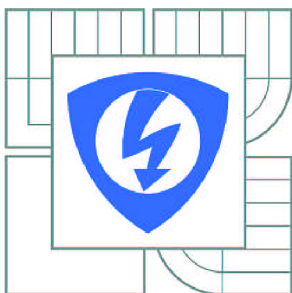


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

REFERENČNÍ ZDROJE NAPĚTÍ A PROUDU

VOLTAGE AND CURRENT REFERENCE SOURCES

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

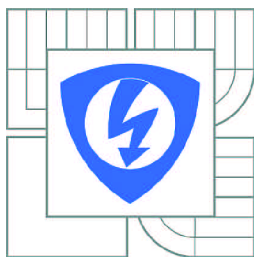
Bc. PAVEL SKALICKÝ

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ HÁZE, Ph.D.

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Mikroelektronika

Student: Bc. Pavel Skalický

ID: 70359

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Referenční zdroje napětí a proudu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte situaci v oblasti integrovaných referenčních zdrojů napětí a proudu. Navrhněte a simulujte dosažení požadovaných parametrů alespoň u jedné struktury z každé skupiny. Proveďte důkladnou rešerši možných struktur referencí a porovnejte jejich důležité parametry vč. doporučení oblasti použití.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 26.5.2011

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

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

Tématem diplomové práce jsou referenční zdroje napětí a proudu. V teoretické části je uveden podrobný popis referenčních zdrojů napětí a proudů, které tvoří základní stavební prvky mnoha analogových obvodů. V praktické části je pak uveden návrh jednoho napěťového referenčního zdroje, jednoho proudového referenčního zdroje a napěťového zdroje generujícího dvě napětí. U navržených struktur byla simulacemi ověřena jejich činnost, především závislost výstupního napětí nebo proudu na napájecím napětí a změna výstupního napětí nebo proudu při změně teploty.

Klíčová slova

Proudová a napěťová reference, teplota, analogové obvody, proudové zrcadlo, teplotní součinitel

Abstract

The topic of the master's thesis are voltage and current reference sources. There is detailed description of current and voltage references, which are basic building blocks of many analog circuits, in the theoretical part. Next part of the master's thesis is the design of a voltage reference source, the design of a voltage reference generating two voltages and a current reference source. The correct function of all circuits have been verified using simulations, especially dependence of the output voltage or current on supply voltage or dependence of the output voltage or current when the ambient temperature is changed.

Keywords

Current and voltage reference, temperature, analog circuits, current mirror, temperature coefficient

Bibliografická citace mé práce:

SKALICKÝ, P. *Referenční zdroje napětí a proudu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 76 s. Vedoucí diplomové práce Doc. Ing. Jiří Háze Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Referenční zdroje napětí a proudu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. dubna 2011

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Doc. Ing. Jiřímu Házemu, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. dubna 2011

.....
podpis autora

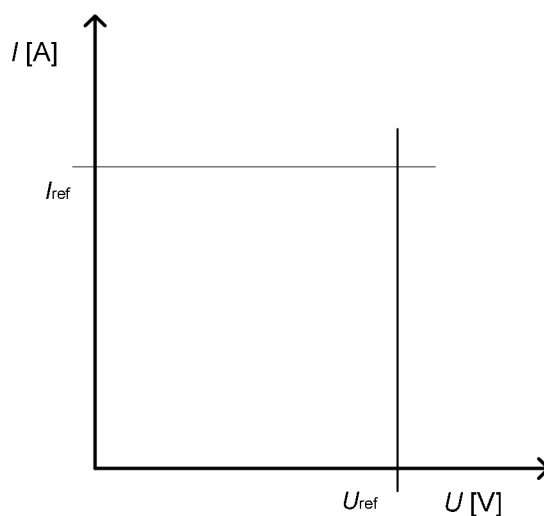
Obsah

1	Úvod	7
2	Napět'ové referenční zdroje	8
2.1	Napět'ové děliče	8
2.1.1	Rezistorový napět'ový dělič	8
2.1.2	Napět'ový dělič rezistor – bipolární tranzistor	9
2.1.3	Napět'ový dělič MOSFET – MOSFET	10
2.2	Přechod PN	12
2.3	Bandgap napět'ový referenční zdroj	13
2.3.1	Elementární bandgap referenční zdroj	16
2.3.2	Widlarův bandgap referenční zdroj	18
2.3.3	Bandgap referenční zdroj s operačním zesilovačem	19
2.3.4	Bandgap referenční zdroj CMOS	20
3	Proudové referenční zdroje	23
3.1	Proudové zdroje a nory	23
3.2	Proudová zrcadla	23
3.2.1	Widlarovo proudové zrcadlo	24
3.2.2	Kaskódové proudové zrcadlo	26
3.2.3	Wilsonovo proudové zrcadlo	27
3.3	Threshold proudový referenční zdroj	28
3.4	Proudový referenční zdroj využívající přechodu diody	30
3.5	Plovoucí proudový zdroj	31
4	Návrh napět'ového bandgap referenčního zdroje	33
4.1	Rozbor obvodového řešení	33
4.1.1	Základní buňka bandgap referenčního zdroje	33
4.1.2	Návrh operačního zesilovače	36
4.1.3	Zdroj proudu	36
4.1.4	Praktická realizace	38
4.2	Počítačové simulace	38
4.2.1	Stejnoseměrná analýza bandgap referenčního zdroje	39
4.2.2	Teplotní analýza	42
4.2.3	Vyhodnocení analýz	43

4.2.4	Eliminace vlivu teploty na výstupní referenční napětí	44
5	Návrh proudového bootstrap referenčního zdroje	46
5.1	Rozbor obvodového řešení	46
5.2	Počítačové simulace	48
5.2.1	Stejnoseměrná analýza	48
5.2.2	Teplotní analýza	50
5.2.3	Vyhodnocení analýz	52
6	Návrh referenčního zdroje generujícího dvě napětí	53
6.1	Rozbor obvodového řešení	53
6.2	Počítačové simulace	56
6.2.1	Stejnoseměrná analýza	56
6.2.2	Teplotní analýzy	60
6.2.3	Vyhodnocení analýz	68
7	Závěr	69
8	Použitá literatura	71
9	Seznam použitých zkratk	72
10	Seznam příloh	73
	Příloha A	74
	Příloha B	75
	Příloha C	76

1 Úvod

Referenční zdroje napětí a proudu (napěťové reference, proudové reference), jsou zdroje, které se vyznačují vysokou stabilitou a malou závislostí na vnějších podmínkách. Reference je součástka nebo obvodové řešení, které zajišťuje známý, dostatečně neměnný potenciál nebo proud a to tak dlouho, jak to jen příslušný systém bude vyžadovat. Nejdůležitější vlastnosti při dosahování známé výstupní veličiny jsou přesnost a stabilita. Odchylka od takto vymezené úrovně je označena jako chyba. Ideální referenční zdroje napětí a proudu jsou nezávislé na napájecím napětí a teplotě. Zdroje, jejichž citlivost na změny napájecího napětí je blízká 0,05 nebo nižší a teplotní koeficient výstupní veličiny nepřekračuje $5 \cdot 10^{-3} \text{ %/K}$ se považuje za stabilní (nezávislé na vnějších podmínkách). Využití proudových a napěťových referencí je v mnoha aplikacích analogových elektronických obvodů (diskrétních i integrovaných), které vyžadují takovéto stavební bloky. Ideální průběhy charakteristik proudového a napěťového referenčního zdroje jsou uvedeny na obr. 1.1. Charakteristiky jsou identické s ideálními charakteristikami napěťových a proudových zdrojů. V praxi však tyto ideální průběhy nelze realizovat. Proudové a napěťové reference spolu úzce souvisí. Stabilní zdroj proudu vyžaduje stabilní předpětí a stabilním zdrojem proudu můžeme realizovat stabilní zdroj napětí [1].



Obr. 1.1 Ideální charakteristika napěťové a proudové reference [1]

2 Napět'ové referenční zdroje

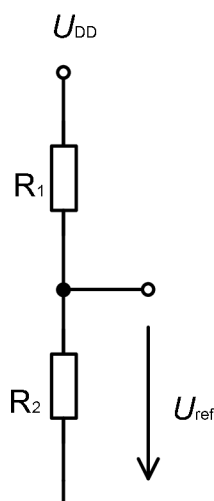
2.1 Napět'ové děliče

Velmi hrubé napět'ové reference mohou být vytvořeny z napět'ového děliče. Jako základní prvky děličů se dají použít pasivní i aktivní prvky (obr. 2.1, 2.2 a 2.3). Velikost referenčního napětí je přímo úměrné napájecímu napětí [4].

2.1.1 Rezistorový napět'ový dělič

Referenční napětí U_{ref} odpovídá úbytku napětí na rezistoru R_2 , obr. 2.1. Citlivost referenčního napětí U_{ref} na napájecím napětí U_{DD} je vyjádřena vztahem (1). Při citlivosti $S = 1$ a při 10 % změně napájecího napětí U_{DD} , bude změna referenčního napětí také 10 %, což je pro napět'ové reference nepřijatelné [4]

$$S_{U_{DD}}^{U_{ref}} = \frac{\frac{\partial U_{ref}}{U_{ref}}}{\frac{\partial U_{DD}}{U_{DD}}} = \frac{U_{DD}}{U_{ref}} \cdot \frac{\partial U_{ref}}{\partial U_{DD}} \quad (1)$$



Obr. 2.1 Rezistorový napět'ový dělič [4]

2.1.2 Napěťový dělič rezistor – bipolární tranzistor

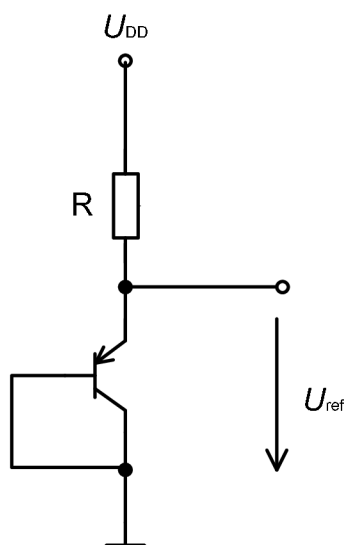
Další způsob jednoduché napěťové reference je uveden na obr. 2.2. Emitor bipolárního tranzistoru je připojen na napájecí napětí přes rezistor R. Referenční napětí U_{ref} odpovídá napětí U_{BE} bipolárního tranzistoru. Velikost referenčního napětí se vypočítá

$$U_{ref} = U_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I}{I_S}\right). \quad (2)$$

Kde U_{BE} je napětí mezi bází a emitorem tranzistoru, k je Boltzmanova konstanta, T je absolutní teplota, q je náboj elektronu, I je proud procházející tranzistorem a I_S je saturační proud tranzistoru.

Citlivost referenčního napětí U_{ref} na napájecím napětí U_{DD} je pak vyjádřena jako

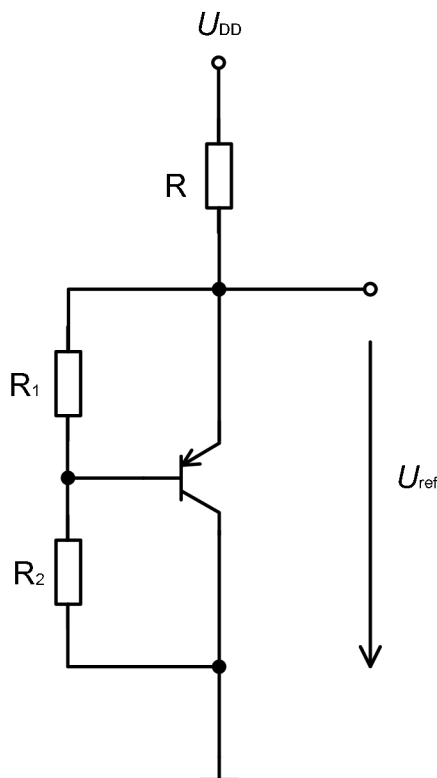
$$S_{U_{DD}}^{U_{ref}} = \frac{1}{\ln\left(\frac{U_{DD}}{R \cdot I_S}\right)} = \frac{1}{\ln\left(\frac{I}{I_S}\right)}. \quad (3)$$



Obr. 2.2 Napěťový dělič rezistor – bipolární tranzistor [4]

Na obr. 2.3 je uvedena modifikace zapojení z obr. 2.2. Velikost referenčního napětí se určí podle

$$U_{ref} \cong U_{BE} \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right). \quad (4)$$



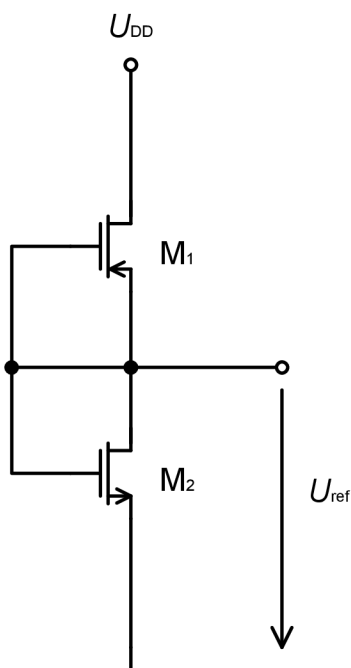
Obr. 2.3 Modifikace napěťového děliče rezistor – bipolární tranzistor [4]

2.1.3 Napěťový dělič MOSFET – MOSFET

Bipolární tranzistory z předchozích příkladů (obr. 2.2 a 2.3) lze nahradit tranzistory MOS. Na obr. 2.4 je uveden příklad napěťového děliče s využitím dvou tranzistorů MOS. Referenční napětí je napětí na hradlech tranzistorů MOS vztažené k zemi. Velikost referenčního napětí se určí

$$U_{ref} = \frac{U_{DD} - U_{THP} + \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} \cdot (U_{SS} + U_{THN})}{\sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} + 1}, \quad (5)$$

kde U_{DD} je napájecí napětí, U_{THP} a U_{THN} jsou prahová napětí, β_1 a β_2 jsou vodivostní činitele.



Obr. 2.4 Napěťový dělič MOSFET – MOSFET [4]

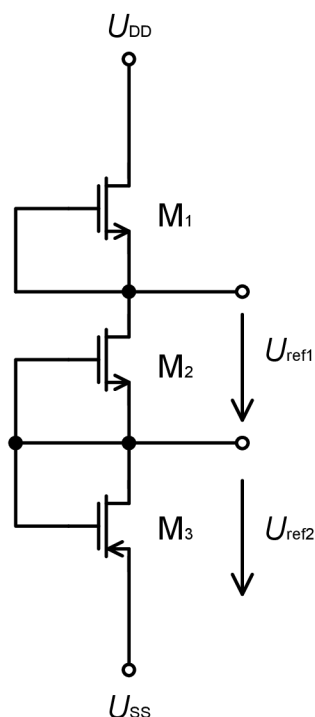
Citlivost referenčního napětí U_{ref} na změnu napájecího napětí U_{DD}

$$S_{U_{DD}}^{U_{ref}} = \frac{U_{DD}}{U_{DD} - U_{THP} + \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} \cdot (U_{SS} + U_{THN})}. \quad (6)$$

Teplotní závislost děliče, při zanedbání teplotní závislosti poměrů β_1/β_2

$$TC(U_{ref}) = \frac{1}{U_{ref}} \cdot \frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = \frac{1}{U_{ref}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} + 1} \cdot \left[\frac{\partial(-U_{THP})}{\partial T} + \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} \cdot \frac{\partial U_{THN}}{\partial T} \right]. \quad (7)$$

Při znalosti parametrů použité technologie se dá navrhnout dělič s téměř nulovou teplotní závislostí. Pro napěťové děliče s tranzistory MOS je možné použít i více těchto tranzistorů. Na obr. 2.5 je příklad praktické aplikace děliče se třemi tranzistory MOS.

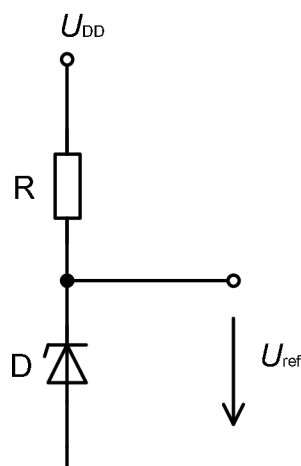


Obr. 2.5 Napěťový dělič MOSFET – MOSFET se třemi tranzistory [4]

2.2 Přechod PN

K vytvoření jednoduché napěťové reference může být také využito silně dotovaného přechodu PN, orientovaného v závěrném směru. V technické literatuře [4] je uvedeno, že minimální dynamický odpor a minimální teplotní koeficient mají stabilizační diody s průrazným napětím blízkým 6 V. Schéma zapojení takové jednoduché reference je uvedeno na obr. 2.6. Pro stabilizaci se využívá část A-V charakteristiky v závěrně orientovaném přechodu PN, kde dochází k prudkému nárůstu proudu. Tento jev nastává při průrazném napětí (breakdown voltage). Ohyb charakteristiky závisí na parametrech použitého materiálu přechodu PN a měl by být velmi ostrý. Průrazné napětí pro typické technologie CMOS se pohybuje okolo 6,5 až 7,5 V, a které mají teplotní koeficient asi 3 mV/°C. S výhodou se také jako stabilizační dioda v bipolárních integrovaných obvodech (dále jen IO) využívá závěrně polarizovaný emitorový přechod PN tranzistoru NPN (průrazné napětí je většinou 7 V). V obvodech CMOS se dá tak nízké průrazné napětí dosáhnout překrytím N⁺ a P⁺ aktivních oblastí. Citlivost výstupního napětí na napájecím napětí se určí

$$S_{U_{DD}}^{U_{ref}} = \frac{U_{DD}}{U_{ref}} \cdot \frac{\partial U_{ref}}{\partial U_{DD}} = \frac{U_{DD}}{U_{ref}} \cdot \frac{\partial U_{ref}}{\partial I} \cdot \frac{\partial I}{\partial U_{DD}} = \frac{U_{DD}}{U_{ref}} \cdot \frac{r_z}{r_z + r_0} \quad (8)$$



Obr. 2.6 Referenční zdroj se stabilizační diodou [1]

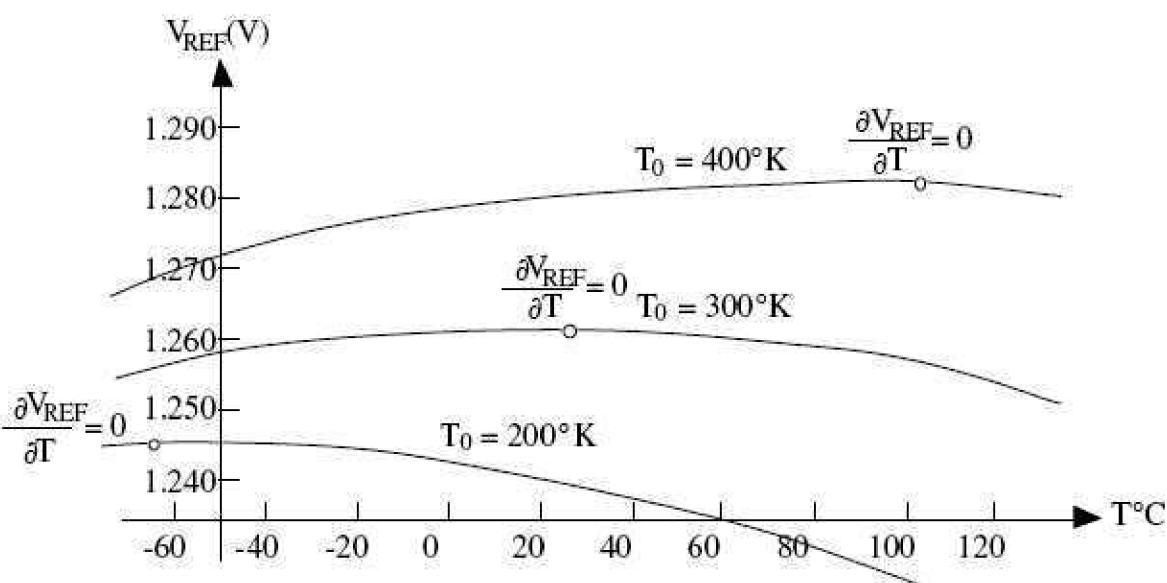
Teplotní stabilizace je v těchto případech složitější, neboť stabilizační diody s průrazným napětím nad 6 V mají teplotní koeficient průrazného napětí kladný a s narůstající hodnotou průrazného napětí stoupá. Tento efekt se dá částečně kompenzovat zapojením propustně polarizovaného přechodu PN (teplotní koeficient je přibližně $-0,3 \text{ \%}/\text{K}$) do série se stabilizační diodou. Pro spolehlivou minimalizaci vlivu teplotního koeficientu je nutné toto provést experimentálně pro danou technologii.

Stabilizační diody se dají využít jako jednoduché napěťové reference, spojené do série s rezistorem nebo aktivním prvkem k napětí U_{DD} nebo U_{SS} . Nevýhodou těchto referencí je, že vzhledem k relativně vysokému průraznému napětí není možné využít stabilizační diody v obvodech s nižším napájecím napětím.

2.3 Bandgap napěťový referenční zdroj

Pro referenční zdroje nižších hodnot napětí jsou nutné složitější obvody, které umožňují kompenzaci vnějších vlivů. Jednou z nich je napěťová bandgap reference. Tyto se vyznačují nízkou teplotní závislostí. Ta je dána součtem záporného teplotního koeficientu propustného napětí např. přechodu PN a kladného teplotního koeficientu (TC) teplotního napětí U_T . To je zpravidla určováno jako rozdíl napětí ΔU_{BE} dvou bipolárních tranzistorů. Teplotní koeficient přechodu PN je asi $-2,2 \text{ mV}/\text{K}$ a teplotního napětí asi $0,085 \text{ mV}/\text{K}$ za pokojové teploty. V ideálním případě se dá dosáhnout nulového teplotního koeficientu [4].

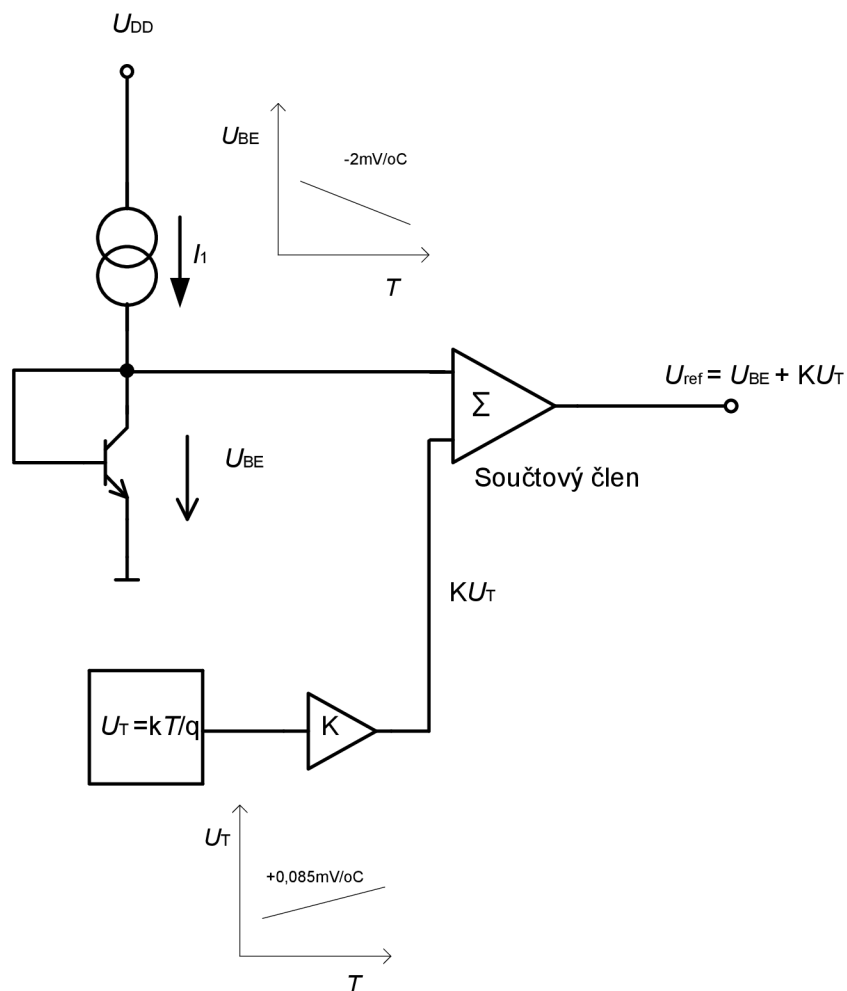
Nulového teplotního koeficientu však reálně není možné dosáhnout. Hodnoty součástek nikdy nejsou přesné, elektrický odpor rezistorů je teplotně závislý a napětí U_{BE} je slabě závislé na napájecím napětí. Samotné koeficienty se s teplotou mění a také změna U_{BE} s teplotou je nelineární. Charakteristicky zakřivené závislosti U_{ref} na teplotě jsou zobrazeny na obr. 2.7 [1]. Pro zajištění co nejlepší funkce obvodu je nutné zvolit bod, kde je první derivace závislosti nulová, tedy uprostřed teplotního rozsahu systému. Z uvedeného vyplývá, že pro dosažení nízkých hodnot TC se musí eliminovat zakřivení charakteristik. Kvalitní bandgap reference mají teplotní závislosti v řádu 10 ppm/°C.



Obr. 2.7 Teplotní závislosti bandgap reference [1]

Princip bandgap reference je uveden na obr. 2.8.

$$U_{ref} = U_{BE} + K \cdot U_T \quad (9)$$



Obr. 2.8 Princip bandgap napětové reference [1]

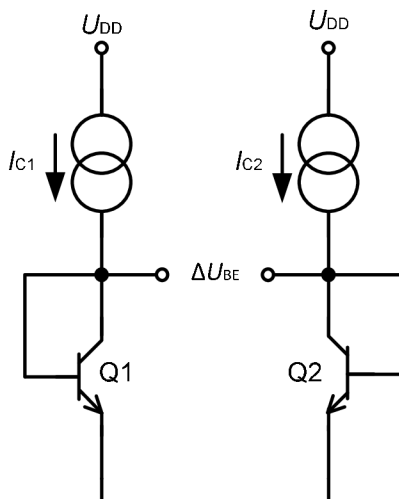
Generátor napětí U_T se dá realizovat jako rozdíl napětí na dvou bipolárních tranzistorech v diodovém zapojení. Jestliže pro diodové zapojení tranzistoru platí

$$U_{BE} = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_E}{I_{SS}}\right), \quad (10)$$

pak pro rozdíl úbytků napětí na dvou tranzistorech, kterými protékají proudy I_1 a I_2 platí

$$U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right). \quad (11)$$

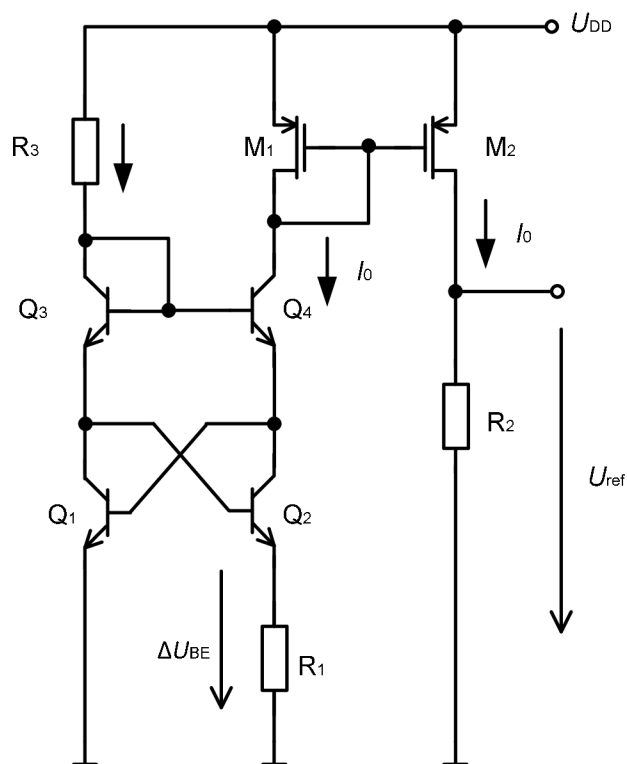
Při $I_2/I_1 = e$ (e – základ přirozených logaritmů), je rozdíl potenciálů na kolektorech těchto dvou tranzistorů je roven hodnotě U_T . Na obr. 2.9 je ukázka realizace zdroje rozdílového napětí U_{BE} .



Obr. 2.9 Realizace zdroje rozdílového napětí

2.3.1 Elementární bandgap referenční zdroj

Na obr. 2.10 je uveden způsob vytvoření referenčního napětí pomocí elementární bandgap reference. Hodnota U_{ref} se nastaví pomocí poměru odporů R_2/R_1 . Tímto poměrem odporů se nastaví i absolutní velikost teplotního koeficientu T_{CV}



Obr. 2.10 Elementární bandgap reference, varianta 1

$$U_{ref} = I_0 \cdot R_2 = \Delta U_{BE} \cdot \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_T \cdot k \cdot N = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln N, \quad (12)$$

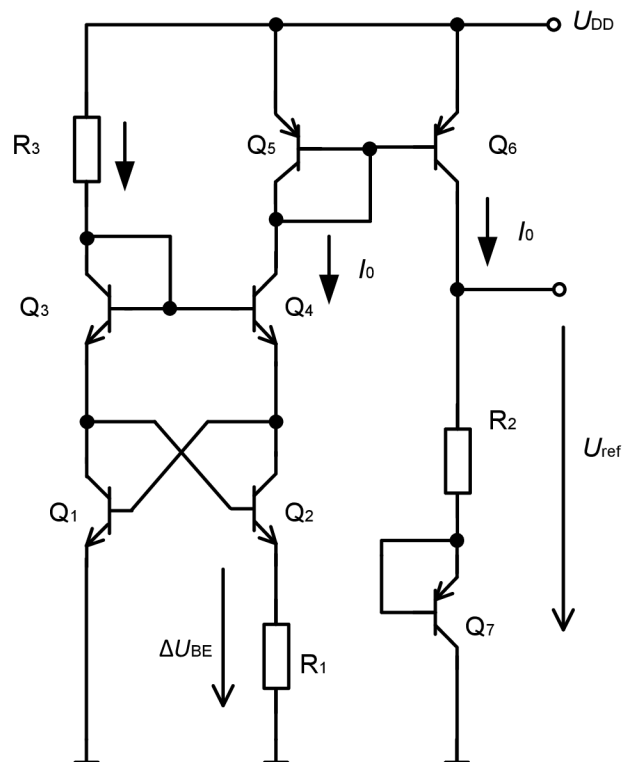
$$T_{CV} = \frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K}{q} \cdot \ln N. \quad (13)$$

Napětí je dáno pouze fyzikálními konstantami a geometrií R_2 a R_1 .

Na obr. 2.11 je uveden další způsob realizace bandgap reference. Referenční napětí je dáno součtem U_{PTAT} a napětí U_{BE} bipolárního tranzistoru (14),

$$U_{ref} = U_{PTAT} + U_{BE} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln N + U_{BE}, \quad (14)$$

$$\frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = T_{CV} + T_{CUBE} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K}{q} \cdot \ln N + T_{CUBE} = 0. \quad (15)$$

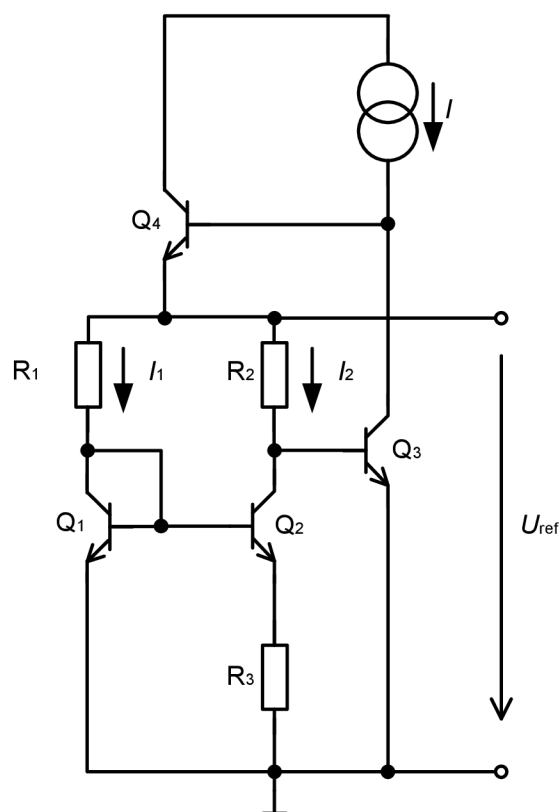


Obr. 2.11 Elementární bandgap reference, varianta 2

2.3.2 Widlarův bandgap referenční zdroj

Na obr. 2.12 je uvedena Widlarova bandgap reference. Tranzistor Q_1 pracuje s poměrně vysokou proudovou hustotou. Druhý tranzistor Q_2 pracuje s proudovou hustotou asi 10 krát menší. Rozdílové napětí ΔU_{BE} se pak objeví na R_3 . Při velkém zisku obou tranzistorů a zanedbání proudu do bází obou tranzistorů, bude napětí na R_2 úměrné ΔU_{BE} . Tranzistor Q_3 je zesilovací stupeň. Napětí na jeho kolektoru je rovno součtu napětí ΔU_{BE} a úbytku napětí na R_2 . Referenční napětí se pak vypočítá

$$U_{ref} = U_{BE} + \left(\frac{R_2}{R_3} \right) \cdot \Delta U_{BE} \quad (16)$$



Obr. 2.12 Widlarova bandgap reference

2.3.3 Bandgap referenční zdroj s operačním zesilovačem

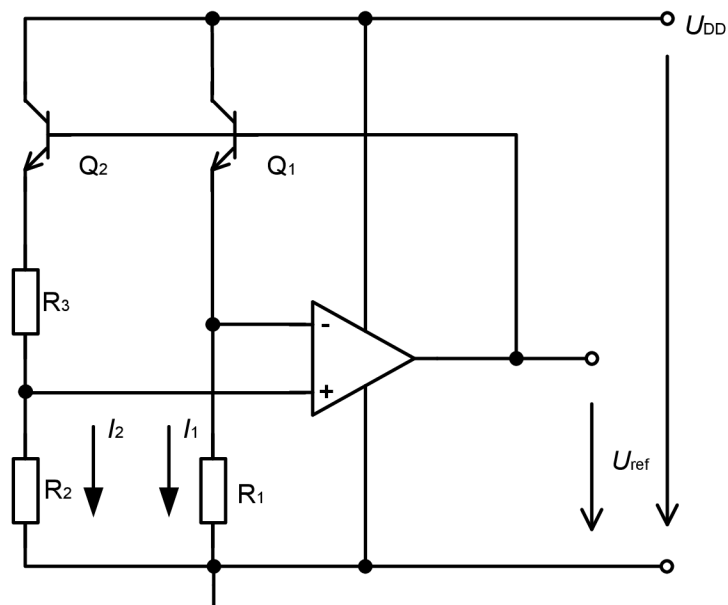
Ukázka zapojení bandgap reference s operačním zesilovačem je uvedena na obr. 2.13 a obr. 2.14. Činnost obou verzí je analogická. Operační zesilovač eliminuje vliv změny napájecího napětí a tím i změny velikosti proudů I_1 a I_2 . Musí platit: $I_1 \cdot R_1 = I_2 \cdot R_2$. Referenční napětí je dáno

$$U_{ref} = U_{BE1} + I_2 \cdot R_2 = U_{BE1} + \frac{R_2}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{R_2 \cdot I_{SS2}}{R_1 \cdot I_{SS1}}\right). \quad (17)$$

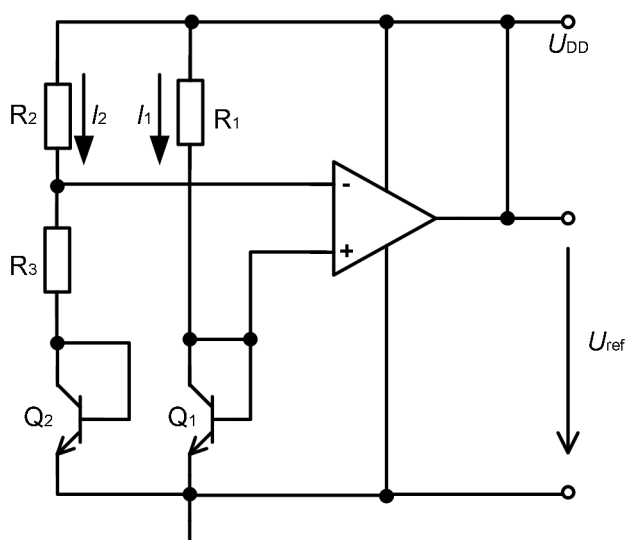
Pro eliminaci teplotního koeficientu musí být plochy emitorů a tím hodnoty I_{SS} tranzistorů rozdílné.

Níže uvedená zapojení jsou vhodná při využití v bipolární technice, ale i v obvodech MOS. Pro technologii CMOS s jámou typu P je vhodné zapojení podle obr. 2.14. Tranzistory Q_1 a Q_2 jsou realizovány jako substrátové NPN tranzistory. V případě N jámy se využije zapojení

podle obr. 2.13 a tranzistory Q_1 a Q_2 se nahradí tranzistory PNP a upraví se polarita napájecího napětí [4].



Obr. 2.13 Bandgap reference s operačním zesilovačem, varianta 1 [4]



Obr. 2.14 Bandgap reference s operačním zesilovačem, varianta 2 [4]

2.3.4 Bandgap referenční zdroj CMOS

Přímé řešení napěťové bandgap reference pro obvody CMOS je uvedeno na obr. 2.15. Využívá náhradu bipolárních tranzistorů tranzistory MOS. Tyto musí pracovat v režimu slabé

inverze, aby mohly sloužit pro generování U_T . Tranzistory M_1, M_3 a M_2, M_4 tvoří uzavřenou smyčku proudových zrcadel, které nastaví proud I_{R1} na takovou úroveň, že zpětná vazba přes odpor R_1 znemožní jeho další růst [4]. Na odporu R_1 vznikne úbytek vyjádřený

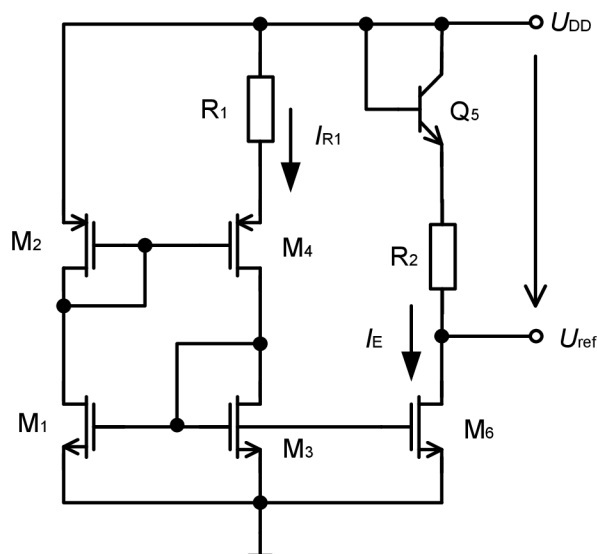
$$U_{R1} = U_T \cdot \ln\left(\frac{P_1 \cdot P_4}{P_2 \cdot P_3}\right), \quad (18)$$

kde U_T je teplotní napětí a poměr P je W/L příslušného tranzistoru. W je šířka kanálu a L je délka kanálu. Vztah platí za podmínky shodnosti parametrů tranzistorů NMOS na jedné straně a PMOS na straně druhé.

Jestliže je proud I_E roven $I_E = I_{R1} \cdot \left(\frac{P_6}{P_3}\right)$ (19), pak pro referenční napětí platí

$$U_{ref} = U_{BE} + I_E \cdot R_2 = U_{BE} + U_T \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{P_6}{P_3} \cdot \frac{P_1 \cdot P_4}{P_2 \cdot P_3}. \quad (20)$$

Pro kompenzaci teplotní závislosti musí být poměry tranzistorů M_1, M_3 a M_6 větší než u zbývajících tranzistorů. Tato bandgap reference má výhodu v malé spotřebě tranzistorů díky činnosti tranzistorů v podprahové oblasti. Realizace této napěťové reference vyžaduje kvalitní technologický proces k minimalizaci svodových proudů při podprahových podmínkách, které by mohly vést ke zhoršení teplotní kompenzace U_{ref} [4].



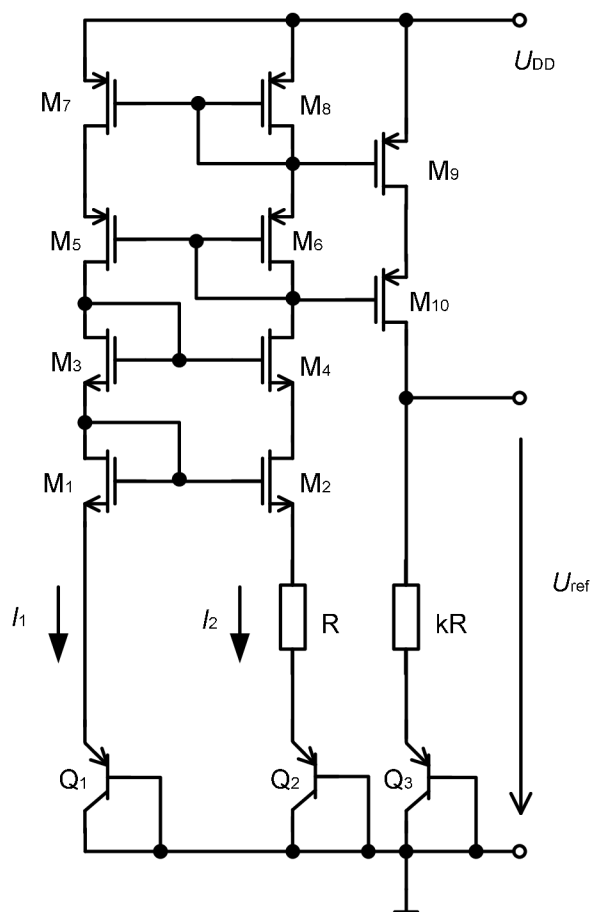
Obr. 2.15 Bandgap reference CMOS, varianta 1

Na obr. 2.16 je uvedeno další zapojení bandgap CMOS napěťové reference. Kaskodové zrcadlo tvořené tranzistory M₅ až M₈ má za úkol udržet shodné proudy přes tranzistory Q₁, Q₂ a Q₃. Zde platí

$$U_{BE1} = I_2 \cdot R + U_{BE2} \quad \text{neboli} \quad I_2 = \frac{U_T}{R} \cdot \ln(n), \quad (21)$$

$$U_{ref} = U_{BE3} + I_2 \cdot (k \cdot R) = U_{BE3} + k \cdot U_T \cdot \ln(n). \quad (22)$$

Z uvedených vztahů je zřejmé, že výstupní napětí je úměrné součtu napětí na přechodu PN a teplotního napětí. Vhodnou volbou konstant k a n se dá dosáhnout nulové teplotní závislosti. Kaskodové zapojení zde slouží pro zvýšení výstupního odporu jednotlivých bloků [4].



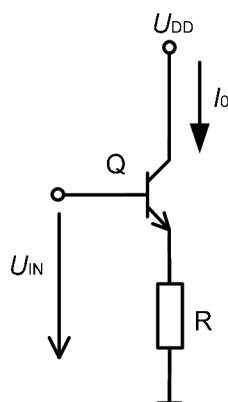
Obr. 2.16 Bandgap reference, varianta 2

3 Proudové referenční zdroje

V ideálním případě se jedná o zdroje proudu nezávislé na napájecím napětí, teplotě a s nekonečným vnitřním odporem. V reálném případě se zdroje proudu na čipu liší omezeným rozsahem pracovních napětí a konečným výstupním odporem. V praxi dále přibývají, jako důsledek rozptylu technologických parametrů a změn okolních podmínek, problémy s přesností a dosažení požadované hodnoty [4].

3.1 Proudové zdroje a nory

Základním a nejjednodušším řešením zdroje konstantního proudu je využití výstupní V-A charakteristiky bipolárního tranzistoru v lineárním (nesaturovaném) režimu, nebo tranzistoru MOS v režimu saturace. U obou typů tranzistorů se jedná o formálně stejnou část charakteristiky. Nevýhodou tohoto řešení je velká závislost proudu na výstupním napětí, což je dáno nízkým výstupním odporem pro oba druhy tranzistoru. Výstupní odpor se zvýší zařazením záporné zpětné vazby, kdy se do série s tranzistorem zapojí rezistor (obr. 3.1). Velikost výstupního odporu udává nezávislost na napětí [4].



Obr. 3.1 Jednoduchý proudový zdroj s bipolárním tranzistorem [4]

3.2 Proudová zrcadla

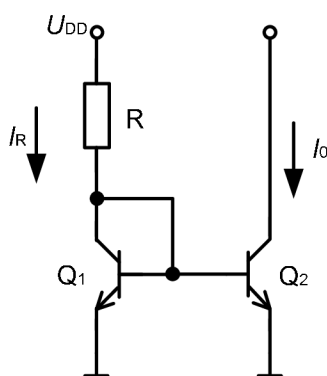
V následující kapitole jsou popsány jednotlivé typy proudových zrcadel, jak v bipolárním provedení tak i s tranzistory MOS. Proudová zrcadla tvoří základní stavební prvky integrovaných obvodů.

3.2.1 Widlarovo proudové zrcadlo

První proudová zrcadla byly realizována bipolární technologií a podle autora se zapojení na obr. 3.2 nazývá Widlarovo proudové zrcadlo. Tranzistor Q_1 je v diodovém zapojení a protéká jím referenční proud o velikosti

$$I_R = \frac{U_{DD} - U_{BE}}{R}. \quad (23)$$

$$\text{Pro } I_R \text{ dále platí } I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{B1} + (1 + \beta_1) + I_{B2}. \quad (24)$$



Obr. 3.2 Widlarovo proudové zrcadlo [4]

Při shodnosti parametrů obou tranzistorů, ale rozdílných velikostí ploch emitorů A_{E1} a A_{E2} , jsou jednotlivé proudy do báze určeny vztahy (25), (26) a referenční proud je pak dán

$$I_{B1} = I_B \cdot A_{E1}, \quad (25)$$

$$I_{B2} = I_B \cdot A_{E2}, \quad (26)$$

$$I_R = I_B \cdot [A_{E1} \cdot (1 + \beta_1) + A_{E2}] = \frac{I_0}{A_{E2} \cdot \beta_2} \cdot (A_{E2} + A_{E1} + A_{E1} \cdot \beta_1). \quad (27)$$

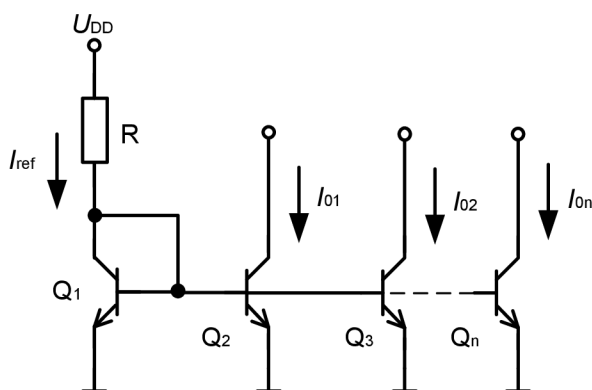
Z uvedeného pak vyplývá, že pokud pro tranzistory shodných parametrů musí platit $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, pak pro výstupní proud platí

$$I_0 = I_R \cdot \frac{\beta}{1 + \frac{A_{E1}}{A_{E2}} \cdot (\beta + 1)}. \quad (28)$$

Z uvedených vztahů dále je patrné, že pokud se tranzistory liší pouze plochou emitorů, pak je výstupní proud I_0 úměrný proudu referenčnímu I_{ref} s konstantou úměrnosti A_{E2}/A_{E1} . V případě shody ploch je výstupní proud téměř shodný s referenčním proudem [4].

Princip výše popsaného proudového zrcadla je možné použít i při návrhu vícenásobného proudového zrcadla uvedeného na obr. 3.3. Zde se však projeví zvýšená spotřeba proudu, který protéká bázemi n tranzistorů a také se zvýší rozdíl výstupního a referenčního proudu. Při úplné shodnosti tranzistorů je možné výstupní proud určit

$$I_0 = \frac{I_R}{1 + \frac{n+1}{\beta}} \quad (29)$$

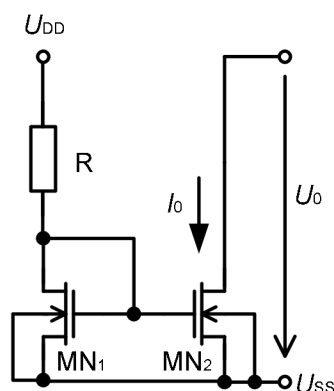


Obr. 3.3 Vícenásobné Widlarovo proudové zrcadlo [4]

Uvedeného principu je možné využít pro realizaci proudového zesilovače, místo změny plochy tranzistorů, v případě, že $I_0 = n \cdot I_R$, je vhodnější realizovat n výstupních tranzistorů stejných rozměrů, jako má referenční tranzistor a jejich kolektory vzájemně propojit [4].

Na obr. 3.4 je uvedena verze MOS Widlarova proudového zrcadla. Zapojení je analogické jako zapojení s bipolárními tranzistory. Při uvažování stejných geometrických rozměrů obou tranzistorů je výstupní proud dán

$$I_0 = I_{ref} = \frac{K_{P2} \cdot (U_{GS} - U_{T2})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_0)}{K_{P2} \cdot (U_{GS} - U_{T1})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{GS})} \quad (30)$$



Obr. 3.4 Widlarovo CMOS proudové zrcadlo [4]

Při shodnosti parametrů obou tranzistorů platí

$$I_0 = I_{ref} \cdot \frac{(1 + \lambda \cdot U_0)}{(1 + \lambda \cdot U_{GS})}, \quad (31)$$

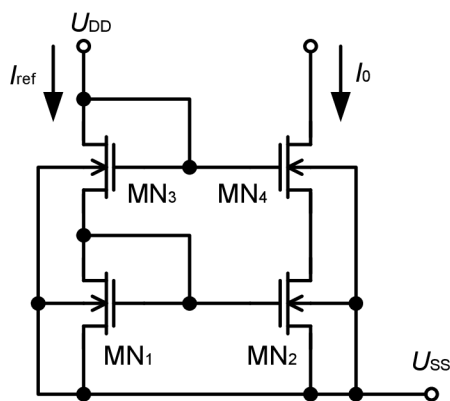
kde λ je parametr modulace délky kanálu v saturaci, I_{ref} je referenční proud, I_0 je výstupní proud, U_0 je výstupní napětí a U_{GS} je napětí mezi hradlem a emitorem tranzistoru.

Přesnost výstupního proudu je dána především přesností referenčního zdroje proudu. Tento se v méně náročných aplikacích realizuje aktivním rezistorem připojeným na napěťový zdroj. Absolutní shoda parametrů tranzistorů není možná i při dodržení konstrukčních zásad a kvality technologického procesu [4].

Widlarova proudová zrcadla je možné realizovat jak s tranzistory NMOS, tak i s PMOS typy tranzistorů. V technice MOS se dá také realizovat vícenásobné proudové zrcadlo nebo proudový zesilovač propojením více kolektorů [4].

3.2.2 Kaskádové proudové zrcadlo

Na obr. 3.5 je uvedeno zapojení kaskádového proudového zrcadla, které umožňuje zvýšení stability výstupního proudu. Zvýšený výstupní proud I_0 vyvolá na tranzistoru MN_2 zvýšený úbytek napětí a tím pokles předpětí U_{GS4} , které působí proti růstu výstupního proudu I_0 .



Obr. 3.5 Kaskódové proudové zrcadlo [4]

Hlavní výhodou uvedeného zapojení je zvýšení výstupního odporu, tedy zvýšení stability výstupního proudu. Nevýhodou kaskodového proudového zrcadla je zmenšený rozsah napětí, který souvisí se zvýšeným úbytkem napětí na jednotlivých tranzistorech. Na hradle tranzistoru MN₄ je napětí $U_{GS1} + U_{GS3}$. Aby byla splněna podmínka saturace tranzistoru MN₄, platí

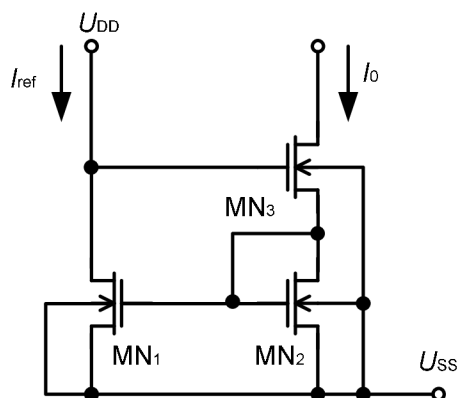
$$U_{MIN} = U_{GS1} + U_{GS2} - U_{T4} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_R}{K_P}} \cdot \left(\sqrt{\frac{L_1}{W_1}} + \sqrt{\frac{L_3}{W_3}} \right) + U_{T1} + U_{T3} - U_{T4} . \quad (32)$$

Ze vztahu je zřejmé, že zvýšením poměru W/L tranzistorů, klesá minimálně potřebný úbytek napětí proudového zdroje [4].

3.2.3 Wilsonovo proudové zrcadlo

Další možné řešení pro zvýšení výstupního odporu je zapojení s tranzistory MOS, uvedené na obr. 3.4, což je Wilsonovo proudové zrcadlo. Pro velikost výstupního proudu platí vztah (33), při uvažování $U_{T1} = U_{T2}$. Geometrické rozměry tranzistoru MN₃ hodnotu výstupního proudu I_0 přímo neurčují.

$$I_0 = I_R \cdot \frac{\beta_1}{\beta_2} \quad (33)$$



Obr. 3.4 Wilsonovo proudové zrcadlo [4]

Zvýšení stability je určeno tak, že se zvýšením proudu I_D vzroste úbytek na diodovém zapojení tranzistoru MN_2 , čímž se více otevře tranzistor MN_1 . Úbytek na tranzistoru MN_2 , který vyvolá referenční proud, přivře tranzistor MN_3 a působí tak proti výstupnímu proudu I_0 . Minimální výstupní napětí se určí

$$U_{\min} = U_{GS1} + U_{GS3} - U_T = \sqrt{\frac{2 \cdot I_0}{K_P}} \cdot \left(\sqrt{\frac{L_1}{W_1}} + \sqrt{\frac{L_3}{W_3}} \right) + U_{T1}. \quad (34)$$

Ze vztahu je zřejmé, že zvýšení poměru W/L sníží hodnotu minimálního napětí U_{\min} . Zvětšení tohoto poměru je vhodné u tranzistoru MN_3 , kde kromě snížení minimálního napětí vzroste i hodnota vodivosti g_{m3} , tedy zvýší se výstupní odpor. U tranzistoru MN_1 sice dojde ke snížení minimálního napětí, ale vyšší hodnota vodivosti g_{m1} snižuje výstupní odpor. Pro zachování správného poměru I_0/I_R je potřeba stejně zvýšit poměr W_2/L_2 , z čehož vyplývají vyšší nároky na spotřebu plochy čipu [4].

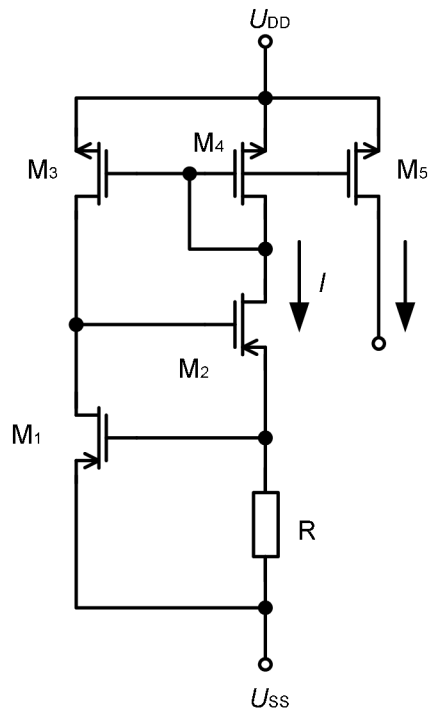
3.3 Threshold proudový referenční zdroj

Na obr. 3.5 je uvedeno zapojení využívající prahového napětí. Tranzistory M_3 a M_4 nastavují proud tekoucí tranzistory M_1 a M_2 . Stejný proud teče i rezistorem R a vytváří napětí U_{GS1} [3]. Při zanedbání výstupního odporu MOS tranzistorů se U_{GS1} vypočítá podle rovnice (35). Z této rovnice se určí vztah pro výpočet výstupního proudu. Praktické hodnoty napětí U_{GS1} se pohybují okolo 1 V až 1,2 V. Ze vztahu je zřejmé, že obvod je téměř nezávislý na napájecím napětí. Téměř nezávislý proto, že tranzistory MOS nemají nekonečnou výstupní impedanci.

$$I \cdot R = U_{GS1} = U_{THN} + \sqrt{\frac{2 \cdot I}{\beta}}, \quad (35)$$

$$I = \frac{U_{GS1}}{R}. \quad (36)$$

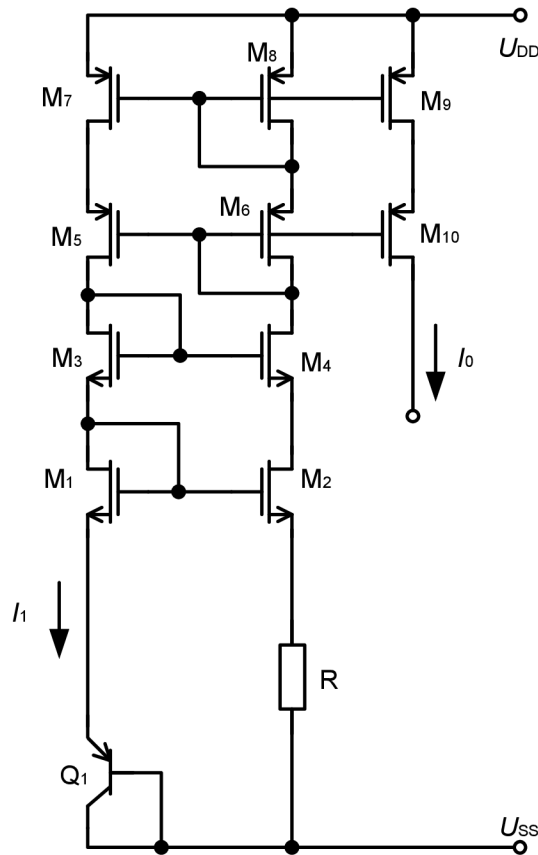
Přesnost proudu je dána přesností prahového napětí U_{TH} a rezistoru R. Teplotní závislost tohoto zapojení je dána teplotním koeficientem prahového napětí (-3,000 ppm/°C) a teplotním koeficientem rezistoru R (2,000 ppm/°C). Prahové napětí s rostoucí teplotou klesá. Odpor R se zvyšuje s teplotou. Tato reference vykazuje velký negativní teplotní koeficient [3].



Obr. 3.5 Threshold proudová reference [3]

3.4 Proudový referenční zdroj využívající přechodu diody

Na obr. 3.6 je příklad zapojení obvodu, který využívá přechodu diody jako reference. Tranzistor Q_1 je zapojen jako dioda. Tranzistory M_1 až M_8 tvoří kaskádová proudová zrcadla, generující proud I , který protéká diodou a odporem R . Jestliže je napětí U_D na diodě, pak proud $I = I_D$. Nevýhodou tohoto obvodu (proudové reference) je negativní teplotní koeficient (pro diodu je TC asi $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, při $U_D = 0,6 \text{ V}$) [3].



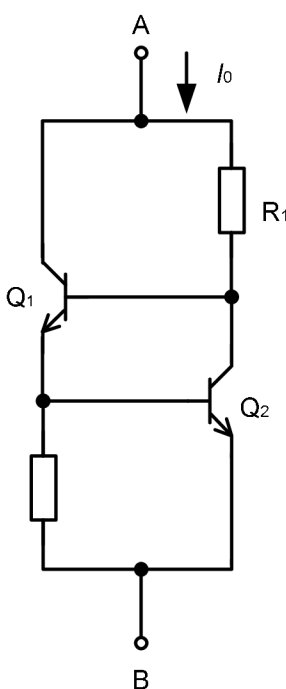
Obr. 3.6 Obvod využívající přechodu diody jako reference [3]

$$I_D = I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}}, \quad (37)$$

$$I = \frac{U_D}{R} = I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} \Rightarrow R = \frac{n \cdot U_T}{I} \cdot \ln \frac{I}{I_S}. \quad (38)$$

3.5 Plovoucí proudový zdroj

V některých obvodových aplikacích nemusí vyhovovat proudové zdroje, které mají jeden uzel na určité neměnné úrovni potenciálu. Proto je potřeba zdroje proudu, který má proměnné potenciály obou uzlů. Na obr. 3.7 je uvedeno schéma zapojení takového proudového zdroje s bipolárními tranzistory. Kolektorový proud I_{C1} tranzistoru Q_1 je určen bázevým proudem I_{B1} , kdy tento je dán hodnotou odporu R_1 . Výstupní proud I_0 je tak určen otevřením tranzistoru Q_1 , proudem I_{C1} . Růstem proudu na Q_1 vzrůstá hodnota úbytku na rezistoru R_2 , čímž se zvyšuje bázevým proud tranzistoru Q_2 . Tranzistor Q_2 se otevírá a snižuje bázevým proud I_{B1} . Zpětná vazba tak stabilizuje výstupní proud I_0 . [4]



Obr. 3.7 Plovoucí proudový zdroj [4]

Výstupní proud se určí podle vztahu (39), kde napětí U_{AB} je napětí mezi body A a B. Aby obvod sloužil, jako zdroj konstantního proudu, musí být hodnota R_1 dostatečně velká v porovnání s R_2 .

$$I_0 = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{U_{BE2}}{R_2} \cdot \frac{U_{AB} - U_{BE1} - U_{BE2}}{R_1} \quad (39)$$

Minimální napětí, kdy ještě zapojení s obr. 3.7, bude pracovat, jako zdroj konstantního proudu se určí ze vztahu (40), kdy je zřejmé, že vysoká hodnota odporu R_1 zmenšuje

napěťový rozsah stabilizace, proto se tato hodnota volí jako kompromis mezi stabilitou a rozsahem stabilizace.

$$U_{MIN} = 2 \cdot U_{BE} + U_{R1} = 2 \cdot U_{BE} + \frac{R_1 \cdot I_0}{\beta}. \quad (40)$$

4 Návrh napěťového bandgap referenčního zdroje

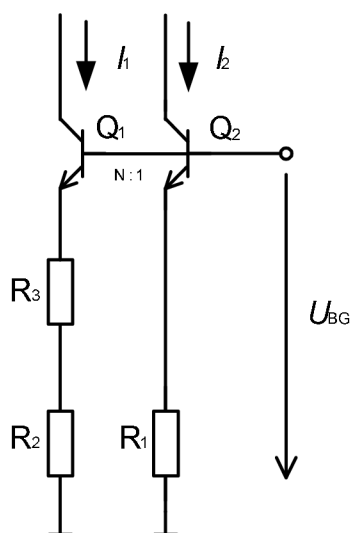
Pro praktický návrh byla zvolena bandgap reference v bipolární technologii s operačním zesilovačem, obr. 2.13.

4.1 Rozbor obvodového řešení

Teoretický rozbor a princip napěťové bandgap reference je uveden v kapitole 2.3. V následujícím textu je uveden praktický návrh napěťové bandgap reference.

4.1.1 Základní buňka bandgap referenčního zdroje

Základním stavebním prvkem je jednoduchá buňka bandgap reference uvedená na obr. 4.1. Napětí U_T je generováno jako rozdíl napětí ΔU_{BE} na tranzistorech Q_1 a Q_2 . Velikost teplotně nezávislého výstupního napětí se stanoví ze vztahu (17). Pro eliminaci teplotního koeficientu musí být plochy emitorů obou tranzistorů rozdílné, z toho důvodu byl poměr ploch tranzistorů zvolen 4 : 1. K výpočtu je dále nutné znát hodnotu teplotního koeficientu napětí U_{BE} , který je při pokojové teplotě $-2,2$ mV/K a hodnotu teplotního koeficientu napětí U_T , který je $0,0862$ mV/K. Tranzistory Q_1 a Q_2 jsou substrátové tranzistory NPN.



Obr. 4.1 Buňka bandgap reference

Výpočet obvodových prvků se provede pomocí rovnice (17)

$$\Delta U_{BE} = U_T \cdot \ln(N), \quad (41)$$

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}, \quad (42)$$

$$I_1 \cdot R_1 = I_2 \cdot R_2, \quad (43)$$

kde U_{BG} je výstupní referenční napětí, U_{BE2} je napětí báze – emitor tranzistoru Q_2 , U_T je teplotní napětí, k je Boltzmanova konstanta, T je absolutní teplota, q je náboj elektronu, I_1 , I_2 je proudy tekoucí rezistory R_1 a R_2 , I_{SS1} , I_{SS2} je saturační proudy tranzistorů Q_1 a Q_2 , N je poměr emitorových ploch tranzistorů.

Proudy I_1 a I_2 , protékající tranzistory Q_1 a Q_2 musí splňovat podmínku (43). Vliv změny těchto proudů a také změny napájecího napětí jsou pak eliminovány operačním zesilovačem. Aby byla dosažena hodnota nulového teplotního koeficientu, musí být první derivace vztahu (17) nulová, jak je podrobněji uvedeno v kapitole 2.3. Rovnice se derivuje podle teploty T a položí rovna nule.

$$\frac{dU_{BG}}{dT} = \frac{dU_{BE2}}{dT} + \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{dU_T}{dT} \cdot \ln\left(\frac{R_2 \cdot I_{SS2}}{R_1 \cdot I_{SS1}}\right) = 0, \quad (44)$$

$$\frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{dU_T}{dT} \cdot \ln\left(\frac{R_2 \cdot I_{SS2}}{R_1 \cdot I_{SS1}}\right) = -\frac{dU_{BE2}}{dT}, \quad (45)$$

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{-\frac{dU_{BE2}}{dT}}{\frac{dU_T}{dT} \cdot \ln\left(\frac{R_2 \cdot I_{SS2}}{R_1 \cdot I_{SS1}}\right)}, \quad (46)$$

z výsledného vztahu je poměr odporů R_2/R_3

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{-(-2,2 \cdot 10^{-3})}{0,0862 \cdot 10^{-3} \cdot \ln(4)} = 18,41.$$

Z rovnice (45) se určí hodnota rezistoru R_3 . Z poměru R_2/R_3 pak velikost rezistoru R_2 a dále při splnění podmínky (43) hodnota rezistoru R_1 . Poměr proudů I_{SS2}/I_{SS1} je dán poměrem ploch emitorů obou tranzistorů, tedy 4 : 1.

$$I_2 = \frac{U_t}{R_3} \cdot \ln\left(\frac{R_2 \cdot I_{SS2}}{R_1 \cdot I_{SS1}}\right), \quad (47)$$

$$R_3 = \frac{U_t}{I_2} \cdot \ln\left(\frac{R_2 \cdot I_{SS2}}{R_1 \cdot I_{SS1}}\right), \quad (48)$$

$$R_3 = \frac{0,026}{10 \cdot 10^{-6}} \cdot \ln(4) = 3,604 \text{ k}\Omega,$$

$$\frac{R_2}{R_3} = 18,41 \Rightarrow R_2 = R_3 \cdot 18,41 = 3,604 \cdot 10^3 \cdot 18,41 = 66,349 \text{ k}\Omega.$$

Pro výpočet rezistoru R_1 se využije část rovnice (17)

$$R_1 \cdot I_1 = \frac{R_2}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln(N), \quad (49)$$

$$R_1 = \frac{\frac{R_2}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln(N)}{I_1} = \frac{18,4 \cdot 0,025875 \cdot \ln(4)}{10 \cdot 10^{-6}} = 66037,34 \text{ }\Omega = 66,037 \text{ k}\Omega.$$

Výpočet výstupního referenčního napětí je pak podle (17)

$$U_{BG} = U_{BE2} + I_1 \cdot R_1 = U_{BE2} + \frac{R_2}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln(N), \quad (50)$$

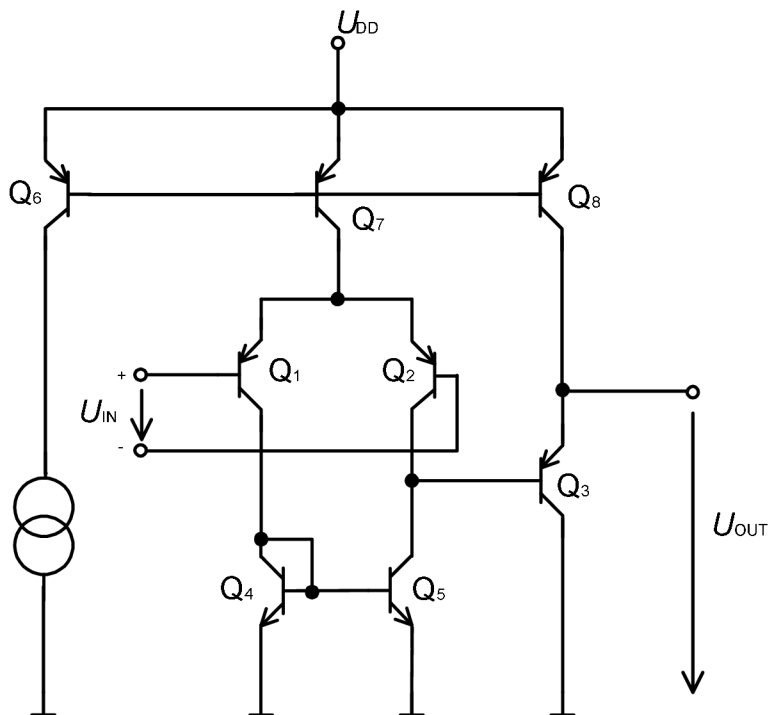
$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 0,025875 \text{ V},$$

$$U_{BE2} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) = 0,025875 \cdot \ln\left(\frac{10 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-16}}\right) = 0,655 \text{ V},$$

$$U_{BG} = 0,65 + \frac{66349}{3604} \cdot 0,025875 \cdot \ln(4) = 1,315 \text{ V}.$$

4.1.2 Návrh operačního zesilovače

Pro eliminaci změny napájecího napětí a proudů procházejících oběma tranzistory bandgap buňky, byl navržen jednoduchý jednostupňový operační zesilovač, obr. 4.2. Ten je složen z diferenčního stupně s tranzistory Q_1 , Q_2 a z koncového stupně tvořeného tranzistorem Q_3 . Diferenční stupeň je zatížen aktivní zátěží z proudového zrcadla s tranzistory Q_4 a Q_5 . Zdroj proudu pro diferenční stupeň je také tvořen proudovým zrcadlem s tranzistory Q_6 , Q_7 a Q_8 . Všechny tranzistory mají jednotkovou velikost emitorových ploch.



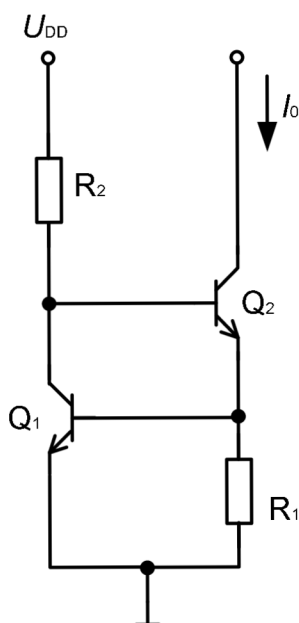
Obr. 4.2 Operační zesilovač

4.1.3 Zdroj proudu

Na obr. 4.3 je uvedeno schéma zdroje proudu pro operační zesilovač napěťové bandgap reference. Jedná se o jednoduchý proudový zdroj se dvěma tranzistory. Pro správnou činnost tohoto proudového zdroje musí být oba tranzistory naprosto shodné. Výstupní proud zdroje se určí podle vztahu (47). Velikost výstupního proudu je zvolena $10 \mu\text{A}$.

Proudovým zrcadlem je generován proud, který teče do báze tranzistoru Q_2 . Tranzistor Q_2 se otevírá a roste jeho kolektorový (I_{C2}) respektive emitorový proud (I_{E2}). Proud (I_{C2}) vytváří úbytek napětí $U_{R1} = U_{BE1}$ na rezistoru R_1 . Po dosažení velikosti úbytku napětí na tomto rezistoru přibližně $0,65 \text{ V}$, se otevře tranzistor Q_1 a zvýší se jeho kolektorový (I_{C1}) respektive emitorový proud (I_{E1}). Současně však dojde k odčerpání části bázevého proudu tranzistoru Q_2 .

a tranzistor se již dále neotevívá a jeho kolektorový a emitorový proud dále neroste. To způsobí, že tranzistor Q_1 se již také nebude dále otevírat a nebude odebírat básový proud tranzistoru Q_2 . Nastává stabilní stav a proudový zdroj generuje výstupní proud I_0 , který je nezávislý na napájecím napětí.



Obr. 4.3 Schéma zapojení proudového zdroje

Výpočet obvodových prvků

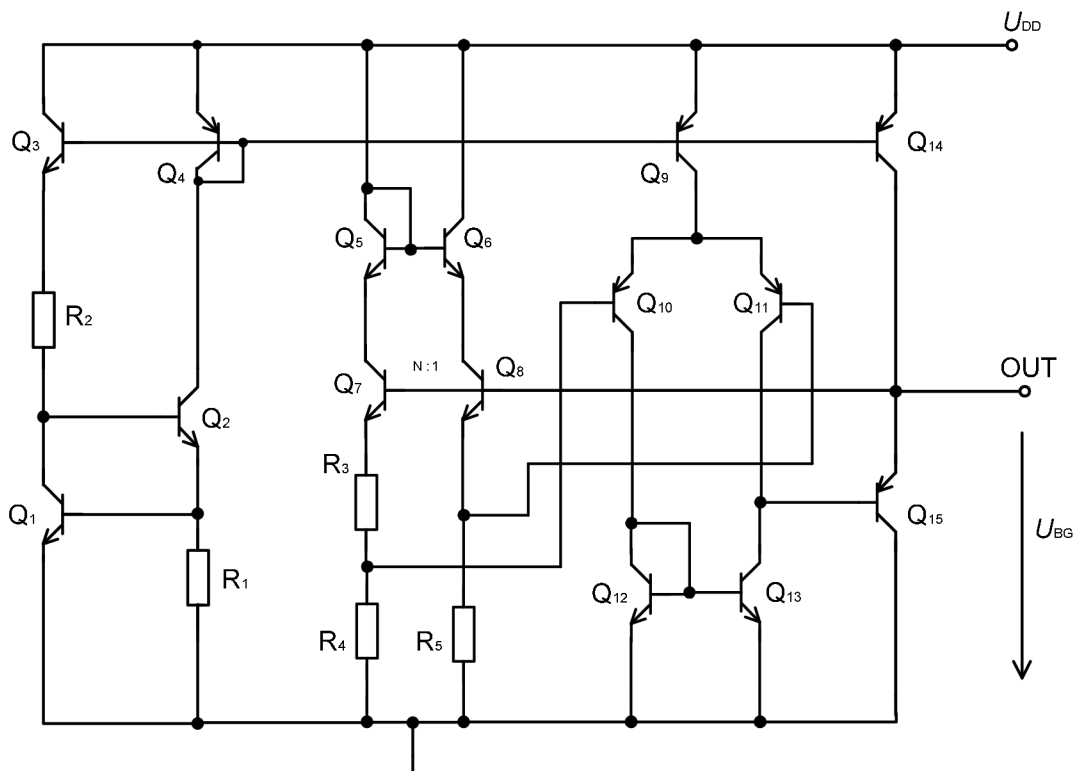
$$I_0 = \frac{U_{BE1}}{R_1}, \quad (51)$$

$$R_1 = \frac{U_{BE1}}{I_0}, \quad (52)$$

$$R_1 = \frac{0,65}{10 \cdot 10^{-6}} = 65 \text{ k}\Omega.$$

4.1.4 Praktická realizace

Na obr. 4.4 je uvedeno kompletní zapojení napěťové bandgap reference. Proudový zdroj dodává proud pro operační zesilovač. Výstup bandgap buňky je zapojen na výstup operačního zesilovače, kde je pak odebráno výstupní referenční napětí U_{BG} .



Obr. 4.4 Schéma zapojení napěťové bandgap reference

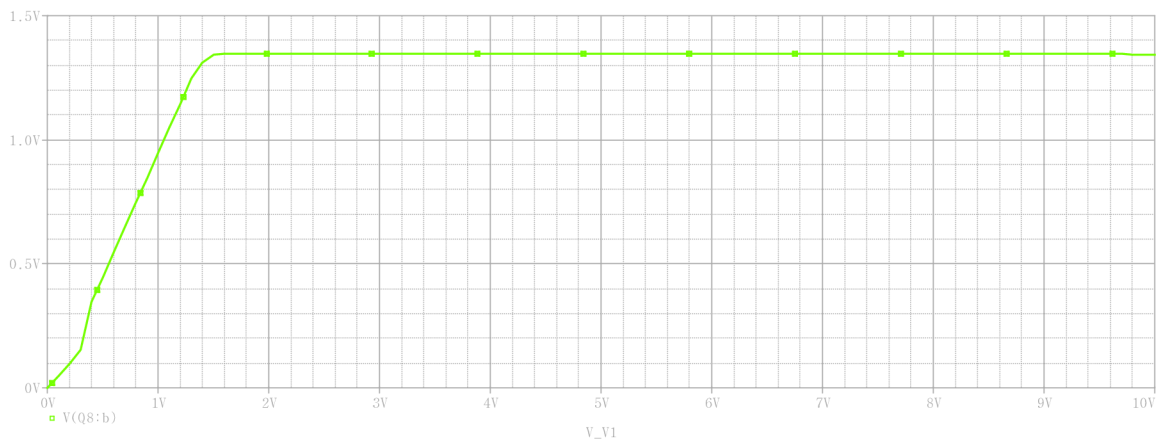
4.2 Počítačové simulace

Pro ověření správné činnosti navrženého obvodu byl využit software OrCAD-Pspice 16.2. K simulacím byly využity reálné modely tranzistorů z [6] a u rezistorů je uvažován teplotní koeficient $TC = 2000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Hlavní simulací je stejnosměrná analýza obvodu, kterou se zjišťuje chování výstupního napětí v závislosti na napájecím napětí v rozsahu 0 V až 10 V, při teplotě okolí 27°C . Další simulací je teplotní analýza, kterou se zkoumá chování výstupního referenčního napětí při změně teploty v rozsahu od -50°C do 150°C . Stejné nastavení je využito i pro ostatní simulace referenčních zdrojů.

4.2.1 Stejnosemřná analýza bandgap referenčního zdroje

Na obr. 4.5 je zobrazen výsledek stejnosměrné analýzy obvodu napěťové bandgap reference. Z grafu závislosti výstupního referenčního napětí na napájecím napětí je zřejmé, že v rozsahu napájecího napětí od 1,6 V do 10 V je výstupní napětí téměř nezávislé na napájecím napětí. Při napájecím napětí 5 V bylo změřeno výstupní napětí $U_{BG} = 1,345$ V. Změna výstupního napětí v rozsahu napájecího napětí od 1,6 V do 10 V byla změřena 1,6 mV, viz. Tab. 1.

Nezávislost výstupního napětí od napětí napájecího rovného 1,6 V je možno vysvětlit úbytky napětí na obou tranzistorech proudového zdroje a rezistoru R_1 , které jsou potřebné pro plné otevření tranzistorů tak, aby byla zajištěna správná funkce obvodu.



Obr. 4.5 Výsledek stejnosměrné analýzy – výstupní referenční napětí

Tab. 1 – měření změny výstupního napětí

$U_{nap.}$ [V]	U_{BG} [V]	$\Delta U_{BG_{1,6-10}}$ [V]	$\delta_{U_{BG}}$ [%]
1,6	1,345	0,001	0,035
3	1,345		
5	1,345		
7	1,344		
10	1,344		

Změna napětí U_{BG} v rozsahu hodnot 1,6 až 10 V napětí napájecího

$$\Delta U_{BG_{1,6-10}} = U_{1,6V} - U_{10V} = 1,345 - 1,344 = 0,001 V \quad (53)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{BG} = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 U_{BGi} = \frac{1,345 + 1,345 + 1,345 + 1,344 + 1,344}{5} = 1,3446 \text{ V} . \quad (54)$$

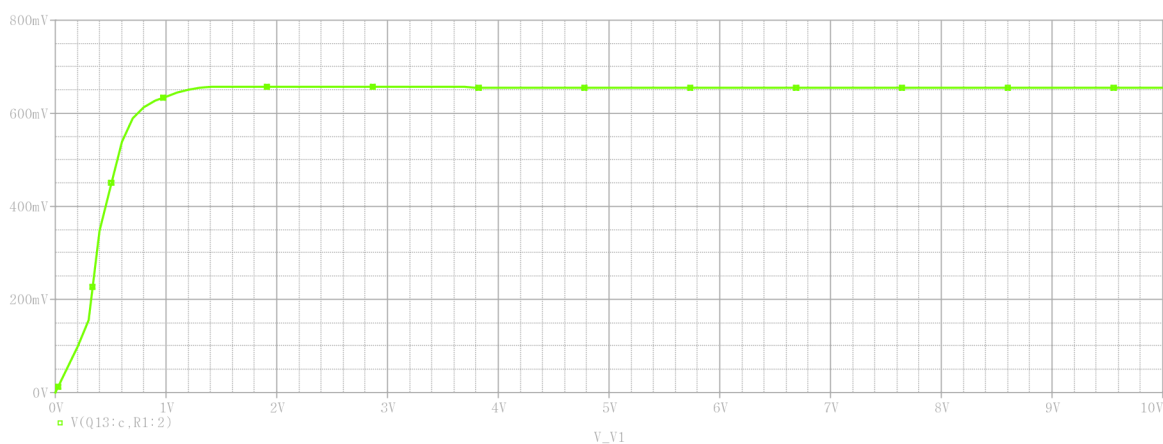
Průměrná odchylka

$$\Delta U_{BG} = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 |U_{BGi} - \bar{U}_{BG}| , \quad (55)$$

$$\Delta U_{BG} = \frac{|1,345 - 1,3446| + |1,345 - 1,3446| + |1,345 - 1,3446| + |1,344 - 1,3446| + |1,344 - 1,3446|}{5} = 0,00048 \text{ V}$$

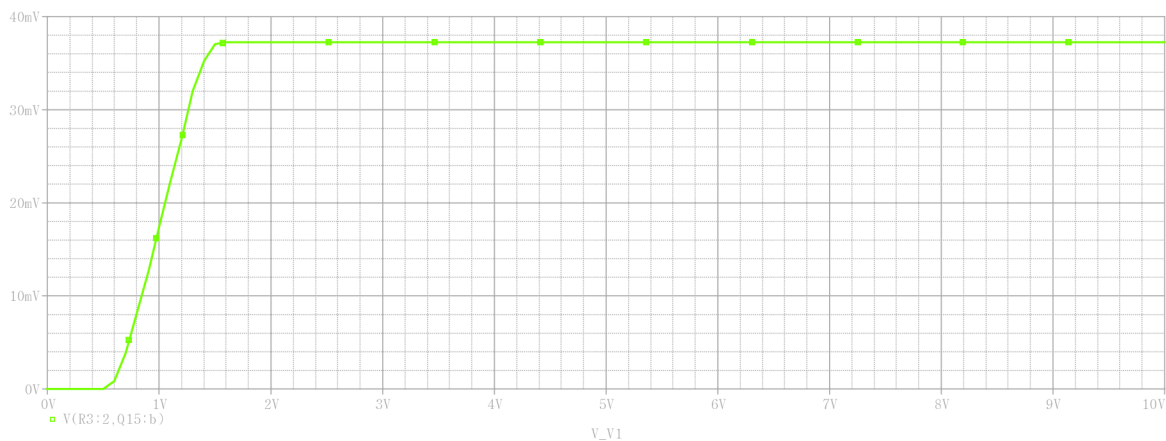
Relativní chyba

$$\delta_{U_{BG}} = \frac{\Delta U_{BG}}{U_{BG}} = \frac{0,00048}{1,3446} \cdot 100 = 0,035 \% . \quad (56)$$

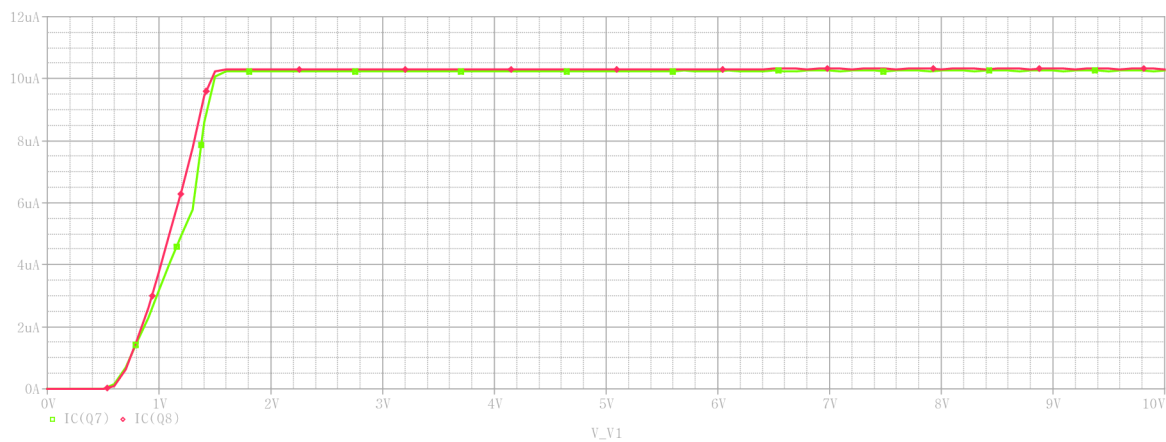


Obr. 4.6 Výsledek stejnosměrné analýzy – napětí U_{BE2}

Porovnáním teoretické vypočtené hodnoty výstupního referenčního napětí $U_{BG} = 1,315 \text{ V}$ a hodnoty určené při simulaci $U_{BG} = 1,345 \text{ V}$ se podařilo dosáhnout přibližného výsledku. Na obr. 4.6, 4.7 a 4.8 jsou znázorněny další výsledky simulací hodnot napětí U_{BE2} , ΔU_{BE} a proudů I_1 a I_2 a v Tab. 2 pak porovnání teoretických a simulovaných hodnot.



Obr. 4.7 Výsledek stejnosměrné analýzy – napětí ΔU_{BE}



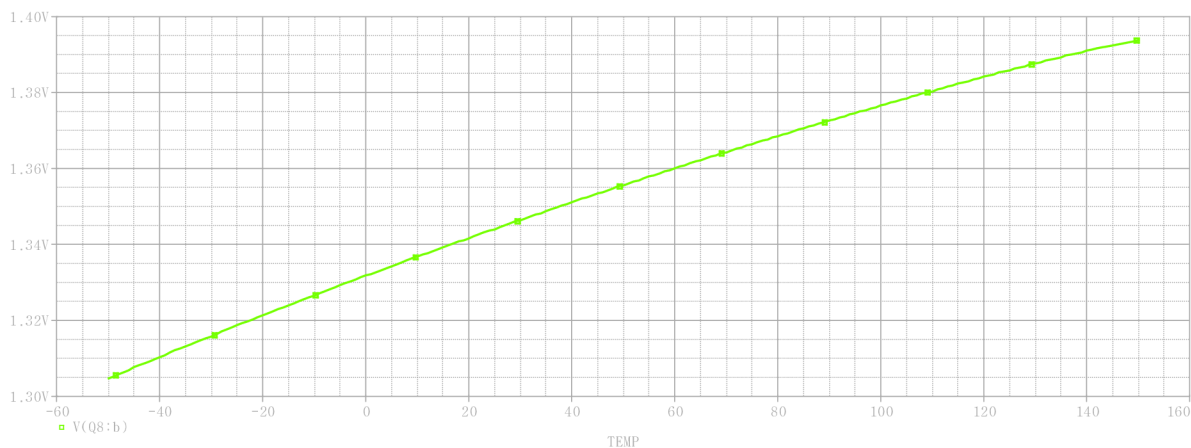
Obr. 4.8 Výsledek stejnosměrné analýzy – proudy I_1 a I_2

Tab. 2 – porovnání vypočtených a simulovaných hodnot

$U_{BE2\text{teor.}}$ [V]	$U_{BE2\text{měř.}}$ [V]	$\Delta U_{BE\text{teor.}}$ [V]	$\Delta U_{BE\text{měř.}}$ [V]	$U_{BG\text{teor.}}$ [V]	$U_{BG\text{měř.}}$ [V]
0,655	0,655	0,035	0,037	1,315	1,345

4.2.2 Teplotní analýza

Na obr. 4.9 je znázorněn výsledek teplotní analýzy obvodu napěťové bandgap reference v rozsahu teplot $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Prvotním zkoumáním průběhu závislosti výstupního napětí na teplotě je zřejmé, že reference vykazuje celkový kladný teplotní koeficient. V Tab. 3 jsou uvedeny simulované hodnoty výstupního napětí v závislosti na teplotě.



Obr. 4.9 Výsledek teplotní analýzy

Tab. 3 – měření změny výstupního napětí

T [$^{\circ}\text{C}$]	U_{BG} [V]	ΔU_{BG} [V]	$\delta_{U_{BG}}$ [%]
-50	1,304	0,089	3,299
150	1,393		

Změna výstupního napětí při změně teploty v rozsahu od -50 do $150\text{ }^{\circ}\text{C}$

$$\Delta U_{BG} = U_{150} - U_{-50} = 1,393 - 1,304 = 0,089\text{ V} . \quad (57)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{BG} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 U_{BGi} = \frac{1,304 + 1,393}{2} = 1,3485\text{ V} .$$

Průměrná odchylka

$$\Delta U_{BG} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 |U_{BGi} - \bar{U}_{BG}| = \frac{|1,304 - 1,3485| + |1,393 - 1,3485|}{2} = 0,0445 \text{ V} .$$

Relativní chyba

$$\delta_{U_{BG}} = \frac{\Delta U_{BG}}{U_{BG}} = \frac{0,0445}{1,3485} \cdot 100 = 3,299 \% .$$

Výpočet teplotního koeficientu

$$TC = \frac{1}{U_{BG}} \cdot \frac{\Delta U_{BG}}{\Delta T} = \frac{1}{1,3450} \cdot \frac{0,089129}{150 - (-50)} = 3,31 \cdot 10^{-4} \text{ } 1/^{\circ}\text{C} , \quad (58)$$

$$TC_{\%} = \frac{1}{U_{BG}} \cdot \frac{\Delta U_{BG}}{\Delta T} \cdot 100 = 3,31 \cdot 10^{-4} \cdot 100 = 0,033 \%/^{\circ}\text{C} , \quad (59)$$

$$TC_{ppm} = \frac{1}{U_{BG}} \cdot \frac{\Delta U_{BG}}{\Delta T} \cdot 1000000 = 3,31 \cdot 10^{-4} \cdot 1000000 = 331 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C} . \quad (60)$$

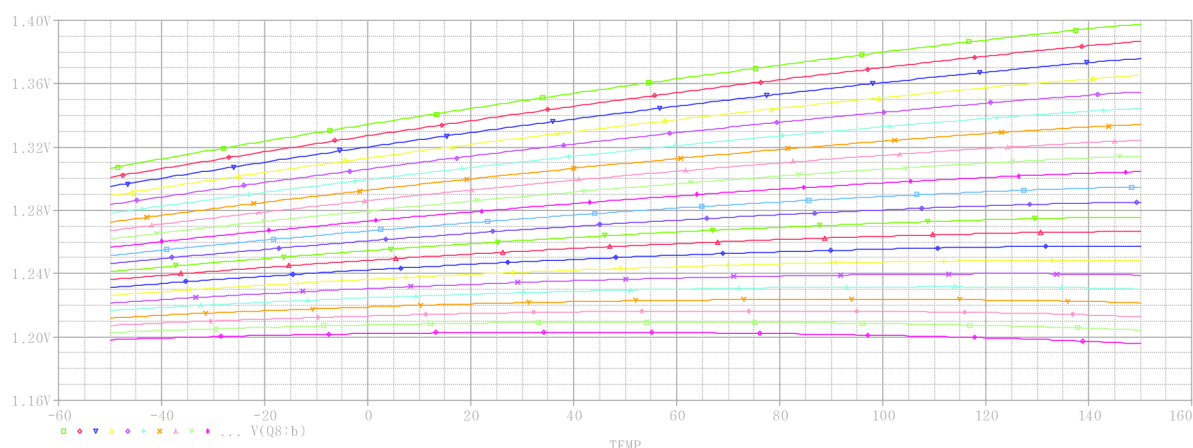
4.2.3 Vyhodnocení analýz

Zhodnocením výsledků stejnosměrné analýzy navrženého obvodu je možné konstatovat, že se podařilo dosáhnout referenčního napětí v rozsahu napájecího napětí 1,6 V – 10 V, které je nezávislé na napájecím napětí. Referenční napětí při napájecím napětí 5 V je $U_{BG} = 1,345 \text{ V}$.

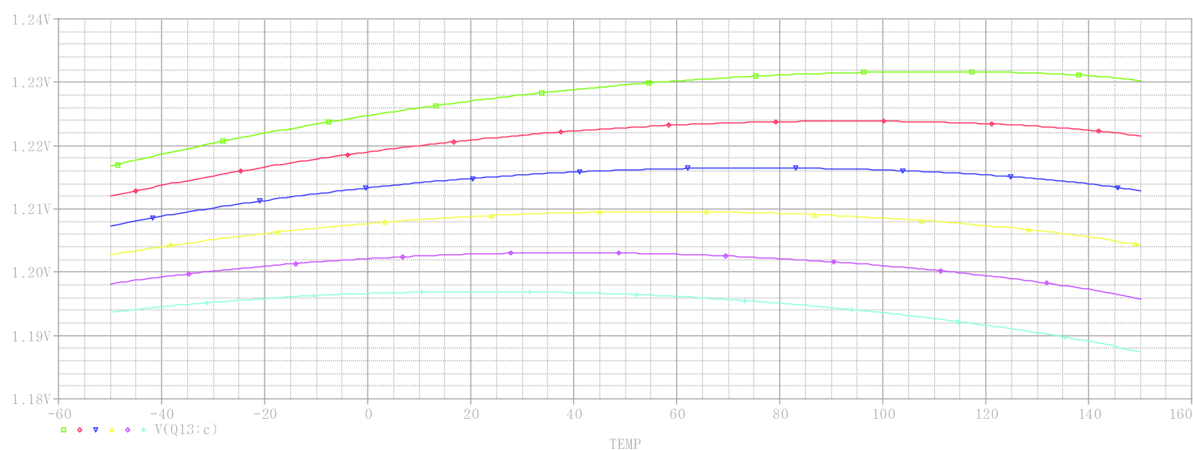
Teplotní analýzou bylo zjištěno, že reference vykazuje celkový kladný teplotní koeficient. Změna referenčního napětí v rozsahu -50 až 150 °C byla změřena $\Delta U_{BG} = 89,1 \text{ mV}$. Z naměřených hodnot pak byl určen celkový teplotní koeficient reference $TC = 331 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$. Z těchto zjištěných hodnot je zřejmé, že reference vykazuje větší teplotní závislost. Kvalitní bandgap reference mají teplotní koeficient v řádů desítek $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$. Z tohoto důvodu byly provedeny další experimentální práce viz. kapitola 4.2.4., pro eliminaci teplotního koeficientu na minimum.

4.2.4 Eliminace vlivu teploty na výstupní referenční napětí

Analýza byla zaměřena na počítačové simulace, kdy bylo provedeno rozmítání hodnoty rezistoru R_1 buňky bandgap. Hodnoty rezistoru byly voleny v rozsahu od 66 k Ω do 88 k Ω s krokem 1 k Ω . Počáteční hodnota byla určena výpočtem, který je uveden v kapitole 4.1.1 a koncová hodnota rezistoru byla zvolena experimentálně. Při hodnotách odporu vyšších jak 88 k Ω , začíná reference vykazovat celkový záporný koeficient. Na obr. 4.7 jsou znázorněny jednotlivé průběhy výstupního referenčního napětí na teplotě v závislosti na změně hodnoty rezistoru R_1 .



Obr. 4.10 Výsledek teplotní (parametrické) analýzy s rozmítáním hodnoty odporu rezistoru R_1



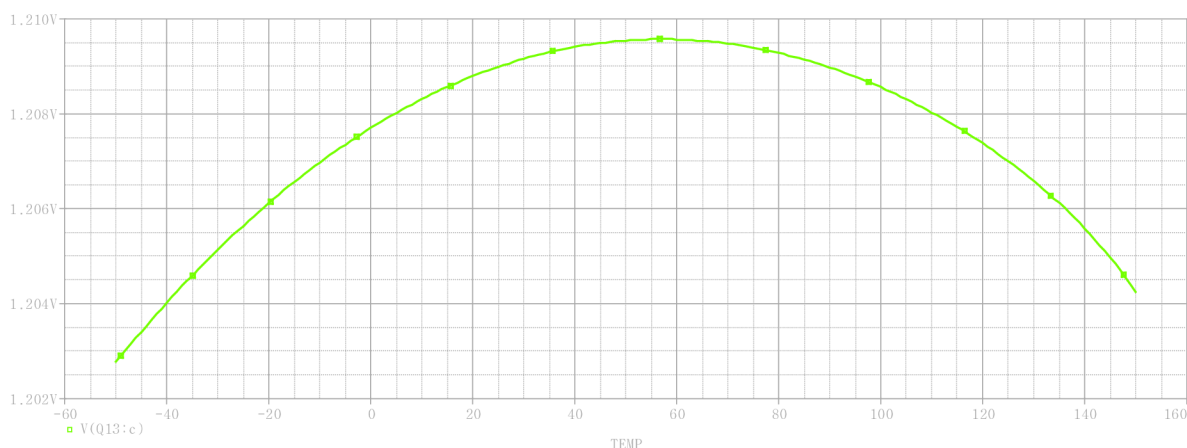
Obr. 4.11 Detail výsledku teplotních analýz

Vyhodnocením výsledků analýzy bylo zjištěno, že nejmenší změny referenčního napětí při současné změně teploty, jsou při hodnotách rezistoru R_1 od 83 k Ω do 88 k Ω , kdy reference vykazuje teplotní koeficient v desítkách ppm/ $^{\circ}$ C. Na obr. 4.11 jsou znázorněny detailní průběhy při těchto hodnotách.

V tab. 3 jsou uvedeny simulované hodnoty při rozmitání hodnoty odporu rezistoru R_1 a výpočet teplotního koeficientu TC v jednotkách $\text{ppm}/^\circ\text{C}$. Z těchto získaných hodnot je zřejmé, že nejmenší teplotní koeficient vykazuje napěťová reference při hodnotě $R_1 = 86 \text{ k}\Omega$. Výstupní napětí U_{BG} je téměř teplotně nezávislé, neboť jeho velikost se blíží potenciálu šířky zakázaného pásma křemíku.

Tab. 3 – měření změny referenčního napětí a výpočet teplotního koeficientu.

R_1 [k Ω]	U_{BG150} [V]	U_{BG-50} [V]	ΔU_{BG} [V]	ΔT [$^\circ\text{C}$]	TC [ppm/ $^\circ\text{C}$]
83	1,230	1,216	0,013	200	56,250
84	1,221	1,212	0,009		39,166
85	1,212	1,207	0,005		22,500
86	1,204	1,202	0,001		6,250
87	1,195	1,198	-0,002		-10,000
88	1,187	1,193	-0,006		-26,250



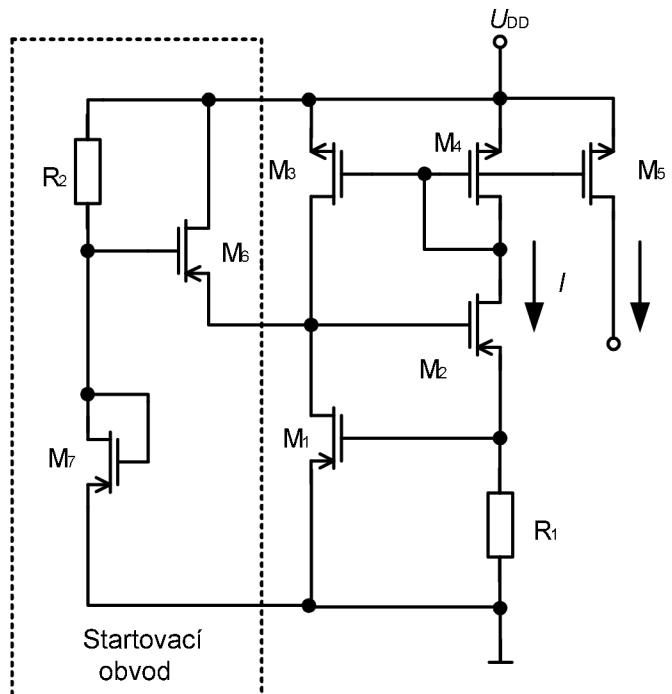
Obr. 4.12 Detailní průběh teplotní charakteristiky při $R_1 = 86 \text{ k}\Omega$.

5 Návrh proudového bootstrap referenčního zdroje

Pro návrh proudové bootstrap reference bylo využito základní zapojení uvedené na obr. 3.5 v kapitole 3.3, kde je také uveden stručný rozbor tohoto zapojení a základní výpočetní vztahy. Pro praktický návrh byla zvolena hodnota referenčního proudu $10\ \mu\text{A}$ a technologie CMOS. Aby obvod správně pracoval, je nutné jej doplnit startovacím obvodem, který má za úkol nastavit správný pracovní bod. Na obr. 5.1 [3], je zobrazeno základní schéma proudové bootstrap reference.

5.1 Rozbor obvodového řešení

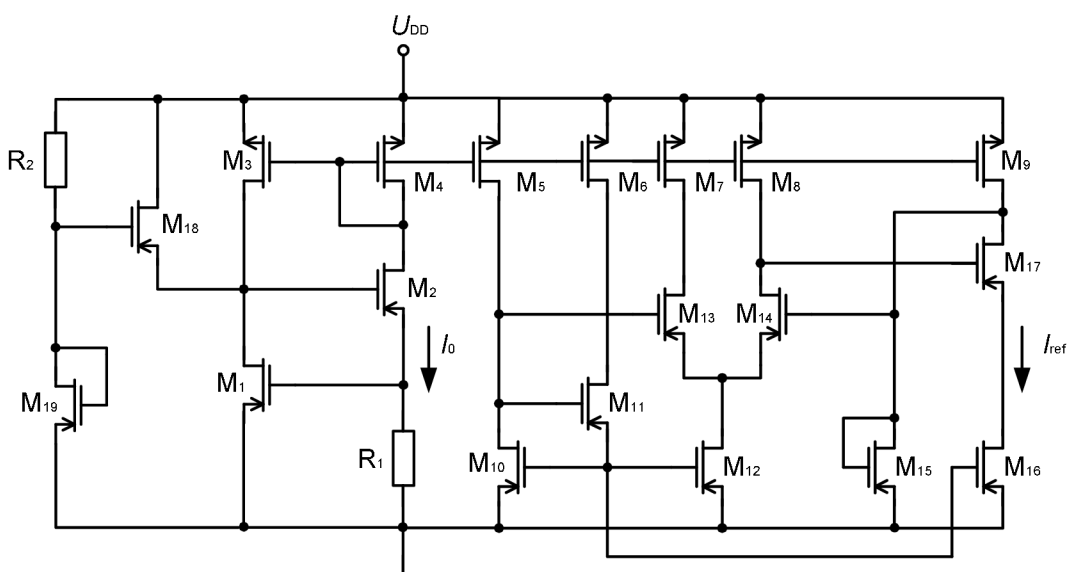
Pro praktický výpočet byla zvolena na tranzistoru M_1 hodnota napětí $U_{GS} = 1,2\ \text{V}$. Hodnoty prahových napětí byly voleny podle použitých modelů, pro tranzistory NMOS $U_{TH} = 0,76\ \text{V}$ a pro tranzistory PMOS $U_{TH} = -1\ \text{V}$. Technologický činitel pro tranzistory NMOS, $K_P = 0,9 \cdot 10^{-4}\ \text{A/V}^2$ a pro tranzistory PMOS $K_P = 3,3 \cdot 10^{-5}\ \text{A/V}^2$. Délka kanálu byla u všech tranzistorů zvolena shodně $5\ \mu\text{m}$. Pro výpočet byly použity vztahy (35) a (36) uvedené v kapitole 3.3.



Obr. 5.1 Základní schéma proudové bootstrap reference [3]

Základní zapojení proudové bootstrap reference tvoří zjednodušené Wilsonovo proudové zrcadlo složené z tranzistorů M_1 a M_2 a rezistoru R_1 . Rezistor R_1 nahrazuje tranzistor v diodovém zapojení a pomocí něj je nastaven referenční proud a napětí U_{GS1} (36). Toto zjednodušené proudové zrcadlo je dále doplněno tranzistory M_3 , M_4 a M_5 , které zrcadlí referenční proud rezistorem R_1 . Na kolektoru tranzistoru M_5 je výstupní proud. Startovací obvod, který nastaví obvod do správného pracovního bodu, je Widlarovo proudové zrcadlo v provedení CMOS, blíže kapitola 3.2.1, obr. 3.4 nebo [4].

Pro lepší stabilizaci výstupního proudu byly k základnímu obvodu doplněny další prvky. Bylo přidáno proudové zrcadlo se třemi tranzistory (M_{10} , M_{11} , M_{12}), které zároveň tvoří zátěž pro diferenční stupeň (M_{13} , M_{14}) a koncový stupeň (M_{17}). Tranzistor M_{15} je záporná zpětná vazba, viz. obr. 5.2. Proudové zrcadlo tvořené tranzistory PMOS dodává proud pro diferenční stupeň a pro koncový stupeň. Výstupní referenční proud je odebírán na kolektoru tranzistoru M_{17} . Přesnost proudu je dána přesností prahového napětí U_{TH} a rezistoru R_1 . Teplotní závislost zapojení je dána teplotním koeficientem prahového napětí ($-3000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) a teplotním koeficientem rezistoru R_1 ($2000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$).



Obr. 5.2 Celkové schéma proudové bootstrap reference

Výpočet velikosti rezistoru

$$U_{GS1} = I \cdot R, \tag{61}$$

$$R = \frac{U_{GS1}}{I} = \frac{1,2}{10 \cdot 10^{-6}} = 120 \text{ k}\Omega. \tag{62}$$

Výpočet velikosti tranzistoru M_1

$$U_{GS1} = U_{THN} + \sqrt{\frac{2 \cdot I}{\beta}} \Rightarrow \beta = \frac{2 \cdot I}{(U_{GS1} - U_{THN})^2} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{(1,2 - 0,76)^2} = 103,305 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}^2, \quad (63)$$

$$\beta = K_p \cdot \frac{W}{L}, \quad (64)$$

$$\beta = K_p \cdot \frac{W}{L} \Rightarrow W = \frac{\beta \cdot L}{K_p} = \frac{103,305 \cdot 5}{90} = 5,739 \text{ } \mu\text{m} .$$

Výpočet velikosti tranzistorů proudového zrcadla

$$\beta = \frac{2 \cdot I}{(U_{GS1} - U_{THN})^2} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{(1,2 - (-1))^2} = 41,322 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}^2, \quad (65)$$

$$W = \frac{\beta \cdot L}{K_p} = \frac{41,322 \cdot 5}{33} = 6,261 \text{ } \mu\text{m} . \quad (66)$$

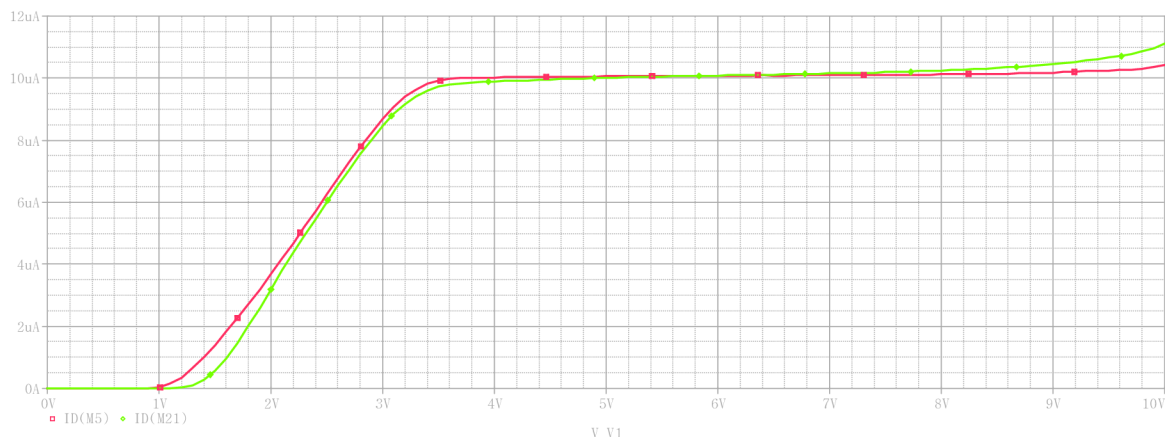
Velikosti všech tří tranzistorů startovacího obvodu byly zvoleny shodně jako ostatní tranzistory. Tento obvod se využívá pouze k nastavení do správného pracovního bodu a dále již pak výsledné chování proudové reference nijak neovlivňuje. Z toho důvodu není nutné volit jiné rozměry tranzistorů.

5.2 Počítačové simulace

5.2.1 Stejnoseměrná analýza

Na obr. 5.3 je zobrazen výsledek stejnosměrné analýzy obvodu, tedy závislost výstupního referenčního proudu na napájecím napětí. Červený průběh znázorňuje průběh proudu rezistorem R_1 a zelený průběh znázorňuje výstupní referenční proud.

Vyhodnocením simulovaného průběhu bylo zjištěno, že výstupní referenční proud se ustálí přibližně při napájecím napětí 4 V a až do hodnoty 8 V napájecího napětí je zřejmá velmi mírná závislost. V tomto rozsahu bylo provedeno odečtení výstupního referenčního proudu (odečteno na zeleném průběhu). Od hodnoty 8 V je vidět zvyšující se závislost na napájecím napětí. Změřené hodnoty rozdílu výstupního proudu jsou uvedeny v Tab. 4.



Obr. 5.3 Výsledek stejnosměrné analýzy proudové bootstrap reference

Tab. 4 – měření změny výstupního proudu

$U_{nap.}$ [V]	$I_{ref.}$ [μA]	$\Delta I_{ref.}$ [μA]	$\delta_{I_{ref.}}$ [%]
4	9,888	0,356	1,002
5	10,010		
6	10,081		
7	10,154		
8	10,244		

$$\Delta I_{ref.} = I_{8V} - I_{4V} = 10,244 - 9,888 = 0,356 \mu A. \quad (67)$$

Změna výstupního referenčního proudu v uvedeném rozsahu je 0,356 μA . Při napájecím napětí 5 V má referenční zdroj hodnotu výstupního proudu 10,01 μA .

Výpočet relativní chyby výstupního proudu

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{I}_{ref} = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 I_{refi} = \frac{9,888 + 10,01 + 10,081 + 10,154 + 10,244}{5} = 10,0754 \mu A. \quad (68)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta I_{ref} = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 |I_{refi} - \bar{I}_{ref}|, \quad (69)$$

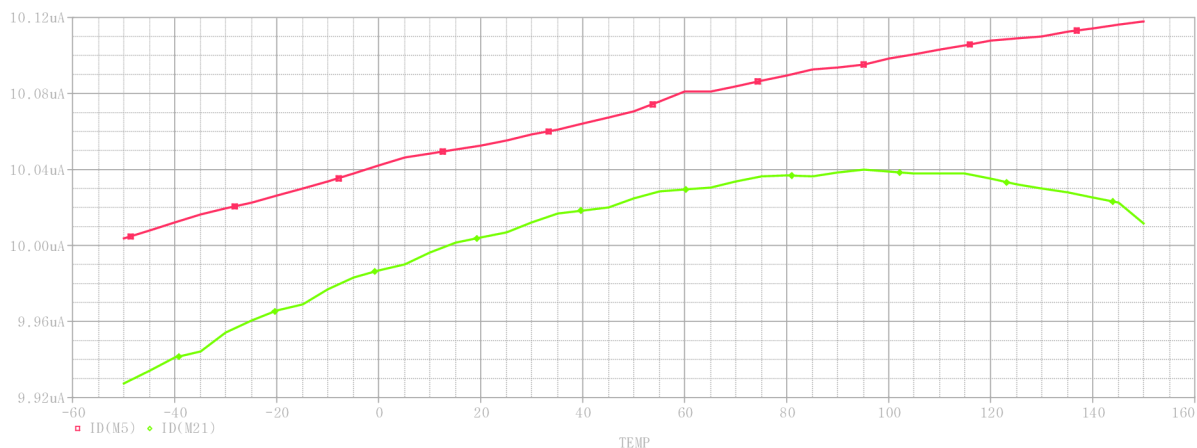
$$\Delta I_{ref} = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 |I_{refi} - \bar{I}_{ref}| = 0,101 \mu A.$$

Relativní chyba

$$\delta_{I_{ref}} = \frac{\Delta I_{ref}}{I_{ref}} = \frac{0,101}{10,0754} \cdot 100 = 1,002 \%. \quad (70)$$

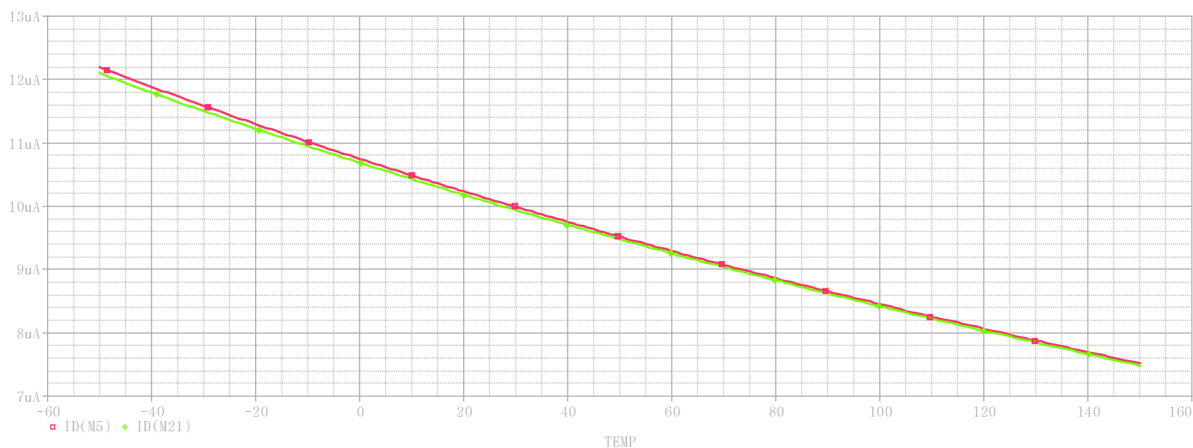
5.2.2 Teplotní analýza

Touto analýzou byla zkoumána změna výstupního referenčního proudu obvodu v závislosti na změně teploty. Na obr. 5.4 je znázorněn průběh této závislosti při uvažování ideálního rezistoru R_1 , (teplotní koeficient je nulový) a na obr. 5.5 je pak průběh při uvažování teplotního koeficientu rezistoru R_1 . Červená barva znázorňuje průběh proudu přes rezistor R_1 a zelený průběh znázorňuje výstupní referenční proud.



Obr. 5.4 Výsledek teplotní analýzy proudové bootstrap reference s ideálními rezistory

Vyhodnocení teplotního chování obvodu bylo provedeno na charakteristice při uvažování reálného teplotního koeficientu rezistoru R_1 , pro danou technologii ($TC_R = 2000 \text{ ppm}^\circ\text{C}$), neboť v praxi není možné použít ideální rezistor. Měření bylo provedeno na zeleném průběhu.



Obr. 5.5 Výsledek teplotní analýzy proudové bootstrap reference při uvažování teplotního koeficientu rezistoru $2000 \text{ ppm}^\circ\text{C}$

Tab. 5 – měření změny výstupního proudu

T [$^\circ\text{C}$]	$I_{\text{výst.}}$ [μA]	$\Delta I_{\text{výst.}}$ [μA]	$\delta_{I_{\text{ref}}}$ [%]
-50	12,093	-4,610	23,551
150	7,482		

$$\Delta I_{\text{výst.}} = I_{150} - I_{-50} = 12,093 - 7,482 = -4,610 \mu\text{A}. \quad (71)$$

Výpočet relativní chyby výstupního proudu

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{I}_{\text{ref}} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 I_{\text{ref}i} = \frac{12,093 + 7,482}{2} = 9,787 \mu\text{A}. \quad (72)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta I_{\text{ref}} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 |I_{\text{ref}i} - \bar{I}_{\text{ref}}| = \frac{|12,093 - 9,787| + |7,482 - 9,787|}{2} = 2,305 \mu\text{A}. \quad (73)$$

Relativní chyba

$$\delta_{I_{\text{ref}}} = \frac{\Delta I_{\text{ref}}}{\bar{I}_{\text{ref}}} = \frac{2,305}{9,787} \cdot 100 = 23,551\%. \quad (74)$$

Ze simulovaných a vypočtených hodnot, změny výstupního proudu v závislosti na teplotě, je vidět, že obvod vykazuje celkově záporný teplotní koeficient a velkou teplotní závislost v rozsahu od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $150\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Výpočet teplotního koeficientu

$$TC = \frac{1}{I_{ref}} \cdot \frac{\Delta I_{ref}}{\Delta T} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{-4,6101 \cdot 10^{-6}}{150 - (-50)} = -2,305 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}, \quad (75)$$

$$TC_{\%} = \frac{1}{I_{ref}} \cdot \frac{\Delta I_{ref}}{\Delta T} \cdot 100 = -2,305 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0,230 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}, \quad (76)$$

$$TC_{ppm} = \frac{1}{I_{ref}} \cdot \frac{\Delta I_{ref}}{\Delta T} \cdot 1000000 = -2,305 \cdot 10^{-3} \cdot 1000000 = -2305,050 \text{ } ppm/^{\circ}\text{C}. \quad (77)$$

5.2.3 Vyhodnocení analýz

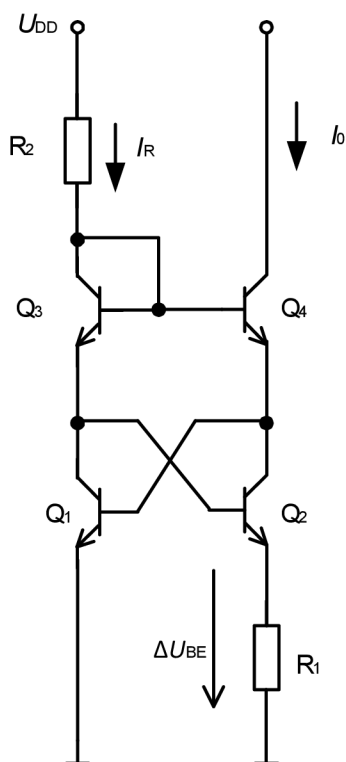
Na obr. 5.3, 5.4 a 5.5 jsou zobrazeny počítačové simulace stejnosměrné a teplotní analýzy obvodu proudové reference. Zhodnocením výsledků získaných simulacemi při napájecím napětí $U_{DD} = 5\text{ V}$, a teplotě 300 K je výstupní proud reference $I_{ref} = 10,01\text{ }\mu\text{A}$. Při zkoumání vlivu změny napájecího napětí na výstupní proud je zjištěno, že část charakteristiky, v rozsahu změny napájecího napětí od 4 V do 8 V vykazuje velmi mírnou závislost na napájecím napětí. Teplotní analýzou obvodu je zjištěn, v rozsahu změny teploty od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $150\text{ }^{\circ}\text{C}$, celkový záporný teplotní koeficient s hodnotou $-2305\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$. Další úpravou zapojení se nepodařilo teplotní závislost eliminovat na minimum i s ohledem na použití omezené verze software OrCAD-Pspice 16.2, která již nedovolila další rozšíření obvodu.

6 Návrh referenčního zdroje generujícího dvě napětí

V této kapitole je popsán návrh napěťové reference, která generuje dvě různá napětí. Obvod je možné využít pro zařízení vyžadující více referenčních napětí. Napájecí napětí bylo zvoleno $U_{DD} = 5 \text{ V}$.

6.1 Rozbor obvodového řešení

Základem zapojení je americký proudový zdroj, který generuje teplotně nezávislý proud $10 \mu\text{A}$. Na obr. 6.1 je uvedeno zapojení tohoto proudového zdroje. Výpočet obvodových prvků je uveden níže. Na obr. 6.2 je uvedeno celkové schéma napěťové reference. Výstupní proud z amerického proudového zdroje je stabilizován proudovým zrcadlem s tranzistory PNP, který pak dále teče přes dva rezistory a dva tranzistory v diodovém zapojení. Na rezistorech vznikají úbytky napětí, které v součtu s napětím U_{BE} obou tranzistorů vytváří požadované referenční napětí.



Obr. 6.1 Schéma proudového zdroje

Výpočet obvodových prvků proudového zdroje

$$U_{BE3} + U_{BE2} + \Delta U_{BE} = U_{BE1} + U_{BE4}, \quad (78)$$

$$U_T \cdot \ln\left(\frac{I_i}{I_{SS}}\right) + U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{N \cdot I_{SS}}\right) + R_1 \cdot I_0 = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_i}{I_{SS}}\right) + U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{I_{SS}}\right), \quad (79)$$

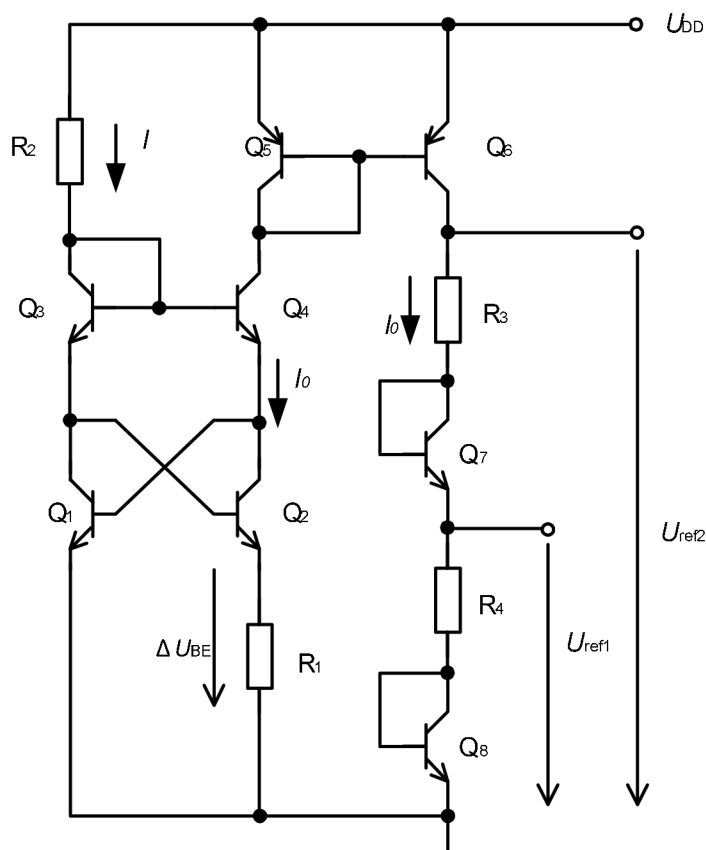
$$U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{N \cdot I_{SS}}\right) + R_1 \cdot I_0 = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{I_{SS}}\right), \quad (80)$$

$$R_1 \cdot I_0 = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{I_{SS}}\right) - U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{N \cdot I_{SS}}\right), \quad (81)$$

$$R_1 \cdot I_0 = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0 \cdot I_{SS} \cdot N}{I_{SS} \cdot I_0}\right) = U_T \cdot \ln(N) = \Delta U_{BE}, \quad (82)$$

$$R_1 = \frac{U_T \cdot \ln(N)}{I_0} = \frac{0,026 \cdot \ln(4)}{10 \cdot 10^{-6}} = 3,604 \text{ k}\Omega, \quad (83)$$

$$R_2 = \frac{U_{CC} - \Delta U_{BE} - U_{BE3} - U_{BE2}}{I_0} = \frac{5 - 0,036 - 0,65 - 0,65}{10 \cdot 10^{-6}} = 36,64 \text{ k}\Omega. \quad (84)$$



Obr. 6.2 Schéma zapojení napěťové reference

Velikost referenčních napětí se určí podle rovnic (85) a (86). Pro dosažení nulového teplotního koeficientu musí být první derivace rovnice (85) a (86) rovna nule. Po dosažení za proud I_0 se rovnice derivují a položí rovny nule. Po úpravě rovnic se vypočítají velikosti rezistorů R_3 a R_4 . Velikost napětí U_{ref2} byla zvolena jako dvojnásobek velikosti napětí U_{ref1} . Z toho důvodu velikosti odporu obou rezistorů R_3 a R_4 budou shodné. Níže je uveden výpočet hodnoty rezistoru R_3 .

$$U_{ref1} = I_0 \cdot R_3 + U_{BE8}, \quad (85)$$

$$U_{ref2} = I_0 \cdot R_3 + U_{BE7} + I_0 \cdot R_4 + U_{BE8}, \quad (86)$$

$$U_{ref1} = \frac{U_T \cdot \ln(N)}{R_1} \cdot R_3 + U_{BE}, \quad (87)$$

$$\frac{dU_{ref1}}{dT} = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln(N) + \frac{dU_{BE}}{dT} = 0, \quad (88)$$

$$\frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln(N) = -\frac{dU_{BE}}{dT}, \quad (89)$$

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{-\frac{dU_{BE}}{dT}}{\frac{k}{q} \cdot \ln(N)} = \frac{-(-2,2 \cdot 10^{-3})}{\frac{1,38 \cdot 10^{-23}}{1,602 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln(4)} = 18,42, \quad (90)$$

$$K = \frac{R_3}{R_1} \Rightarrow R_3 = K \cdot R_1 = 18,42 \cdot 3,6 \cdot 10^{-3} = 66,312 \text{ k}\Omega. \quad (91)$$

Zpětným dosazením do rovnic (65) a (66) se vypočítají velikosti referenčních napětí.

$$U_{ref1} = I_0 \cdot R_3 + U_{BE} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 66312 + 0,65 = 1,31 \text{ V},$$

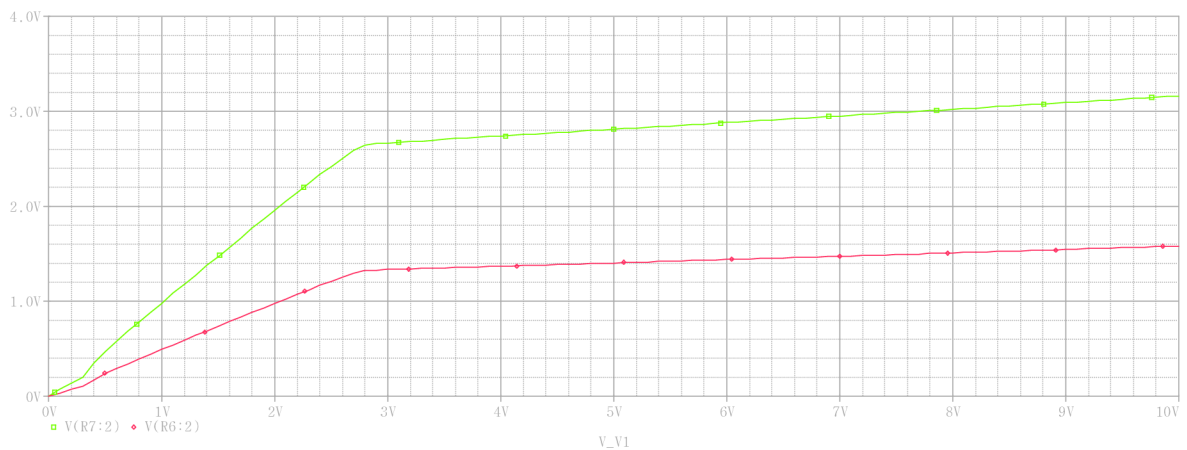
$$U_{ref2} = I_0 \cdot R_3 + U_{BE7} + I_0 \cdot R_4 + U_{BE8},$$

$$U_{ref2} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 66312 + 0,65 + 10 \cdot 10^{-6} \cdot 66312 + 0,65 = 2,62 \text{ V}.$$

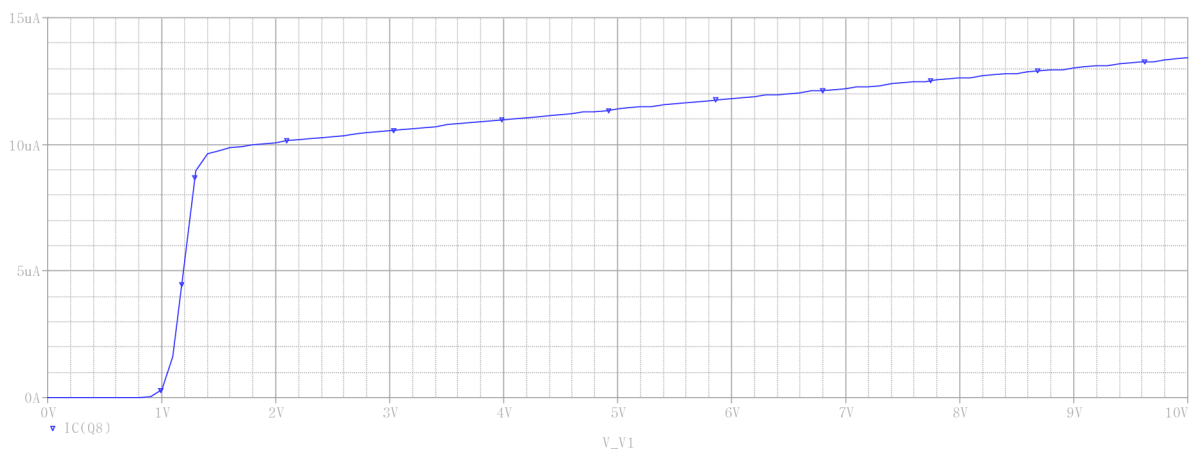
6.2 Počítačové simulace

6.2.1 Stejnoseměrná analýza

Na obr. 6.3 je výsledek stejnosměrné analýzy obvodu. Z charakteristiky je zřejmá větší závislost na napájecím napětí, což je dáno méně stabilním výstupním proudem z amerického proudového zdroje, jak je vidět na obr. 6.4.



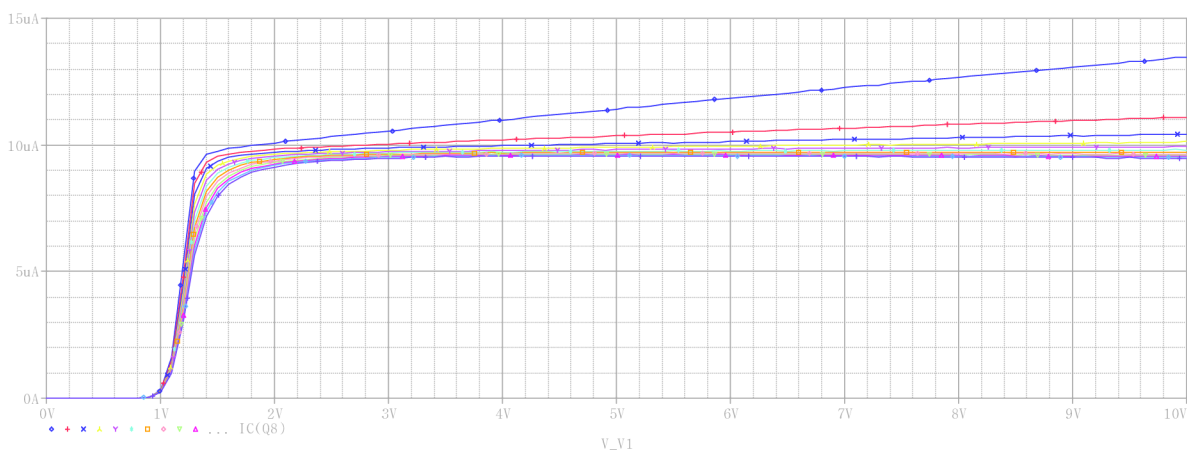
Obr. 6.3 Výsledek stejnosměrné analýzy obvodu



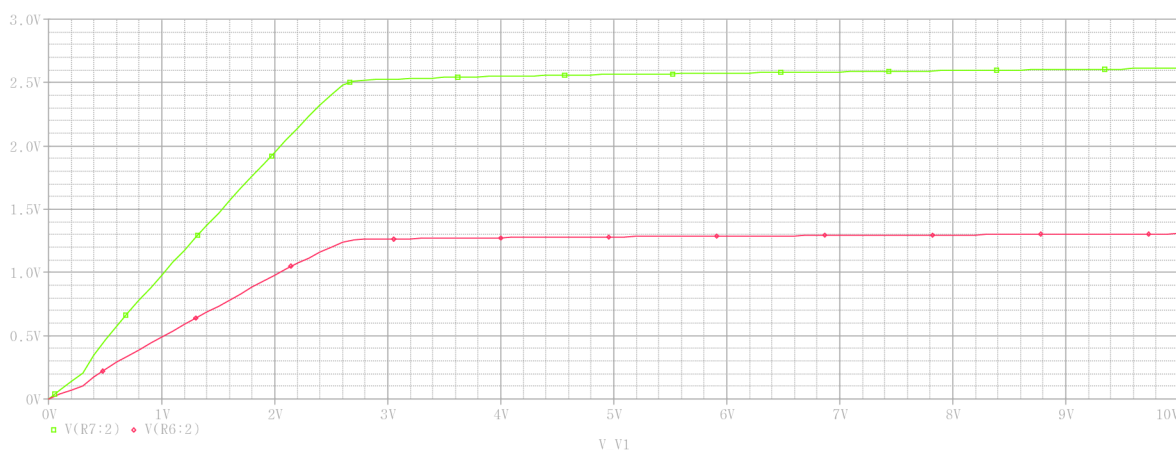
Obr. 6.4 Výsledek stejnosměrné analýzy výstupního proudu amerického proudového zdroje

Tento stav nelze považovat za napěťově nezávislý proud. Z důvodu zlepšení stabilizace výstupního proudu byla provedena parametrická analýza, rozmítání hodnoty rezistoru R_2 proudového zdroje. Hodnoty rezistoru R_2 byly zadány v rozsahu od $36 \text{ k}\Omega$ do $600 \text{ k}\Omega$ s krokem $50 \text{ k}\Omega$.

Z charakteristik parametrické analýzy výstupního proudu je vidět, že při zvýšení hodnoty rezistoru R_2 je výstupní proud stabilnější. Na obr. 6.6 je také vidět, že i obě referenční napětí jsou stabilnější.



Obr. 6.5 Výsledek parametrické analýzy výstupního proudu se změnou hodnoty rezistoru R_2



Obr. 6.6 Výsledek stejnosměrné analýzy výstupních referenčních napětí

Tab. 6 – měření změny výstupního napětí U_{ref1}

$U_{nap.}$ [V]	U_{ref1} [V]	ΔU_{ref1} [V]	δU_{ref1} [%]
3	1,263	0,042	0,893
4	1,274		
5	1,281		
6	1,287		
7	1,292		
8	1,297		
9	1,302		
10	1,306		

Změna výstupního referenčního napětí v rozsahu 3 V až 10 V napětí napájecího

$$\Delta U_{ref1} = U_{10V} - U_{3V} = 1,306 - 1,263 = 0,042 V . \quad (92)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{ref1} = \frac{1}{8} \cdot \sum_{i=1}^8 U_{ref1i} = \frac{10,302}{8} = 1,2877 \text{ V} . \quad (93)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta U_{ref1} = \frac{1}{8} \cdot \sum_{i=1}^8 |U_{ref1i} - \bar{U}_{ref1}| , \quad (94)$$

$$\Delta U_{ref1} = \frac{0,092}{8} = 0,0115 \text{ V} .$$

Relativní chyba

$$\delta_{U_{ref1}} = \frac{\Delta U_{ref1}}{\bar{U}_{ref1}} = \frac{0,0115}{1,2877} \cdot 100 = 0,893 \% . \quad (95)$$

Tab. 7 – měření změny výstupního napětí U_{ref2}

$U_{nap.}$ [V]	U_{ref2} [V]	ΔU_{ref2} [V]	$\delta_{U_{ref2}}$ [%]
3	2,527	0,085	0,887
4	2,549		
5	2,563		
6	2,575		
7	2,585		
8	2,595		
9	2,604		
10	2,613		

Změna výstupního referenčního napětí v rozsahu 3 V až 10 V napětí napájecího

$$\Delta U_{ref2} = U_{10V} - U_{3V} = 2,613 - 2,527 = 0,085 \text{ V} . \quad (96)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{ref2} = \frac{1}{8} \cdot \sum_{i=1}^8 U_{ref2i} = \frac{20,611}{8} = 2,576 \text{ V} . \quad (97)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta U_{ref2} = \frac{1}{8} \cdot \sum_{i=1}^8 |U_{ref2i} - \bar{U}_{ref2}|, \quad (98)$$

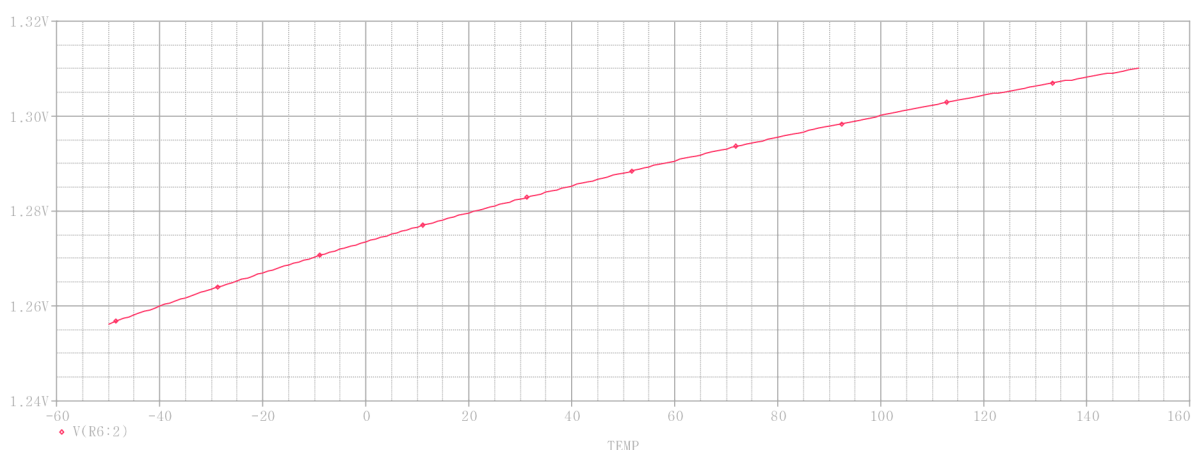
$$\Delta U_{ref2} = \frac{0,183}{8} = 0,0228 V.$$

Relativní chyba

$$\delta_{U_{ref2}} = \frac{\Delta U_{ref2}}{U_{ref2}} = \frac{0,0228}{2,576} \cdot 100 = 0,887 \% . \quad (99)$$

6.2.2 Teplotní analýzy

Teplotní analýzou byla ověřena změna obou referenčních napětí při změně teploty v rozsahu od -50°C do 150°C .



Obr. 6.7 Výsledek teplotní analýzy napětí U_{ref1}

Tab. 8 – měření změny výstupního napětí U_{ref1}

T [$^{\circ}\text{C}$]	U_{ref1} [V]	ΔU_{ref1} [V]	$\delta_{U_{ref1}}$ [%]
-50	1,256	0,053	2,104
150	1,310		

Změna výstupního referenčního napětí v rozsahu teplot -50 až 150°C

$$\Delta U_{ref1} = U_{150} - U_{-50} = 1,31 - 1,2563 = 0,053 V . \quad (100)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{ref1} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 U_{ref1i} = \frac{1,256 + 1,31}{2} = 1,283 \text{ V} . \quad (101)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta U_{ref1} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 |U_{ref1i} - \bar{U}_{ref1}| = \frac{|1,256 - 1,283| + |1,31 - 1,283|}{2} = 0,027 \text{ V} . \quad (102)$$

Relativní chyba

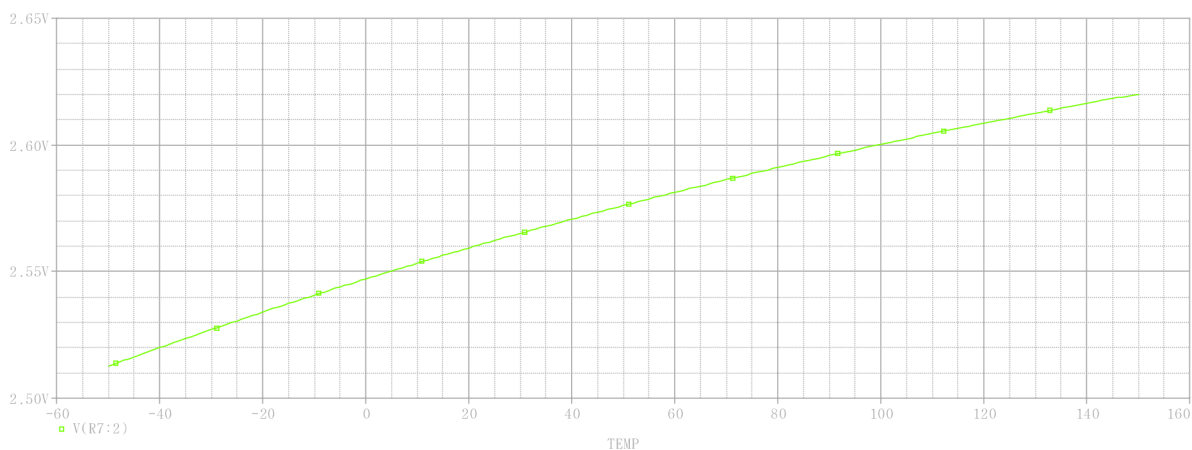
$$\delta_{U_{ref1}} = \frac{\Delta U_{ref1}}{U_{ref1}} = \frac{0,027}{1,283} \cdot 100 = 2,104 \% . \quad (103)$$

Výpočet teplotního koeficientu U_{ref1}

$$TC_{ref1} = \frac{1}{U_{ref1}} \cdot \frac{\Delta U_{ref1}}{\Delta T} = \frac{1}{1,31} \cdot \frac{0,0537}{150 - (-50)} = 2,049 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} , \quad (104)$$

$$TC_{ref1\%} = \frac{1}{U_{ref1}} \cdot \frac{\Delta U_{ref1}}{\Delta T} \cdot 100 = 2,0496 \cdot 10^{-4} \cdot 100 = 0,020 \text{ } \%/^\circ\text{C} , \quad (105)$$

$$TC_{ref1ppm} = \frac{1}{U_{ref1}} \cdot \frac{\Delta U_{ref1}}{\Delta T} \cdot 1000000 = 2,0496 \cdot 10^{-4} \cdot 1000000 = 204 \text{ ppm}/^\circ\text{C} . \quad (106)$$



Obr. 6.8 Výsledek teplotní analýzy napětí U_{ref2}

Tab. 9 – měření změny výstupního napětí U_{ref2}

T [°C]	U_{ref2} [V]	ΔU_{ref2} [V]	δU_{ref2} [%]
-50	2,512	0,107	2,104
150	2,620		

Změna výstupního referenčního napětí v rozsahu teplot -50 až 150 °C

$$\Delta U_{ref2} = U_{150} - U_{-50} = 2,620 - 2,512 = 0,107 \text{ V} . \quad (107)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{ref2} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 U_{ref2i} = \frac{2,512 + 2,62}{2} = 2,566 \text{ V} . \quad (108)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta U_{ref2} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 |U_{ref2i} - \bar{U}_{ref2}| = \frac{|2,512 - 2,566| + |2,62 - 2,566|}{2} = 0,054 \text{ V} . \quad (109)$$

Relativní chyba

$$\delta_{U_{ref2}} = \frac{\Delta U_{ref2}}{\bar{U}_{ref2}} = \frac{0,054}{2,566} \cdot 100 = 2,104 \% . \quad (110)$$

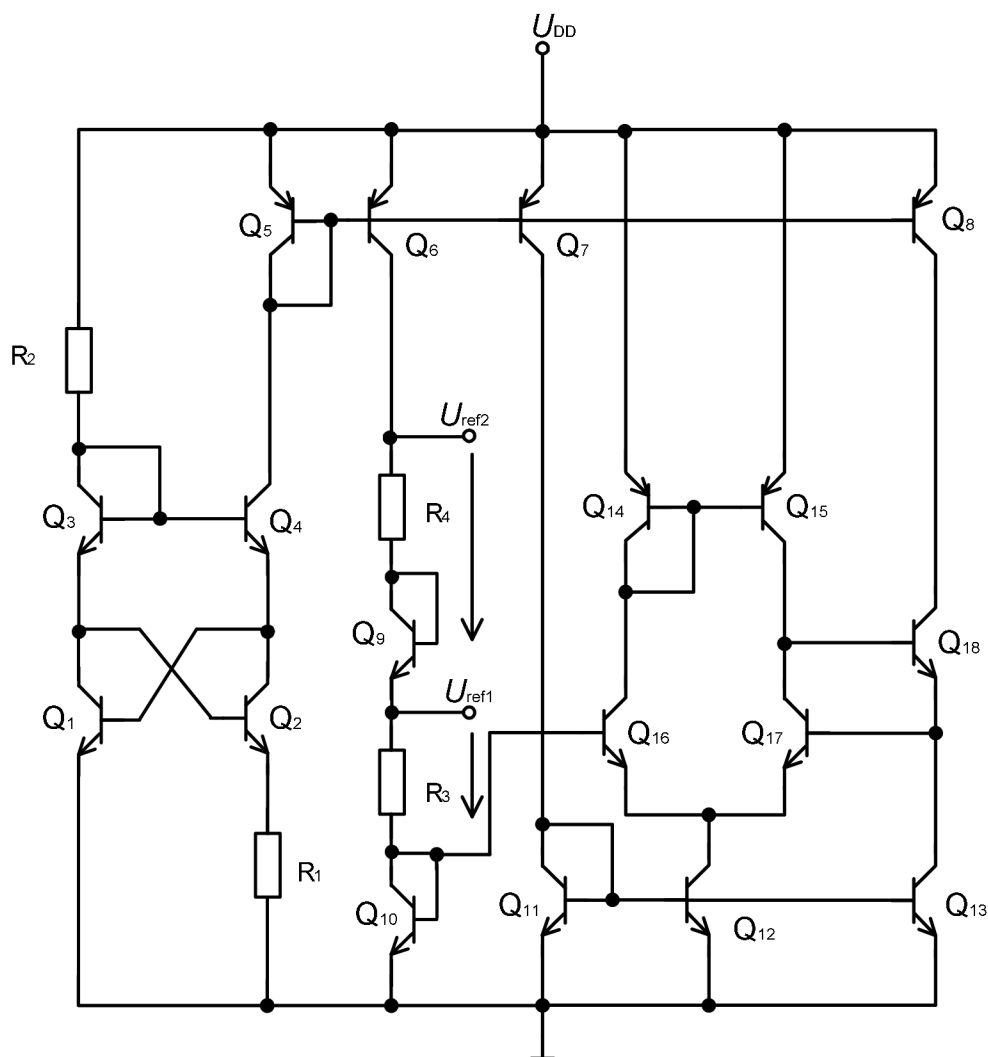
Výpočet teplotního koeficientu U_{ref2}

$$TC_{ref2} = \frac{1}{U_{ref2}} \cdot \frac{\Delta U_{ref2}}{\Delta T} = \frac{1}{2,62} \cdot \frac{0,1057}{150 - (-50)} = 2,017 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}, \quad (111)$$

$$TC_{ref2\%} = \frac{1}{U_{ref2}} \cdot \frac{\Delta U_{ref2}}{\Delta T} \cdot 100 = 2,0171 \cdot 10^{-4} \cdot 100 = 0,020 \text{ } \%/^\circ\text{C}, \quad (112)$$

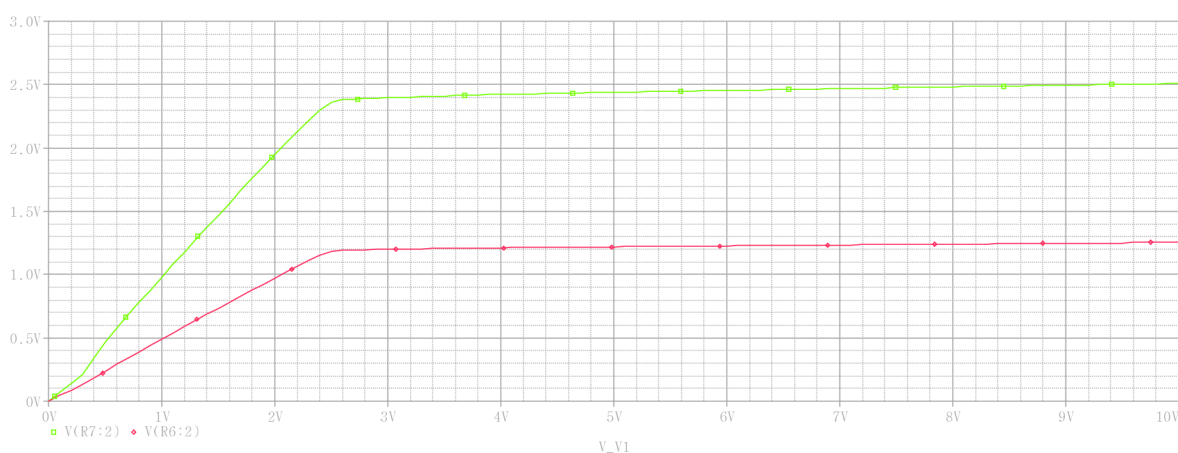
$$TC_{ref2\text{ ppm}} = \frac{1}{U_{ref2}} \cdot \frac{\Delta U_{ref2}}{\Delta T} \cdot 1000000 = 2,0171 \cdot 10^{-4} \cdot 1000000 = 201 \text{ ppm}/^\circ\text{C}. \quad (113)$$

Obě výstupní referenční napětí vykazují celkově kladný teplotní koeficient v hodnotách 200 ppm/ $^\circ\text{C}$. Kvalitní referenční zdroje mají teplotní koeficient v desítkách ppm/ $^\circ\text{C}$. Z tohoto důvodu byly provedeny úpravy v obvodu, které vylepšují teplotní chování obvodu.



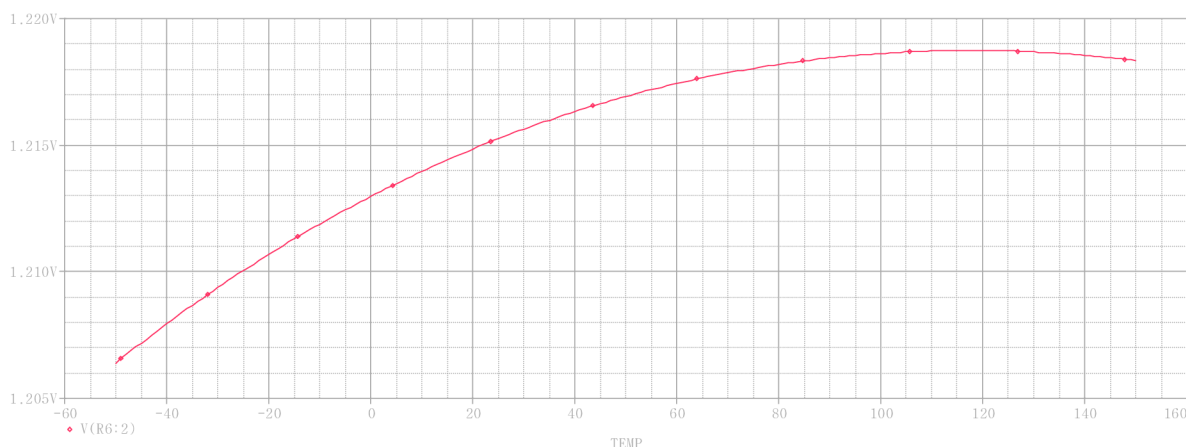
Obr. 6.9 Celkové schéma obvodu

Obvod byl doplněn o diferenční stupeň tvořený tranzistory Q_{16} a Q_{17} a koncový stupeň s tranzistorem Q_{18} . Báze tranzistoru Q_{16} je zapojena na referenční napětí, které je dáno napětím U_{BE} tranzistoru Q_{10} . Báze tranzistoru Q_{17} je zapojena na výstup koncového stupně a vytváří zápornou zpětnou vazbu. Proudový zdroj pro diferenční stupeň je složen z tranzistorů Q_{11} , Q_{12} a Q_{13} . Tranzistory Q_{14} a Q_{15} jsou zátěží diferenčního stupně.



Obr. 6.10 Výsledek stejnosměrné analýzy napětí U_{ref1} a U_{ref2}

Simulací bylo zjištěno, že u stejnosměrné analýzy došlo k poklesu výstupních napětí na hodnoty $U_{ref1} = 1,219$ V respektive $U_{ref2} = 2,439$ V, při 5 V napětí napájecího, ale ke zlepšení teplotního chování obvodu.



Obr. 6.11 Výsledek teplotní analýzy napětí U_{ref1}

Tab. 12 – měření změny výstupního napětí U_{ref1}

T [°C]	U_{ref1} [V]	ΔU_{ref1} [V]	δU_{ref1} [%]
-50	1,206	0,011	0,495
150	1,218		

$$\Delta U_{ref1} = U_{150} - U_{-50} = 1,218 - 1,206 = 0,011 \text{ V} . \quad (114)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{ref1} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 U_{ref1i} = \frac{1,206 + 1,218}{2} = 1,212 \text{ V} . \quad (115)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta U_{ref1} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 |U_{ref1i} - \bar{U}_{ref1}| = \frac{|1,206 - 1,212| + |1,218 - 1,212|}{2} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ V} . \quad (116)$$

Relativní chyba

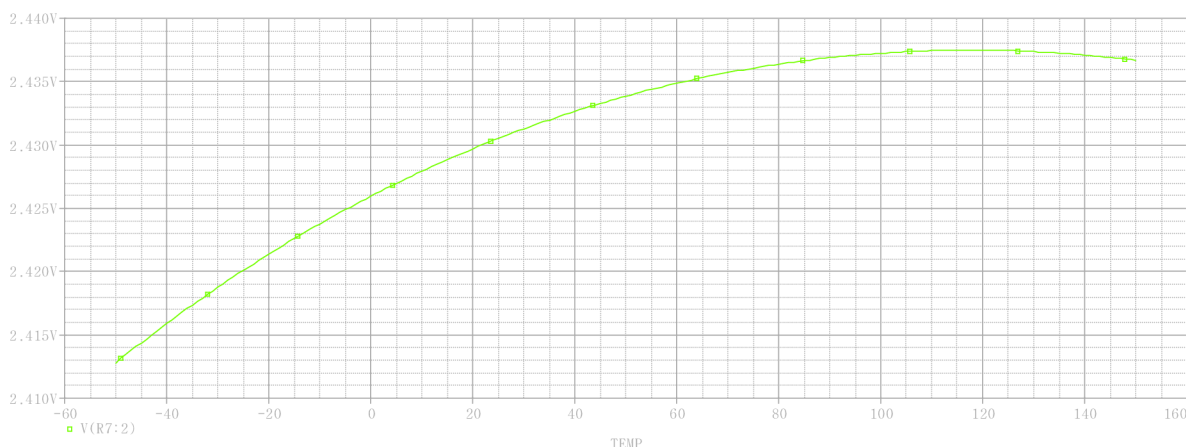
$$\delta_{U_{ref1}} = \frac{\Delta U_{ref1}}{\bar{U}_{ref1}} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{1,212} \cdot 100 = 0,495 \% . \quad (117)$$

Výpočet teplotního koeficientu U_{ref1}

$$TC_{ref1} = \frac{1}{U_{ref1}} \cdot \frac{\Delta U_{ref1}}{\Delta T} = \frac{1}{1,2} \cdot \frac{0,011}{150 - (-50)} = 4,958 \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} , \quad (118)$$

$$TC_{ref1\%} = \frac{1}{U_{ref1}} \cdot \frac{\Delta U_{ref1}}{\Delta T} \cdot 100 = 4,958 \cdot 10^{-5} \cdot 100 = 4,958 \cdot 10^{-3} \% / ^\circ\text{C} , \quad (119)$$

$$TC_{ref1ppm} = \frac{1}{U_{ref1}} \cdot \frac{\Delta U_{ref1}}{\Delta T} \cdot 1000000 = 4,958 \cdot 10^{-5} \cdot 1000000 = 49,580 \text{ ppm} / ^\circ\text{C} . \quad (120)$$



Obr. 6.12 Výsledek teplotní analýzy napětí U_{ref2}

Tab. 13 – měření změny výstupního napětí U_{ref2}

T [°C]	U_{ref2} [V]	ΔU_{ref2} [V]	$\delta_{U_{ref2}}$ [%]
-50	2,412	0,023	0,495
150	2,436		

$$\Delta U_{ref2} = U_{150} - U_{-50} = 2,412 - 2,436 = 0,023 \text{ V} . \quad (121)$$

Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

$$\bar{U}_{ref2} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 U_{ref2i} = \frac{2,412 + 2,436}{2} = 2,424 \text{ V} . \quad (122)$$

Průměrná odchylka

$$\Delta U_{ref2} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^2 |U_{ref2i} - \bar{U}_{ref2}| = \frac{|2,412 - 2,424| + |2,436 - 2,424|}{2} = 0,012 \text{ V} . \quad (123)$$

Relativní chyba

$$\delta_{U_{ref2}} = \frac{\Delta U_{ref2}}{\bar{U}_{ref2}} = \frac{0,012}{2,424} \cdot 100 = 0,495 \% . \quad (124)$$

Výpočet teplotního koeficientu U_{ref2}

$$TC_{ref2} = \frac{1}{U_{ref2}} \cdot \frac{\Delta U_{ref2}}{\Delta T} = \frac{1}{2,4} \cdot \frac{0,023}{150 - (-50)} = 4,979 \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}, \quad (125)$$

$$TC_{ref2\%} = \frac{1}{U_{ref2}} \cdot \frac{\Delta U_{ref2}}{\Delta T} \cdot 100 = 4,979 \cdot 10^{-5} \cdot 100 = 4,979 \cdot 10^{-3} \text{ } \%/^\circ\text{C}, \quad (126)$$

$$TC_{ref2ppm} = \frac{1}{U_{ref2}} \cdot \frac{\Delta U_{ref2}}{\Delta T} \cdot 1000000 = 4,979 \cdot 10^{-5} \cdot 1000000 = 49,790 \text{ } ppm/^\circ\text{C}. \quad (127)$$

6.2.3 Vyhodnocení analýz

Vyhodnocením výsledků provedených analýz obvodu napěťové reference generující dvě napětí byly zjištěny následující hodnoty. Výstupní napětí U_{ref1} a U_{ref2} v rozsahu od 3 V do 10 V napětí napájecího, jsou mírně závislé na napájecím napětí. Při 5 V napětí napájecího je $U_{ref1} = 1,219$ V respektive $U_{ref2} = 2,439$ V. Změna obou napětí v uvedeném rozsahu je zjištěna $\Delta U_{ref1} = 0,042$ V a $\Delta U_{ref2} = 0,085$ V. U obou referenčních napětí byl dosažen v rozsahu teplot -50 °C až 150 °C celkově kladný teplotní koeficient v desítkách ppm, $TC_{Rref1} = 49,58$ ppm/°C a $TC_{Rref2} = 49,79$ ppm/°C.

Ze získaných výsledků lze konstatovat, že se podařilo navrhnout celkově stabilní referenční zdroj generující dvě napětí. Obvod lze využít například pro zařízení, která ke své činnosti vyžadují více stabilních referenčních napětí.

7 Závěr

Cílem této práce bylo provést rozbor možných struktur napěťových a proudových referencí s jejich popisem a schémata zapojení a zhodnocení jejich využití v oblasti integrovaných obvodů. V druhé části práce bylo úkolem provést návrh alespoň jedné napěťové reference, jedné proudové reference a simulací ověřit dosažené parametry.

Pro praktický návrh jsem zvolil napěťovou bandgap referenci, proudovou bootstrap referenci a napěťovou referenci generující dvě referenční napětí. U všech uvedených struktur jsem provedl návrh obvodového řešení, výpočet aktivních a pasivních prvků a počítačové simulace pro ověření správné činnosti.

Zhodnocením dosažených výsledků stejnosměrné analýzy a teplotní analýzy obvodu napěťové bandgap reference se mi podařilo dosáhnout výstupního referenčního napětí, které je téměř nezávislé na napájecím napětí a má velmi dobrou teplotní stabilitu s celkově kladným teplotním koeficientem v jednotkách ppm/°C. Hodnoty dosažených parametrů navrženého obvodu jsou, výstupní referenční napětí $U_{BG} = 1,2 \text{ V}$ a teplotní koeficient $TC = 6,25 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$. Referenci je možno použít pro napájecí napětí v rozsahu od 1,6 V do 10 V a teplotní rozmezí od -50 °C do 150 °C.

Z výsledků stejnosměrné analýzy proudové bootstrap reference jsem zjistil, že při napájecím napětí $U_{DD} = 5 \text{ V}$, a teplotě 300 K je výstupní proud reference $I_{ref} = 10,01 \mu\text{A}$. Při zkoumání vlivu změny napájecího napětí na výstupní proud je zjištěno, že část charakteristiky, v rozsahu změny napájecího napětí od 4 V do 8 V vykazuje velmi mírnou závislost na napájecím napětí. Při dalším zvyšování napájecího napětí nad 8 V vykazovala reference větší závislost na napájecím napětí. Z výsledků teplotní analýzy obvodu jsem zjistil, v rozsahu změny teploty od -50 °C do 150 °C, celkový záporný teplotní koeficient s hodnotou -2305 ppm/°C. Provedenými obvodovými úpravami zapojení se mi nepodařilo teplotní závislost eliminovat i s ohledem na to, že při návrhu byla použita omezená verze software OrCAD-Pspice 16.2, která mi již nedovolila další rozšíření obvodu, než je uvedeno na obr. 5.2. Eliminaci teplotního koeficientu bych mohl provést tak, že bych referenci navrhl pro technologii hybridních integrovaných obvodů. Výběrem materiálu odporové vrstvy s vhodným teplotním koeficientem bych takto mohl eliminovat celkový teplotní koeficient obvodu na minimální hodnotu. Výsledky simulací jsou uvedeny v příloze B. Tuto referenci bych doporučil pro napájecí napětí od 4 V do 8 V a pro rozsah teplot od 20 °C do 40 °C, kdy změna výstupního referenčního proudu není tak výrazná jako pro větší rozsah teplot.

Z výsledků provedených analýz obvodu napěťové reference generující dvě napětí jsem zjistil, že se mi podařilo navrhnout obvod, jehož obě výstupní referenční napětí jsou téměř nezávislé na napájecím napětí a mají velmi dobrou teplotní stabilitu s celkově kladným teplotním koeficientem v desítkách ppm/°C. Parametry výstupních napětí $U_{ref1} = 1,2 \text{ V}$ a $U_{ref2} = 2,4 \text{ V}$, teplotní koeficienty $TC_{Ref1} = 49,58 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ a $TC_{Ref2} = 49,79 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$. Navržený obvod je možno použít pro napájecí napětí v rozsahu od 3 V do 10 V a v rozsahu

teplot od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Obvod lze využít například pro zařízení, která ke své činnosti vyžadují více stabilních referenčních napětí.

Závěrečným celkovým zhodnocením práce mohu konstatovat, že se mi podařilo splnit zadání diplomové práce, tedy provést důkladný teoretický rozbor napěťových a proudových referencí a v praktické části dále navrhnout jednu napěťovou a jednu proudovou referenci. Praktickou část jsem rozšířil ještě o návrh napěťové reference generující dvě napětí. U všech navržených typů struktur jsem počítačovými simulacemi ověřil jejich činnost a zhodnotil dosažené výsledky.

8 Použitá literatura

- [1] PHILIP E. ALLEN, DOUGLAS L. HOLBERG, *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University press 2002, 784 s. ISBN 0-19-511644-5.
- [2] ADEL S. SEDRA, KENNETH C. SMITH, *Microelectronic circuits*. Oxford university press 2004, 696 s. ISBN 0-19-514252-7
- [3] Kolařík V., Bečvář D., Musil V., *Navrhování analogových integrovaných obvodů*. VUT v Brně 2000, 214 s. ISBN 80-214-1749-8
- [4] WEBER B., MUSIL V., ĎURAČKOVÁ D., *Návrh integrovaných obvodů CMOS*. VUT v Brně 1997, 72 s. ISBN 80-214-0956-8.
- [5] BEČVÁŘ D., MUSIL V., ĎURAČKOVÁ D., BRZOBOHATÝ J., PROKOP P., *Metodika návrhu integrovaných obvodů v nových technologiích*. VUT v Brně 2004, 326 s. ISBN 80-214- 2820-1.
- [6] PROKOP R., *Přednášky k předmětu MNAI-MAIO*, [cit. 8.4.2010], dostupné z WWW: <http://www.umel.feec.vutbr.cz/~prokop/MNAI/MNAI.htm>
- [7] KREJČÍŘÍK A., *Zdroje proudu*. BEN – technická literatura, Praha 1999, 111 s. ISBN 80-86056-84-8.
- [8] A. PAUL BROKAW, *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference*, [cit. 3.1.2011], dostupné z WWW: http://ece.wpi.edu/~mcneill/handouts/bandgap_brokaw.pdf
- [9] VEDRAL J., FISCHER J., *Elektronické obvody pro měřící techniku*. Vydavatelství ČVUT, Praha 1999, 340 s. ISBN 80-01-02966-2.
- [10] UHLÍŘ J., NEUMAN P., *Elektronické obvody a funkční bloky*. Vydavatelství ČVUT, Praha 1999, 279 s. ISBN 80-01-03281-7.

9 Seznam použitých zkratk

- U_{REF} – referenční napětí
- I_{REF} – referenční proud
- U_{DD} – kladné napájecí napětí
- U_{SS} – záporné napájecí napětí
- U_{DS} – napětí mezi drain (kolektor) a source (emitor) MOS tranzistoru
- U_{BE} – napětí mezi bází a emitorem bipolárního tranzistoru
- β – vodivostní činitel
- K_P – technologický činitel
- U_T – teplotní napětí
- U_{THN} – prahové napětí
- U_{GS} – napětí mezi hradlem (gate) a emitorem (source) MOS tranzistoru
- g_m – přenosová vodivost
- λ – parametr modulace délky kanálu v saturaci
- W – šířka kanálu MOS tranzistoru
- L – délka kanálu MOS tranzistoru
- k – Boltzmanova konstanta $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
- T – absolutní teplota [K]
- q – elementární náboj $1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
- S – citlivost referenčního napětí na napájecím

10 Seznam příloh

Příloha A

Obr. 10.1 – Napěťová bandgap reference – znázornění měření jednotlivých veličin

Příloha B

Obr. 10.2 – Bootstrap reference – měření výstupních proudů

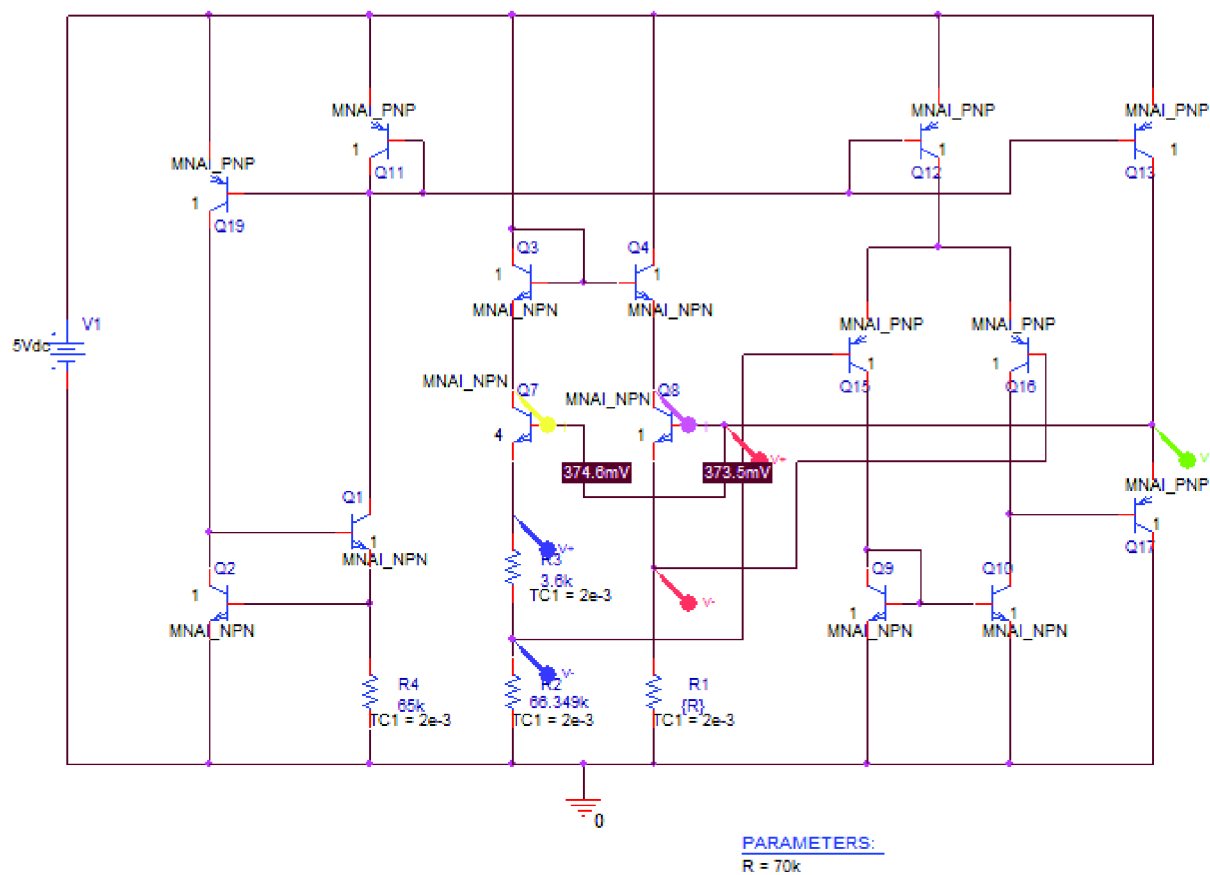
Obr. 10.3 – výsledek teplotní analýzy při TC rezistorů 200 ppm/ °C

Obr. 10.4 – výsledek teplotní analýzy při TC rezistorů 20 ppm/ °C

Příloha C

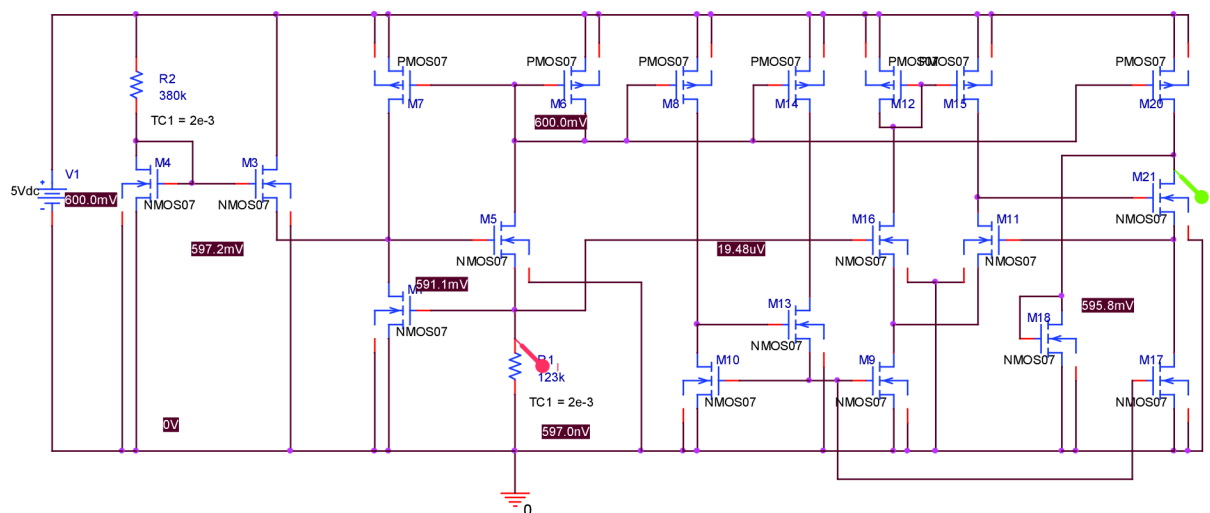
Obr. 10.5 – Reference generující dvě napětí – měření výstupních napětí

Příloha A

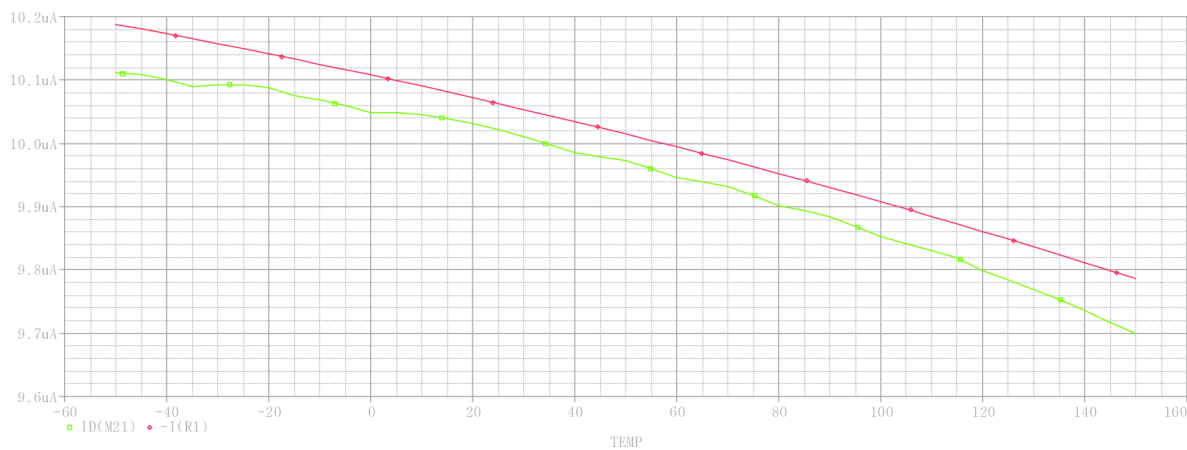


Obr. 10.1 Napěťová bandgap reference – znázornění měření jednotlivých veličin

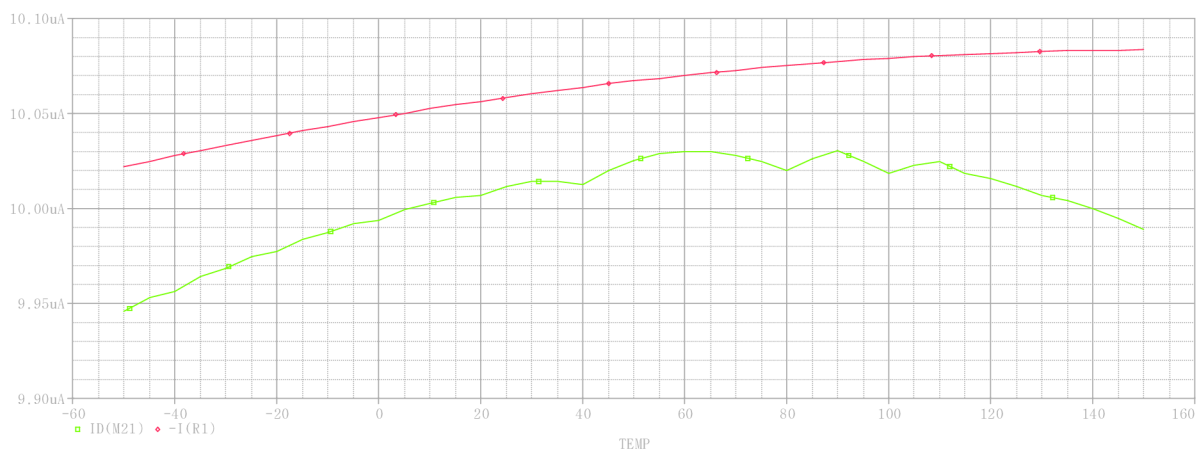
Příloha B



Obr. 10.2 Bootstrap reference – měření výstupních proudů

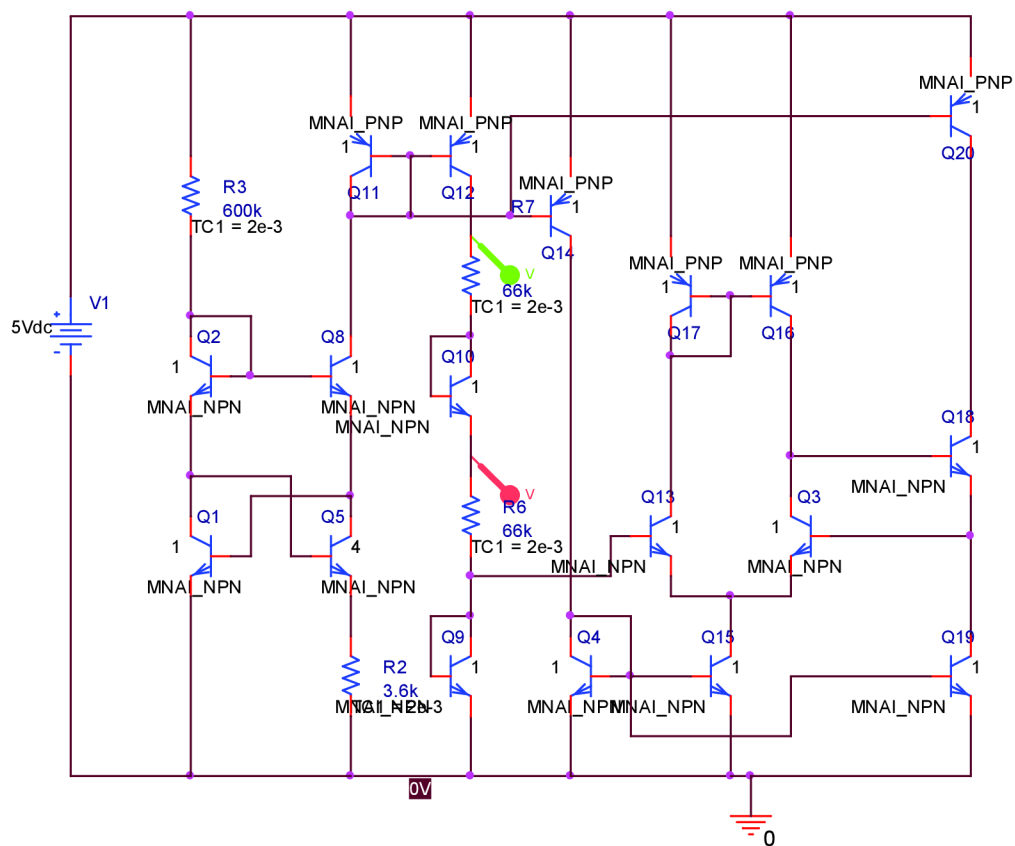


Obr. 10.3 – Výsledek teplotní analýzy při TC rezistorů 200 ppm/°C



Obr. 10.4 – Výsledek teplotní analýzy při TC rezistorů 20 ppm/°C

Příloha C



Obr. 10.5 Reference generující dvě napětí – měření výstupních napětí