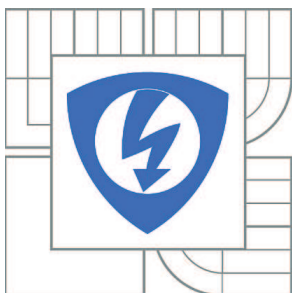


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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

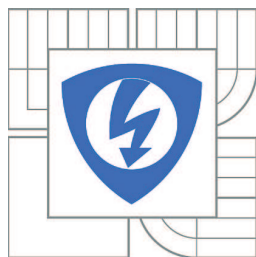
Bc. PAVEL SKALICKÝ

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

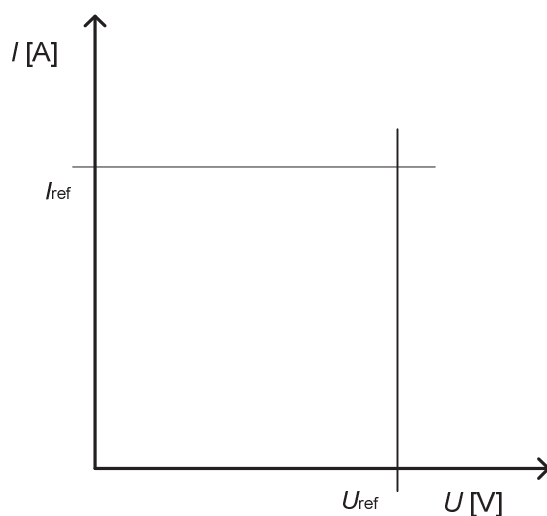
## Obsah

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 (napět'ové 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 napět'ových referencí je v mnoha aplikacích analogových elektronických obvodů (diskrétních i integrovaných), které vyžadují takovéto stavební bloky. Ideální průběhy charakteristik proudového a napět'ového referenčního zdroje jsou uvedeny na obr. 1.1. Charakteristiky jsou identické s ideálními charakteristikami napět'ových a proudových zdrojů. V praxi však tyto ideální průběhy nelze realizovat. Proudové a napět'ové 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 napět'ové a proudové reference [1]

## 2 Napět'ové referenční zdroje

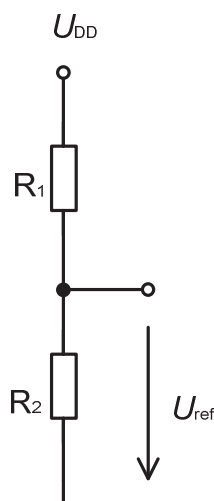
### 2.1 Napět'ové děliče

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

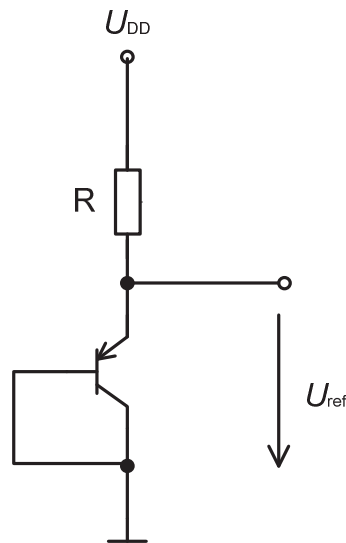
Další způsob jednoduché napěťové reference je uveden na obr. 2.2. Emitor bipolárního tranzistoru je připojen na napájecí napětí přes rezistor R. Referenční napětí  $U_{ref}$  odpovídá napětí  $U_{BE}$  bipolárního tranzistoru. Velikost referenčního napětí se vypočítá

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

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

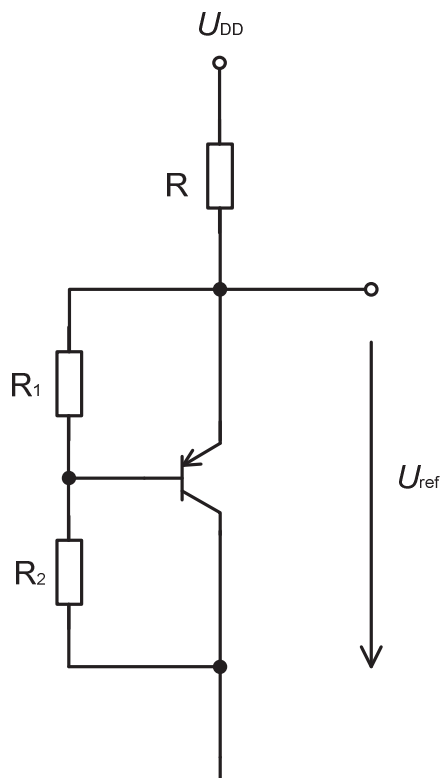
$$S_{U_{DD}}^{U_{ref}} = \frac{1}{\ln\left(\frac{U_{DD}}{R \cdot I_S}\right)} = \frac{1}{\ln\left(\frac{I}{I_S}\right)}. \quad (3)$$



**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

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



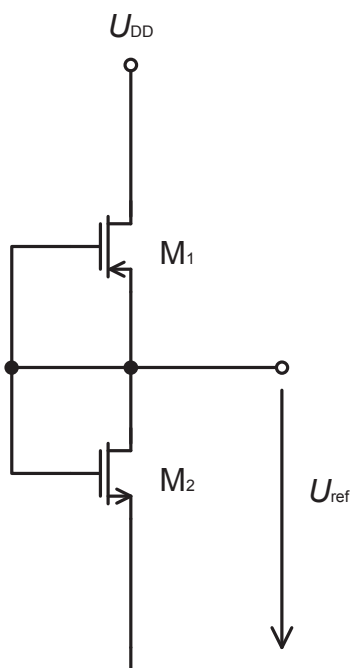
**Obr. 2.3** Modifikace napětového děliče rezistor – bipolární tranzistor [4]

### 2.1.3 Napětový 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 napětového 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,  $\beta_1$  a  $\beta_2$  jsou vodivostní činitelé.



**Obr. 2.4** Napěťový dělič MOSFET – MOSFET [4]

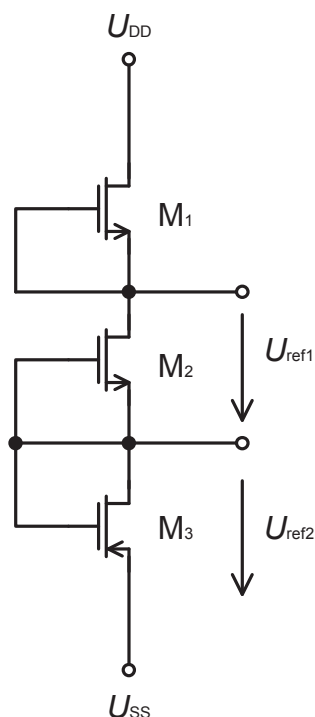
Citlivost referenčního napětí  $U_{ref}$  na změnu napájecího napětí  $U_{DD}$

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

Teplotní závislost děliče, při zanedbání teplotní závislosti poměrů  $\beta_1/\beta_2$

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

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.

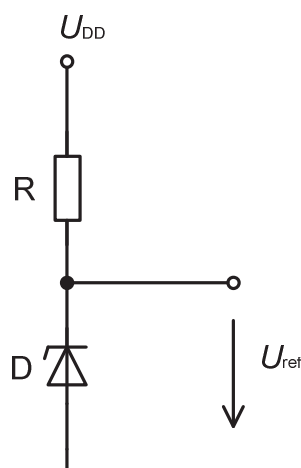


Obr. 2.5 Napěťový dělič MOSFET – MOSFET se třemi tranzistory [4]

## 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<sup>+</sup> a P<sup>+</sup> 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]

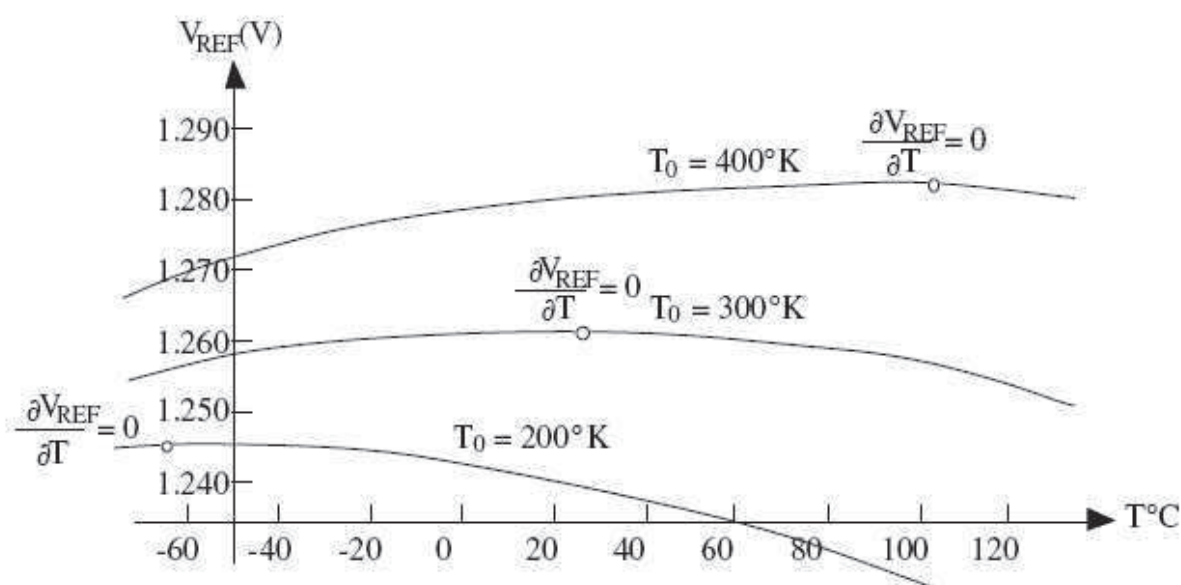
Teplotní stabilizace je v těchto případech složitější, neboť stabilizační diody s průrazným napětím nad 6 V mají teplotní koeficient průrazného napětí kladný a s narůstající hodnotou průrazného napětí stoupá. Tento efekt se dá částečně kompenzovat zapojením propustně polarizovaného přechodu PN (teplotní 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  $\Delta U_{BE}$  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].

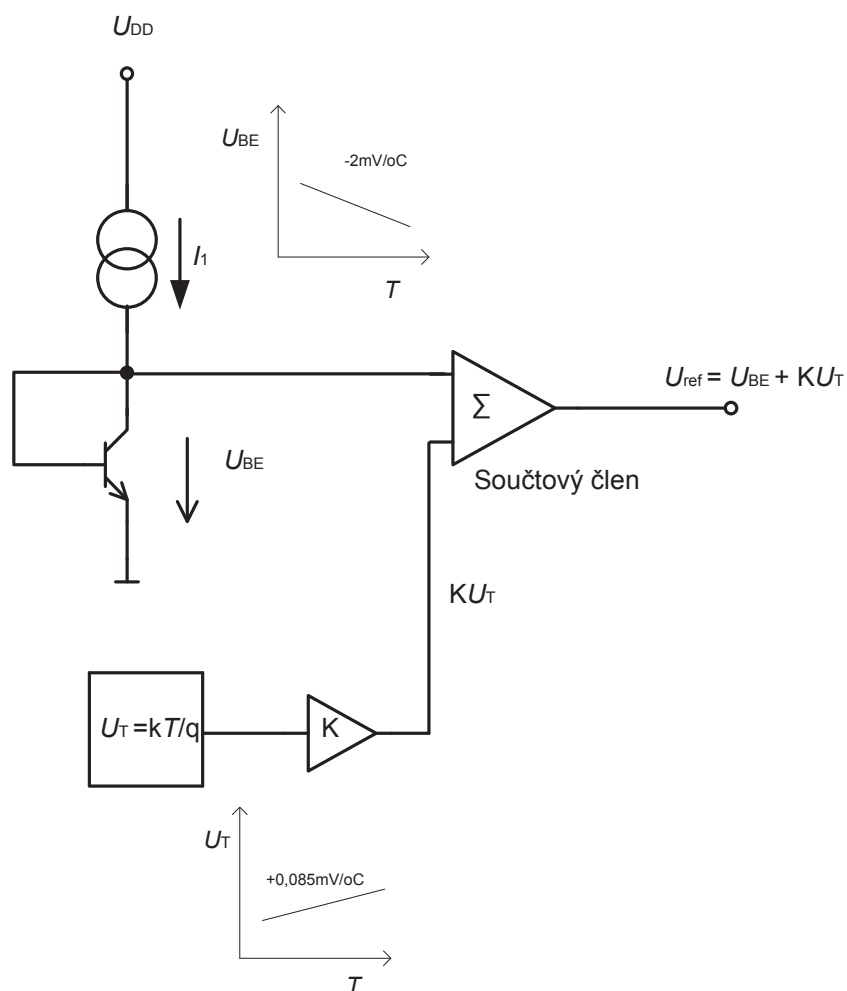
Nulového teplotního koeficientu však reálně není možné dosáhnout. Hodnoty součástek nikdy nejsou přesné, elektrický odpor rezistorů je teplotně závislý a napětí  $U_{BE}$  je slabě závislé na napájecím napětí. Samotné koeficienty se s teplotou mění a také změna  $U_{BE}$  s teplotou je nelineární. Charakteristicky 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]

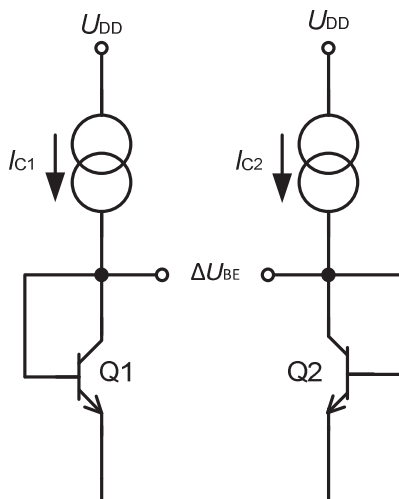
Generátor napětí  $U_T$  se dá realizovat jako rozdíl napětí na dvou bipolárních tranzistorech v diodovém zapojení. Jestliže pro diodové zapojení tranzistoru platí

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

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  $U_{BE}$ .

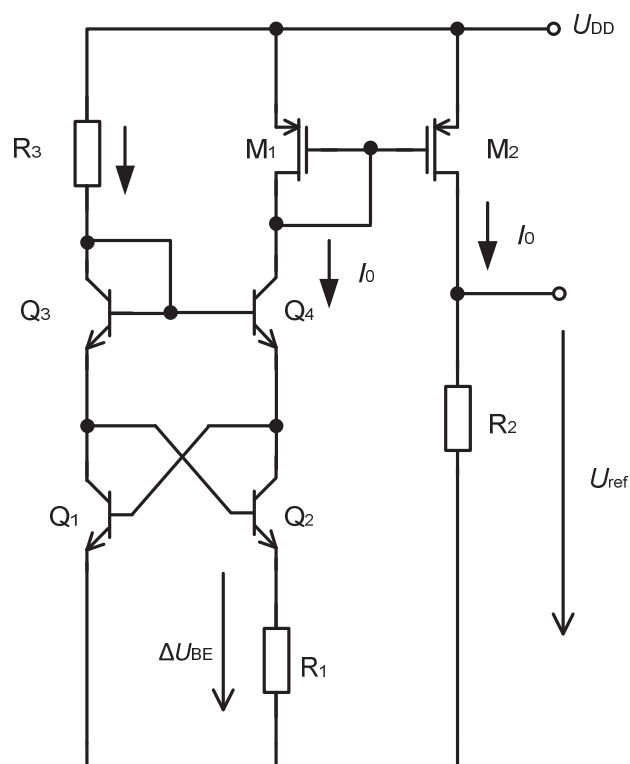


Obr. 2.9 Realizace zdroje rozdílového napětí

### 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

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

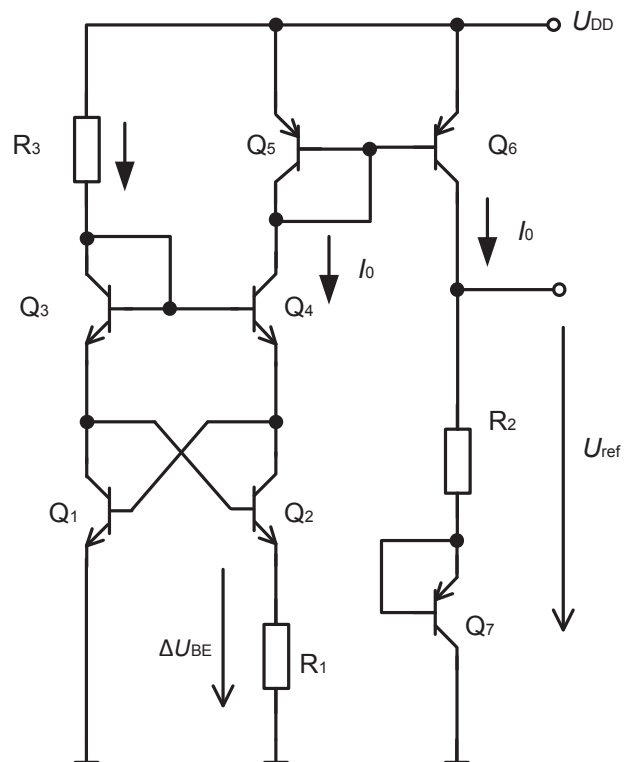
$$T_{CV} = \frac{\partial U_{ref}}{\partial T} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K}{q} \cdot \ln N. \quad (13)$$

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),

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

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

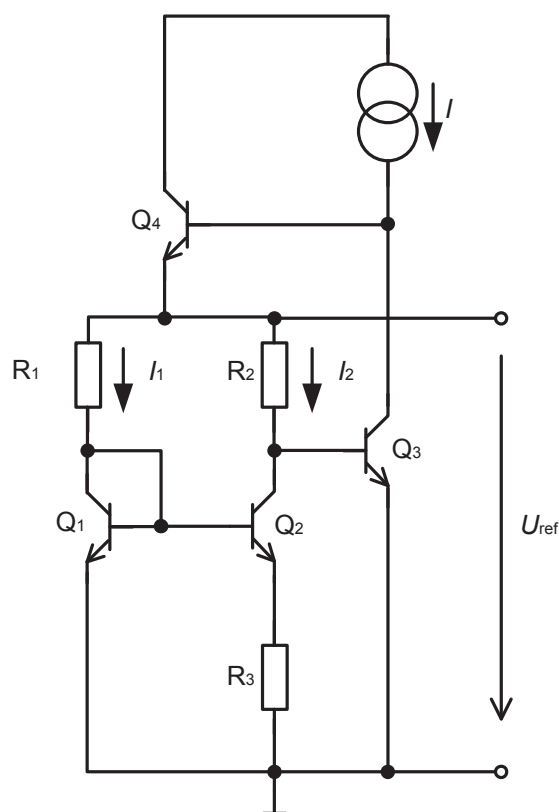


Obr. 2.11 Elementární bandgap reference, varianta 2

### 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  $\Delta U_{BE}$  se pak objeví na  $R_3$ . Při velkém zisku obou tranzistorů a zanedbání proudu do bází obou tranzistorů, bude napětí na  $R_2$  úměrné  $\Delta U_{BE}$ . Tranzistor  $Q_3$  je zesilovací stupeň. Napětí na jeho kolektoru je rovno součtu napětí  $\Delta U_{BE}$  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

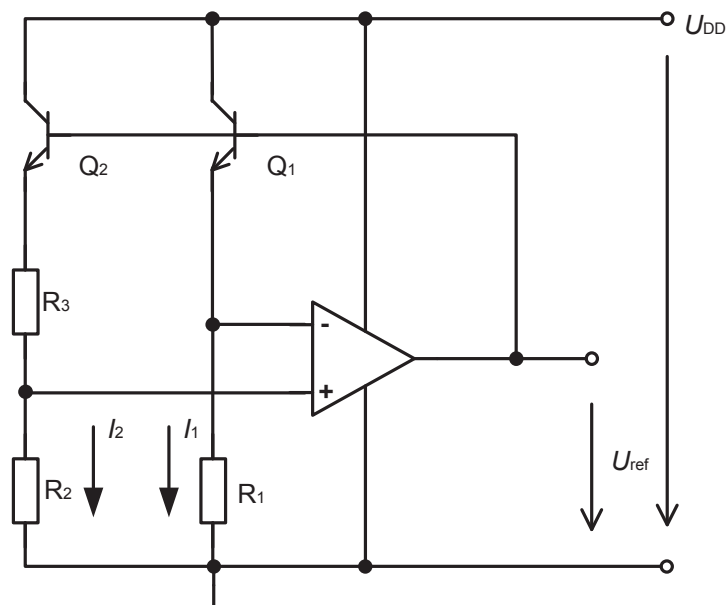
Ukázka zapojení bandgap reference s operačním zesilovačem je uvedena na obr. 2.13 a obr. 2.14. Činnost obou verzí je analogická. Operační zesilovač eliminuje vliv změny napájecího napětí a tím i změny velikosti proudů  $I_1$  a  $I_2$ . Musí platit:  $I_1 \cdot R_1 = I_2 \cdot R_2$ . Referenční napětí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

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

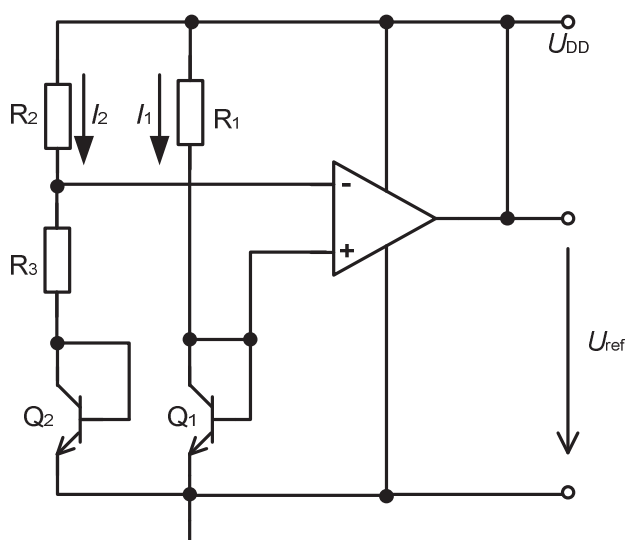
Pro eliminaci teplotního koeficientu musí být plochy emitorů a tím hodnoty  $I_{SS}$  tranzistorů rozdílné.

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

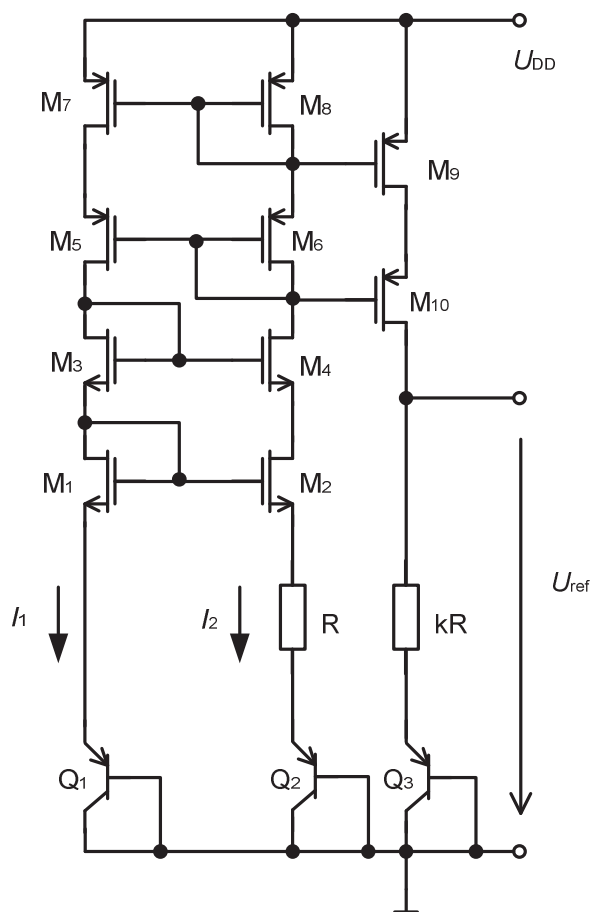


Na obr. 2.16 je uvedeno další zapojení bandgap CMOS napěťové reference. Kaskodové zrcadlo tvořené tranzistory  $M_5$  až  $M_8$  má za úkol udržet shodné proudy přes tranzistory  $Q_1$ ,  $Q_2$  a  $Q_3$ . Zde platí

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

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

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].



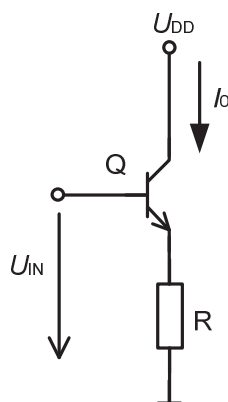
**Obr. 2.16** Bandgap reference, varianta 2

### 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

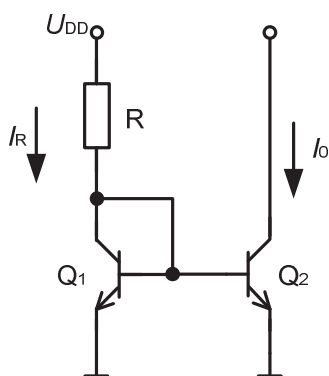
V následující kapitole jsou popsány jednotlivé typy proudových zrcadel, jak v bipolárním provedení tak i s tranzistory MOS. Proudová zrcadla tvoří základní stavební prvky integrovaných obvodů.

### 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

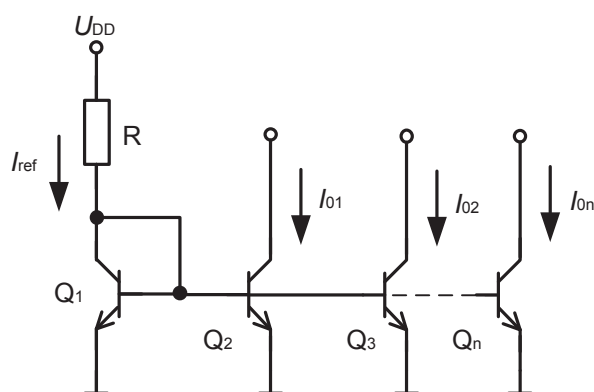
$$I_0 = I_R \cdot \frac{\beta}{1 + \frac{A_{E1}}{A_{E2}} \cdot (\beta + 1)}. \quad (28)$$



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

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

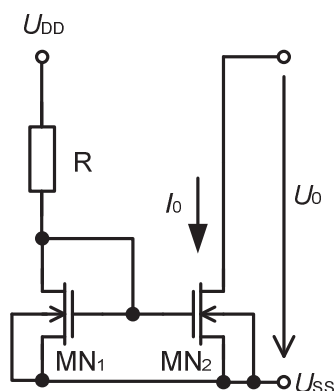


**Obr. 3.3** Vícenásobné Widlarovo proudové zrcadlo [4]

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

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

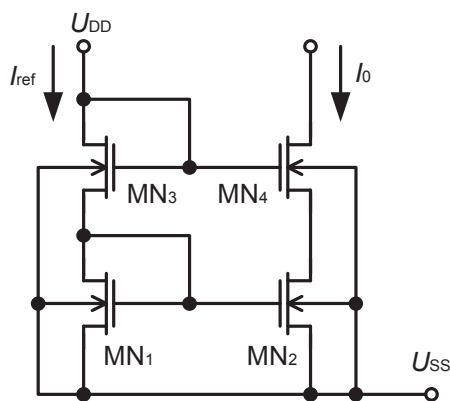
kde  $\lambda$  je parametr modulace délky kanálu v saturaci,  $I_{ref}$  je referenční proud,  $I_0$  je výstupní proud,  $U_0$  je výstupní napětí a  $U_{GS}$  je napětí mezi hradlem a emitorem tranzistoru.

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 MN<sub>4</sub> je napětí  $U_{GS1} + U_{GS3}$ . Aby byla splněna podmínka saturace tranzistoru MN<sub>4</sub>, 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 MN<sub>3</sub> hodnotu výstupního proudu  $I_0$  přímo neurčují.

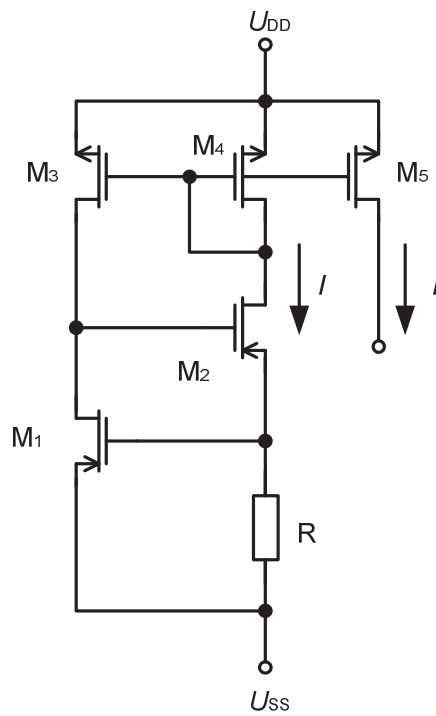
$$I_0 = I_R \cdot \frac{\beta_1}{\beta_2} \quad (33)$$



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

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

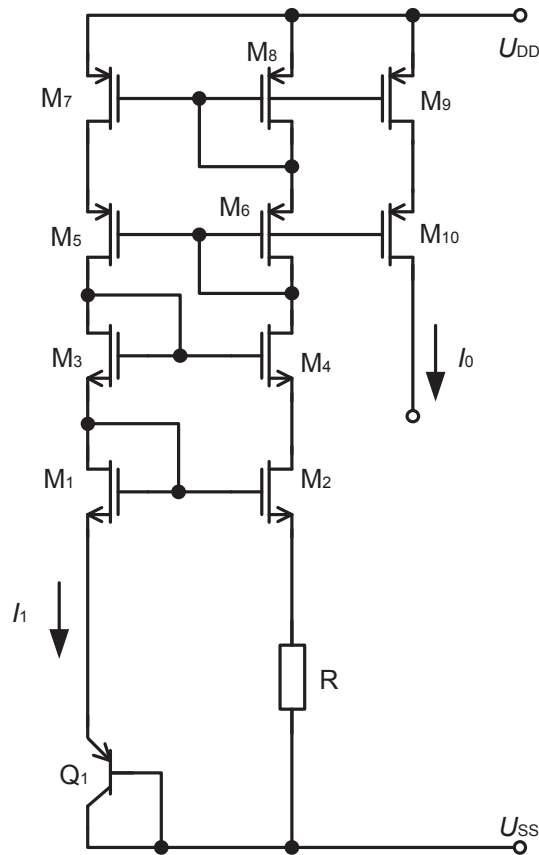
Přesnost proudu je dána přesností prahového napětí  $U_{TH}$  a rezistoru R. Teplotní závislost tohoto zapojení je dána teplotním koeficientem prahového napětí (-3,000 ppm/°C) a teplotním koeficientem rezistoru R (2,000 ppm/°C). Prahové napětí s rostoucí teplotou klesá. Odpor R se zvyšuje s teplotou.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



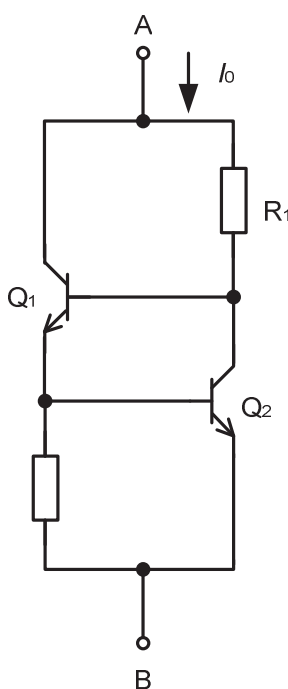
Obr. 3.6 Obvod využívající přechodu diody jako reference [3]

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

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

### 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

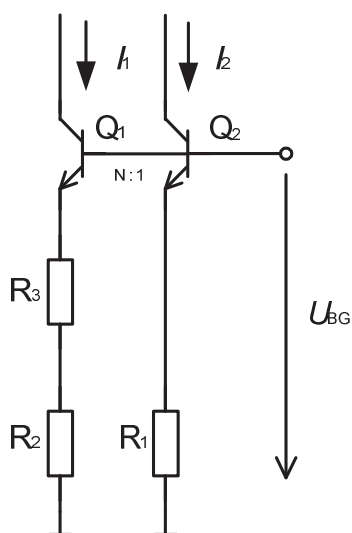
Pro praktický návrh byla zvolena bandgap reference v bipolární technologii s operačním zesilovačem, obr. 2.13.

### 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  $\Delta U_{BE}$  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)

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

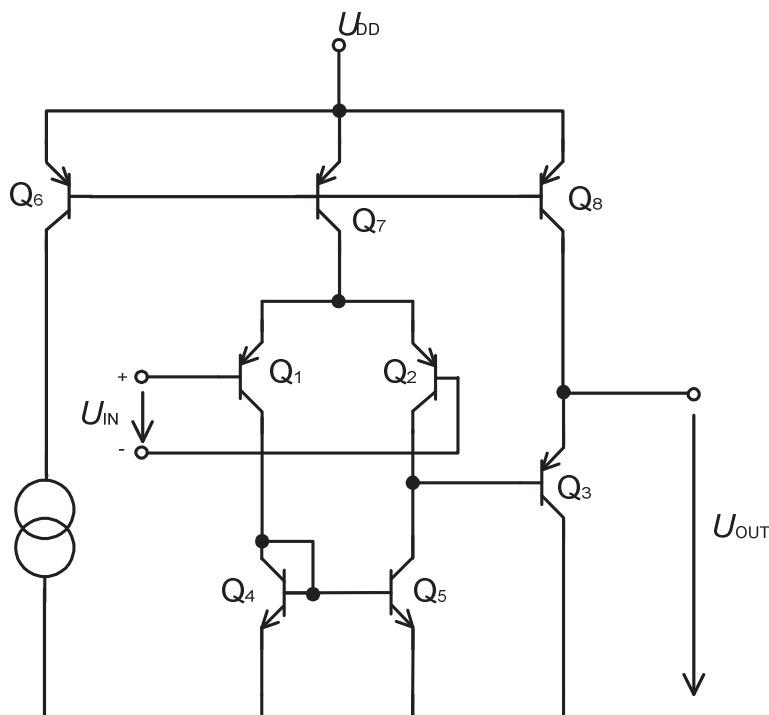
$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 0,025875 \text{ V},$$

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

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

#### 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.



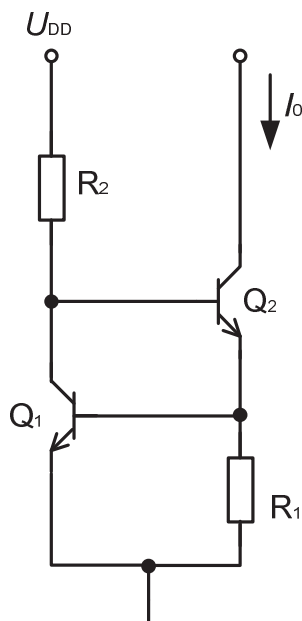
Obr. 4.2 Operační zesilovač

#### 4.1.3 Zdroj proudu

Na obr. 4.3 je uvedeno schéma zdroje proudu pro operační zesilovač napěťové bandgap reference. Jedná se 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 bázového 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

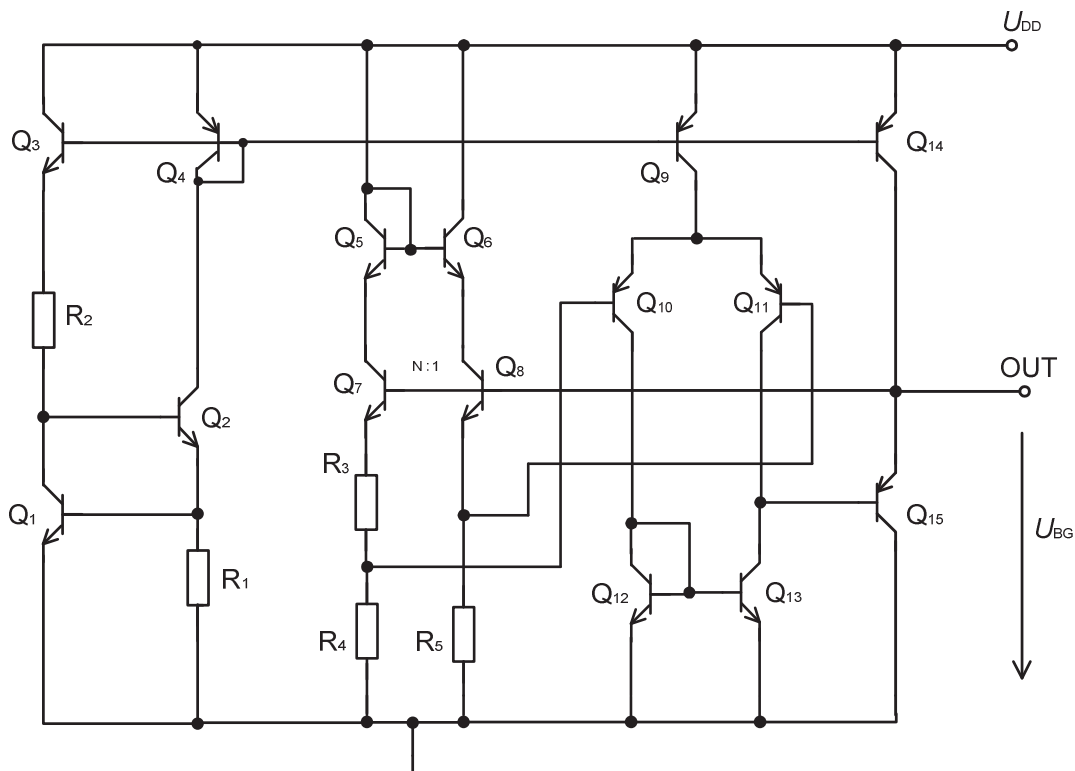
$$I_0 = \frac{U_{BE1}}{R_1}, \quad (51)$$

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

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

#### 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

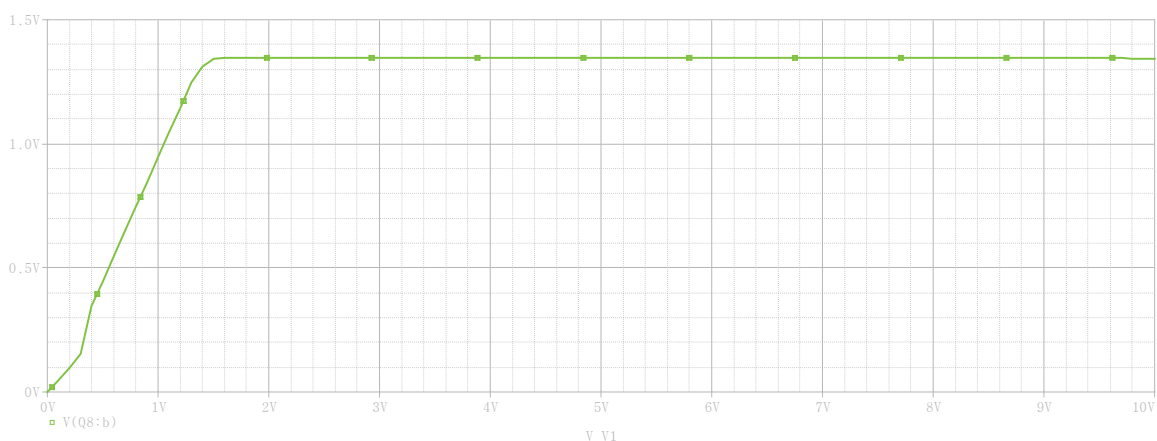
#### 4.2 Počítačové simulace

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  $27^\circ\text{C}$ . Další simulací je teplotní analýza, kterou se zkoumá chování výstupního referenčního napětí při změně teploty v rozsahu od  $-50^\circ\text{C}$  do  $150^\circ\text{C}$ . Stejně nastavení je využito i pro ostatní simulace referenčních zdrojů.

#### 4.2.1 Stejnosměrná 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

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

### Výpočet relativní chyby výstupního napětí

Aritmetický průměr naměřených hodnot

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

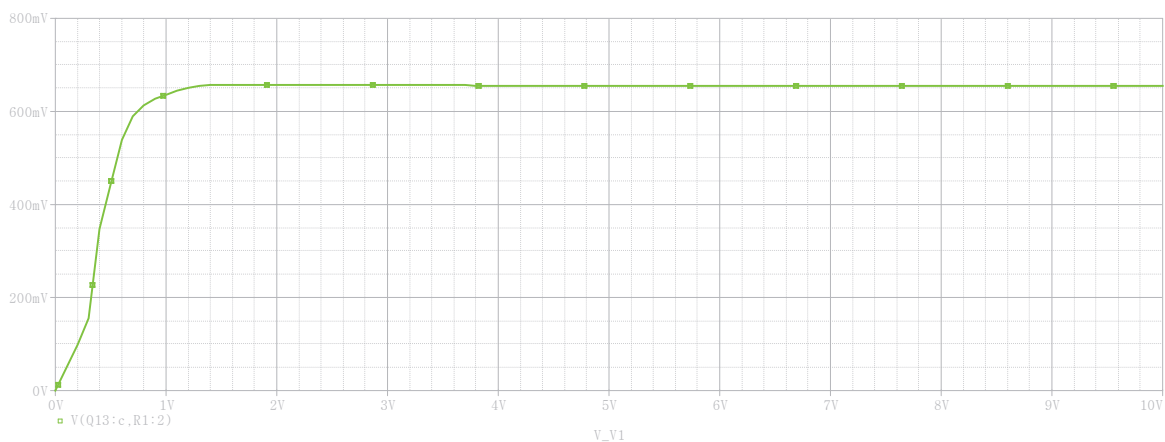
Průměrná odchylka

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

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

Relativní chyba

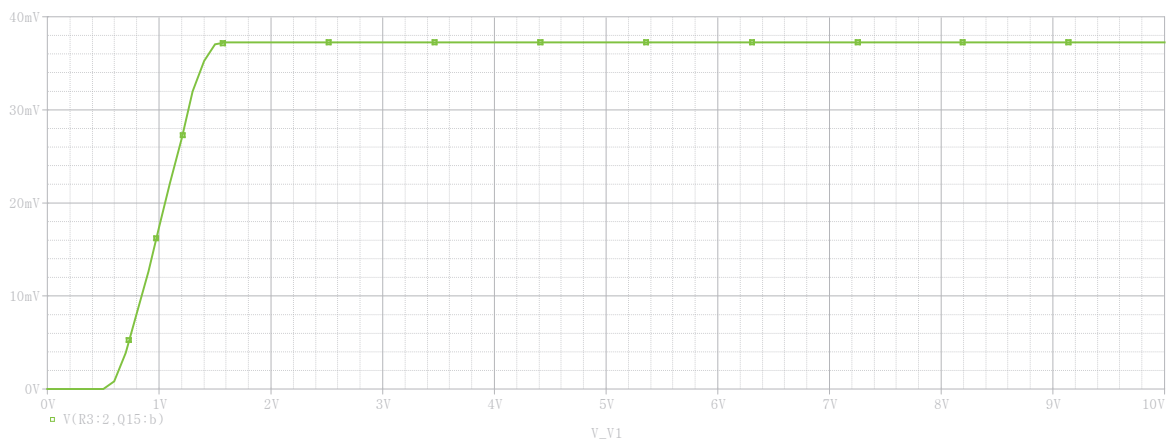
$$\delta_{U_{BG}} = \frac{\Delta U_{BG}}{U_{BG}} = \frac{0,00048}{1,3446} \cdot 100 = 0,035 \% . \quad (56)$$



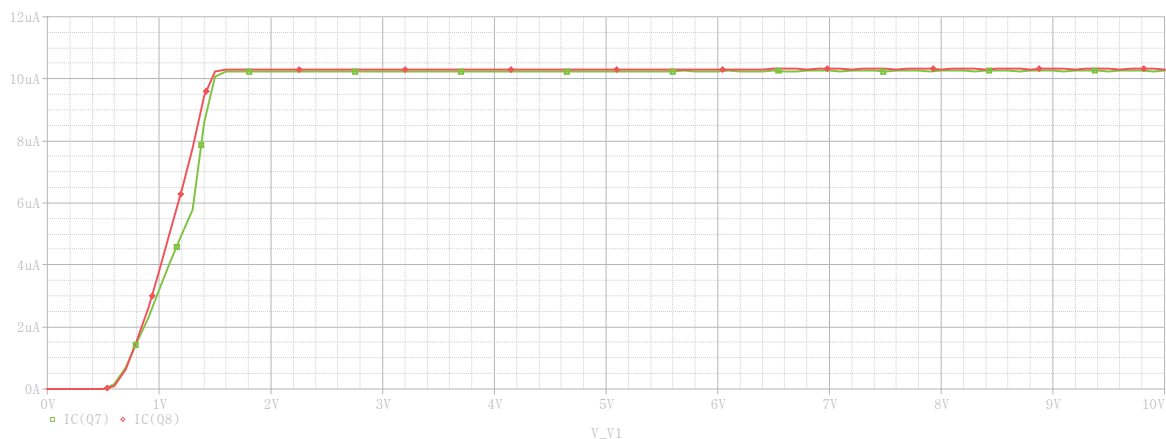
**Obr. 4.6** Výsledek stejnosměrné analýzy – napětí  $U_{BE2}$



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  $U_{BE2}$ ,  $\Delta U_{BE}$  a proudů  $I_1$  a  $I_2$  a v Tab. 2 pak porovnání teoretických a simulovaných hodnot.



**Obr. 4.7** Výsledek stejnosměrné analýzy – napětí  $\Delta U_{BE}$



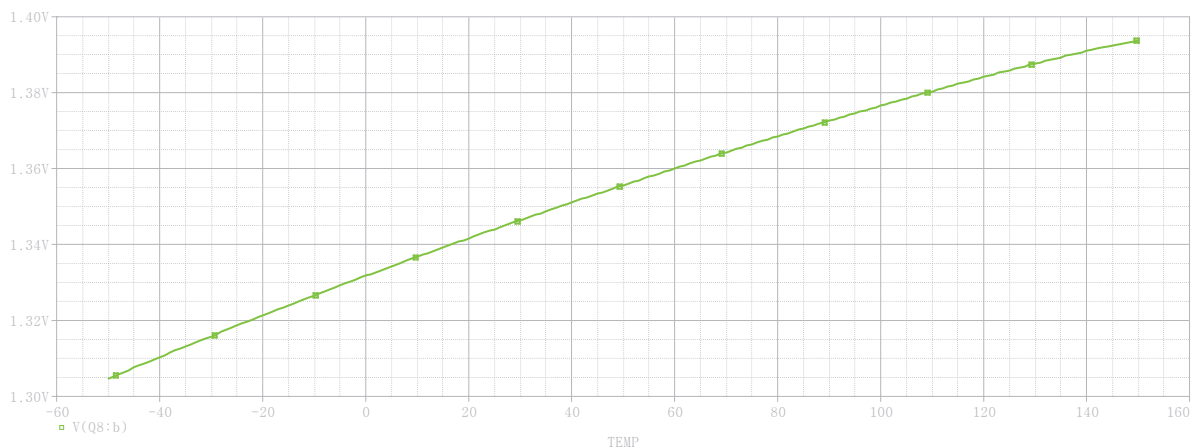
**Obr. 4.8** Výsledek stejnosměrné analýzy – proudy  $I_1$  a  $I_2$

**Tab. 2** – porovnání vypočtených a simulovaných hodnot

$U_{BE2teor.}$ [V]	$U_{BE2měř.}$ [V]	$\Delta U_{BEteor.}$ [V]	$\Delta U_{BEměř.}$ [V]	$U_{BGteor.}$ [V]	$U_{BGměř.}$ [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

$T$ [°C]	$U_{BG}$ [V]	$\Delta U_{BG}$ [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

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

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

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

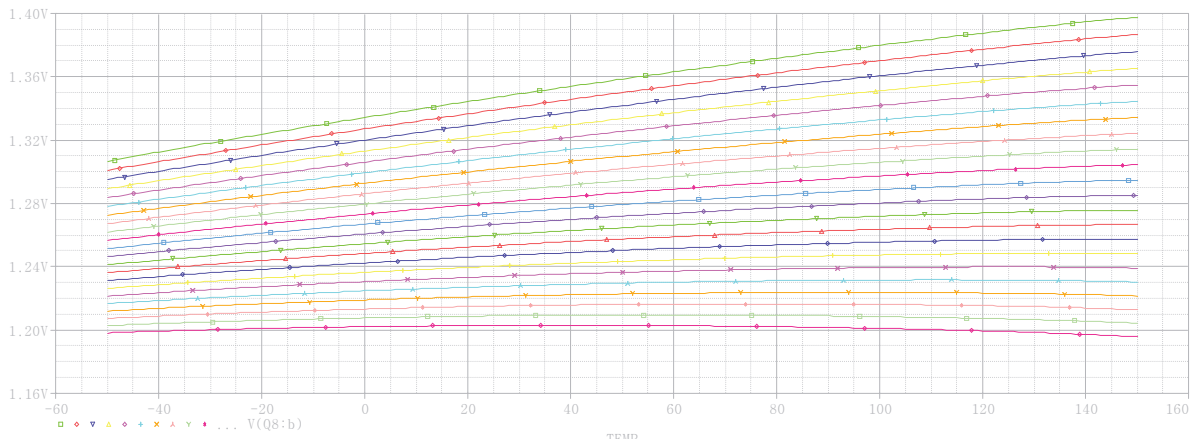
### 4.2.3 Vyhodnocení analýz

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  $U_{BG} = 1,345 \text{ V}$ .

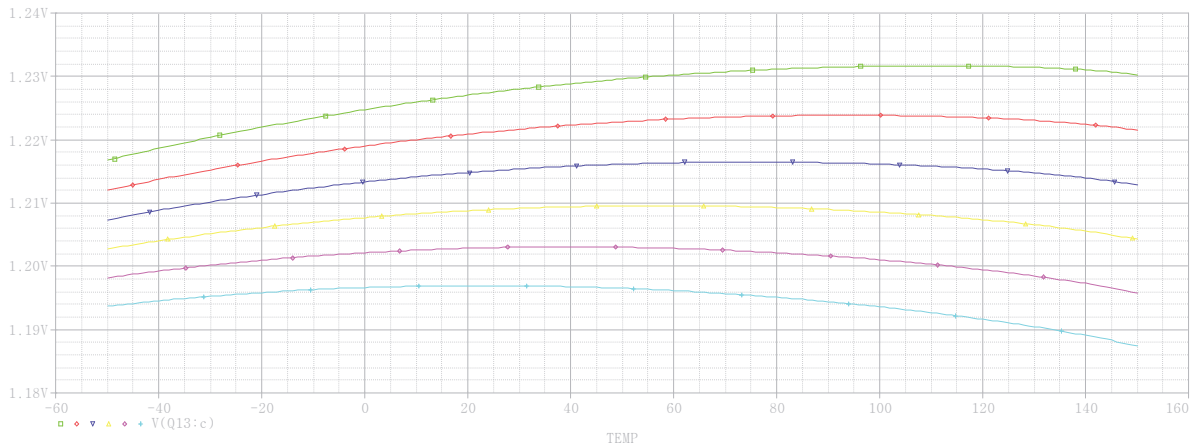
Teplotní analýzou bylo zjištěno, že reference vykazuje celkový kladný teplotní koeficient. Změna referenčního napětí v rozsahu -50 až 150 °C byla změřena  $\Delta U_{BG} = 89,1 \text{ mV}$ . Z naměřených hodnot pak byl určen celkový teplotní koeficient reference  $TC = 331 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ . 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 $\Omega$  do 88 k $\Omega$  s krokem 1 k $\Omega$ . 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 $\Omega$ , 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  $R_1$



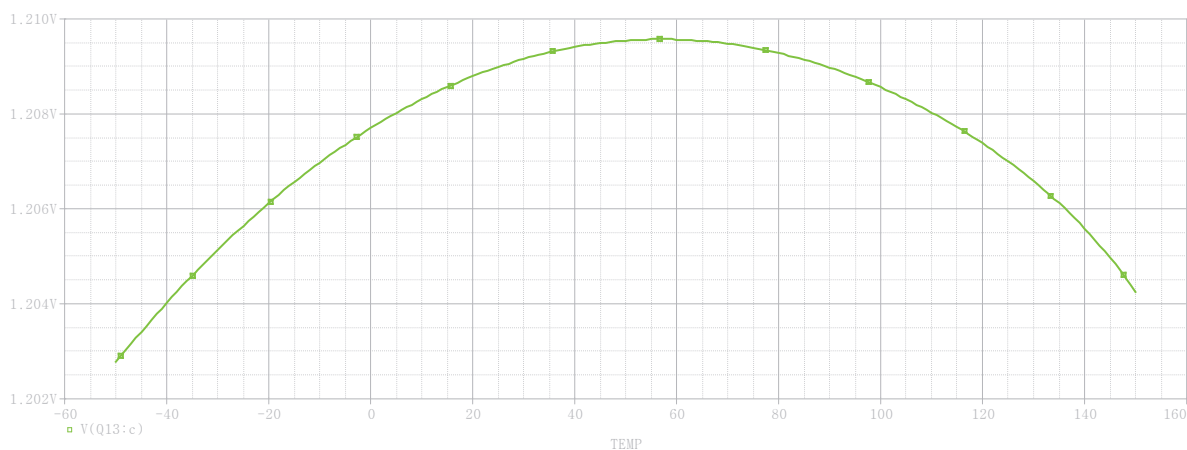
Obr. 4.11 Detail výsledku teplotních analýz

Vyhodnocením výsledků analýzy bylo zjištěno, že nejmenší změny referenčního napětí při současné změně teploty, jsou při hodnotách rezistoru  $R_1$  od 83 k $\Omega$  do 88 k $\Omega$ , 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 rozmítání 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 $\Omega$ ]	$U_{BG150}$ [V]	$U_{BG-50}$ [V]	$\Delta U_{BG}$ [V]	$\Delta T$ [ $^\circ\text{C}$ ]	$TC$ [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



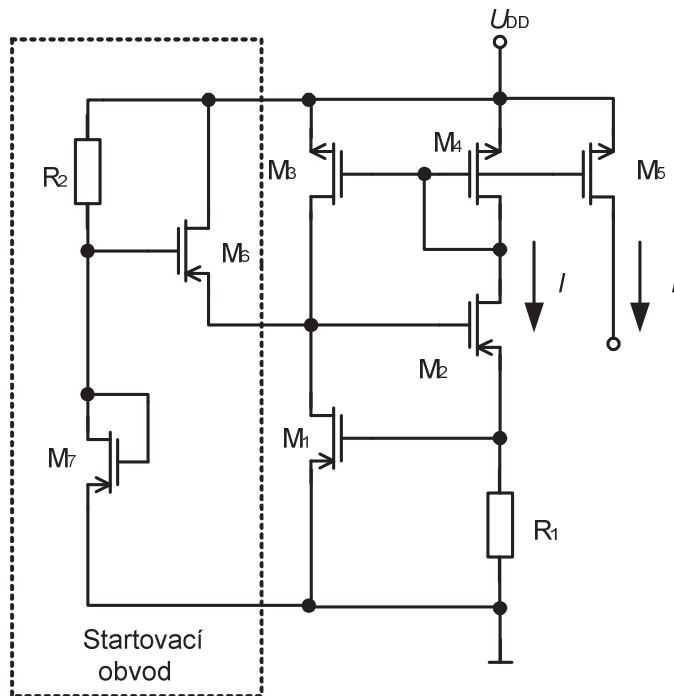
**Obr. 4.12** Detailní průběh teplotní charakteristiky při  $R_1 = 86 \text{ k}\Omega$ .

## 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

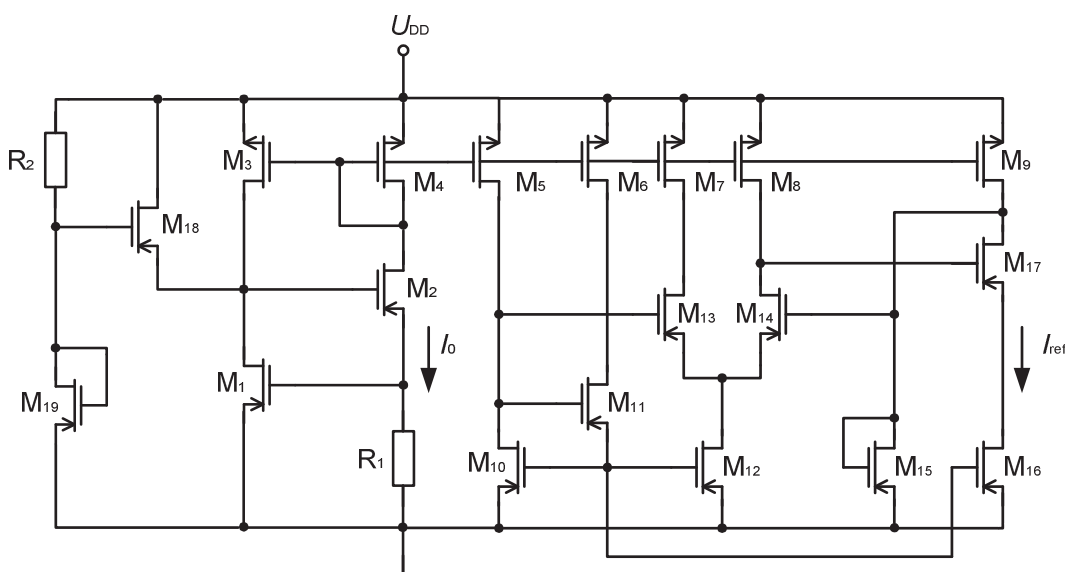
Pro praktický výpočet byla zvolena na tranzistoru  $M_1$  hodnota napětí  $U_{GS} = 1,2 \text{ V}$ . Hodnoty prahových napětí byly voleny podle použitých modelů, pro tranzistory NMOS  $U_{TH} = 0,76 \text{ V}$  a pro tranzistory PMOS  $U_{TH} = -1 \text{ V}$ . Technologický činitel pro tranzistory NMOS,  $K_P = 0,9 \cdot 10^{-4} \text{ A/V}^2$  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

$$U_{GS1} = I \cdot R, \quad (61)$$

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

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.

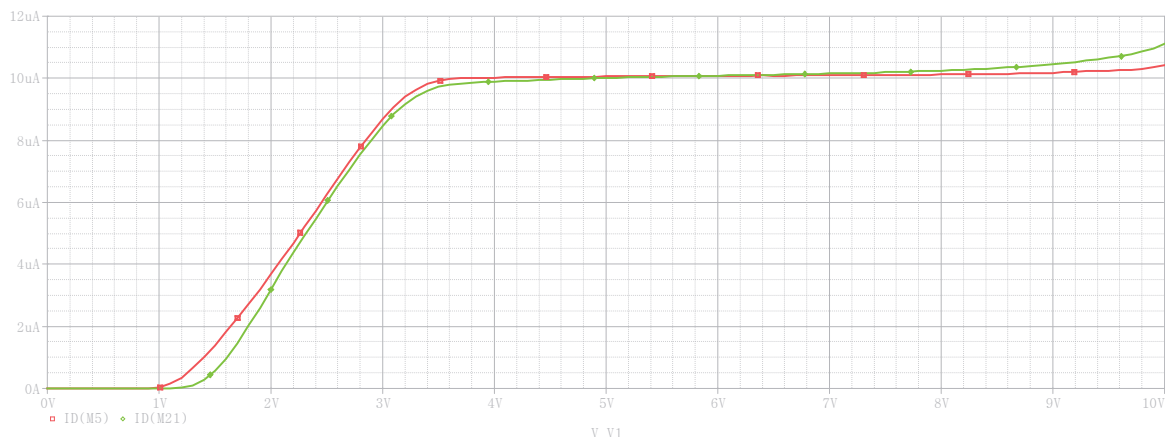
## 5.2 Počítačové simulace

### 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]	$I_{ref.}$ [ $\mu A$ ]	$\Delta I_{ref.}$ [ $\mu A$ ]	$\delta_{I_{ref.}}$ [%]
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  $\mu A$ . Při napájecím napětí 5 V má referenční zdroj hodnotu výstupního proudu 10,01  $\mu A$ .

*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

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

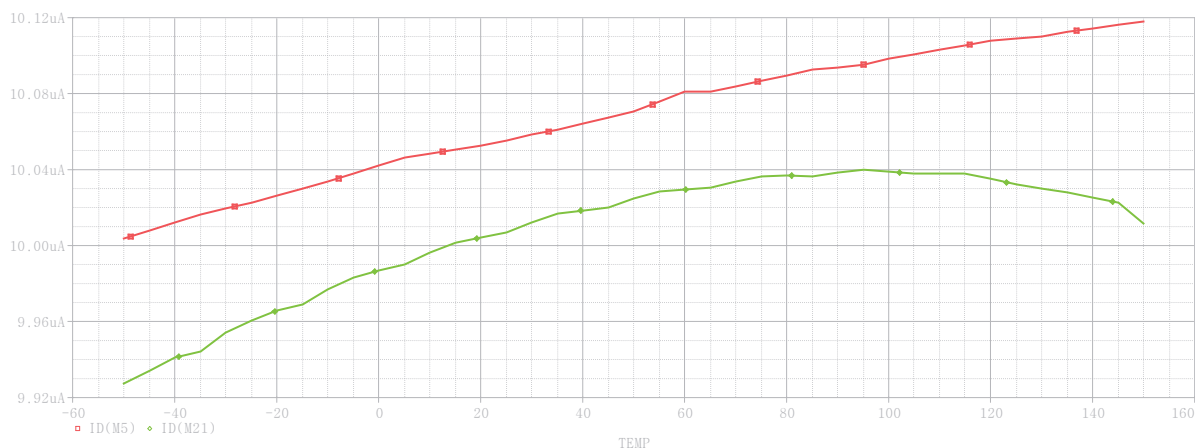
$$\Delta I_{ref} = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 |I_{refi} - \bar{I}_{ref}| = 0,101 \mu A.$$

Relativní chyba

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

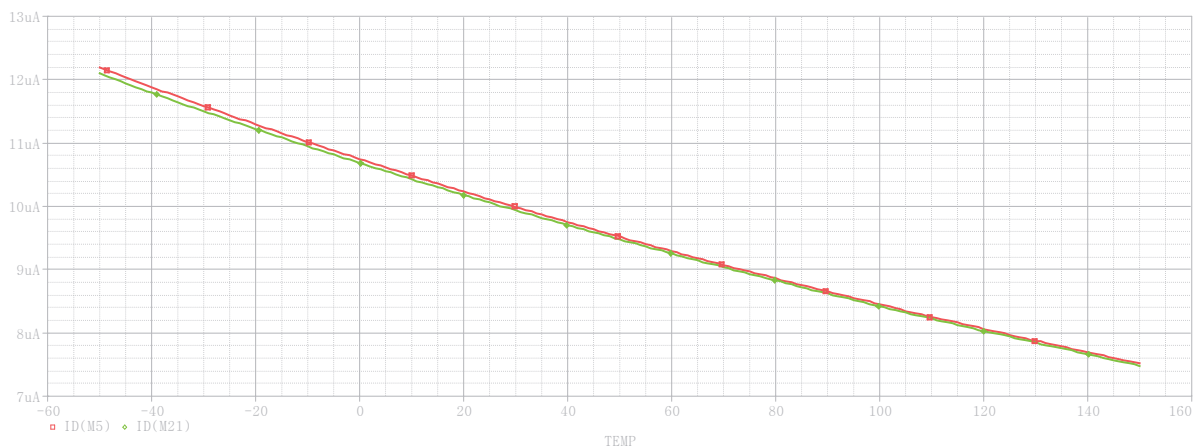
## 5.2.2 Teplotní analýza

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

$T$ [ $^\circ\text{C}$ ]	$I_{\text{výst.}}$ [ $\mu\text{A}$ ]	$\Delta I_{\text{výst.}}$ [ $\mu\text{A}$ ]	$\delta_{I_{\text{ref}}}$ [%]
-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

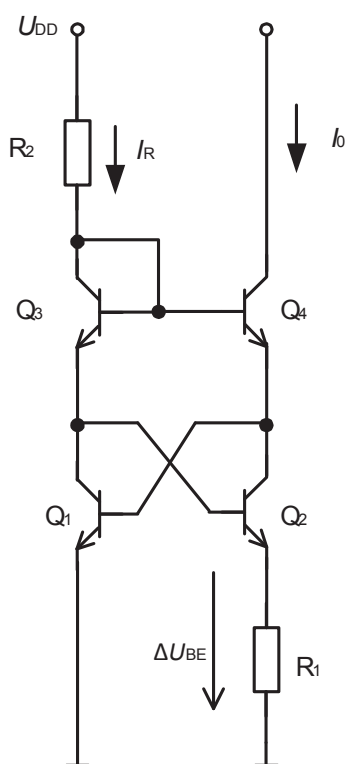
Na obr. 5.3, 5.4 a 5.5 jsou zobrazeny počítačové simulace stejnosměrné a teplotní analýzy obvodu proudové reference. Zhodnocením výsledků získaných simulacemi při napájecím napětí  $U_{DD} = 5\text{ V}$ , a teplotě  $300\text{ K}$  je výstupní proud reference  $I_{ref} = 10,01\text{ }\mu\text{A}$ . Při zkoumání vlivu změny napájecího napětí na výstupní proud je zjištěno, že část charakteristiky, v rozsahu změny napájecího napětí od  $4\text{ V}$  do  $8\text{ V}$  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

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

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

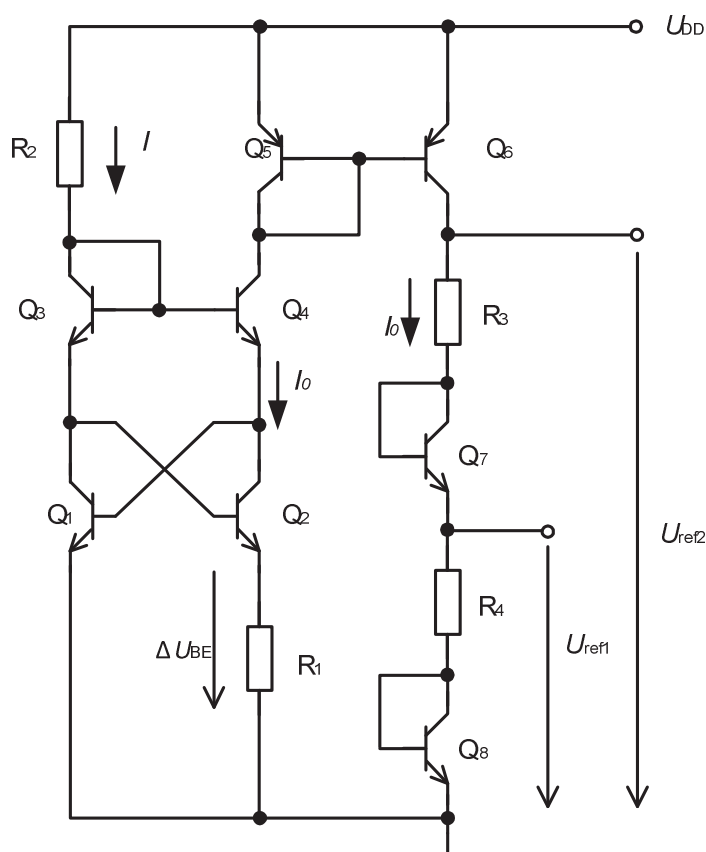
$$U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{N \cdot I_{SS}}\right) + R_1 \cdot I_0 = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_0}{I_{SS}}\right), \quad (80)$$

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

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

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

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



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.

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

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

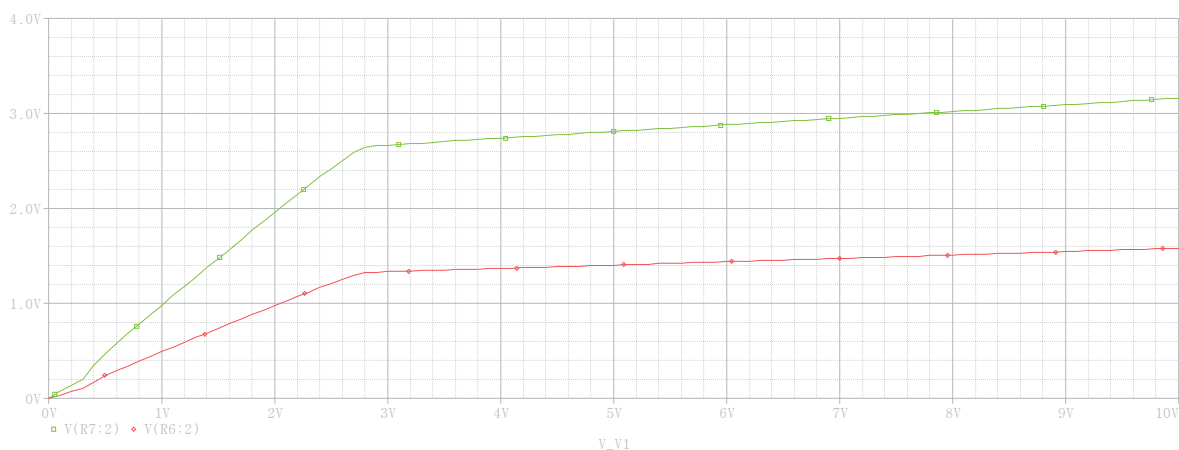
$$U_{ref2} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 66312 + 0,65 + 10 \cdot 10^{-6} \cdot 66312 + 0,65 = 2,62 \text{ V}.$$

## 6.2 Počítačové simulace

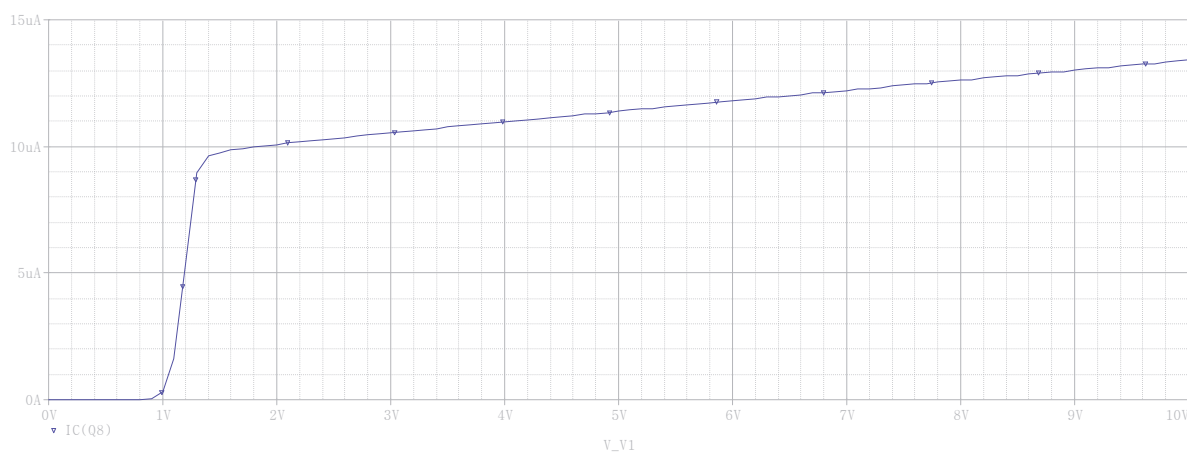
### 6.2.1 Stejnoseměrná analýza

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.





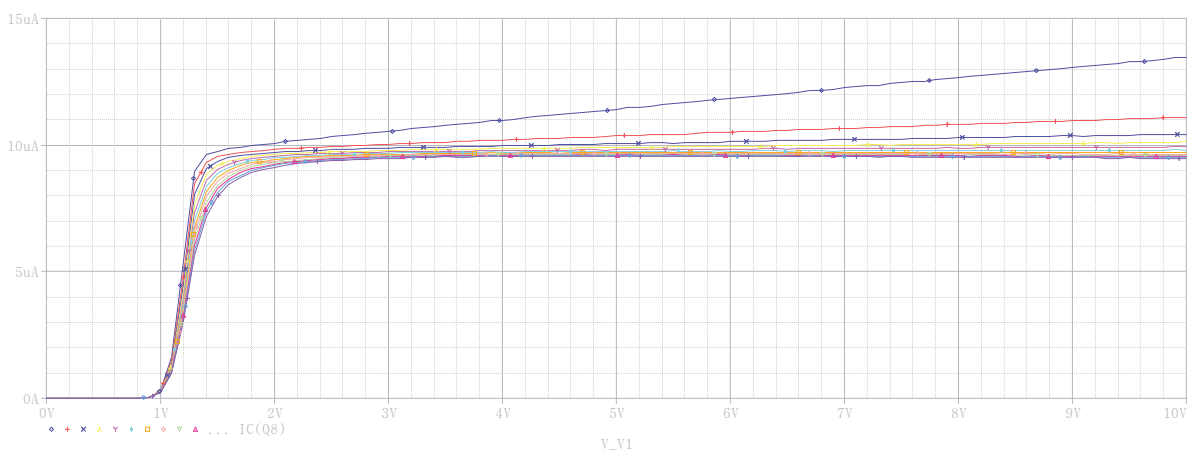
**Obr. 6.3** Výsledek stejnosměrné analýzy obvodu



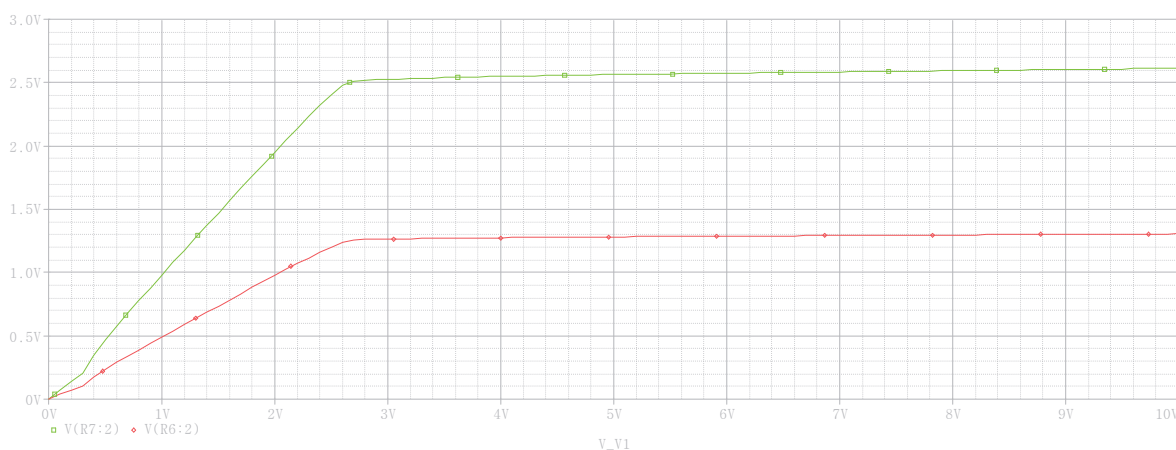
**Obr. 6.4** Výsledek stejnosměrné analýzy výstupního proudu amerického proudového zdroje

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 k $\Omega$  do 600 k $\Omega$  s krokem 50 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]	$\Delta U_{ref1}$ [V]	$\delta_{U_{ref1}}$ [%]
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

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

### 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]	$\Delta U_{ref2}$ [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

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

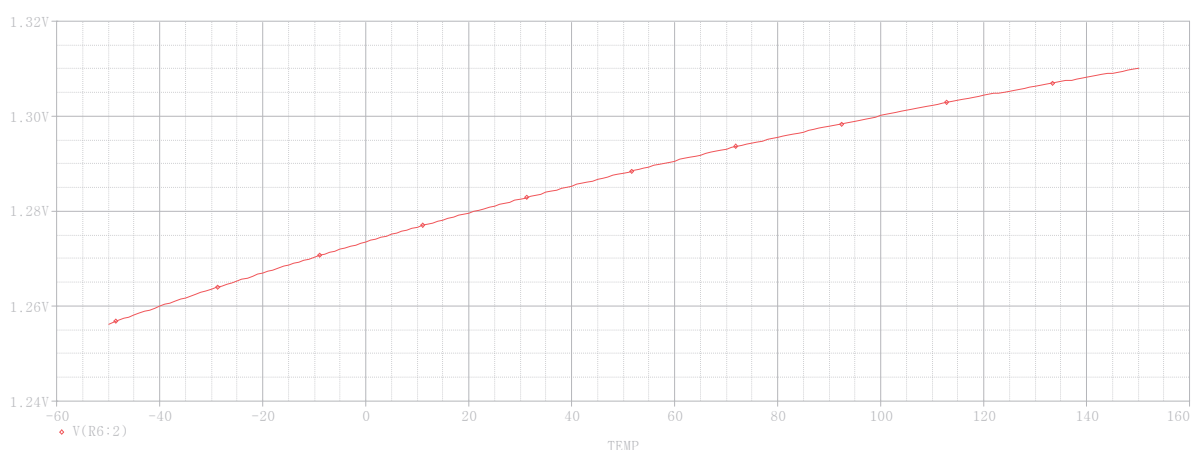
$$\Delta U_{ref2} = \frac{0,183}{8} = 0,0228 \text{ V}.$$

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  $-50^{\circ}\text{C}$  do  $150^{\circ}\text{C}$ .



**Obr. 6.7** Výsledek teplotní analýzy napětí  $U_{ref1}$

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

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

Změna výstupního referenčního napětí v rozsahu teplot  $-50$  až  $150^{\circ}\text{C}$

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

### 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

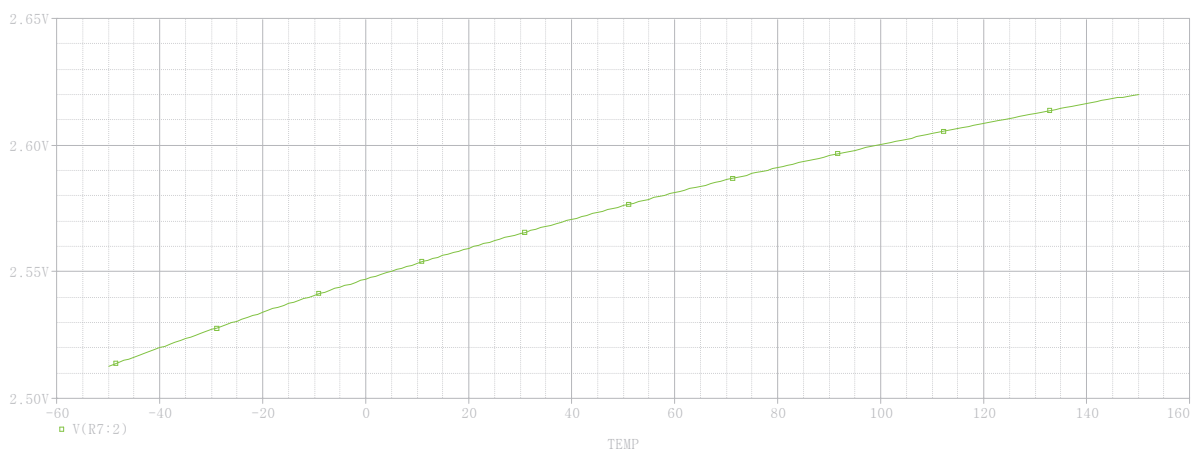
$$\delta_{U_{ref1}} = \frac{\Delta U_{ref1}}{U_{ref1}} = \frac{0,027}{1,283} \cdot 100 = 2,104 \% . \quad (103)$$

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]	$\Delta U_{ref2}$ [V]	$\delta_{U_{ref2}}$ [%]
-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

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

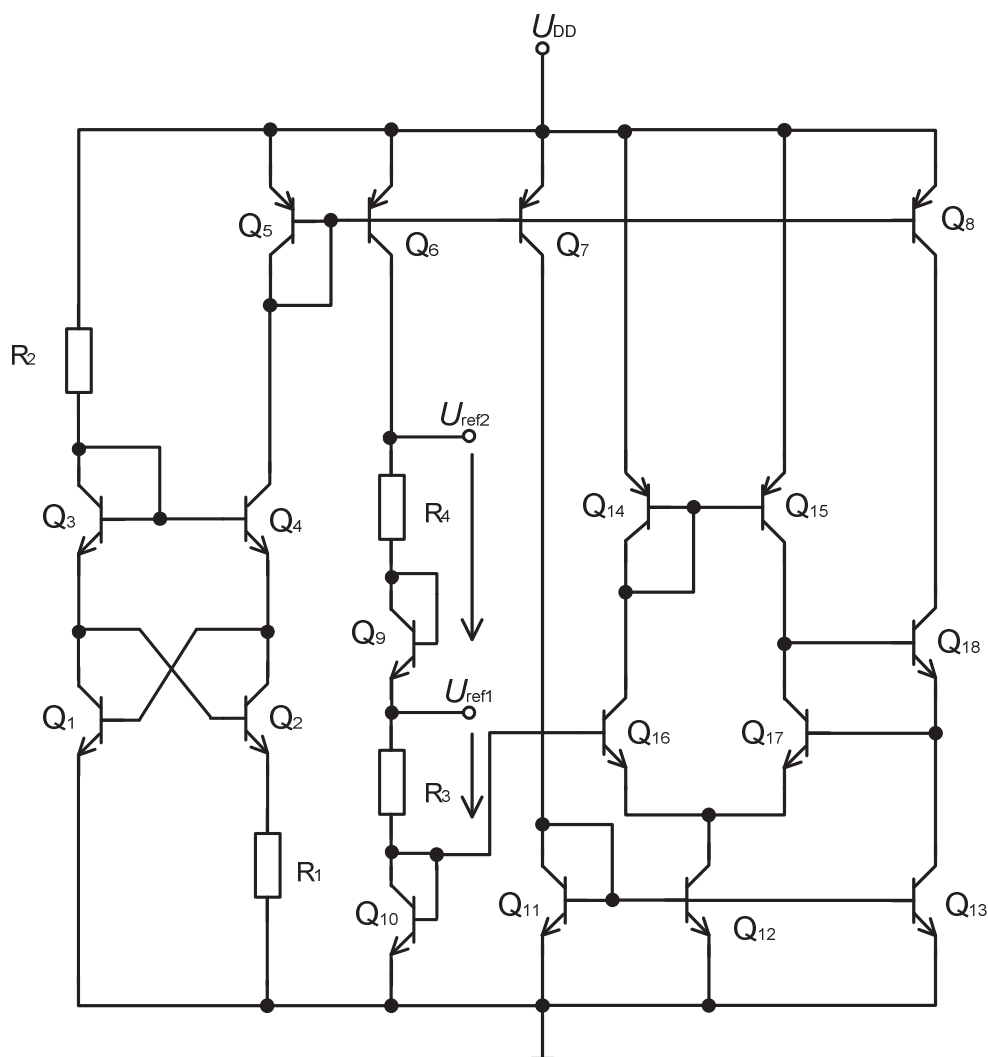
Výpočet teplotního koeficientu  $U_{ref2}$

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

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

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

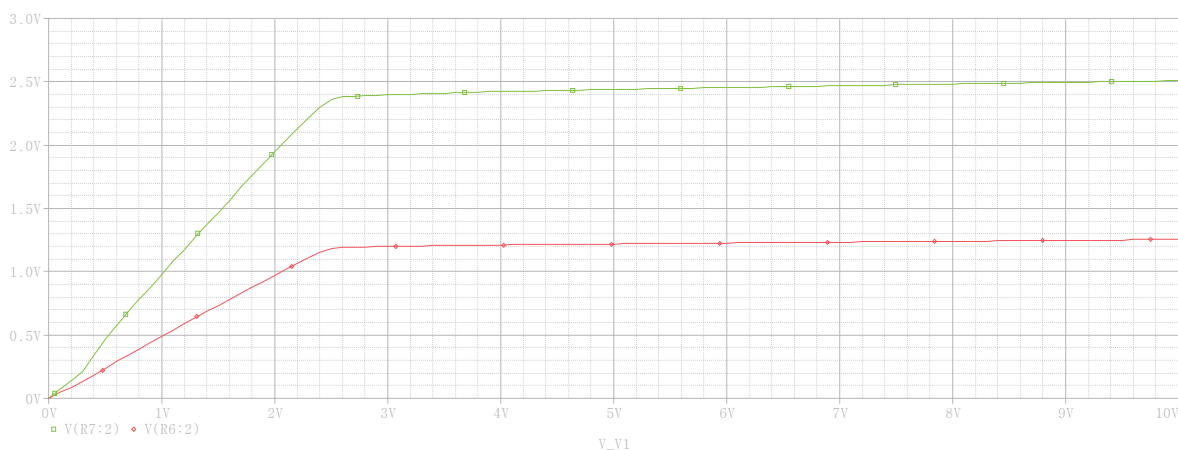
Obě výstupní referenční napětí vykazují celkově kladný teplotní koeficient v hodnotách 200 ppm/ $^\circ\text{C}$ . Kvalitní referenční zdroje mají teplotní koeficient v desítkách ppm/ $^\circ\text{C}$ . Z tohoto důvodu byly provedeny úpravy v obvodu, které vylepšují teplotní chování obvodu.



**Obr. 6.9** Celkové schéma obvodu

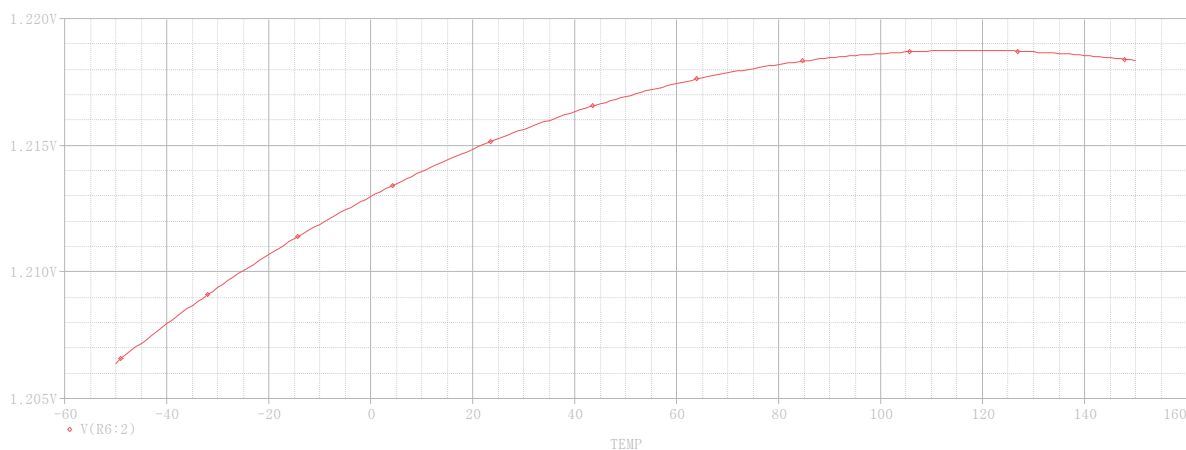
Obvod byl doplněn o diferenční stupeň tvořený tranzistory  $Q_{16}$  a  $Q_{17}$  a koncový stupeň s tranzistorem  $Q_{18}$ . Báze tranzistoru  $Q_{16}$  je zapojena na referenční napětí, které je dáno napětím  $U_{BE}$  tranzistoru  $Q_{10}$ . Báze tranzistoru  $Q_{17}$  je zapojena na výstup koncového 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]	$\Delta U_{ref1}$ [V]	$\delta U_{ref1}$ [%]
-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

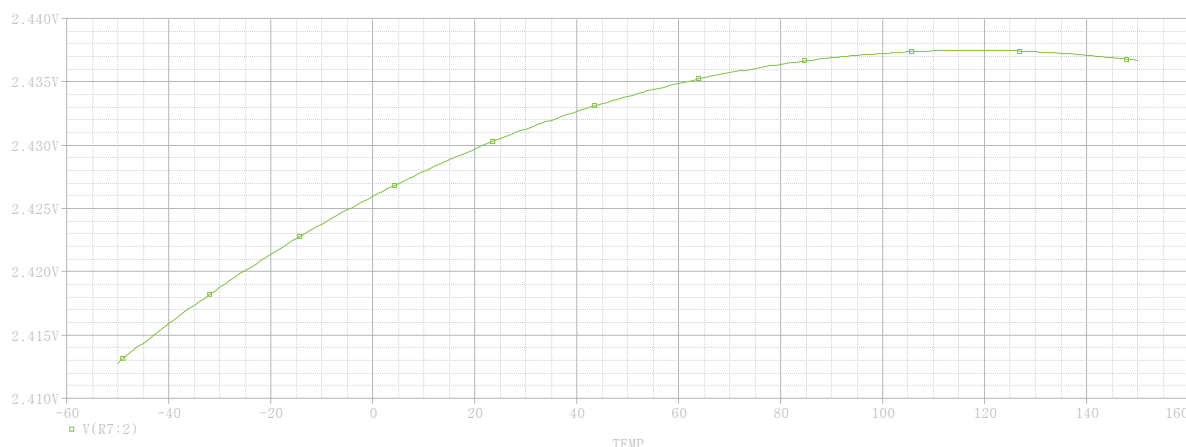
$$\delta_{U_{ref1}} = \frac{\Delta U_{ref1}}{U_{ref1}} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{1,212} \cdot 100 = 0,495 \% . \quad (117)$$

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]	$\Delta U_{ref2}$ [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](http://ece.wpi.edu/~mcneill/handouts/bandgap_brokaw.pdf)
- [9] VEDRAL J., FISCHER J., *Elektronické obvody pro měřicí 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
- $\beta$  – 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
- $\lambda$  – parametr modulace délky kanálu v saturaci
- $W$  – šířka kanálu MOS tranzistoru
- $L$  – délka kanálu MOS tranzistoru
- $k$  – Boltzmanova konstanta  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$
- $T$  – 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

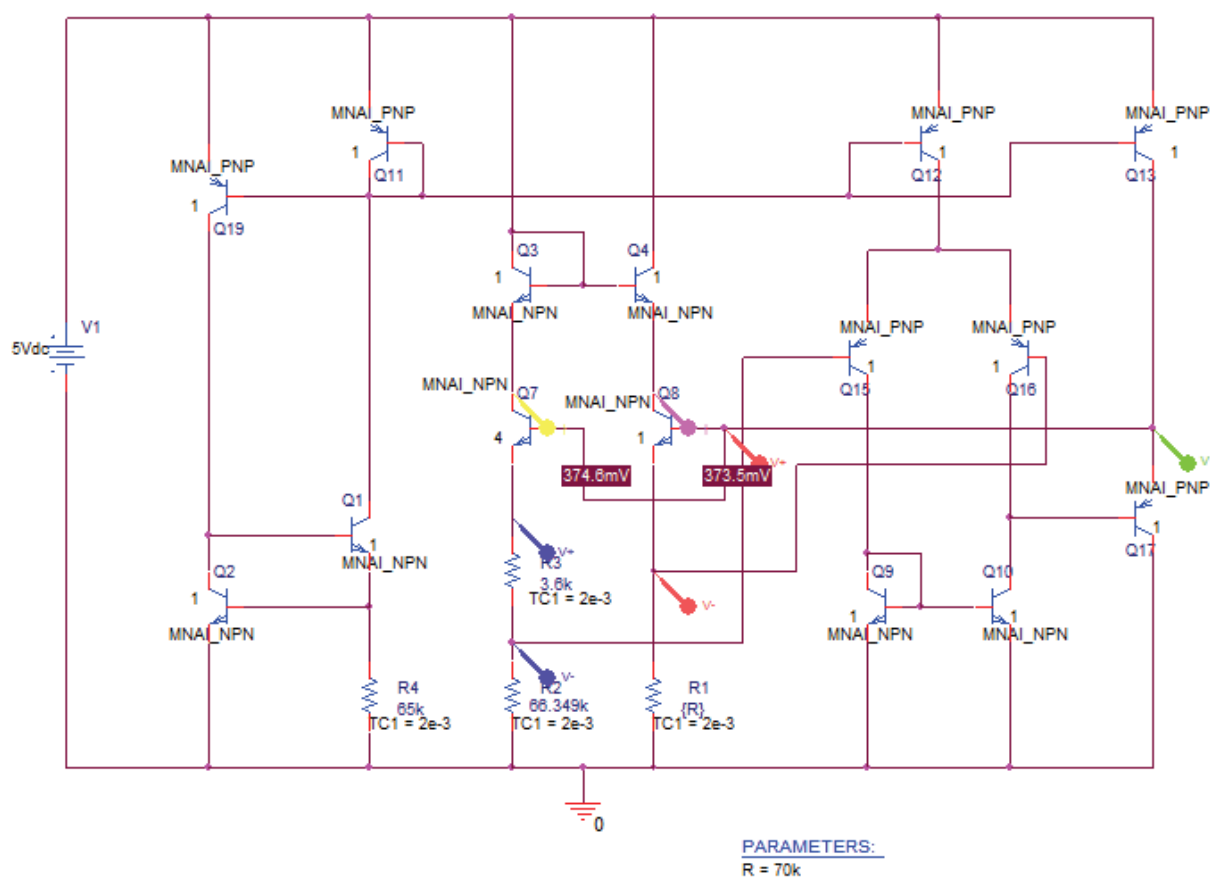
Obr. 10.3 – výsledek teplotní analýzy při TC rezistorů 200 ppm/ °C

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

### Příloha C

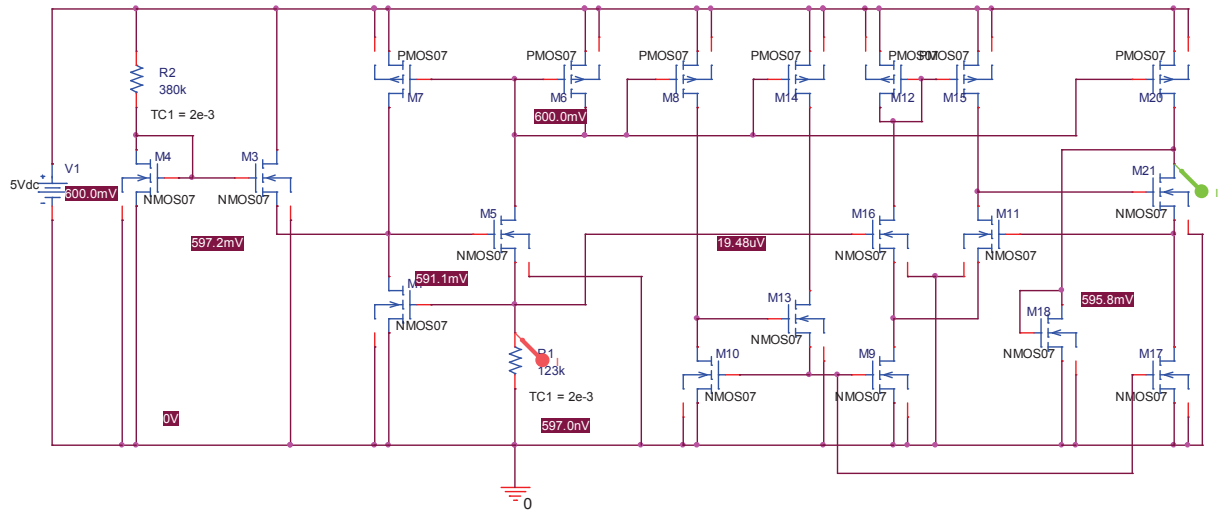
Obr. 10.5 – Reference generující dvě napětí – měření výstupních napětí

## Příloha A

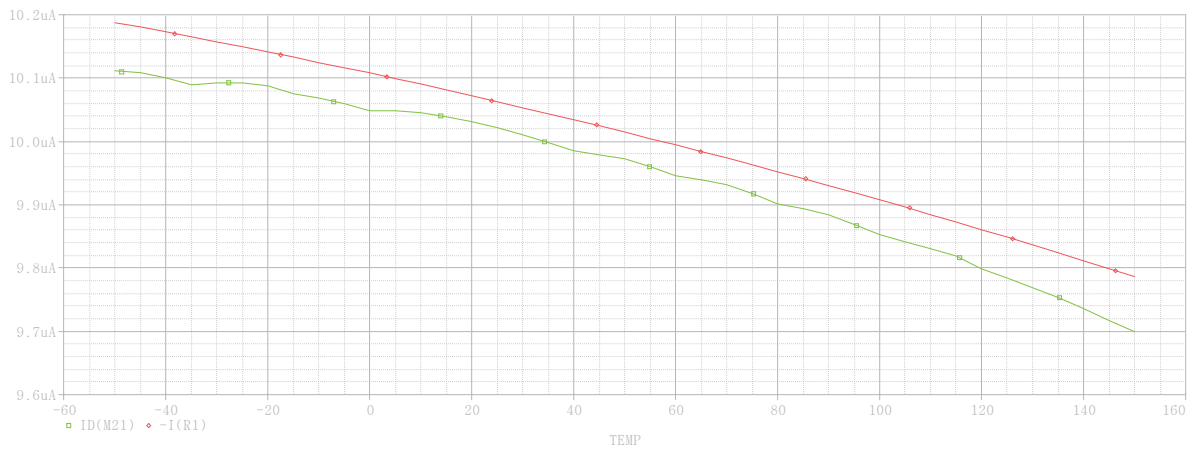


**Obr. 10.1** Napěťová bandgap reference – znázornění měření jednotlivých veličin

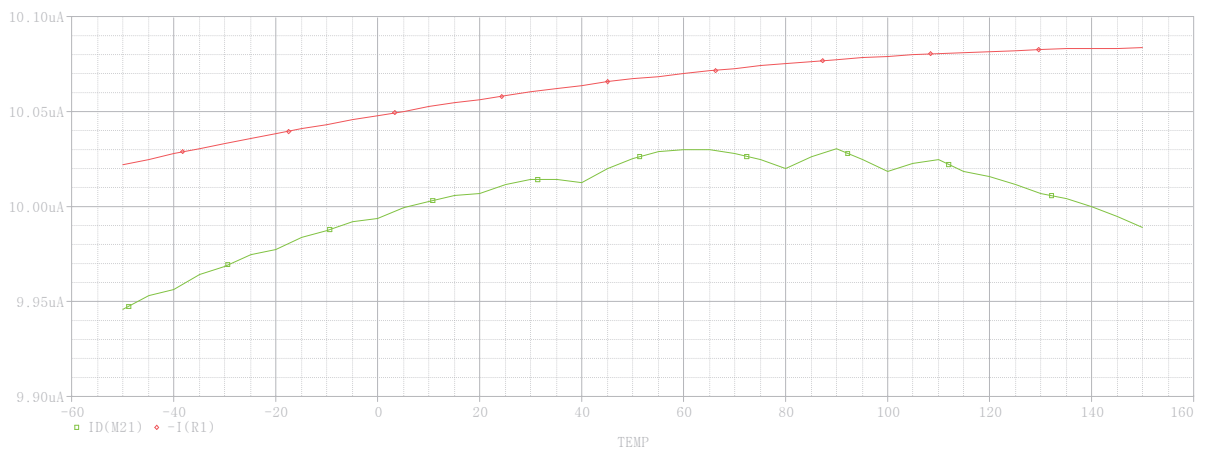
## Příloha B



Obr. 10.2 Bootstrap reference – měření výstupních proudů

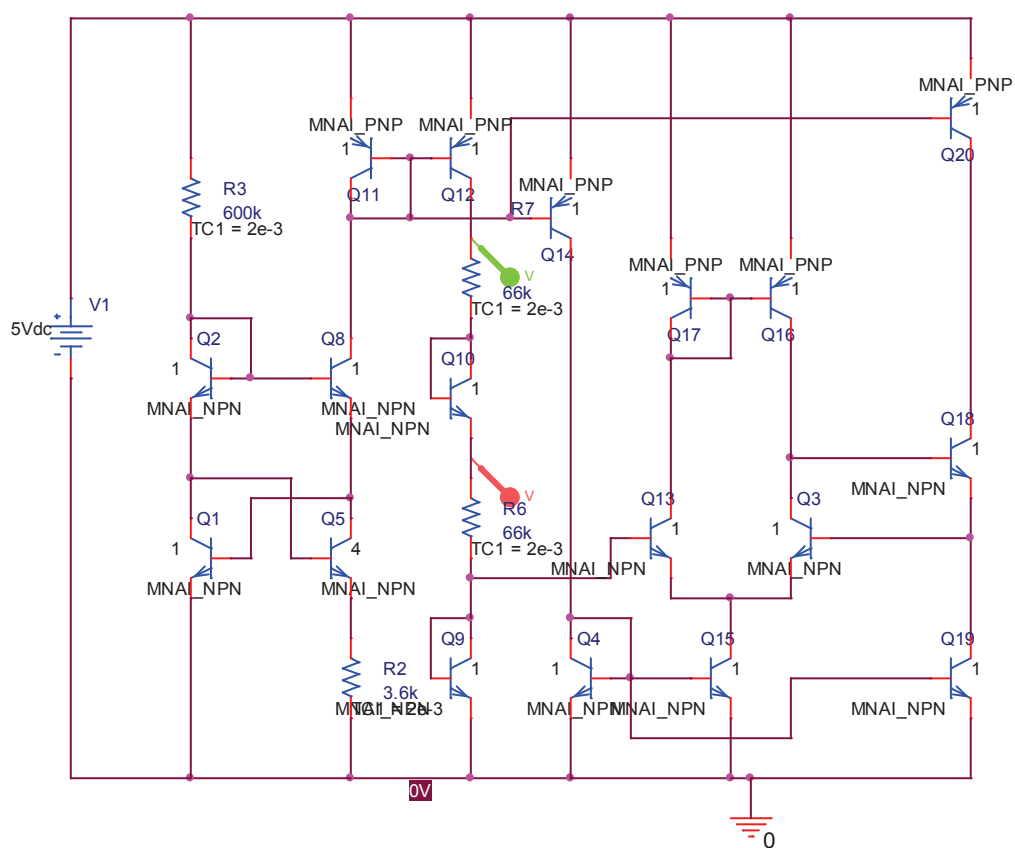


Obr. 10.3 – Výsledek teplotní analýzy při TC rezistorů 200 ppm/°C



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

## Příloha C



Obr. 10.5 Reference generující dvě napětí – měření výstupních napětí