

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

# NÍZKOŠUMOVÝ REFERENČNÍ ZDROJ TYPU BANDGAP

LOW-NOISE BANDGAP REFERENCE

DIPLOMOVÁ PRÁCE DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE

BC. JAROSLAV KNOP

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR ING. ROMAN PROKOP

**BRNO 2008** 



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor Mikroelektronika

Student:Knop Jaroslav Bc.Ročník:2

*ID:* 89245 *Akademický rok:* 2007/2008

NÁZEV TÉMATU:

### Nízkošumový referenční zdroj typu bandgap

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte metodu šumové charakterizace pro bipolární tranzistory v technologii EPI92 nebo EPI99. Prakticky realizujte na zkušební desce, změřte a zpracujte naměřené výsledky. Na základě těchto výsledků si osvojte principy návrhu nízkošumové bandgap reference. Proveďte teoretický rozbor šumových vlastností přesného zdroje typu bandgap v EPI92 nebo EPI99. Proveďte šumovou charakterizaci vybraných lineárních zdrojů.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 5.10.2007

Vedoucí práce: Ing. Roman Prokop

Termín odevzdání: 26.5.2008

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc. předseda oborové rady

#### **UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práve 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

# Licenční smlouva poskytovaná k výkonu práva užít školní dílo

uzavřená mezi smluvními stranami:

#### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení:	Bc. Jaroslav Knop	
Bytem:	Mánesova 958/1, 751 31, Lipník nad Bečvou -	
	Lipník nad Bečvou I-Město	
Narozen/a (datum a místo):	24.2.1984, Přerov	
tor")		

(dále jen "autor")

### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií se sídlem Údolní 244/53, 602 00 Brno jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty: Prof. Ing. Vladislav Musil, CSc. (dále jen "nabyvatel")

a

#### Čl. 1 Specifikace školního díla

<ol> <li>Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační prá</li> </ol>	práce (VŠKP):
--	---------------

□ disertační práce
 ☑ diplomová práce

□ bakalářská práce

jiná práce, jejíž druh je specifikován jako ......
 (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP:	Nízkošumový referenční zdroj typu bandgap
Vedoucí/ školitel VŠKP:	Ing. Roman Prokop
Ústav:	Ústav mikroelektroniky
Datum obhajoby VŠKP:	

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

×	tištěné formě	_	počet exemplářů 2
×	elektronické formě	_	počet exemplářů 2

- 2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
- 3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
- 4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

#### Článek 2 Udělení licenčního oprávnění

- 1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizovaní výpisů, opisů a rozmnoženin.
- 2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
- 3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ihned po uzavření této smlouvy
  - □ 1 rok po uzavření této smlouvy
  - □ 3 roky po uzavření této smlouvy
  - □ 5 let po uzavření této smlouvy
  - □ 10 let po uzavření této smlouvy
  - (z důvodu utajení v něm obsažených informací)
- Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

#### Článek 3 Závěrečná ustanovení

- 1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
- 2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
- 3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísni a za nápadně nevýhodných podmínek.
- 4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 26. 5. 2008

.....

Nabyvatel

Autor

### Abstrakt:

Předkládaná práce se zabývá zvládnutím principů návrhu přesné nízkošumové bandgap reference v procesu EPI92, která využívá vícenásobného napětí  $\Delta V_{BE}$ . Na základě tohoto je popsána funkce bandgap reference a provedena charakterizace šumových vlastností. Pro ověření správnosti šumové charaterizace je tato nízkošumová reference prakticky realizována ve formě pokusného modelu a je provedeno měření na spektrálním analyzátoru. Výsledky jsou porovnané se sériově vyráběnými LDO regulátory, využívajícími různých BG referencí.

### Abstract:

This work deals with principles of design low noise bandgap reference using multiple  $\Delta V_{BE}$  in the process EPI92. The voltage reference is described and theoretic analysis noise performances is made. Results are compared with measured data realized breadboard BG reference and fabricated low drop-out regulators, which using different accurate bandgap references cells.

### Klíčová slova:

Šum, bandgap reference, teplotní koeficient.

## Keywords:

noise, bandgap reference, teperature coeficient.

### Bibliografická citace díla:

KNOP, J. *Nízkošumový referenční zdroj typu bandgap*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 59 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Prokop

# Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 26. 5. 2008

.....

### Poděkování:

Děkuji odbornému vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Kadaňkovi z designového centra firmy ON Semiconductor za všestranou pomoc, cenné rady a kvalitní vedení při plnění úkolů realizovaných v návaznosti na diplomovou práci. Dále děkuji pedagogickému vedoucímu práce Ing. Romanu Prokopovi za cenné rady při zpracovávání diplomové práce.

# Obsah

1	ÚVOD	8
2 INT	ŠUM A ZÁKLADNÍ PRINCIPY NÁVRHU NÍZKOŠUMOVÝCH TEGROVANÝCH OBVODŮ	9
2	<ul> <li>2.1 DEFINICE ŠUMU</li> <li>2.1.1 Sčítání nekorelovaných šumových příspěvků</li> <li>2.1.2 Šum rezistoru</li> <li>2.1.3 Šum pn přechodu</li> <li>2.1.4 Nadměrný šum</li> <li>2.1.5 Šum bipolárního tranzistoru</li> <li>2.2 PRINCIPY REDUKCE ŠUMU</li> </ul>	9 11 12 12 13 14 15
3	PRINCIP BANDGAP REFERENCE	19
3 3	B.1NAPĚTÍ SE ZÁPORNÝM TEPLOTNÍM KOEFICIENTEM CTATB.2VÝPOČET NAPĚTÍ S KLADNÝM TEPLOTNÍM KOEFICIENTEM PTAT	19 22
4	POROVNÁNÍ ZAPOJENÍ RŮZNÝCH BUNĚK BG REFERENCÍ	25
4 4	I.1BG REFERENCE PODLE BROKAVOWY KONCEPCEI.2KONCEPCE BG REFERENCE S VYUŽITÍM VÍCENÁSOBNÉHO $\Delta V_{BE}$	25 27
5 PO	STEJNOSMĚRNÁ ANALÝZA NÍZKOŠUMOVÉ BANGAP REFERENCE DUŽITÉ V LDO REGULÁTORU NCP565	35
5 5 5	5.1 GENERÁTOR PROUDU I <sub>PTAT</sub> 5.2 ZRCADLENÍ PROUDU I <sub>PTAT</sub> V OBVODU 5.3 NAPÁJENÍ PŘESNÉ BG REFERENCE. 5.3.1 Princip generování vícenásobného $\Delta V_{BE}$ 5.4 EUNKCE REZISTORU Ro	35 37 38 39 39
Ū	5.4.1 Operační zesilovač	43
6	ŠUMOVÁ ANALÝZA NÍZKOŠUMOVÉ BANGAP REFERENCE	45
6	<ul> <li>ŠUM BANDGAP REFERENCE.</li> <li>6.1.1 Výpočet ekvivalentního šumu v<sub>n2</sub> na vstupu operačního zesilovače</li> </ul>	45
	OPAMP 6.1.2 Výpočet ekvivalentního, šumu v prezistorů, Rz Ro Ro	45 47
	6.1.3 Výpočet ekvivalentního šumu $v_{n1}$	<i>4</i> 7 47
	6.1.4 Sumové příspěvky na výstupu a celkový šum	49
7	MERENI VYSTUPNIHO SUMU PRESNÉ BANDGAP REFERENCE	51
7 7	7.1       REALIZACE POKUSNÉHO MODELU PŘESNÉ BANDGAP REFERENCE         7.2       MĚŘENÍ ŠUMU	51 53

8	ZÁVĚR	.58
9	POUŽITÁ LITERATURA	.59

# 1 Úvod

Šum je negativním jevem v elektronice. Snahou návrháře elektronických obvodů je omezit jej na co nejmenší míru. Je nutné znát jeho povahu, a způsob šumové charakterizace jednotlivých prvků a bipolárního tranzistoru v obvodu. Na základě toto lze s šumem kalkulovat a porozumět principům, jak šum redukovat.

V dnešní době řada elektronických aplikací vyžaduje potřebu stabilních, teplotně nezávislých a nízkošumových napěťových referencí. Tyto požadavky splňuje použití referenčního zdroje napětí typu bandgap. Jeho výstup je váženým součtem dvou napětí  $\Delta V_{BE}$  a  $V_{BE}$  s jejich specifickými teplotními koeficienty, přičemž teplotní koeficient výstupního napětí je nulový.

Různé typy buněk BG referencí využívají vybrané LDO regulátory, u kterých jsou BG jádra popsány z hlediska jejich šumových vlastností. V práci je popsán princip redukce šumu u nízkošumové bandgap reference s využitím vícenásobného napětí  $\Delta V_{BE}$ .

V konkréním případě je tato reference podrobně analyzována z hlediska funkce. Její šum závisí především na poměru rezistorů, které vyvažují teplotní součinitele napětí pro dosazení teplotní nezávislosti. Vysoký poměr rezistorů lze snížit navýšením ofsetového napětí  $\Delta V_{BE}$ .

U této BG reference je proveden teoretický rozbor šumových vlastností. Pro ověření správnosti provedení navržené šumové charakterizace je obvod prakticky realizován ve formě pokusného modelu s tranzitory vyrobenými v procesu EPI 92.

Spolu s pokusným modelem změřeny i analyzované linaární regulátory. Naměřené výsledky jsou porovnány a vyhodnoceny.

# 2 Šum a základní principy návrhu nízkošumových integrovaných obvodů

#### 2.1 Definice šumu

Šumy jsou signály, náhodně se měnící v čase. Jejich statistické vlastnosti jsou stálé. Zdroje šumu se charakterizují integrálně nebo spektrální hustotou. Šumovým složkám v určitém frekvenčním pásmu odpovídá integrální údaj, který představuje buď efektivní nebo mezivrcholovou hodnotu šumového napětí či proudu v časovém intervalu.

Šum má Gausovo rozdělení okamžitých výchylek, jak znázorňuje Obr. 1 s pravděpodobnostní rozdělovací křivkou. Plocha pod Gausovou křivkou vyjadřuje pravděpodobnost výskytu okamžité velikosti šumu mezi dvěmi amplitudami.



Obr. 1: Vztah mezivrcholové a efektivní hodnoty šumového napětí Vn při Gausově rozložení výchylek

Z praktického hlediska se zavádí mezivrcholová hodnota  $v_{npp}$  šumu statisticky a je pětinásobkem efektivní hodnoty  $V_{nRMS}$ 

$$v_{npp} = 5 \cdot V_{nRMS} \tag{2.1}$$

Pravděpodobnost, že výchylky přesáhnou tuto mezivrchlovou hodnotu, je rovna 1,2%. Efektivní hodnota šumu je definována jako ekvivalentní hodnota tepelných účinků stálého šumového napětí (proudu) a odpovídá směrodatné odchylce  $\sigma$ .

Spektrální hustota šumového napětí vn je efektivní hodnota šumu v<sub>npp</sub> v elementárním kmitočtovém pásmu 1 Hz. Definuje prostřednictvím spektrální hustoty šumového výkonu úměrného druhé mocnině efektivní hodnoty  $V_{nRMS}^2$ , což je výkon normovaného odporu jeden ohm. Spektrální hustota je diferenciálním vyjádřením závislosti efektivní hodnoty šumového výkonu  $V_{nRMS}^2$  na sledovaném kmitočtovém oboru f a platí [4]

$$v_n^2 = \frac{dV_{nRMS}^2}{df}$$
(2.2)

Rozměr spektrální hustoty šumového výkonu je  $V^2/Hz$ , jednotka spektrální hustoty šumového napětí v<sub>n</sub> má pak rozměr  $V/\sqrt{Hz}$ . Ze známého průběhu spektrálních hustot, analytického výrazu, je možné stanovit efektivní hodnotu šumu V<sub>nRMS</sub> ve sledovaném kmitočtovém pásu integrací [4]

$$V_{nRMS} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} v_n^2 df}$$
 (2.3)

Stejně tak toto platí i pro spektrální hustotu šumového proudu  $i_n$  a efektivní hodnotu šumového proudu  $I_{nRMS}$  v daném frekvenčním rozsahu.



Obr. 2: Znázornění výpočtu efektivního šumu numerickou integrací.

Jako příklad výpočtu efektivní hodnoty šumu  $V_{nRMS}$  pomocí grafické integrace z několika diskrétních hodnot spektrální hustoty lze uvést na Obr. 2, pro který platí

$$V_{nRMS}(f_A \to f_B) = \sqrt{v_{n1}^2 \Delta f + v_{n2}^2 \Delta f + v_{n3}^2 \Delta f} = \sqrt{v_{n1}^2 + v_{n2}^2 + v_{n3}^2} \sqrt{\Delta f}$$
(2.4)

#### 2.1.1 Sčítání nekorelovaných šumových příspěvků

V elektrickém obvodu se jednotlivé nekorelované šumové příspěvky uvedené na Obr. 3 sčítají podle kvadratického součtu kladných čísel

$$v_{n} = \sqrt{v_{n1}^{2} + v_{n2}^{2} + \dots + v_{nn}^{2}}$$
(2.5)

Poznámka: platí-li, že jeden z příspěvků šumu v kvadratickém součtu je dvojnásobkem druhého, pak poloviční příspěvek můžeme zanedbat a výsledek se bude přibližně rovnat číslu většímu s chybou menší než 12%. Přehledně lze toto shrnout následujícím vyjádřením

$$2 \cdot v_{n1} = v_{n2}$$

$$\downarrow$$

$$v_{n} = \sqrt{v_{n1}^{2} + v_{n2}^{2}} \cong 1,12 \cdot v_{n1}$$
(2.6)

Liší-li se jedno z čísel v jednom řádu, pak kvadratický součet je prakticky rovný většímu z nich. Jednoduše řečeno kvadratický součet dvou čísel zvýrazňuje větší číslo.



Obr. 3: Princip sčítání nekorelovaných příspěvků šumu

#### 2.1.2 Šum rezistoru

Projevuje se jako tepelný šum. Je šumem odporových struktur, který vzniká jako důsledek chaotického tepelného pohybu volných elektronů v krystalové mřížce dané struktury. Nezávisí na velikosti protékajícího proudu.

Jeho napěťový šumový model tvoří sériová kombinace generátoru šumového napětí  $V_{nRMS}$  a bezšumového odporu R. Proudový model tvoří paralelní kombinace šumového generátoru proudu  $I_{nRMS} = V_{nRMS} / R$  viz Obr. 4.

Tepelný šum je bílým šumem a jeho spektrální hustota je frekvenčně nezávislá. Pro spektrální hustotu generátoru šumového napětí a proudu platí [4]

$$v_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \cdot R},$$

$$i_n = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{R}} = \sqrt{\frac{4 \cdot q \cdot V_T}{R}}$$
(2.7)

kde

 $V_{\rm T} = \frac{kT}{q} \sim 0,026 \text{ V}$  je teplotní napětí,

 $k = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$  je Boltzmanova konstanta,

 $q = 1,602 \cdot 10^{-19} C$  je náboj elektronu,



Obr. 4: Náhradní šumové generátory rezistoru (napěťový nalevo a proudový napravo)

#### 2.1.3 Šum pn přechodu

Šum pn přechodu polovodiče je ovládán výstřelovým šumem, který je důsledkem nespojitého náhodného průchodu proudu polovodičovým přechodem v diskrétních kvantech nesených oddělenými elektrony a dírami. Je závislý na velikosti protékajícího proudu.

Obvodový model šumícího polovodičového přechodu, jímž protéká proud  $I_D$  je tvořen kombinací bezšumového přechodu a paralelního generátoru šumového proudu  $I_{nRMS}$  viz Obr. 5. Výstřelový šum je taktéž bílým šumem a jeho spektrální hustota je [4]

$$i_n = \sqrt{2qI}$$



Obr. 5: Náhradní šumový generátor polovodičové diody

#### 2.1.4 Nadměrný šum

Na nízkých kmitočtech (do 1 kHz) dochází k nárůstu spektrální hustoty šumu, který je 1/f charakteru. Souvisí s technologickými aspekty součástky. Závisí rovněž na proudu I polovodičem a je nepřímo úměrný kmitočtu.

Formálně se 1/f šum zahrnuje do tepelného a výstřelového šumu a spektrální hustota napěťového šumu se koriguje jako

$$v_n = v_{n0}\sqrt{(1 + f_C / f)} , \qquad (2.9)$$

Kde  $f_C$  je frekvenční poloha kolena spektrální hustoty  $u_n$  (f) jak je znázorněno na Obr. 6.



Obr. 6: Korekce spektrálních hustoty na nízkých kmitočtech složkou šumu 1/f

(2.8)

#### 2.1.5 Šum bipolárního tranzistoru

Bipolární tranzistor tvoří dva přechody, jejichž náhradní šumové generátory [4] znázorňuje Obr. 7. Průchodu nosičů náboje přes kolektorový přechod přísluší výstřelový kolektorový proud se spektrální hustotou

$$i_{nC} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_C} \quad , \tag{2.10}$$

kde  $I_C$  je kolektorový proud. Rekombinaci nosičů náboje v bázi přísluší výstřelový bázový proud  $I_{nB}$  se spektrální hustotou

$$i_{nB} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_B} \quad , \tag{2.11}$$

kde  $I_B$  je bázový proud. Vnitřnímu odporu báze  $r_b$  přísluší tepelné šumové napětí  $v_{nrb}$  se spektrální hustotou.

$$v_{nrb} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \cdot r_b} \ . \tag{2.12}$$

Tyto šumové generátory lze nahradit ekvivalentními vstupními šumovými generátory  $v_{ni}$ a i<sub>ni</sub>, jak ukazuje Obr. 7. Ekvivalentní šumové napětí na bázi tranzistoru je tvořeno dvěma složkami. Teplotním šumem odporu báze tranzitoru, který se uplatňuje přímo a je popsán rovnicí (2.12). Dále pak složkou šumu z proudového šumového generátoru i<sub>nc</sub> (2.10). Tato šumová složka se neuplatňuje přímo, ale pomocí transkonduktance g<sub>m</sub> se tento šumový proud i<sub>nc</sub> přepočítá na vstupní šumové napětí v<sub>nic</sub>, kde pro transkondutanci platí

$$g_m = \frac{I_C}{V_T},\tag{2.13}$$

pak ekvivalentní vstupní šumové napětí proudového generátoru bude

$$\mathbf{v}_{\rm nic} = \frac{i_{nc}}{g_m} = V_T \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot q}{I_C}} \,. \tag{2.14}$$

Ekvivalentní šumové napětí tranzistoru vnit je pak dáno kvadratickým součtem

$$v_{nit} = \sqrt{v_{nrb}^{2} + v_{nic}^{2}} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_{T} \left( r_{b} + \frac{1}{2 \cdot g_{m}} \right)},$$
(2.15)

kde r<sub>b</sub> je odpor báze tranzistoru (pro jedno-emitorový tranzistor je jeho hodnota 500 $\Omega$ , s každým dalším emitorem klesá přibližně o 1/2) a  $\left(r_b + \frac{1}{2 \cdot g_m}\right)$  označuje ekvivalentní šumový odpor rezistoru. Při velkých kolektorových proudech převládá tepelný šum odporu báze r<sub>b</sub>, jehož spektrální hustota v<sub>nrb</sub> představuje minimální hodnotu šumu tranzistoru. Zmenšení kolektorového proudu vyzvedává druhou složku jako důsledek zmenšení strmosti g<sub>m</sub>.



Obr. 7: Náhradní šumové generátory bipolárního tranzistoru nalevo a napravo jeho ekvivalentní vstupní šumové generátory [4]

Spektrální hustota náhradního proudového šumového generátoru je dána kvadratickým součtem výstřelového šumu na bázi a složkou výstřelového šumu kolektoru, který je podělený proudovým zesilovacím činitelem  $\beta$ . Pro šum tohoto ekvivalentního generátoru tedy platí

$$i_{ni} = \sqrt{i_{nB}^{2} + \frac{i_{nC}^{2}}{\beta^{2}}} = \sqrt{2qI_{B} + \frac{2qI_{B}\beta}{\beta^{2}}} = \sqrt{2qI_{B}\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} \approx \sqrt{2qI_{B}},$$
(2.16)

Šum  $i_{ni}$  je tedy dán složkou výstřelového šumu  $i_{nB}$ , šumový proud  $i_{nC}$  kolektorovým přechodem lze zanedbat díky proudovému zesilovacímu činiteli beta.

#### 2.2 Principy redukce šumu

Prvotní cestou k omezení šumu je omezení všech prvků produkujících šum na minimální počet.

Další možností potlačení šumu je použití záporné zpětné vazby. Předpokládejme zesilovač s jeho ekvivalentní spektrální hustotou  $v_n$  a na jeho vstupu mějme užitečný signál  $V_{in}$ , pak odstup signálu od šumu se určí jako [2]

$$S/N = \frac{V_{in}}{v_n},\tag{2.17}$$

Přidáme-li na jeho vstup v ideálním případě bezšumový zesilovač se ziskem  $A_1$  a zavedeme zápornou zpětnou vazbu, jak je znázorněno na Obr. 8. Pro napětí na výstupu můžeme psát [2]

$$V_{out} = V_{in} \frac{A_1 \cdot A_2}{1 + \beta \cdot A_1 \cdot A_2} + v_n \frac{A_2}{1 + \beta \cdot A_1 \cdot A_2}.$$
(2.18)

Z tohoto vztahu dostáváme pro poměr signálu a šumu vzorec

$$S/N = \frac{V_{in}}{v_n} A_1,$$
(2.19)

takže odstup signálu od šumu vn se zvětší A1 krát.



Obr. 8: Princip zvýšení odstupu signál – šum pomocí záporné zpětné vazby [2]

Reálně však nelze dosáhnout prvního stupně zesilovače, který by byl bezšumový. Je tedy nutné, aby jeho šum byl minimální. Proto je vhodné nepoužívat v prvním stupni aktivní zátěž, jejíž nežádoucí vlastností je schopnost zesilovat vlastní šum. Místo ní se používá zátěž

odporová. Jako příklad lze uvést princip designu nízkošumového operačního zesilovače, který je na Obr. 9. Ekvivalentní šum takovéhoto zesilovače je tvořen šumovými příspěvky tranzistorů  $Q_1$  a  $Q_2$  diferenčního páru zatíženého rezistorovou zátěží  $R_C$ . Další příspěvky lze zanedbat podle (2.6). Bílý šum diferenčního páru je dán součtem nekorelovaných příspěvků šumů obou tranzistorů, takže platí

$$v_{n1} = \sqrt{v_{nit1}^2 + v_{nit2}^2} = \sqrt{2} \cdot v_{nit1}.$$
(2.20)

Zesílení prvního diferenčního stupně se vypočítá jako

$$A_1 = g_m \cdot R_C = \frac{I_C}{V_T} \cdot R_C \,. \tag{2.21}$$

Pro teplotní šum (2.7) odporové zátěže diferenčního páru platí

$$v_{nR} = \sqrt{2} \cdot v_{nRc} \,. \tag{2.22}$$



Obr. 9: K principu návrhu nízkošumového operačního zesilovače

Ekvivalentní vstupní šum operačního zesilovače se stanoví jako součet nekorelovaných příspěvků ekvivalentního šumu druhého stupně  $v_{n2}$  a šumu odporové zátěže  $v_{nR}$  převedených na vstup operačního zesilovače přes zisk A<sub>1</sub> prvního stupně a šumu tranzistorů Q<sub>1</sub> a Q<sub>2</sub>

$$v_{ni} = \sqrt{\left(\frac{v_{n2}}{A_1}\right)^2 + \left(\frac{v_{nR}}{A_1}\right)^2 + v_{n1}^2} .$$
(2.23)

V případě, že  $2 \cdot \frac{v_{n2}}{A_1}$ ,  $2 \cdot \frac{v_{nR}}{A_1} < v_{n1}$  pak můžeme tyto příspěvky zanedbat každý s chybou 12%.

Vstupní šum operačního zesilovače je poté dán jen ekvivalentním šumem diferenčního páru, pro který z (2.15) a (2.20) platí

$$v_{ni} = v_{n1} = \sqrt{8 \cdot q \cdot V_T \left( r_b + \frac{1}{2 \cdot g_m} \right)}.$$
(2.24)

Vliv ekvivalentního šumového proudu druhého stupně je zanedbatelný.

V nízkošumovém designu operačního zesilovače se používá pokud možno malý tranzientní kmitočet  $f_T$  s ohledem na danou aplikaci. Takový operační zesilovač se pak defacto chová jako dolní propust, která šum na vyšších kmitočtech než je  $f_T$  utlumí. Spektrální šumová charakteristika je závislá na závislosti zesílení na kmitočtu viz Obr. 10.



Obr. 10: Vliv zisku operačního zesilovače na šumové spektrum

## 3 Princip bandgap reference

Před samotným popisem šumových vlastností BG reference je nutné objasnit její funkci a vlastnosti.

Základní princip bandgap reference je patrný z Obr. 11. Referenční napětí  $V_{BE}$  a  $\Delta V_{BE}$ mají protichůdný teplotní součinitel TC. Teplotní koeficient napětí  $V_{BE}$  tranzistoru Q je klesající s rostoucí teplotou, což vystihuje zkratka CTAT (Complementary To Absolute Temperature). Naopak teplotní koeficient napětí  $\Delta V_{BE}$  (závisí na teplotním napětí  $V_T$ ) je proporcionální s rostoucí teplotou, zkráceně PTAT (Proportional To Absolute Temperature). Mezi teplotními koeficienty musí existovat rovnováha. Pak je dosaženo vzájemným sečtením obou veličin s PTAT a CTAT teploními koeficienty výsledné napětí  $V_{BG}$  s nulovou závislostí na teplotě. Vyvážení kladného teplotního součinitele se záporným, lze dosáhnout vynásobením teplotního koeficientu napětí  $\Delta V_{BE}$  poměrem K obou teplotních součinitelů. Pro odvození tohoto poměru musíme znát teplotní koeficienty.



Obr. 11: Princip bandgap reference

#### 3.1 Napětí se záporným teplotním koeficientem CTAT

Napětí mezi bází a emitorem tranzistoru, lépe řečeno závěrné napětí p-n přechodu tranzistoru v diodovém zapojení vykazuje záporný teplotní koeficient CTATcoef. Závislost kolektorového proudu na napětí  $V_{BE}$  lze popsat rovnicí [1]

$$I_C = I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right),\tag{3.1}$$

ze které můžeme stanovit závislost  $V_{BE}$ 

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right),\tag{3.2}$$

Teplotní závislost  $V_{BE}$  diodového zapojení tranzistoru je určena především teplotní závislostí závěrného proudu I<sub>s</sub>, který lze napsat jako

$$I_{S} = \frac{q \cdot A \cdot \overline{D_{n}} \cdot n_{i}^{2}}{Q_{B}} = B \cdot n_{i}^{2} \overline{D_{n}} = B' \cdot n_{i}^{2} \cdot T \cdot \overline{\mu_{n}}, \qquad (3.3)$$

kde A je plocha přechodu báze – emitor,

 ${n_i}^2$  je intrizická koncentrace nosičů,

Q<sub>B</sub> je náboj v bázi na jednotku plochy,

B, B' jsou konstanty zahrnující teplotně nezávislé veličiny

$$\overline{\mu_n} = \frac{q}{kT}\overline{D_n}$$
 je Einsteinův vztah vyjadřující průměrnou pohyblivost elektronů,

 $D_n$  vyjadřuje průměrnou difuzi elektronů.

Vyjádříme si teplotně závislé veličiny podle [1] jako

$$\overline{\mu_n} = CT^{-m}, \tag{3.4}$$

$$n_i^2 = D \cdot T^3 \exp\left(-\frac{V_G}{V_T}\right) = D \cdot T^3 \exp\left(-\frac{E_G}{kT}\right),$$

kde C, D jsou opět teplotně nezávislé konstanty,

E<sub>G</sub> vyjadřuje energetickou šířku zakázaného pásma křemíku.

Konečně pro saturační proud s vyjádřenými teplotně závislými veličinami můžeme psát

$$I_{s} = E \cdot T^{4-n} \exp\left(-\frac{E_{g}}{kT}\right) = E \cdot T^{\gamma} \exp\left(-\frac{V_{g}}{V_{T}}\right), \qquad (3.5)$$

kde n je emisní koeficient,

E zahrnuje všechny teplotně nezávislé parametry.

Pro jednoduchost odvození teplotního koeficientu je proud I<sub>C</sub> uvažován jako konstanta

$$I_c = konst \,. \tag{3.6}$$

Vztah (3.2) si upravíme na

$$V_{BE} = V_T \left( \ln I_C - \ln I_S \right).$$
(3.7)

Teplotní závislost  $V_{BE}$  vyjádříme jako derivaci rovnice (3.7) podle teploty

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{dV_T}{dT} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \frac{V_T}{I_S} \frac{dI_S}{dT}.$$
(3.8)

Pro zjednodušení si vyjádříme jednotlivé členy

$$\frac{dI_s}{dT} = (4-n) \cdot E \cdot T^{3-n} \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) + E \cdot T^{4-n} \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \left(\frac{E_g}{kT^2}\right)$$
(3.9)

$$\frac{V_T}{I_S}\frac{dI_S}{dT} = \frac{V_T(4-n)\cdot E\cdot T^{3-n}\exp\left(-\frac{E_g}{k\cdot T}\right)}{E\cdot T^{4-n}\exp\left(-\frac{E_g}{k\cdot T}\right)} + \frac{V_TE\cdot T^{4-n}\exp\left(-\frac{E_g}{k\cdot T}\right)\left(\frac{E_g}{k\cdot T^2}\right)}{E\cdot T^{4-n}\exp\left(-\frac{E_g}{k\cdot T}\right)} = \frac{V_T}{I_S}\frac{dI_S}{dT} = (4-n)\cdot \frac{V_T}{T} + \left(\frac{E_g}{k\cdot T^2}\right)\cdot V_T$$

Dosazením rovnic (3.9) do vztahu (3.8) dostaneme vztah teplotního koeficientu pro aktuální teplotu.

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{V_T}{T} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - (4-n) \cdot \frac{V_T}{T} + \left(\frac{E_s}{kT}\right) \cdot V_T = \frac{V_{BE} - (4-n) \cdot V_T + \frac{E_s}{q}}{T}$$
(3.10)

a pro záporný teplotní koeficient CTATcoef můžeme napsat

$$CTATcoef = \frac{1}{V_{BE}} \cdot \frac{dV_{BE}}{dT} \qquad [ppm/^{o} C].$$
(3.11)

#### 3.2 Výpočet napětí s kladným teplotním koeficientem PTAT

Toto napětí je má jediný teplotně závislý parametr - teplotní napětí  $V_T$ . To je úměrné absolutní teplotě (zkráceně PTAT). Napětí lze stanovit jako rozdíl dvou napětí  $V_{BE}$  tranzistorů  $Q_1$  a  $Q_2$  s různou proudovou hustotou na přechodu báze–emitor. Proudovou hustotu v této oblasti lze řídit velikostí proudu  $I_C$  a také plochou A přechodu báze–emitor viz Obr. 12. Teplotní koeficient tohoto rozdílu napětí  $\Delta V_{BE}$  můžeme označit jako PTATcoef.

Pro napětí V<sub>BE</sub> tranzistoru Q<sub>1</sub> můžeme z rovnice (3.2) psát

$$V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{A_1 \cdot J_C}\right),$$
(3.12)

kde  $\ J_C$  je proudová hustota přechodem báze – emitor. Obdobně pro napětí  $V_{BE}$  tranzistoru  $Q_2$  platí

$$V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{A_2 \cdot J_C}\right),\tag{3.13}$$



Obr. 12: Princip získání napětí  $\Delta V_{\scriptscriptstyle BE}$ 

Chybové napětí  $\Delta V_{\scriptscriptstyle BE}$  je vyjádřeno jako rozdíl (3.12) a (3.13)

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \left[ \ln \left( \frac{I_{C2}}{A_2 \cdot J_C} \right) - \ln \left( \frac{I_{C1}}{A_1 \cdot J_C} \right) \right] = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{C2} \cdot A_1}{A_2 \cdot I_{C1}} \right) = , \qquad (3.14)$$
$$= V_T \cdot \ln \left( N \right)$$

kde N je poměr proudových hustot tranzistorů  $Q_1$  a  $Q_2$  v oblasti emitorového přechodu. Derivací výsledku této rovnice podle teploty si vyjádříme teplotní závislost  $\Delta V_{BE}$ 

$$\frac{d\Delta V_{BE}}{dT} = \frac{dV_T}{dT} \ln\left(N\right) = \frac{k}{q} \ln\left(N\right),\tag{3.15}$$

Pro záporný teplotní koeficient PTATcoef můžeme napsat

$$PTATcoef = \frac{1}{\Delta V_{BE}} \cdot \frac{d\Delta V_{BE}}{dT} \qquad [ppm/^{o} C].$$
(3.16)

Pro nastavení teplotní rovnováhy mezi teplotními koeficienty s rozdílnou velikostí je nutné najít koeficient K, který tento rozdíl velikostí vyjadřuje. Napětí s nulovou teplotní závislostí je bangap referenční napětí  $V_{bg}$  (odvozené z šířky zakázaného pásma křemíku) a můžeme pro něj psát

$$\mathbf{V}_{\mathrm{BG}} = \mathbf{V}_{\mathrm{BE}} + K \cdot \Delta \mathbf{V}_{\mathrm{BE}} \,. \tag{3.17}$$

Pro konkrétní příklad BG reference na Obr. 13 můžeme pro výstupní napětí napsat

$$\mathbf{V}_{\mathrm{BG}} = \mathbf{V}_{\mathrm{BE2}} + 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \Delta \mathbf{V}_{\mathrm{BE}} \,, \tag{2.18}$$

kde K je vajádřeno poměrem rezistorů  $2 \cdot \frac{R_2}{R_1}$ .



Obr. 13: Buňka jednoduché BG reference

Diferencováním rovnice (3.17) dostaneme

$$\frac{dV_{BG}}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT} + K \cdot \frac{d\Delta V_{BE}}{dT} = 0, \qquad (3.19)$$

Z čehož můžeme stanovit koeficient vyjadřující poměr teplotních keficientů jako

$$K = \frac{-\frac{dV_{BE}}{dT}}{\frac{d\Delta V_{BE}}{dT}}.$$
(3.20)

## 4 Porovnání zapojení různých buněk BG referencí

#### 4.1 BG reference podle Brokavowy koncepce

Pro porovnání je na Obr. 14, Obr. 15 a Obr. 18 je znázorněno zjednodušené zapojení buněk BG referencí pro lineární low-dropout integrované regulátory MC33275, NCP623 a MC33761.



Obr. 14: Buňka BG reference v LDO regulátoru MC33275

Na Obr. 14 je uspořádání buňky napěťové reference nízkošumového regulátoru MC33275. Toto zapojení vychází z Brokawovy koncepce. Aktivní zátěž Q<sub>3</sub> Q<sub>4</sub> distribuuje do obou kolektorů tranzistorů Q<sub>1</sub> a Q<sub>2</sub> stejný proud. Emitorová plocha tranzistoru Q<sub>1</sub> je N krát větší než u tranzistoru Q<sub>2</sub>, takže poměr jejich proudové hustoty je N. Tento poměr proudové hustoty v argumentu přirozeného logaritmu udává velikost napětí  $\Delta V_{BE}$  podle (3.14). Napětí  $\Delta V_{BE}$  vytváří PTAT proud  $\Delta V_{BE} / R_1$ , vlivem něhož vznikne na rezistoru R<sub>2</sub> úbytek napětí, jak je naznačeno na Obr. 14. Vztah 2·R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub> vyjadřuje koeficient, který srovnává velikost teplotních koeficientů napětí  $V_{BE1}$  a  $\Delta V_{BE}$ . Výsledné bandgap napětí je jejich součtem s nulovým teplotním koeficientem.

Výstupní dynamická impedance zapojení je velká a společně s bypass kondenzátorem  $C_{byp}$  tvoří dolní propust, která "odfiltruje" bílý šum nad mezní frekvencí

$$\mathbf{f}_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r_d \cdot C_{byp}} \,. \tag{4.1}$$

Velkou nevýhodou této koncepce je použití aktivní zátěže tvořené tranzistory  $Q_3$  a  $Q_4$ , která má velmi špatné šumové vlastnosti, což bude ukázáno na výpočtu ekvivalentního šumu aktivní zátěže analyzovaného obvodu. Z tohoto důvodu šum pod uvedenou mezní frekvencí  $f_C$  nabývá vysokých hodnot. Použití věší kapacity  $C_{byp}$  má za následek další negativní jevy, jako je zhoršení dynamických vlastností.



Obr. 15: Buňka BG reference v LDO regulátoru NCP623 (MC33263)

Lepším uspořádáním z tohoto hlediska je zapojení BG buňky LDO regulátoru NCP623 na Obr. 15. Místo aktivní zátěže v prvním stupni je použita zátěž odporová, která má výrazně lepší šumové vlastnosti. Tranzistory  $Q_3$  až  $Q_7$  tvoří operační zesilovač, který je zapojen ve zpětnovazební smyčce. Na kolektorech tranzistorů  $Q_1$  a  $Q_2$  je držen stejný potenciál. Oba tranzistory jsou rezistivně zatíženy stejnou velikostí kolektorových odporů. V důsledku toho protéká každým z nich shodný klidový proud. Možnost frekvenční kompenzace je v tomto případě přijatelnější a lze pro ni použít bypass kondezátor. Tímto se zlepší stabilita bangap reference.



#### 4.2 Koncepce BG reference s využitím vícenásobného $\Delta V_{BE}$

Obr. 16: Odlišná koncepce BG reference s ofsetovým napětím  $\Delta V_{\scriptscriptstyle BE}$ 

Na Obr. 16 je další koncepce, která je základem bandgap reference využívající vícenásobného  $\Delta V_{BE}$ . Opět pracuje podobným způsobem jako předcházejícím případě, kde první stupeň tvořený diferenciálním párem Q<sub>1</sub> a Q<sub>2</sub> je zatížen rezistory R<sub>C</sub>. Tranzistor Q<sub>1</sub> má N krát menší plochu emitorového přechodu než Q<sub>2</sub>. Kolektorové proudy těchto tranzistorů udržuje zpětná vazba stejně velké. Pro vstupní ofsetové napětí  $\Delta V_{BE}$  diferenčního páru platí

$$\Delta V_{BE} = V_T \cdot \ln(N) \,. \tag{4.2}$$

 $\Delta V_{\scriptscriptstyle BE}$  napětí na rezistoru R<sub>1</sub> vytváří PTAT proud I<sub>0</sub>

$$I_0 = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} \tag{4.3}$$

a tento proud na rezistoru  $R_2$  způsobuje úbytek napětí  $V_{R2}$ 

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \Delta V_{BE} \tag{4.4}$$

Napětí  $\Delta V_{BE}$  a úbytek napětí  $V_{R2}$  spolu s napětím  $V_{BE0}$  vytváří na výstupu bandgap napětí

$$V_{BG} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_T \cdot \ln(N) + V_{BE0}$$
(4.5)



Obr. 17: Blokové schéma předchozího zapojení pro kalkulaci šumu

Na Obr. 17 je zjednodušené zapojení pro výpočet šumu na výstupu z předešlého schématu uvedeného na Obr. 16.

Výstupní šum je ovlivňován výčtem těchto šumových příspěvků:

- šum rezistoru R<sub>1</sub>
- šum rezistoru R<sub>2</sub>
- proudový šum výstupního tranzistoru Q<sub>0</sub>
- vstupní šum v<sub>ni</sub> operačního zesilovače OPAMP

Pokud má první stupeň operačního zesilovače OPAMP dostatečně vysoký napěťový zisk, pak lze, jak je uvedeno v (2.6) šum dalších stupňů a oporové zátěže prvního stupně zanedbat. Součet nekorelovaných ekvivalentních šumů tranzistorů Q1 a Q2 dává ekvivalentní šum operačního zesilovače v<sub>ni</sub>. S šumovým příspěvkem v<sub>ni</sub> lze kalkulovat při přepočtu na výstup podobně jako s ofsetovým napětím. Šum v<sub>ni</sub> přiložený na rezistor R<sub>1</sub> způsobuje šumový proud v<sub>ni</sub>/R<sub>1</sub>. Ten pak způsobuje na něm závislé šumové úbytky na rezistoru R<sub>2</sub> a dynamické impedanci V<sub>T</sub>/I<sub>0</sub>. Příspěvek šumu v<sub>ni</sub> na výstupu bude dán jako součet korelovaných hodnot šumů, pro které lze psát

$$\mathbf{v}_{\text{ni out}} = \mathbf{v}_{ni} \cdot \left( 1 + \frac{R_2 + \frac{V_T}{I_0}}{R_1} \right).$$
(4.6)

Ekvivalentní šum na kolektorovém přechodu tranzistoru Q0 se na výstupu projeví jako

$$v_{\rm nic0} = \frac{i_{nc0}}{g_{m0}}.$$
(4.7)

Příspěvek teplotního šumu rezistoru  $R_1$  na výstupu se uplatní nepřímo, jelikož operační zesilovač na svém vstupu "drží" pouze napěťový ofset  $\Delta V_{BE}$  a šumový ofset  $v_{ni}$ . Rezistor  $R_1$  se chová jako generátor šumového proudu, který vytváří korelované šumové úbytky na rezistoru  $R_2$  a dynamické impedanci tranzistoru  $Q_0$ . Příspěvek teplotního šumu rezistoru  $R_1$  na výstupu je součtem na sobě závislých šumových úbytků, pro něž platí

$$\mathbf{v}_{\mathrm{nR1out}} = \mathbf{i}_{\mathrm{nR1}} \cdot \left( R_2 + \frac{V_T}{I_0} \right). \tag{4.8}$$

Šum rezistoru  $R_2$  se na výstupu uplatní přímo podle (2.7)

$$v_{nR2out} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \cdot R_2}, \tag{4.9}$$

Celkový výstupní šum  $v_{nout}$  je součtem všech čtyřech nekorelovaných příspěvků šumu na výstupu

$$\mathbf{v}_{n \text{ out}} = \sqrt{\mathbf{v}_{ni \text{ out}}^{2} + \mathbf{v}_{nc0}^{2} + \mathbf{v}_{nR1 \text{ out}}^{2} + \mathbf{v}_{nR2 \text{ out}}^{2}} =$$

$$= \sqrt{\mathbf{v}_{ni}^{2}} \cdot \left[ 1 + \frac{R_{2} + \left(\frac{V_{T}}{I_{0}}\right)}{R_{1}} \right]^{2} + \left(V_{T} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot q}{I_{0}}}\right)^{2} + \mathbf{i}_{nR1}^{2} \cdot \left[R_{2} + \frac{V_{T}}{I_{0}}\right]^{2} + \mathbf{v}_{nR2 \text{ out}}^{2}},$$
(4.10)

Na základě vlastností kvadratického součtu uvedených v první kapitole lze složky šumu v rovnici (4.10) závislé na kolektorovém proudu  $I_0$  při jeho dostačující hodnotě zanedbat. Příspěvky šumů v<sub>niout</sub> a v<sub>nR1out</sub> jsou oproti velikosti v<sub>nR2out</sub> dominantní, takže tento teplotní šum lze také zanedbat. Ve svém důsledku je výstupní šum závislý na velikosti poměru R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub> [3].

Požadavkem pro co nejmenší výstupní šum je nutná eliminace poměru těchto dvou rezistorů. Z rovnice (4.5) se poměr  $R_2/R_1$  lze vyjádřit jako

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{BG} - V_{BE0}}{V_T \ln(N)} - 1$$
(4.11)

Tato rovnice vyjadřuje závislost poměru rezistorů  $R_2/R_1$  na poměru proudové hustoty N. Číselné vyjádření rovnice je v Tab. 1 [3].

N	2	4	8	16	32	64
$R_2/R_1$	32	16	11	8	6	5

Tab. 1: závislost poměru rezistorů  $R_2/R_1$  na poměru proudové hustoty

Je patrné, že i pro velmi vysoký poměr proudové hustoty N máme pořád vysokou hodnotu poměru  $R_2/R_1$ . Dalším problémem je, že nelze technologicky dosáhnout vysokého poměru proudové hustoty s využitím pouze jednoho páru tranzistorů generujícího jedno  $\Delta V_{BE}$ . Z tohoto důvodu se používá koncepce vícenásobného  $\Delta V_{BE}$ .

Jak známo součet dvou logaritmických vztahů s argumenty a, b lze zapsat do jednoho logaritmického vztahu s součinem argumentů a,b ln a + ln b = ln (a . b). Ofsetové napětí  $\Delta V_{BET}$  v případě součtu dvou chybových napětí  $\Delta V_{BE}$  s poměrem proudové hustoty N můžeme popsat vztahem

$$\Delta V_{BET} = \Delta V_{BE1} + \Delta V_{BE2} = V_{T} \cdot \ln(N) + V_{T} \cdot \ln(N) = V_{T} \cdot \ln(N \cdot N).$$
(4.12)

Jako příklad můžeme pro N = 16 napsat

$$\Delta V_{BET} = V_{T} \cdot \ln(16 \cdot 16) = V_{T} \cdot \ln(256)$$
(4.13)

Je zřejmé, že pro dvě stejná chybová napětí  $\Delta V_{BE}$ , každé s poměrem proudové hustoty N, má  $\Delta V_{BET}$  velmi vysoký ekvivalentní poměr emitorových proudových hustot, který nelze u jednoho páru tranzistorů dosáhnout. Poměr emitorových proudových hustot N pro jednotlivá  $\Delta V_{BE}$  dosahuje praktických hodnot.

Tento princip je využíván buňkou BG reference, která je užita v LDO regulátoru NCP565. Ta je dále v textu detailně analyzována, prakticky zrealizována jako breadboard . Její zapojení i s obvody napájení je na Obr. 19.

LDO regulátor MC33761 využívá jádra s BG referencí na Obr. 18. Je zde k navýšení ofsetového napětí diferenčního páru  $Q_1$ ,  $Q_2$  použito kaskády tří párů NPN/PNP emitorových sledovačů. Střídání tranzistorů typu NPN/PNP je použito z důvodu možnosti použití malého napájecího napětí. Poměr proudové hustoty N pro každý pár tranzistorů je nastaven různým poměrem kolektorových proudů tranzistorů (označeno jako  $N_1$ ), nebo různým poměrem velikostí emitorových přechodů (označeno  $N_A$ ).

Ofsetové napětí diferenčního páru Q1, Q2 lze napsat jako

$$\Delta V_{BE1} = \mathbf{V}_{\mathrm{T}} \cdot \ln(N_1) \tag{4.14}$$

Podobně lze vyjádřit i ofsetová napětí párů emitorových sledovačů  $\Delta V_{BE2}$ ,  $\Delta V_{BE3}$ ,  $\Delta V_{BE4}$ s poměry proudových hustot N<sub>2</sub>, N<sub>3</sub>, N<sub>4</sub>. Celkové ofsetové napětí je součtem dílčích ofsetových napětí

$$\Delta V_{BET} = \mathbf{V}_{\mathrm{T}} \cdot \ln(N_1) + \mathbf{V}_{\mathrm{T}} \cdot \ln(N_2) + \mathbf{V}_{\mathrm{T}} \cdot \ln(N_3) + \mathbf{V}_{\mathrm{T}} \cdot \ln(N_4) =$$

$$= \mathbf{V}_{\mathrm{T}} \cdot \ln(N_1 \cdot N_2 \cdot N_3 \cdot N_4)$$
(4.15)

Díky takto navýšenému ofsetovému napětí je poměr  $R_2/R_1$  snížen. LDO regulátor MC33761 s touto BG referencí podle údajů výrobce vykazuje nejmenší šum.



Obr. 18: Buňka přesné BG reference v LDO regulátoru MC33761



Obr. 19: zapojení realizované BG reference



Obr. 20: Self- biasing poměry realizované nízkošumové bandgap reference

# 5 Stejnosměrná analýza nízkošumové bangap reference použité v LDO regulátoru NCP565

Bandgap reference je realizována jako nízkošumová, u níž se využívá navýšené ofsetové napětí  $\Delta V_{BE}$ , které významně snižuje potřebu velkého poměru rezistorů pro dosažení potřebného PTAT napětí. Tyto rezistory jsou rozhodujícím multiplikativním faktorem pro velikost výsledného šumu. Na základě tohoto je popsána funkce napěťové reference a proveden teoretický rozbor jejích šumových vlastností. Zapojení obvodu je uvedeno na Obr. 19. Pro pochopení funkce zapojení je vhodné provést stejnosměrnou analýzu. Samotné napájení zajišťuje self-biasing reference. Ta je tvořená proudovým generátorem a vícenásobným proudovým zrcadlem, které distribuuje proud z generátoru dále do obvodu.

#### 5.1 Generátor proudu I<sub>PTAT</sub>

Generátor proudu proporcionálně rostoucího s teplotou I<sub>PTAT</sub> (tzv. americká proudová reference) je tvořen rezistorem R<sub>3</sub> a trojicí tranzistorů Q<sub>50</sub>, Q<sub>51</sub>, Q<sub>52</sub>, jejichž poměr hustoty elektrického proudu je jednotkový a tranzistorem Q<sub>4</sub>, jenž má čtyřikrát větší plochu emitoru než předešlé tři tranzistory. Platí tedy, že poměr jeho proudové hustoty je N<sub>4</sub> = 4. Koeficient proudové hustoty N udává kolikrát je velikost hustoty proudu na emitorovém přechodu tranzistoru Q<sub>4</sub> větší než například u tranzistoru Q<sub>51</sub>. Velikost saturačních proudů  $I_{s50}$ ,  $I_{s51}$ ,  $I_{s52} = I_s$  a velikost saturačního proudu tranzistoru Q<sub>4</sub> v závislosti na poměru proudové hustoty bude  $I_{s4} = N \cdot I_s$ .

Pro napětí mezi bází a emitorem  $V_{BE}$  tranzistorů  $Q_{50}$ ,  $Q_{51}$  spolu s uvažováním zanedbatelného proudu I<sub>STARTUP</sub> tekoucího přes start-up rezistor  $R_0$  podle platí

$$V_{BE50} = V_T \ln\left(\frac{I_C + I_{STARTUP}}{I_S}\right), \ V_{BE51} = V_T \ln\left(\frac{I_C + I_{STARTUP}}{I_S}\right).$$
(5.1)

Pro napětí mezi bází a emitorem VBE tranzistoru Q52 můžeme napsat tento vztah

$$V_{BE52} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right).$$
(5.2)

Pro napětí mezi bází a emitorem V<sub>BE</sub> tranzistoru Q<sub>4</sub> můžeme psát

$$V_{BE4} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{N_4 I_S}\right).$$
(5.3)

S využitím druhého Kirchhoffova zákona, jak je naznačeno v [6], lze pro proudovou smyčku přes báze-emitorové přechody tranzistorů  $Q_{50}$ ,  $Q_{51}$ ,  $Q_{52}$ ,  $Q_4$  a rezistorem  $R_3$  vypočítat  $I_{PTAT}$  následovně

$$V_{BE52} + V_{BE50} = V_{BE51} + V_{BE4} + I_{PTAT} \cdot R_3$$
(5.4)

$$V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_C + I_{STARTUP}}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_C + I_{STARTUP}}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_C}{N_4 I_S}\right) + I_{PTAT} \cdot R_3.$$

Po odečtení stejných členů bude předchozí rovnice vypadat

$$V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_C}{N_4 I_S}\right) + I_{PTAT} \cdot R_3$$
$$I_{PTAT} \cdot R_3 = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_C}{N_4 I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S} \cdot \frac{N_4 I_S}{I_C}\right)$$

Proud  $I_{PTAT}$  bude po úpravách záviset jen na třech parametrech a to na teplotě, argumentu N<sub>4</sub> a hlavně na velikosti referenčního rezistoru R<sub>3</sub>.

$$I_{PTAT} = \frac{V_T}{R_3} \ln(N_4) = \frac{0.026}{7k2} \ln(4) \cong 5\,\mu A$$
(5.4)

Chybové napětí generátoru nebo-li úbytek napětí na rezistoru R3 se vyjádří z (5.4)

$$\Delta V_{\text{BE GEN}} = I_{PTAT} \cdot R_3 = V_T \ln(N_4) = 0,0026 \cdot \ln(4) \cong 36 \, mV \tag{5.5}$$

Je patrné, že vliv proudu I<sub>STARTUP</sub> tekoucího přes rezistor R<sub>0</sub> se neuplatní. Velikost úbytku napětí na tomto rezistoru se přibližně určí pro  $V_{BE50}$ ,  $V_{BE52} \cong 0.7V$  jako

$$V_{R0} = V_{CC} - (V_{BE52} + V_{BE50}) = 5 - (0,7 + 0,7) = 3,6V$$
(5.6)

a proud tímto rezistorem je

#### 5.2 Zrcadlení proudu I<sub>PTAT</sub> v obvodu

Aby nedocházelo k potlačování proudového přenosu vícenásobného proudového zrcadla v horní větvi, vlivem konečné velikosti proudového zesilovacího činitele  $\beta$ , je v obvodu zapojen kompenzační tranzistor Q<sub>0</sub>, tzv. beta helper. Ten zlepší poměr proudového přenosu zrcadla ( $\beta$  + 1) krát. Proud I<sub>PTAT</sub> je s chybou v řádu setin procenta zrcadlen do obvodu.

Ke zlepšení proudového přenosu pomáhá i přidání emitorových degradačních rezistorů, které navyšují výstupní impedanci proudového zrcadla. Při výpočtu velikosti úbytku napětí na degradačních rezistorech je nutné si uvědomit, že tranzistory jsou dvoukolektorové a proud jejich emitorem bude po zanedbání bázových proudů 2I<sub>PTAT</sub>. Pro úbytek napětí na emitorových rezistorech platí

$$V_{R13} = 2I_{PTAT} \cdot R_{13} = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 1, 2 \cdot 10^{4} = 0, 12 V$$

K napájení každé sekce obvodu je třeba jiný biasový proud. Velikost požadovaného proudu je řízena paralelním spojením vhodného počtu tranzistorů, jak je znázorněno na Obr. 20. Například pro generování dvojnásobného proudu  $I_{PTAT}$  je třeba paralelní kombinace dvou tranzistorů. V horní větvi je na každém kolektoru proudových zdrojů zrcadlen proud  $I_{PTAT}$ , ten je referenčním proudem proudových nor v dolní větvi self-biasing obvodu. Diodovým zapojením tranzistoru  $Q_{12}$  teče proud  $I_{PTAT} = 5 \mu A$ , který je zrcadlen na tranzistory  $Q_{27}$ ,  $Q_{28}$  na proudy  $I_{25}$  a  $I_{26}$ . Tranzistor  $Q_{16}$  je paralelním spřažením čtyř tranzistorů o stejné ploše přechodu báze-emitor jako má tranzistor  $Q_{12}$ . Koeficient hustoty proudu tranzistoru  $Q_{16}$  je  $N_{16} = 4$  a proud jím tekoucí je pak  $I_1 = 4I_{PTAT} = 20 \mu A$ .

Proud tekoucí emitorovým sledovačem  $Q_{24}$  je  $I_{24} = I_{PTAT} = 5 \,\mu A$ . Emitorovým sledovačem  $Q_{23}$ ,  $Q_{45}$  teče proud  $I_{23} = 8I_{PTAT} = 40 \,\mu A$ . Diferenčním párem  $Q_2$ ,  $Q_3$  teče proud  $I_3 = I_{PTAT} = 5 \,\mu A$  a tranzistorem  $Q_{40}$  prochází  $I_2 = 3I_{PTAT} = 15 \,\mu A$ .

#### 5.3 Napájení přesné BG reference.

K omezení vlivu napájecího napětí se s výhodou využívá předstabilizátoru, který se sestává z generátoru proudu  $I_{PTAT}$ . Ten je zrcadlen do větve, ve které vytváří úbytek napětí typu PTAT na rezistorech  $R_4$ ,  $R_5$ . Toto napětí spolu s napětím  $V_{BE12}$  tvoří bandgap napětí  $V_{BG1}$ . Můžeme pro něj z rovnice (3.17) psát

$$\mathbf{V}_{\mathrm{BG1}} = \mathbf{V}_{\mathrm{BE12}} + K_1 \cdot \Delta \mathbf{V}_{\mathrm{BE\,GEN}} \tag{5.8}$$

$$V_{BG1} = V_{BE12} + \frac{(R_4 + R_5)}{R_3} \cdot \Delta V_{BEGEN},$$
(5.9)

Z rovnice můžeme slovně popsat závislost napětí  $V_{BG1}$  jako součet napětí  $V_{BE12}$  a úbytku napětí na rezistorech R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> vyvolaného průchodem proudu I<sub>PTAT</sub>. Poměrový faktor je daný poměrem

$$K_1 = \frac{(R_4 + R_5)}{R_3} = \frac{(96 \cdot 10^3 + 78 \cdot 10^3)}{7.2 \cdot 10^3} = 24,17.$$
(5.10)

VBG1 z rovnice (5.8) vyčíslíme pro VBE12 = 0.7 V jako

$$\mathbf{V}_{\rm BG1} = 0,7 + 24,17 \cdot 0,036 = 1,57V \tag{5.11}$$

Toto napětí je přenášeno na emitor tranzistoru  $Q_{15}$ . Teplotní koeficient napětí  $V_{BG1}$  není nulový, jelikož poměrový faktor nenastavuje rovnováhu teplotního koeficientu napětí s PTAT charakterem a teplotního koeficientu napětí  $V_{BE12}$ . Poměrový faktor  $K_1$  v tomto případě nastavuje potřebnou velikost nezávislého napájecího napětí pro buňku přesné nízkošumové BG reference.

Jako příklad lze stanovit teplotní koeficient napětí V<sub>BG1</sub> podle rovnice (3.19) pro  $\frac{dV_{BE12}}{dT} = -1,9 \,\mathrm{mV} \cdot \mathrm{K}^{-1} \mathrm{jako}$   $\frac{dV_{BG1}}{dT} = \frac{dV_{BE12}}{dT} + K_1 \cdot \frac{d\Delta \mathrm{V}_{\mathrm{BE \, GEN}}}{dT},$ (5.12)

38

$$\frac{dV_{BG1}}{dT} = \frac{dV_{BE12}}{dT} + \frac{(R_4 + R_5)}{R_3} \cdot \frac{k}{q} \ln (N_4) =$$

$$= -1.9 \text{ mV} \cdot \text{K}^{-1} + \frac{(9.6 \cdot 10^3 + 78 \cdot 10^3)}{7.2 \cdot 10^3} \cdot \frac{1.381 \cdot 10^{-23}}{1.602 \cdot 10^{-19}} \ln 4 =$$

$$= 1 \text{ mV} \cdot \text{K}^{-1}$$
(5.13)

Pro jednoduchost jsou u rezistorů uvažované nulové teplotní koeficienty.

#### 5.3.1 Princip generování vícenásobného $\Delta V_{BE}$

Obvod přesné BG reference se sestává z operačního zesilovače, který má vlivem kaskádního uspořádání diferenčního páru a páru emitorových sledovačů navýšené vstupní ofsetové napětí na  $\Delta V_{BET}$ . Toto napětí je PTAT charakteru a jeho přiložení na rezistor  $R_{10}$  má za následek proud I<sub>2</sub>, který vytváří na rezistoru  $R_{11}$  úbytek napětí. Máme tedy napětí  $K_2 \cdot \Delta V_{BET}$ , které spolu s napětím  $V_{BE40}$  dává teplotně nezávislé napětí  $V_{BG2}$  na výstupu. Pro lepší názornost při odvozování a pochopení principu reference lze využít zjednodušeného zapojení na Obr. 21.

Prvotní myšlenka pro intuitivní analýzu buňky přesné reference je, že operační zesilovač OPAMP udržuje nulové vstupní napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem. Proud I<sub>1</sub> tekoucí diferenčním párem Q<sub>18</sub> a Q<sub>19,20</sub> se pak rozdělí v závislosti poměru rezistorů R<sub>7</sub> a R<sub>8</sub> || R<sub>9</sub>, kde R<sub>7</sub> = R<sub>8</sub> = R<sub>9</sub>. Pro proud tekoucí rezistorem R<sub>7</sub> platí

$$I_{C \ 19,20} = \frac{1}{3} \cdot I_1 \tag{5.14}$$

Proud tekoucí paralelní kombinací rezistorů  $R_8 \parallel R_9$  je dvojnásobkem proudu tekoucí rezistorem  $R_7$  a vyjádří se jako

$$I_{C\,18} = \frac{2}{3} \cdot I_1 \tag{5.15}$$

Plocha  $A_{19,20}$  emitorového přechodu  $Q_{19,20}$  je 8 krát větší něž u  $Q_{18}$ . Pro rozdíl napětí  $V_{BE}$  páru emitorových sledovačů  $Q_{18}$  a  $Q_{19,20}$  můžeme psát

$$\Delta V_{BE1} = V_{BE18} - V_{BE19,20} = \tag{5.16}$$

39

$$= V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{C \ 18} \cdot A_{19,20}}{A_{18} \cdot I_{C \ 19,20}}\right) = V_T \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 8}{1 \cdot 1}\right) = V_T \cdot \ln(16).$$

Pro toto ofsetové napětí je poměr proudové hustoty N = 16. Podobně pro pár emitorových sledovačů  $Q_{23,45}$  a  $Q_{24}$  se napětí  $\Delta V_{BE2}$  vypočítá jako

$$\Delta V_{BE2} = V_{BE23,45} - V_{BE24} = \tag{5.17}$$

$$= V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{24} \cdot A_{23,45}}{A_{24} \cdot I_{23}}\right) = V_T \cdot \ln\left(\frac{8 \cdot 2}{1 \cdot 1}\right) = V_T \cdot \ln(16),$$

kde koeficient proudové hustoty je rovněž N = 16. Kolektorové proudy sledovačů  $Q_{23,45}$  a  $Q_{24}$  jsou v poměru vyjádřeném následovně

$$I_{24} = 8 \cdot I_{23} \tag{5.18}$$

a plocha  $A_{23,45}$  je dvojnásobkem  $A_{24}$ .

Celkové napětí  $\Delta V_{BET}$  se stanoví jako součet rozdílu napětí  $V_{BE}$  obou párů emitorových sledovačů vyjádříme jako součet rovnic (5.16), (5.17)

$$\Delta V_{BET} = \Delta V_{BE1} + \Delta V_{BE2} = (5.19)$$
$$= V_T \cdot \ln(N) + V_T \cdot \ln(N) = V_T \cdot \ln(N^2) = 0,026 \cdot \ln(16^2) \cong 144 \, mV \,.$$

Toto ofsetové napětí je na rezistoru 
$$R_{10}$$
 a vytváří jím tekoucí proud, pro který platí

$$I_2 = \frac{\Delta V_{BET}}{R_{10}} = \frac{0.144}{8 \cdot 10^3} = 1.8 \cdot 10^{-5} A.$$
(5.20)

Tento proud na rezistoru R11 vytváří úbytek napětí, který lze stanovit jako

$$V_{R11} = \frac{\Delta V_{BET}}{R_{10}} \cdot R_{11} \,. \tag{5.21}$$

40

Napětí na rezistorech  $R_{10}$  a  $R_{11}$  bude součtem (5.19) s (5.21)

$$V_{R} = \Delta V_{BET} + V_{R11} = \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}\right) \cdot \Delta V_{BET} \,.$$
(5.22)

Výstupní napětí bandgap reference  $V_{BG2}$  je součtem napětí  $V_{BE}$  tranzistoru  $Q_{40}$ , které má záporný teplotní součinitel a napětí na rezistorech  $R_{10}$  a  $R_{11 je}$  s PTAT charakterem. Podle (3.17) můžeme pro výstupní napětí psát

$$V_{BG2} = V_{BE40} + \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}\right) \cdot \Delta V_{BET} =$$

$$= 0.7 + \left(1 + \frac{24 \cdot 10^3}{8 \cdot 10^3}\right) \cdot 0.144 = 1.276V ,$$
(5.23)

kde  $\left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}\right)$  je poměrový faktor teplotních koeficientů K<sub>2</sub>.

Jako příklad výpočtu teplotní koeficientu napětí V<sub>BG2</sub> z rovnice (3.19) můžeme psát pro hodnotu teplotního koeficientu  $\frac{dV_{BE40}}{dT} = -1.9 \text{ mV} \cdot \text{K}^{-1}$ 

$$\frac{dV_{BG2}}{dT} = \frac{dV_{BE40}}{dT} + K_2 \cdot \frac{d\Delta V_{BET}}{dT}, \qquad (5.24)$$

$$\frac{dV_{BG2}}{dT} = \frac{dV_{BE40}}{dT} + \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}\right) \cdot \frac{k}{q} \ln 256 =$$

$$= -1.9 \,\mathrm{mV} \cdot \mathrm{K}^{-1} + \left(1 + \frac{24 \cdot 10^3}{8 \cdot 10^3}\right) \cdot \frac{1.381 \cdot 10^{-23}}{1.602 \cdot 10^{-19}} \ln 256 =$$

$$= -1.9 \,\mathrm{mV} \cdot \mathrm{K}^{-1} + 1.91 \,\mathrm{mV} \cdot \mathrm{K}^{-1} \cong 0 \,\mathrm{mV} \cdot \mathrm{K}^{-1}$$
(5.25)

Buňka přesné reference má pro uvedený CTATcoef nulový teplotní koeficient napětí V<sub>BG2</sub>.

#### 5.4 Funkce rezistoru R<sub>6</sub>

Záporná zpětná vazba chybového zesilovače stahuje případné změny výstupního napětí podle referenčního napětí připojeného na jeho neinvertujícím vstupu. V případě zavlečení napájecího napětí na výstup, má napětí na invertujícím vstupu operačního zesilovače tendenci poklesat pod úroveň napětí na neinvertujícím vstupu. Je to z toho důvodu, že se tranzistor  $Q_{19,20}$  dostává díky větší ploše emitoru do saturace rychleji než  $Q_{18}$ . Hrozí nestabilita obvodu vlivem kladné zpětné vazby. Vhodné protiopatření a správná funkce záporné vazby je zajištěna pomocí rezistoru  $R_6$ . Se zvýšením proudu kolektorem tranzistoru  $Q_{19,20}$  dochází na uvedeném rezistoru k odpovídajícímu úbytku napětí, které stačí kompenzovat pokles napětí na kolektoru  $Q_{19,20}$ . Napětí je tak na invertujícím vstupu větší než na neinvertujícím vstupu.



Obr. 21: Zapojení pro generování vícenásobného  $\Delta V_{BE}$  a ekvivalentní šumové generátory

#### 5.4.1 Operační zesilovač

Operační zesilovač je znázorněn na Obr. 22. Sestává se z diferenčního páru tranzistorů  $Q_2$  a  $Q_3$  zatíženého aktivní zátěží z tranzistorů  $Q_{32}$  a  $Q_{33}$  a koncového stupně, který je tvořen tranzistorem  $Q_{31}$ . Emitorové sledovače  $Q_{25}$  a  $Q_{26}$  slouží jako posouvače úrovní napětí ze svého vstupu přibližně o 0,7 V dolů. Tranzistor  $Q_{31}$  funguje jako koncový stupeň, rezistor  $R_{12}$  s kapacitorem  $C_0$  korigují kmitočtovou charakteristiku.

Předpokládejme na vstupu malý signál  $v_{s}$ , pak signál na výstupu diferenčního páru se dá odvodit následujícími úvahami.

Malé napětí  $v_s$  se rovnoměrně rozdělí mezi báze tranzistorů diferenčního páru, takže na bázi tranzistoru  $Q_2$  bude  $v_s/2$  a na bázi  $Q_3$  bude  $-v_s/2$ . Na kolektoru  $Q_2$  způsobí napětí  $v_s/2$ signálový proud

$$i_2 = g_{m2} \cdot \frac{v_s}{2},$$
 (5.26)

kde pro malý signál můžeme uvažovat  $g_{m2} = I_{C2} / V_T$ , (transkonduktance tranzistoru Q<sub>2</sub>).



Obr. 22: Zapojení operačního zesilovače OPAMP

Proud  $i_2$  je vlastně proud  $i_{33}$  tekoucí kolektorem tranzistoru  $Q_{33}$ . Ten je ozrcadlen se zanedbáním bázových proudů na identický proud  $i_{32}$  tekoucí tranzistorem aktivní zátěže  $Q_{32}$ . Napětí na bázi  $Q_3$  má za následek proud  $i_3$  stejný, jak bylo popsáno v rovnici (5.26). Výstupní proud  $i_0$  je dán součtem proudů  $i_3$  a  $i_{32}$ .

$$i_0 = 2 \cdot \left( g_m \cdot \frac{v_s}{2} \right) = g_m \cdot v_s , \qquad (5.27)$$

Je zřejmé, že výstupní proud je úměrný malému vstupnímu signálu pouze přes transkonduktanci g<sub>m</sub> tranzistoru diferenčního páru.

# 6 Šumová analýza nízkošumové bangap reference

#### 6.1 Šum bandgap reference

Na výstupní šum mají nejvyšší vliv tyto šumové příspěvky:

- šum rezistoru R<sub>10</sub>
- šum rezistoru R<sub>11</sub>
- proudový šum výstupního tranzistoru Q<sub>40</sub>
- šum dif. páru tranzistorů Q<sub>19,20</sub> a Q<sub>18</sub> s šumem páru emitorových sledovačů Q<sub>45,23</sub> a Q<sub>24</sub> s ekvivalentním šumem z proudového zrcadla
- částečně, v závislosti na zisku diferenčního stupně i ekvivalentní šum zátěže tohoto diferenčního stupně spolu s ekvivalentním šumem operačního zesilovače

Jak už bylo uvedeno, velikost šumu na výstupu lineárního regulátoru převážně závisí na velikosti poměru rezistorů R<sub>11</sub>, R<sub>12</sub>. Použitím (5.23) pro výsledné  $V_{BG}$  můžeme stanovit šumový multiplikační činitel  $\frac{R_{11}}{R_{10}}$ 

$$\frac{R_{11}}{R_{10}} = \frac{1,276 - 0,7}{0,144} - 1 = 3$$
(6.1)

#### 6.1.1 Výpočet ekvivalentního šumu v<sub>n2</sub> na vstupu operačního zesilovače OPAMP

Zapojení operačního zesilovače znázorňuje Obr. 22. Ekvivalentní šum  $v_{nA}$  aktivní zátěže dif. páru se podle [1, kapitola 11] vypočítá jako součet nekorelovaných šumových příspěvků tranzistorů  $Q_{32}$ ,  $Q_{33}$  aktivní zátěže, pro než platí rovnice (2.15), pak lze psát

$$v_{nA} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( r_{b32} + r_{b33} + \frac{1}{2 \cdot g_{m32}} + \frac{1}{2 \cdot g_{m33}} \right)} =$$

$$= \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( 2 \cdot 500 + 2 \cdot \frac{0,026}{2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6}} \right)} \cong 13,8 \, nV \, / \sqrt{Hz}$$
(6.2)

Výstupní šumový proud  $i_{nA}$  je určen jako podíl šumového napětí  $v_{nA}$  a dynamické impedance tranzistoru  $Q_{32}$ . Výstupní šumový proud  $i_{nA}$  a šumového napětí  $v_{nA}$  jsou vzájemně korelované, takže lze napsat

$$i_{noA} = v_{nA} \cdot \frac{1}{\frac{1}{g_{m32}}} = 13.8 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{1}{\left(\frac{0.026}{2.5 \cdot 10^{-6}}\right)} \cong 1.32 \ pA/\sqrt{Hz} \ .$$
(6.3)

Máme-li na vstupu diferenčního páru šumové napětí  $v_{n2}$ , pak pro korelovanou honotu výstupního šumového proudu  $i_{no2}$  operačního zesilovače podle rovnice (5.27) platí

$$i_{n_0 2} = g_{m_2} \cdot v_{n_2} \,. \tag{6.4}$$

S využitím tohoto vztahu převedeme výstupní šumový proud  $i_{noA}$  aktivní zátěže na ekvivalentní šum  $v_{niA}$  na vstupu operačního zesilovače

$$v_{niA} = \frac{i_{noA}}{g_{m2}} = \frac{1.32 \cdot 10^{-12}}{2.5 \cdot 10^{-6}} \cong 13.8 \, nV \, / \sqrt{Hz} \, . \tag{6.5}$$

Ekvivalentní šum dif. páru Q2, Q3 na vstupu zesilovače se vypočte jako součet jejich nekorelovaných šumových příspěvků, můžeme psát

$$v_{niB} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( r_{b2} + r_{b3} + \frac{1}{2 \cdot g_{m2}} + \frac{1}{2 \cdot g_{m3}} \right)} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( 2 \cdot 500 + 2 \cdot \frac{0,026}{2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6}} \right)} = .$$
(6.6)  
=  $\sqrt{4 \cdot q \cdot V_T (11400)} \approx 13,8 \, nV / \sqrt{Hz}$ 

Podobně pro ekvivalentní šum emitorových sledovačů Q25,Q26 platí

$$v_{niC} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( r_{b25} + r_{26} + \frac{1}{2 \cdot g_{m25}} + \frac{1}{2 \cdot g_{m26}} \right)} =$$

$$= \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( 2 \cdot 500 + 2 \cdot \frac{0,026}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} \right)} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T (6200)} \cong 10,1 \ nV / \sqrt{Hz}$$
(6.7)

Tyto sledovače jsou napájeny z proudového zdroje s tranzistory  $Q_{27}$ ,  $Q_{28}$  u kterých proudy  $I_{25}$ a  $I_{26}$  vyvolávají vzájemně nekorelované proudové šumy na jejich kolektorových přechodech. Společný ekvivalentní šum se vypočítá pro shodné kolektorové proudy  $I_{25} = I_{26}$  těchto tranzistorů jako

$$\mathbf{v}_{\rm nic1} = \sqrt{2} \cdot V_T \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot q}{I_{25}}} = \sqrt{2} \cdot 0.026 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 1.6 \cdot 10^{-19}}{5 \cdot 10^{-6}}} \cong 9.3 \, nV \, / \sqrt{Hz} \,. \tag{6.8}$$

Po zanedbání šumu koncového tranzistoru  $Q_{31}$  lze vyjádřit ekvivalentní vstupní šum  $v_{n2}$  OPAMP jako

$$v_{n2} = \sqrt{v_{niA}^{2} + v_{niB}^{2} + v_{niC}^{2} + v_{nic1}^{2}} = \sqrt{13.8^{2} + 13.8^{2} + 10.1^{2} + 9.3^{2}} =$$

$$\approx 23.9 \, nV \, / \sqrt{Hz}$$
(6.9)

#### 6.1.2 Výpočet ekvivalentního šumu v<sub>nR</sub> rezistorů R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub>, R<sub>9</sub>

Velikost teplotního šumu  $v_{nR}$  na rezistorech  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  se vypočítá jako nekorelovaný součet jejich teplotních šumů

$$v_{nR} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( R_7 + \frac{R_8 \cdot R_9}{R_8 + R_9} \right)} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( 2,7 \cdot 10^4 + 1,35 \cdot 10^4 \right)} = .$$

$$= \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( 93000 \right)} \cong 26 \, nV \, / \sqrt{Hz}$$
(6.10)

Šum rezistoru R<sub>6</sub> se neprojeví.

#### 6.1.3 Výpočet ekvivalentního šumu v<sub>n1</sub>

Diferenční pár tranzistorů Q18 a Q19,Q20 pracuje se ziskem, který se stanoví

$$A = \frac{I_{C18}}{V_T} \cdot R_{8\parallel 9} = \frac{\frac{2}{3} \cdot I_1}{V_T} \cdot R_{8\parallel 9} = \frac{\frac{2}{3} \cdot 2 \cdot 10^{-5}}{0,026} \cdot 1,35 \cdot 10^{-4} \cong 7.$$
(6.11)

Ekvivalentní šumová napětí  $v_{n2}$  a  $v_{nR}$  na vstupu diferenčního stupně se podělí jeho ziskem a můžeme pro jejich ekvivalent psát

$$v_{n1} = \sqrt{\left(\frac{v_{nR}}{A}\right)^2 + \left(\frac{v_{n2}}{A}\right)^2} = \sqrt{\frac{26^2 + 23.9^2}{7^2}} \cong 5 \, nV \, / \sqrt{Hz} \, . \tag{6.12}$$

Jak je vidět je velikost tohoto ekvivalentního šumového příspěvku poměrně veliká a nelze ho tedy zanedbat.

Ekvivalentní šum na vstupu diferenčního páru tranzistorů Q18 a Q19,Q20 se vypočítá

$$v_{ni18,19,20} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( r_{b18} + r_{19,20} + \frac{1}{2 \cdot g_{m18}} + \frac{1}{2 \cdot g_{m19,20}} \right)} =$$

$$= \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( 500 + 62,5 + \frac{0,026}{2 \cdot \frac{2}{3} \cdot 2 \cdot 10^{-5}} + \frac{0,026}{2 \cdot \frac{1}{3} \cdot 2 \cdot 10^{-5}} \right)} =$$

$$= \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T (3488)} \approx 7,6 \ nV / \sqrt{Hz}$$
(6.13)

Ekvivalentní šum na vstupu tranzistorového páru Q23,Q45 a Q24 se vypočítá

$$v_{ni23,45,24} = \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( r_{b23,45} + r_{24} + \frac{1}{2 \cdot g_{m23,45}} + \frac{1}{2 \cdot g_{m24}} \right)} =$$

$$= \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T \left( 250 + 500 + \frac{0,026}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} + \frac{0,026}{2 \cdot 8 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} \right)} = .$$

$$= \sqrt{4 \cdot q \cdot V_T (3675)} \cong 7,8 \ nV / \sqrt{Hz}$$
(6.14)

Proudy  $I_{23} = I_{PTAT}$  a  $I_{24} = 8 I_{PTAT}$  vyvolávají na kolektorových přechodech proudových zdrojů Q <sub>36</sub>, Q<sub>37</sub>, Q<sub>38</sub>, Q<sub>53</sub>, Q<sub>54</sub> šumové proudy

$$i_{nc2a} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{PTAT}} = \sqrt{2 \cdot 1.6 \cdot 10^{-19} \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 1.27 \ pA / \sqrt{Hz}$$

$$i_{nc2a} = \sqrt{8} \cdot \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{PTAT}} = \sqrt{8} \cdot \sqrt{2 \cdot 1.6 \cdot 10^{-19} \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 3.58 \ pA / \sqrt{Hz}$$
(6.15)

Tyto šumové proudy jsou zavlečeny do obvodu samotné BG reference. Ekvivalentní šumové napětí těchto šumových proudů bude na vstupu páru emitorových sledovačů Q<sub>23</sub>,Q<sub>45</sub> a Q<sub>24</sub>

$$\mathbf{v}_{\text{nic2}} = \sqrt{\mathbf{v}_{\text{nic2a}}^{2} + \mathbf{v}_{\text{nic2b}}^{2}} = \sqrt{\left(\frac{\mathbf{i}_{\text{nic2a}}}{g_{m23,24}}\right)^{2} + \left(\frac{\mathbf{i}_{\text{nic2b}}}{g_{m24}}\right)^{2}} = \sqrt{\left(\frac{1,27 \cdot 10^{-12} \cdot 0,026}{8 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}\right)^{2} + \left(\frac{3,58 \cdot 10^{-12} \cdot 0,026}{5 \cdot 10^{-6}}\right)^{2}} \approx 6.6 \, nV \, / \sqrt{Hz}$$

48

(6.16)

Ekvivalentní šum  $v_{ni}$  se spočítá jako součet nekorelovaných šumových příspěvků (6.12), (6.13), (6.14), (6.16).

$$\mathbf{v}_{ni} = \sqrt{v_{nic2}^{2} + v_{ni23,45,24}^{2} + v_{ni18,19,29}^{2} + v_{n1}^{2}} = \sqrt{6,6^{2} + 7,8^{2} + 7,6^{2} + 5^{2}} \approx 13,7 \, nV \, / \sqrt{Hz} \,.$$
(6.17)

#### 6.1.4 Šumové příspěvky na výstupu a celkový šum

Šum na výstupu bandgap reference se spočítá s využitím principů superpozice. Ekvivalentní šum  $v_{ni}$  na rezistoru  $R_{10}$  vytváří šumový proud  $v_{ni}/R_{10}$  následkem čehož vznikají na  $R_{11}$  a na dynamické impedanci  $1/g_m$  tranzistoru  $Q_{40}$  korelované šumové úbytky napětí. Šumový příspěvek  $v_{ni}$  na výstupu pak bude

$$\mathbf{v}_{\text{ni out}} = \mathbf{v}_{ni} \cdot \left( 1 + \frac{R_{11} + \frac{V_T}{I_2}}{R_{10}} \right) = 13.7 \cdot \left( 1 + \frac{2.4 \cdot 10^4 + \frac{0.026}{1.8 \cdot 10^{-5}}}{8 \cdot 10^3} \right) \cong 57.3 \, nV \, / \sqrt{Hz} \, . \tag{6.18}$$

Příspěvek šumového proudu kolektorem tranzistoru  $Q_{40}$  nijak neovlivňuje velikost proudu nastaveného ofsetovým napětím $\Delta V_{BET}$ . Příspěvek šumového proudu pak na výstupu bude podle (2.14)

$$\mathbf{v}_{\text{nic40}} = \frac{i_{nc40}}{g_{m40}} = V_T \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot q}{I_2}} = 0,026 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 1,602 \cdot 10^{-19}}{1,8 \cdot 10^{-5}}} \cong 3,5nV / \sqrt{Hz} .$$
(6.19)

Příspěvek teplotního šumu rezistoru  $R_{10}$  na výstupu se uplatní podobně jako příspěvek  $v_{ni}$ . Šumový proud z rezistoru  $R_1$  vytváří na  $R_{11}$  a na dynamické impedanci  $1/g_m$  tranzistoru  $Q_{40}$  korelované šumové úbytky napětí. Šumový příspěvek rezistoru  $R_{10}$  na výstupu je dán jejich součtem

$$v_{nR10 \text{ out}} = \sqrt{\left(\frac{4 \cdot V_T \cdot q}{R_{10}}\right)} \cdot \left(R_{11} + \frac{V_T}{I_2}\right) =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{4 \cdot 0.026 \cdot 1.602 \cdot 10^{-19}}{8 \cdot 10^3}\right)} \cdot \left(2.4 \cdot 10^4 + \frac{0.026}{1.8 \cdot 10^{-5}}\right) \cong 36.7 \, nV \, / \sqrt{Hz}$$

$$\text{kde } \sqrt{\frac{4 \cdot V_T \cdot q}{R_{10}}} \text{ je šumový proud rezistoru } R_{10}.$$
(6.20)

Šum rezistoru  $R_{11}$  na výstupu je dán jen jeho vlastním tepelným šumem. Uplatní se přímo a platí

$$\mathbf{v}_{nR11out} = \sqrt{4 \cdot V_T \cdot q \cdot R_{11}} = \sqrt{4 \cdot 0.026 \cdot 1.602 \cdot 10^{-19} \cdot 2.4 \cdot 10^4} \cong 20 \, nV \, / \sqrt{Hz} \,. \tag{6.21}$$

Celkový výstupní šum  $v_{no}$  je součtem všech čtyř nekorelovaných příspěvků šumu na výstupu

$$\mathbf{v}_{n \text{ out}} = \sqrt{\mathbf{v}_{ni \text{ out}}^{2} + \mathbf{v}_{nic40}^{2} + \mathbf{v}_{nR10 \text{ out}}^{2} + \mathbf{v}_{nR11 \text{ out}}^{2}} = \sqrt{57.3^{2} + 35.7^{2} + 36.7^{2} + 20^{2}} \cong (6.22)$$
$$\cong 71 nV / \sqrt{Hz}$$

# 7 Měření výstupního šumu přesné bandgap reference

### 7.1 Realizace pokusného modelu přesné bandgap reference

Deska plošného spoje byla dvouvrstvě navržena v programu Eagle. Fotografie hotového breadboardu bangap reference je na Obr. 23 a přípravku s LDO regulátory je na Obr. 24. Horní strana desky plošného spoje s osazením je zobrazena v měřítku 1:1 na Obr. 25. Dolní strana rovněž v měřítku 1:1 je na Obr. 26.



Obr. 23: Fotografie osazeného breadboardu



Obr. 24: přípravek pro změření šumu LDO regulátorů

Breadboardové tranzistory vyrobené v procesu EPI 92 jsou zapouzdřeny do kovových pouzder po trojicích (případně dvojicích). V zapojení je nutné brát zřetel na matching tranzistorů, aby byla dodržena správná funkce obvodu. Diferenční páry a proudová zrcadla musí být sestaveny z tranzistorů z jednoho pouzdra z důvodu matchingu. Je kladen důraz na kvalitu zemění, proto je dolní vrstva desky plošného spoje pro tento účel převážně využita. Pro měření LDO integrovaných regulátorů, s nimiž jsou naměřené výsledky porovnány, byl vytvořen jednoduchý přípravek.



Obr. 25: Horní vrstva desky plošného spoje s rozmístěním součástek



Obr. 26: Dolní zemnící vrstva desky plošného spoje

#### 7.2 Měření šumu

Pro ověření výsledků teoretické šumové analýzy byla u sestaveného pokusného modelu a LDO regulátorů změřena spektrální šumová charakteristika. Použité LDO regulátory v integrovaném provedení s označením MC33275, NCP565 a NCP623 využívají různá bangap jádra.

Spektrální šumová charakteristika LDO regulátoru je naznačena na Obr. 27 i s vyznačenými póly a 1/f šumovou složkou. Pro porovnání šumových vlastností byla vybrána oblast bílého šumu bandgap jádra v rozpětí kmitočtů 100 až 10 kHz tak, aby nebyl patrný vliv na měření v místech, kde se projevuje 1/f složka nadměrného šumu a dominantní pól, který koriguje stabilitu LDO regulátoru.

Nutno poznamenat, že se u sestavené reference v kmitočtech nad 10 kHz projevovaly šumové píky. Tento šum byl pravděpodobně zavlečen z okolního prostředí a nebo je dán nedokonalostí pokusného modelu nízkošumové reference. Na výsledná data nemělo zjištěné rušení vliv, jelikož je mimo sledovanou oblast.



Obr. 27: Spektrální charakteristika napěťového šumu LDO regulátoru v širokém rozsahu frekvencí

Měření bylo provedeno na spektrálním analyzátoru. Problémem se stal export dat z analyzátoru a byla nutná improvizace. Spektrální šumové charakteristiky byly vyfotografovány a upraveny v grafickém prostředí. Jejich vypovídající hodnota zůstala nezměněna. Změřené spektrální charakteristiky jsou uvedeny na Obr. 28 až Obr. 31



Obr. 28: Spektrální šumová charakteristika sestaveného breadboardu



Obr. 29: Spekrální šumová charakteristika 3,3V LDO regulátoru MC33275



Obr. 30: Spektrální šumová charakteristika 3,3V LDO regulátoru NCP565



Obr. 31: Spektrální šumová charakteristika 3V LDO regulátoru NCP623

Obvod	Napěťová verze	Změřený šum pro f = 5 kHz [ $nV / \sqrt{Hz}$ ]	Přepočtený šum ekvivalentně s 1,27V [ $nV / \sqrt{Hz}$ ]
Breadboard – teor.	1,27V	-	71
Breadboard	1,27V	77	77
Integrovaná verze v NCP565	3,3V	225	87
NCP623	3V	365	155
MC33275	3,3V	780	300

Tab. 2: Porovnání změřených výsledků s teoretickým výpočtem

Měřené LDO regulátory pracují v různých napěťových úrovních. Pro srovnání šumu měřených prvků je nutné přepočítat šum na stejnou napěťovou úroveň bandgap reference, v tomto případě na výstupní napětí bandgap reference podle vzorce

### 8 Závěr

Na základě získaných poznatků o šumu, jeho vlastnostech, principech nízkošumového designu a pochopení funkce bandgap reference byly porovnány vlastnosti BG jader vybraných LDO regulátorů. Z tohoto byl následně vyvozen důvod použití vícenásobného  $\Delta V_{BE}$  u návrhu nízkošumové BG reference. Ta byla analyzována po stránce její funkce a byl proveden popis jejích stejnosměrných veličin.

Po splnění těchto základních podmínek bylo přikročeno k samotné šumové charakterizaci obvodu přesné nízkošumové BG reference, která je teplotně nezávislým referenčním jádrem LDO regulátoru NCP565.

Dalším krokem byla praktická realizace pokusného modelu – breadboardu a přípravku se sériově vyráběnými lineárními regulátory. Byly změřeny spektrální hustoty, které jsou pro kmitočet 5 kHz přehledně uvedeny v Tab. 2.

Srovnáním teoreticky vypočítané spektrální hustoty bílého šumu 71,2  $nV/\sqrt{Hz}$ s hodnotou šumu 78  $nV/\sqrt{Hz}$  pro f = 5 kHz naměřenou u breadboardu, lze vzhledem k šumové povaze prohlásit, že teoretický výpočet je poměrně dobrým přiblížením ke skutečným hodnotám. Přiblížíme-li si změřenou spektrální hustotu šumu regulátoru NCP565, který využívá této konstrukce, je zřejmé, že jeho šum 78  $nV/\sqrt{Hz}$  pro f = 5 kHz je vyšší než šum breadboardu. Je to pravděpodobně způsobeno složitější stavbou a úpravou napěťové úrovně přes výstupní napěťový dělič, jehož šumový příspěvek se na výstupní hodnotě šumu také určitou měrou podílí.

U obvodu MC33275 využívajícího v prvním stupni BG reference aktivní zátěž je spektrální hustota 300  $nV / \sqrt{Hz}$  pro f = 5 kHz největší.

# 9 Použitá literatura

- P. R. Gray and R.G Meyer, Analysis and Design of Analog Integrated Circuit 4<sup>th</sup> edition, New York: Wiley, 2001
- [2] Adel S. Shedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuit 5<sup>th</sup> edition*, Oxford University Press 2004
- [3] Kadaňka Petr, US Patent 6175224
- [4] Dostál Jiří, Operační zesilovače, Praha : BEN technická literatura, 2005, ISBN: 80-7300-049-0
- [5] Hans Camenzind, Designing analog chips, dostupné z WWW: www.designinganalogchips.com
- [6] Gabriel A. Rincón-Mora, Voltage References From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuit, IEEE Press 2002, ISBN 0-471-14336-7
- [7] Texas Instruments, Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits Application report, dostupné z WWW: http://www.cps.unizar.es/~te/Docencia\_archivos/d\_sheets/ao/aplinot/slva043.pdf