br>4.995 | 1.0038<br>5.018 | 1.004<br>5.02             | $\mu A$<br>$\mu A$ |
| PTAT prúd           | $U_{in} = 7V$   | $I_{ptat1u}$<br>$I_{ptat5u}$ | 0.965<br>4.82  | 1.018<br>5.09   | 1.085<br>5.42             | $\mu A$<br>$\mu A$ |
| Spotreba            | $U_{in} = 10V$ , $U_{refout} = 3.3V$ , $U_{digout} = 0V$<br>$U_{in} = 10V$ , $U_{refout} = 3.3V$ , $U_{digout} = max$ | $I_{source}$<br>$I_{source}$ |                | 62.32<br>81.62  |                           | $\mu A$<br>$\mu A$ |

Výstupné napätie zdroja je možné nastaviť interným prepojením signálu z napäťovej referencie. Výsledná spotreba obvodu pri  $U_{refout} = 3.3V$ , je zobrazená vo vyššie uvedenej tabuľke a taktiež v prílohe D.7. Funkčnosť referencie bola testovaná v širokom rozsahu vstupných parametrov, vrátane zadaných parametrov podľa zadania.

## 4 Záver

Táto diplomová práca pojednáva o návrhu nízkonapäťového napájacieho a referenčného bloku založeného na teplotne stabilnej napäťovej referencii. V úvode práce je spísaná teória problematiky využívaná pri praktickom návrhu v ďalšej časti práce.

Pre základ napájacieho bloku boli zrealizované dve odlišné napäťové referencie - referencia podľa Brokawa a MOSFET referencia využívajúca sčítanie prúdov s kladným a záporným teplotným koeficientom. Optimalizáciou referencií boli dosiahnuté teplotne stabilné výstupné napätia s relatívnou zmenou napätia, na rozsahu  $-20^{\circ}C$  až  $100^{\circ}C$ , pre  $U_{ref} = 1.8V$   $\delta U = 0.12\%$  pre Brokawovu referenciu a  $\delta U = 0.68\%$  pre MOSFET referenciu. Pre referenčné napätie  $U_{ref} = 3.3V$  sú relatívne odchýlky  $\delta U = 0.06\%$  pre Brokawovu referenciu a  $\delta U = 0.63\%$  pre MOSFET referenciu. Obvody referencií boli skonštruované ako samonastaviteľné na požadované napájanie v zapojení s navrhnutým stabilizátorom. Analýzou Monte Carlo bol analyzovaný vplyv procesných chýb a chýb návrhu. Výsledok analýzy ukázal, že procesné chyby majú najväčší faktor na chybe u MOSFET referencie a i po optimalizácii návrhových chýb by nebola dosiahnutá presnosť Brokawovej referencie, preto bola Brokawova referencia použitá v ďalšom postupe návrhu napájacieho zdroja.

Ďalšia časť práce je venovaná návrhu referenčného zdroja prúdu s výstupom prúdu typu PTAT a s nulovým koeficientom. Celý navrhnutý blok využíva prvky MOSFET. Navrhnuté referenčné prúdové výstupy  $1\mu A$  a  $5\mu A$  majú relatívnu zmenu, v teplotnom rozsahu  $-20^{\circ}C$  až  $100^{\circ}C$ ,  $\delta I_{ref} = 0.5\%$ . Prúdové výstupy typu PTAT  $1\mu A$  a  $5\mu A$ , majú relatívnu zmenu  $\delta I_{ptat} = 12\%$ .

Z požiadavky zadania bol navrhnutý 4-bitový DAC prevodník pre 16 úrovňové nastaviteľné nezávislé výstupné napätie.

Prúdový výstup zdroja je posilnený cez napäťový sledovač a tranzistor umožňujúci odber prúdu podľa požiadavkov zadania.

Z navrhnutých blokov bol zostavený napájací zdroj. Monte Carlo analýzou a následnou úpravou bola znížená odchýlka návrhových vplyvov (súbehu) z  $10mV$  na  $4.46mV$  pre  $1\sigma$ . Taktiež bolo touto úpravou dosiahnuté presnejších výstupov prúdov. Výstupné napätie zdroja z  $3.3V$  na  $1.8V$  je možné zmeniť interným prepojením vodiča. Prúdový odber výsledného zdroja sa pohybuje od  $63.32\mu A$  –  $81.62\mu A$ .

Simulácia teplotnej závislosti v použitom rozsahu  $-20^{\circ}C$  až  $100^{\circ}C$  a testovanie vstupného napätia boli nad rámec zadaného rozsahu.

# Literatúra

- [1] SUN, Na a Robert SOBOT. A low-power low-voltage bandgap reference in CMOS. In: CCECE 2010 [online]. IEEE, 2010, 2010, s. 1-5 [cit. 2018-12-01]. DOI: 10.1109/CCECE.2010.5575247. ISBN 978-1-4244-5376-4. Dostupné z URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5575247/>.
- [2] ROBENEK, Jan. Úvod do světa napěťové reference – 1. díl [online]. 27. Červenec 2009 [cit. 2018-12-01]. Dostupné z URL: <https://vyvoj.hw.cz/teorie-a-praxe/uvod-do-sveta-napetove-reference-1-dil.html>.
- [3] FAYOMI, Christian Jésus B., Gilson I. WIRTH, Hervé Facpong ACHIGUI a Akira MATSUZAWA. Sub 1 V CMOS bandgap reference design techniques: a survey. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* [online]. 2010, 62(2), 141-157 [cit.2018-11-20]. DOI: 10.1007/s10470-009-9352-4. ISSN 0925-1030. Dostupné z URL: <http://link.springer.com/10.1007/s10470-009-9352-4>.
- [4] KLEDROWETZ, Vilém a Jiří HÁZE. *Návrh analogových integrovaných obvodů*. Brno, 2015. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně.
- [5] BOUŠEK, Jaroslav, Petr KOSINA a Barbora MOJROVÁ. *Elektronické součástky: skriptum*. Brno: FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ, VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ, 2015.
- [6] DUŠEK, S. *Návrh napěťových referencí v BiCMOS procesu ONC18*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 82 s., 21 s. příloh. Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.
- [7] *Analog Integrated Circuits - Fundamental Building Blocks: Current and Voltage References* [online]. [cit. 2018-12-02]. Dostupné z: <http://www.bel.utcluj.ro/ci/eng/aic/documents/references.pdf>.
- [8] GRAY, Paul R. *Analysis and design of analog integrated circuits*. 4th ed. New York: Wiley, c2001. ISBN 04-713-2168-0.
- [9] KOTRČ, V. *Napěťové reference v bipolárním a CMOS procesu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 79 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Kadaňka.
- [10] RAZAVI, Behzad. *Design of analog CMOS integrated circuits*. Boston, MA: McGraw-Hill, c2001. ISBN 0072380322.

- [11] Noise (electronics). Wikipedia, the free encyclopedia [online]. [cit. 2018-12-09]. Dostupné z: <[https://en.wikipedia.org/wiki/Noise\\_\(electronics\)#Noise\\_types](https://en.wikipedia.org/wiki/Noise_(electronics)#Noise_types)>.
- [12] KADAŇKA, P. Návrh nízkošumové Band Gap reference v BCD procesu. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 56 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Kadaňka.
- [13] KEIM, Robert. What Is Electrical Noise and Where Does It Come From?. All About Circuits [online]. June 21, 2018 [cit. 2018-12-09]. Dostupné z: <<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/electrical-noise-what-causes-noise-in-electrical-circuits/>>.
- [14] KADAŇKA, Petr. MNAI PREDNASKA 3: Šum. Výukové materiály.
- [15] KOLAŘÍK, Vladimír. Modelování a simulace: [program PSpice]. Brno: Vysoké učení technické, 1999. Učební texty vysokých škol. ISBN 8021414774.
- [16] KADAŇKA, Petr. MAIO Prednáška 5: Výukové materiály.
- [17] DUŠEK, P. *Návrh převodníku DA pro nízkonapěťové aplikace v technologii CMOS*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 58s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D..

## Zoznam symbolov, veličín a skratiek

|                 |   |
|-----------------|---|
| <b>BG</b>       | Bandgap   |
| <b>AD</b>       | Analog to Digital                                 |
| <b>DA</b>       | Digital to Analog                                 |
| <b>LDO</b>      | Low-Dropout                                       |
| <b>PN</b>       | prechod z polovodičov typu P a N                  |
| <b>MOSFET</b>   | Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor |
| <b>CMOS</b>     | Complementary Metal Oxide Semiconductor           |
| <b>IO</b>       | Integrovaný obvod                                 |
| <b>G</b>        | Gate - hradlo                                     |
| <b>D</b>        | Drain   |
| <b>S</b>        | Source  |
| <b>B</b>        | Bulk  |
| <b>B</b>        | Báza - Base                                       |
| <b>C</b>        | Kolektor - Collector                              |
| <b>E</b>        | Emitor  |
| <b>PTAT</b>     | Proportional to absolute temperature              |
| <b>CTAT</b>     | Complementary to absolute temperature             |
| <b>RF</b>       | Radio Frequency                                   |
| $U_{DS}$        | napätie medzi elektródami drain a source          |
| $U_{GS}$        | napätie medzi elektródami gate a source           |
| $U_{TH}$        | prahové napätie MOSFET tranzistoru                |
| $I_D$           | prúd elektródou drain                             |
| $KP$            | transkonduktančný parameter                       |
| $\lambda$       | parameter modulácie dĺžky kanálu                  |
| $C_{ox}$        | kapacita oxidu                                    |
| $\mu_0$         | pohyblivosť elektrónov                            |
| $\epsilon_{ox}$ | permitivita oxidu                                 |
| $t_{ox}$        | hrúbka oxidu                                      |
| $L$             | dĺžka kanálu hradla tranzistoru                   |
| $W$             | šírka kanálu hradla tranzistoru                   |
| $r_{out}$       | výstupný odpor tranzistoru                        |
| $g_m$           | transkonduktancia tranzistoru                     |
| $n$             | parameter procesu MOSFET tranzistoru              |
| $k$             | boltzmanova konštanta                             |
| $T$             | termodynamická teplota                            |
| $q$             | elektrický náboj elektrónu                        |
| $V_T$           | teplotné napätie                                  |

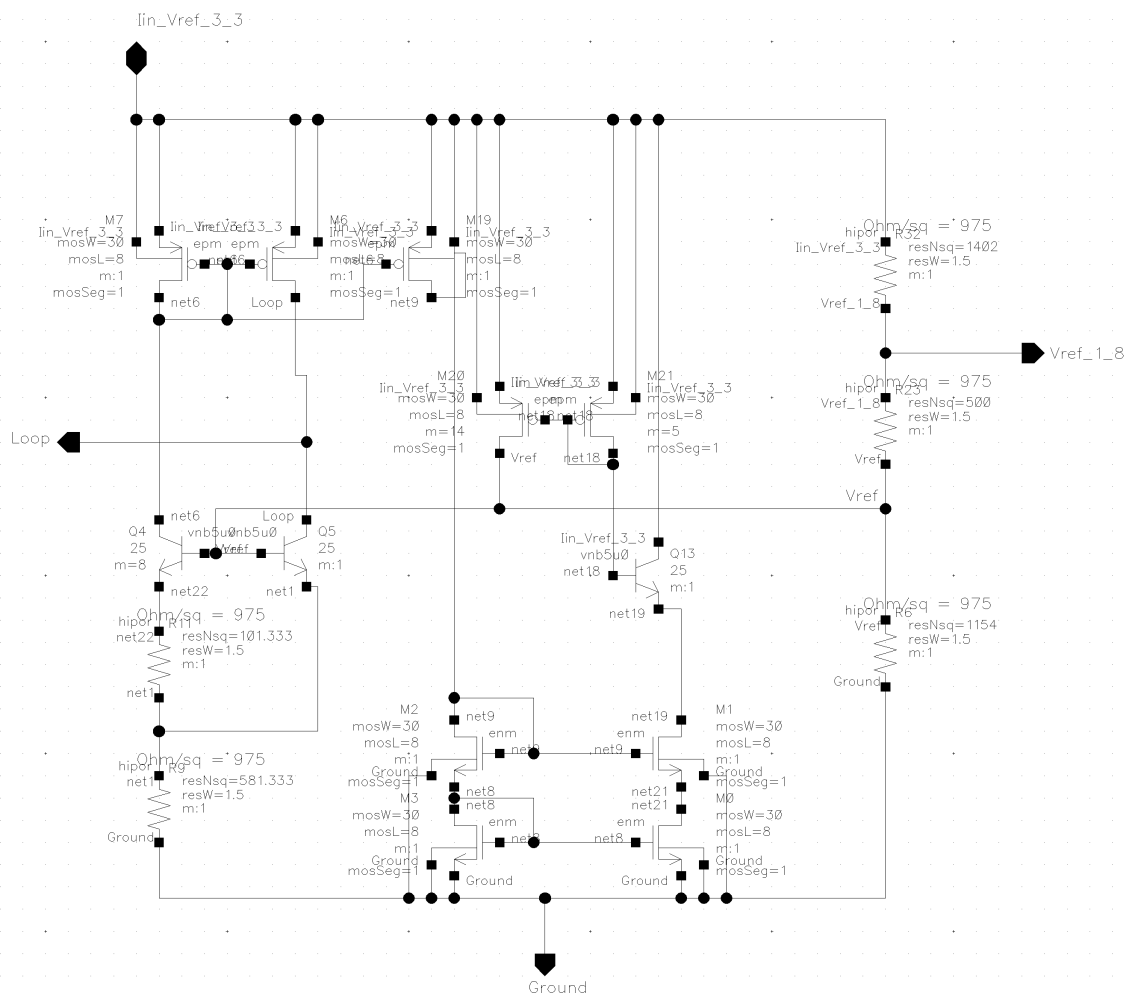
|            |  |
|------------|--|
| $\beta$    | prúdový zosilovací činiteľ bipolárneho tranzistoru |
| $I_C$      | prúd kolektorom bipolárneho tranzistoru            |
| $I_B$      | prúd bázou bipolárneho tranzistoru                 |
| $I_S$      | saturačný prúd bipolárneho tranzistoru             |
| $A$        | plocha bipolárneho tranzistoru                     |
| $D_n, D_p$ | difúzne koeficienty                                |
| $L_n, L_p$ | stredné difúzne dĺžky minoritných nosičov          |
| $T_C$      | teplotný koeficient                                |
| $U_{BE}$   | napätie na prechode báza-emitor                    |
| $N$        | pomer plôch emitorov bipolárnych tranzistorov      |
| $U_{ref}$  | referenčné napätie                                 |
| $N$        | pomer prúdov tečúcich dvomi tranzistormi           |
| $S$        | pomer rozmerov W,L MOSFET tranzistorov             |
| $v_x$      | napätový šum zdroja $x$                            |
| $i_x$      | prúdový šum zdroja $x$                             |
| $f_c$      | lomový kmitočet medzi tepelným a kmitavým šumom    |

# Zoznam príloh

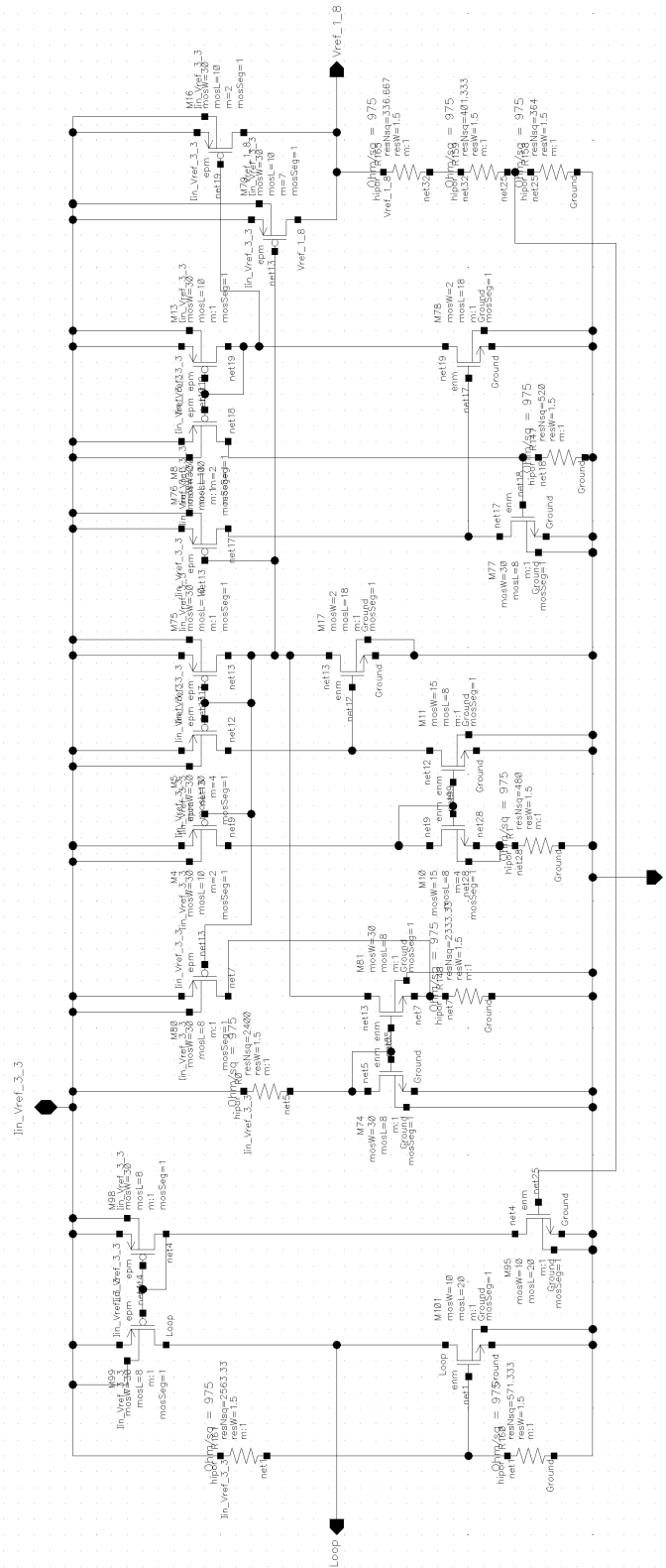
|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>A</b> | <b>Navrhované referencie</b>  | <b>66</b> |
| A.1      | Schéma referencie podľa Brokawa s parametrami po optimalizácii . . .                        | 66        |
| A.2      | Schéma MOSFET referencie s parametrami po optimalizácii . . . . .                           | 67        |
| <b>B</b> | <b>Ďalšie časti zdroja</b>  | <b>68</b> |
| B.1      | Schéma predstabilizátora . . . . .  | 68        |
| B.2      | Schéma operačného zosilovača . . . . .  | 69        |
| B.3      | Schéma zdroja prúdu . . . . .   | 70        |
| B.4      | Schéma digitálne nastaviteľnej referencie . . . . .   | 71        |
| <b>C</b> | <b>Blokové zhotovenie</b>   | <b>72</b> |
| C.1      | Blokové zhotovenie zdroja s modulárnym usporiadaním referencie . .                          | 72        |
| C.2      | Symbol súčiastky zdroja] . . . . .  | 73        |
| C.3      | Testovacie zapojenie zdroja . . . . .   | 74        |
| <b>D</b> | <b>Doplňujúce simulácie</b>   | <b>75</b> |
| D.1      | Výsledok vplyvu súčiastiek na napätia u mismatch analýzy pred ich<br>úpravou . . . . .      | 75        |
| D.2      | Výsledok vplyvu súčiastiek na napätia u mismatch analýzy po ich<br>úprave . . . . .         | 76        |
| D.3      | Výsledok vplyvu súčiastiek na referenčný prúd u mismatch analýzy .                          | 76        |
| D.4      | Výsledok vplyvu súčiastiek na referenčný prúd u mismatch analýzy<br>po ich úprave . . . . . | 77        |
| D.5      | Výsledok vplyvu súčiastiek na PTAT prúd u mismatch analýzy . . .                            | 77        |
| D.6      | Výsledok vplyvu súčiastiek na PTAT prúd u mismatch analýzy po<br>ich zmene . . . . .        | 78        |
| D.7      | Prúdová spotreba zdroja . . . . .   | 78        |

# A Navrhované referencie

## A.1 Schéma referencie podľa Brokawa s parametrami po optimalizácii

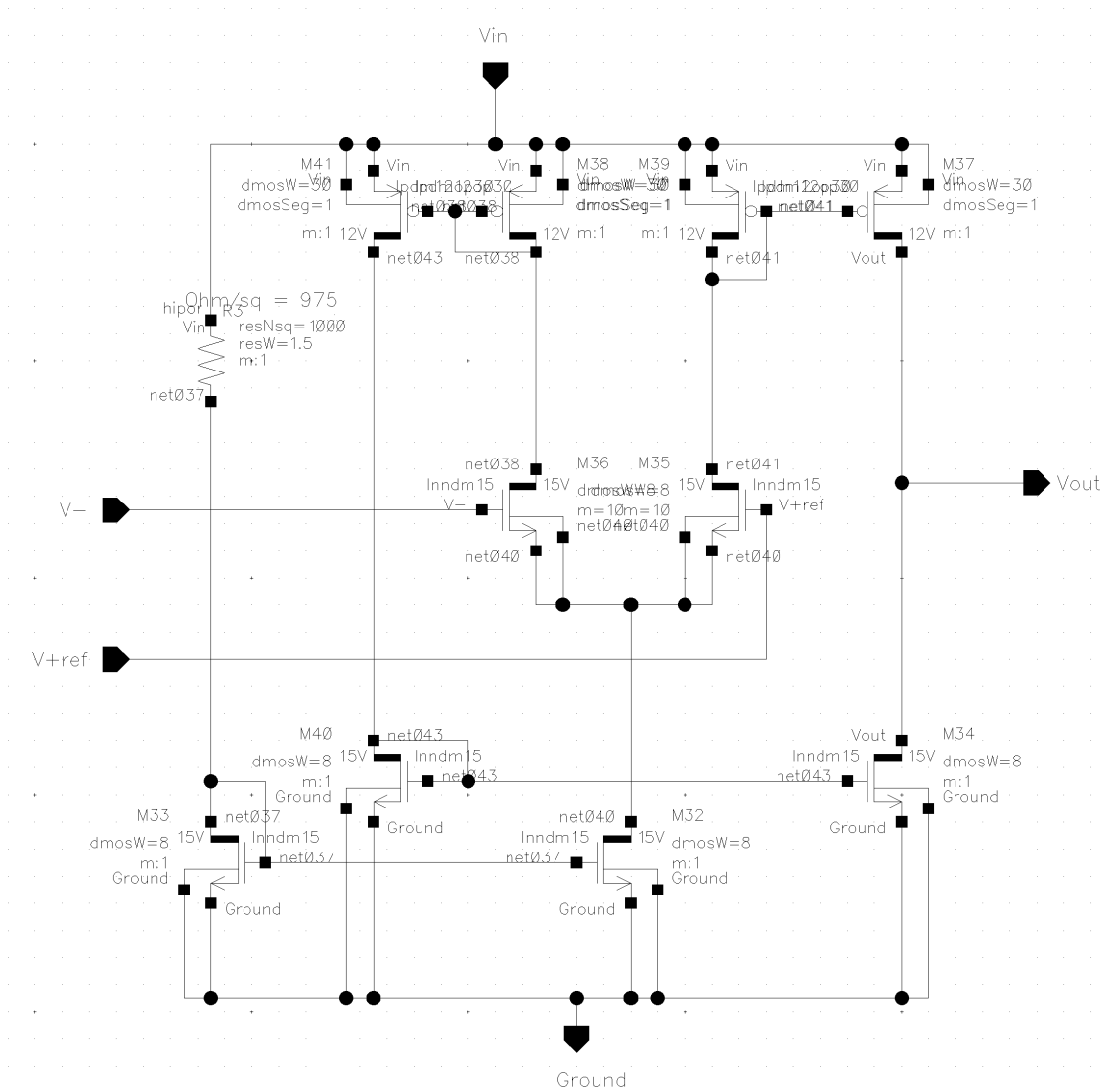


## A.2 Schéma MOSFET referencie s parametrami po optimalizácii

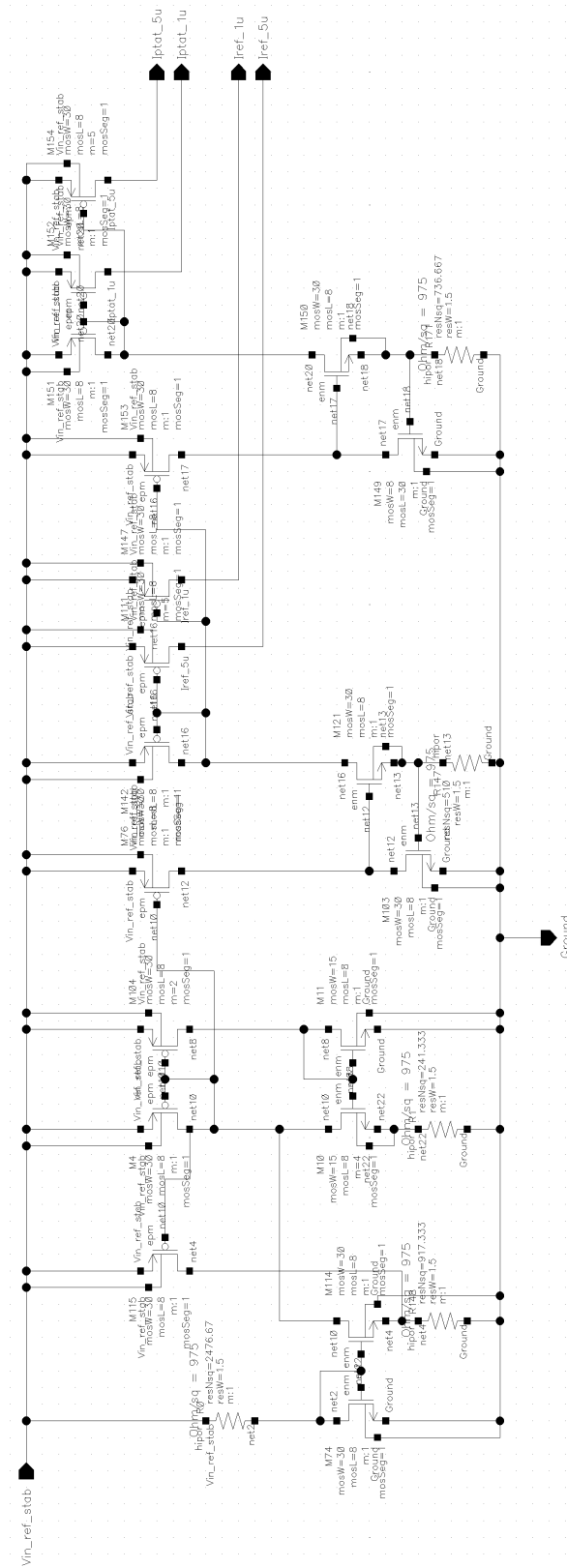




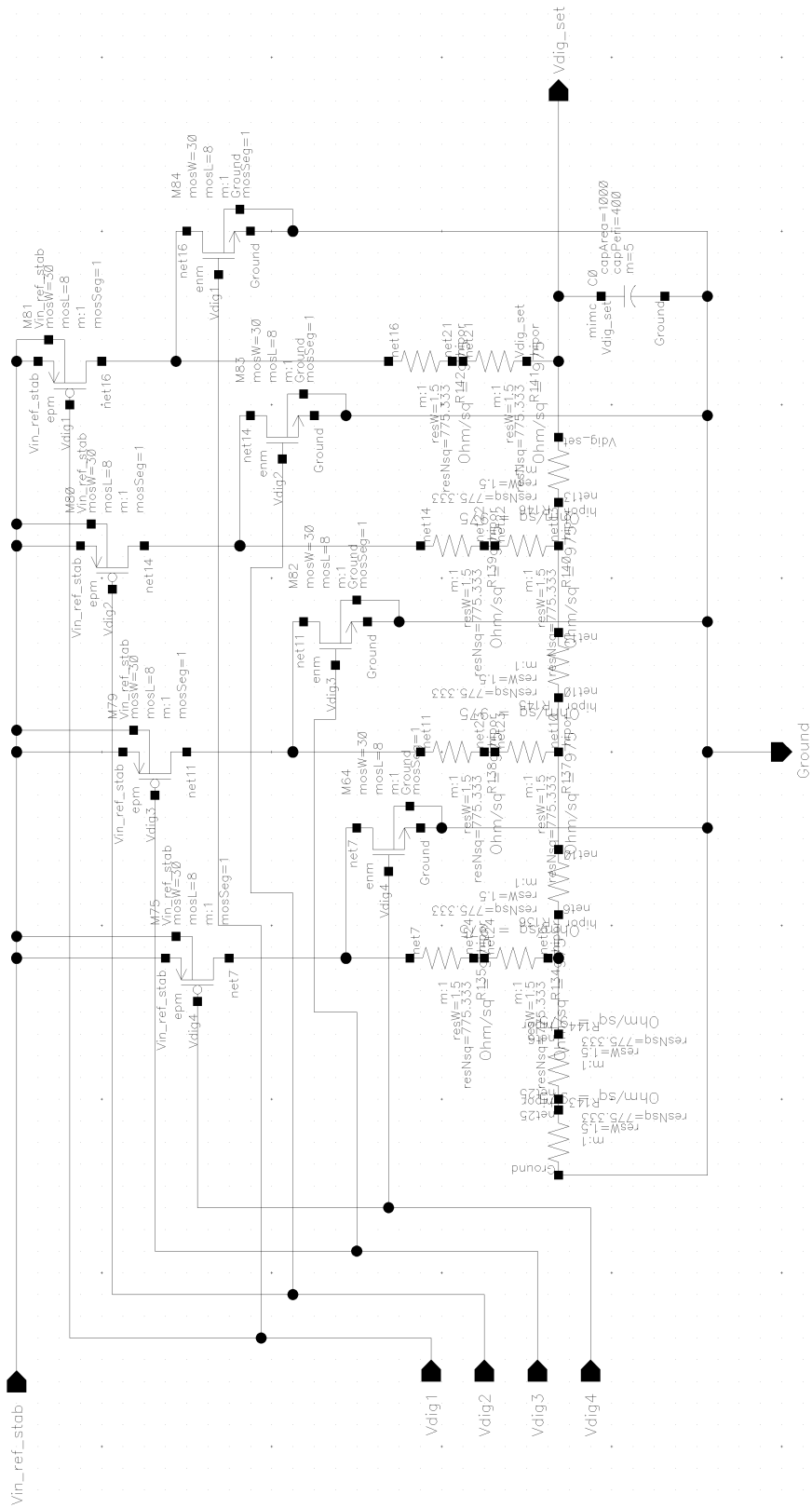
## B.2 Schéma operačného zosilovača



## B.3 Schéma zdroja prúdu

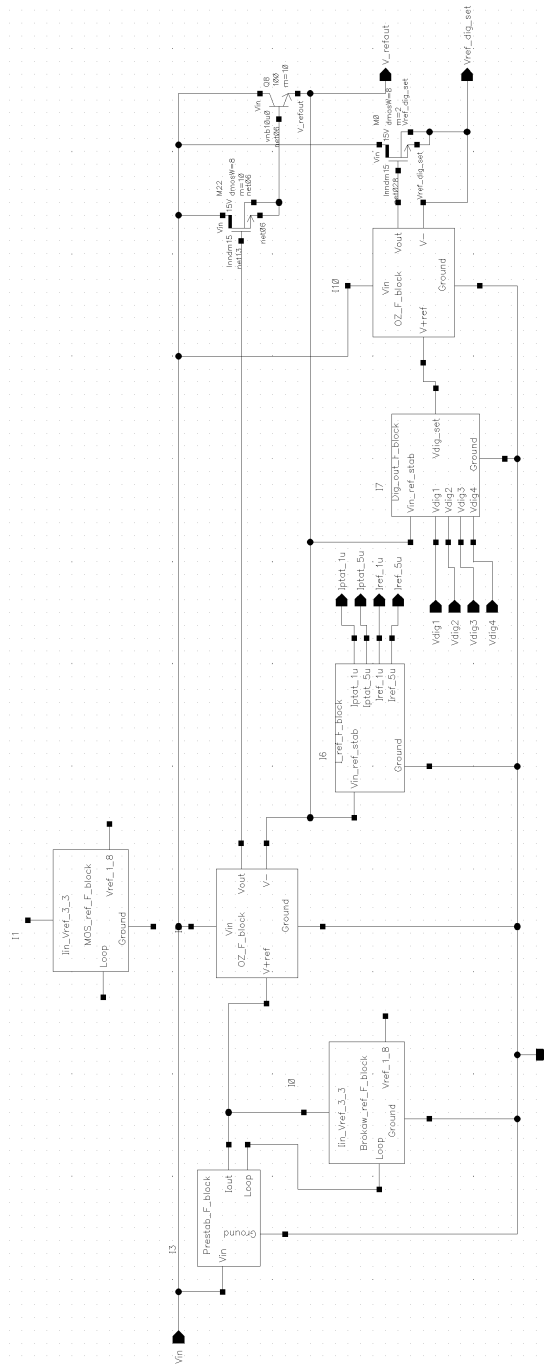


## B.4 Schéma digitálne nastaviteľnej referencie

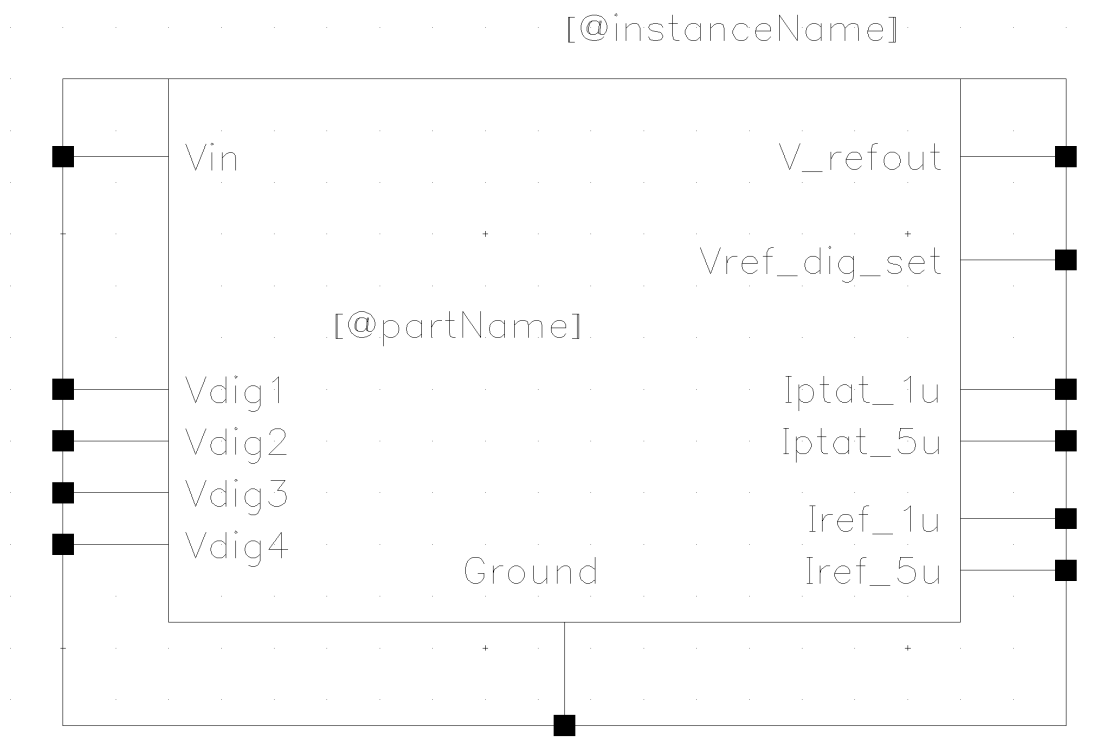


# C Blokové zhotovenie

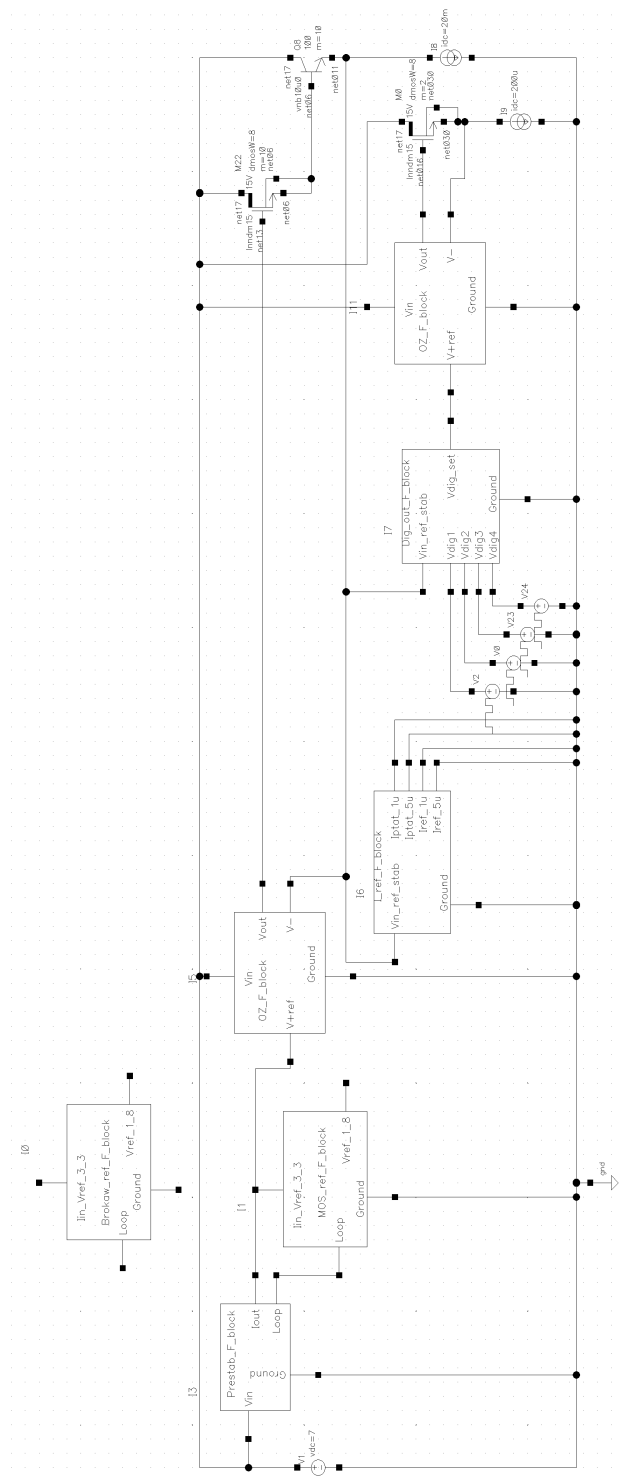
## C.1 Blokové zhotovenie zdroja s modulárnym usporiadaním referencie



## C.2 Symbol súčiastky zdroja]



## C.3 Testovacie zapojenie zdroja



## D Doplnujúce simulácie

### D.1 Výsledok vplyvu súčiastiek na napätia u mismatch analýzy pred ich úpravou

|                        | Vdig out<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91210 | Vref 1.8V<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.95839 | Vstab<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.92518 |
|------------------------|---|--|--|
| /M6:var_match_vth_epm  | 53%   | 62%  | 59%  |
| /M7:var_match_vth_epm  | 30%   | 38%  | 33%  |
| /M44:lnndm15_vth0_mcnx | 5%  | 0%   | 0%   |
| /M45:lnndm15_vth0_mcnx | 5%  | 0%   | 0%   |
| /M40:lnndm15_vth0_mcnx | 3%  | 0%   | 3%   |
| /M34:lnndm15_vth0_mcnx | 2%  | 0%   | 4%   |

Obr. D.1: Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného a výstupného napätia

## D.2 Výsledok vplyvu súčiastiek na napätia u mismatch analýzy po ich úprave

|                        | Vdig out<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.90765 | Vref 1.8V<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.93279 | Vstab<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91199 |
|------------------------|---|--|--|
| /M6:var_match_vth_epm  | 21%   | 49%  | 30%  |
| /M7:var_match_vth_epm  | 21%   | 45%  | 32%  |
| /R11:hipor_rsh_mcnx    | 3%  | 6%   | 4%   |
| /M45:lnndm15_vth0_mcnx | 11%   | 0%   | 0%   |
| /M40:lnndm15_vth0_mcnx | 9%  | 0%   | 12%  |
| /M44:lnndm15_vth0_mcnx | 9%  | 0%   | 0%   |

Obr. D.2: Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného a výstupného napätia po úprave

## D.3 Výsledok vplyvu súčiastiek na referenčný prúd u mismatch analýzy

|                         | Vdig out<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91005 | Vref 1.8V<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.93460 | Vstab<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91276 | Iref 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91651 | Iref 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.93292 | Iptat 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91967 | Iptat 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.94694 |
|-------------------------|---|--|--|--|--|---|---|
| /M142:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 65%  | 51%  | 0%  | 0%  |
| /M111:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 15%  | 0%   | 0%  | 0%  |
| /M147:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 49%  | 0%  | 0%  |
| /M6:var_match_vth_epm   | 23%   | 52%  | 33%  | 0%   | 0%   | 0%  | 0%  |
| /M7:var_match_vth_epm   | 22%   | 42%  | 30%  | 0%   | 0%   | 0%  | 0%  |
| /M34:lnndm15_vth0_mcnx  | 7%  | 0%   | 13%  | 0%   | 0%   | 0%  | 0%  |

Obr. D.3: Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného prúdu

## D.4 Výsledok vplyvu súčiastiek na referenčný prúd u mismatch analýzy po ich úprave

|                         | Vdig out<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.90765 | Vref 1.8V<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.93279 | Vstab<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91199 | Iref 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.90832 | Iref 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = <b>0.92565</b> | Iptat 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.90549 | Iptat 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91016 |
|-------------------------|---|--|--|--|---|---|---|
| /M142:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 63%  | 44%   | 4%  | 0%  |
| /M147:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 39%   | 0%  | 0%  |
| /M106:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 12%  | 9%  | 0%  | 0%  |
| /M103:var_match_vth_enm | 0%  | 0%   | 0%   | 8%   | 5%  | 0%  | 0%  |
| /M107:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 5%   | 3%  | 0%  | 0%  |
| /M111:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 11%  | 0%  | 0%  | 0%  |

Obr. D.4: Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu referenčného prúdu po zmene

## D.5 Výsledok vplyvu súčiastiek na PTAT prúd u mismatch analýzy

|                         | Vdig out<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91005 | Vref 1.8V<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.93460 | Vstab<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91276 | Iref 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91651 | Iref 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.93292 | Iptat 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91967 | Iptat 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = <b>0.94694</b> |
|-------------------------|---|--|--|--|--|---|--|
| /M151:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 0%   | 82%   | 54%  |
| /M152:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 0%   | 0%  | 46%  |
| /M154:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 0%   | 18%   | 0%   |
| /M142:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 85%  | 51%  | 0%  | 0%   |
| /M111:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 15%  | 0%   | 0%  | 0%   |

Obr. D.5: Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu PTAT prúdu

## D.6 Výsledok vplyvu súčiastiek na PTAT prúd u mismatch analýzy po ich zmene

|                         | Vdig out<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.90765 | Vref 1.8V<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.93279 | Vstab<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91199 | Iref 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.90832 | Iref 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.92565 | Iptat 5u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.90549 | Iptat 1u<br>Nominal<br>R <sup>2</sup> = 0.91011 |
|-------------------------|---|--|--|--|--|---|---|
| /M151:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 0%   | 60%   | 54%   |
| /M152:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 0%   | 0%  | 46%   |
| /M154:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 0%   | 16%   | 0%  |
| /M142:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 63%  | 44%  | 4%  | 0%  |
| /M147:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 0%   | 39%  | 0%  | 0%  |
| /M106:var_match_vth_epm | 0%  | 0%   | 0%   | 12%  | 9%   | 0%  | 0%  |

Obr. D.6: Vplyv súčiastiek na mismatch analýzu PTAT prúdu po zmene

## D.7 Prúdová spotreba zdroja

|                      |                           |         |  |  |  |
|----------------------|---------------------------|---------|--|--|--|
| Final_design:Navrh:1 | I_Brokaw_block            | -2.889u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_Prestab_block           | -6.486u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_OZ_stab                 | -26.16u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_Current_block           | -6.192u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_Dig_block               | -1.294u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_OZ_digout               | -26.16u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_source_load_not_counted | 81.62u  |  |  |  |

Obr. D.7: Spotreba navrhnutého zdroja,  $V_{in} = 10V$ ,  $V_{ref} = 3.09V$ ,  $V_{dig} = max$

|                      |                           |         |  |  |  |
|----------------------|---------------------------|---------|--|--|--|
| Final_design:Navrh:1 | I_Brokaw_block            | -2.889u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_Prestab_block           | -6.486u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_OZ_stab                 | -26.16u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_Current_block           | -6.192u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_Dig_block               | -26.68p |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_OZ_digout               | -8.537u |  |  |  |
| Final_design:Navrh:1 | I_source_load_not_counted | 62.32u  |  |  |  |

Obr. D.8: Spotreba navrhnutého zdroja,  $V_{in} = 10V$ ,  $V_{ref} = 3.3V$ ,  $V_{dig} = 0V$