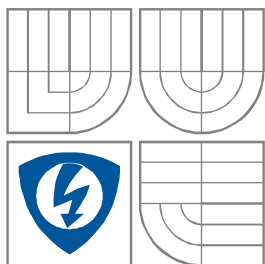


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

BANDGAP – PŘESNÁ NAPĚŤOVÁ REFERENCE

THE BANDGAP – A HIGH ACCURACY VOLTAGE REFERENCE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

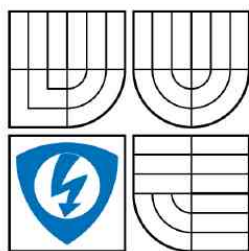
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Jiří Bubla

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jiří Bubla
Ročník: 2

ID: 89880
Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Band Gap - přesná napěťová reference

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Na základě studia literatury srovnajte existující obvodová řešení napěťové reference typu Band Gap. Prostudujte techniky procesní kompenzace a kompenzace pro vysoké teploty.

Pro zvolené obvodové řešení proveďte návrh v technologii I3T. Základní požadované parametry jsou elektromagnetická kompatibilita, nízká proudová spotřeba, velmi vysoká přesnost v širokém rozsahu pracovních teplot včetně procesní kompenzace a případné kompenzace parazitních efektů při vysokých teplotách (do 175 °C).

Měřením ověřte dosažené vlastnosti pokusně realizovaného obvodu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BROKAW, P., A simple three-terminal IC bandgap reference. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1974, vol. 9, p. 388 - 393.

[2] PAUL, R., PATRA, A. A temperature-compensated bandgap voltage reference circuit for high precision applications. In Proceedings of the IEEE INDICON 2004. Kharagpur, India: IIT, p. 553 - 556.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

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 § 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. Jiří Bubla
Bytem: Stěžírky 24, Stěžery, 50312
Narozen/a (datum a místo): 24.7. 1984 v Hradci Králové

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací
technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Bandgap – přesná napěťová reference
Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Dr. Ing. Zdeněk Kolka
Ústav: Ústav radioelektroniky
Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v 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.

* hodící se zaškrtněte

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 pořizování 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)
4. 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 tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 29. května 2009

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Projekt je zaměřený na návrh přesné napěťové reference Bandgap v technologii monolitických integrovaných obvodů. Tento obvod se vyznačuje velmi nízkým teplotním koeficientem v řádu jednotek ppm/°C a napětím blízkým 1,205V. Práce obsahuje podrobné odvození funkce, několik principiálních zapojení, metody kompenzace závislosti referenčního napětí na teplotě a procesních vlivech, návrh Brokawovy a Gilbertovy reference, návrh testovacího čipu pro měření parametrů Brokawovy reference a výsledky měření.

Abstract

This diploma thesis is specialized on a design of a high accuracy voltage reference Bandgap. A very low temperature coefficient and output voltage approx. 1,205V are the main features of this circuit. The paper contains a derivation of the Bandgap principle, examples of realizations of the circuits and methods of compensation temperature dependence and manufacture process, design of Brokaw and Gilbert reference, design of a testchip and measurement results.

Klíčová slova

přesná, napěťová, reference, kompenzace, kompenzovaná, Brokaw, Gilbert, buňka, bandgap, obvod, testovací čip

Key words

accuracy, temperature, stable, voltage, compensated, bandgap, reference, Brokaw, Gilbert, circuit, testchip

Bibliografická citace

BUBLA, J.; *Bandgap – přesná napěťová reference: Semestrální projekt*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 96 s., 17 příl.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Bandgap - přesná napěťová reference 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 uvedeného semestrálního projektu 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. KVĚTNA 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji odborným vedoucím semestrálního projektu Ing. Jiřímu Kutějovi a Dr. Ing. Pavlovi Horskému za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V BRNĚ DNE 29. KVĚTNA 2009

.....
PODPIS AUTORA

Obsah

1 Princip napěťové reference Bandgap	10
1.1 Odvození tepelné závislosti napětí na diodě	10
1.2 Odvození zdroje s kladným teplotním koeficientem napětí – PTAT	13
1.3 Odvození zesílení K	14
1.4 Závislost referenčního napětí na teplotě	15
1.5 Obecné zásady konstrukce PTAT zdroje	16
1.5.1 Volba vhodného poměru proudových hustot PTAT zdroje	16
1.5.2 Výběr součástek a layout	17
1.5.3 Poznámka o šířce zakázaného pásu křemíku	17
1.6 Modelování napětí na diodě v technických výpočtech	17
2 Obvodové realizace Bandgap	19
2.1 Zapojení s vertikálními tranzistory	19
2.1.1 Výhody a nevýhody obvodu	20
2.1.2 Poznámka o emisním koeficientu n	21
2.2 Brokawova buňka	22
2.2.1 Princip Brokawovy buňky	22
2.2.2 Kompenzace procesních vlivů	23
2.2.3 Výhody a nevýhody Brokawovy reference	24
2.3 Gilbertova reference	24
2.3.1 Výhody a nevýhody Gilbertovy reference	26
3 Metody teplotní kompenzace	27
3.1 Kompenzace zpětnovazební smyčkou	27
3.1.1 Výhody a nevýhody zpětnovazební smyčky	28
3.2 Kompenzace teplotní závislosti zesilovacího činitele	28
3.2.1 Výhody a nevýhody metody	29
3.3 Metoda eliminace nelineárního členu	29
3.3.1 Výhody a nevýhody metody	30
3.4 Kompenzace tranzistorem ve slabé inverzi	30
3.4.1 Výhody a nevýhody metody	30
3.5 Kompenzace teplotně závislým rezistorem	30
3.5.1 Výhody a nevýhody metody	30
4 Shrnutí vlastností obvodových realizací a metod kompenzace	31
5 Parametry technologie I3T50	32
6 Návrh Gilbertovy reference	34
6.1 Výpočet jádra	34
6.2 Výsledky simulací	36
6.2.1 Stejnoseměrná analýza	36
6.2.2 Střídavá analýza	36
7 Návrh Brokawovy reference	37
7.1 Verze bez kompenzačního tranzistoru	37
7.1.1 Návrh jádra	37
7.1.2 Návrh operačního zesilovače	39
7.1.3 Start obvodu	42
7.1.4 Proudový zdroj - bias	42
7.1.5 Dostavování	42

7.1.6 Obvod kontroly funkce.....	44
7.1.7 Režim snížené spotřeby.....	44
7.1.8 Layout.....	45
7.2 Verze s kompenzačním tranzistorem.....	45
7.2.1 Návrh jádra.....	45
7.2.2 Dostavování.....	47
7.2.3 Layout.....	48
8 Shrnutí výsledků simulací.....	49
9 Testovací čip.....	51
10 Měření vzorků.....	53
10.1 Statistické vyhodnocení procesního vlivu na výstupní napětí	53
10.2 Závislost výstupního napětí na napájecím napětí	57
10.2.1 Příčina poklesu výstupního napětí při zvýšení napájecího napětí.....	63
10.2.2 Závislost spotřeby referencí na napájecím napětí.....	68
10.3 Zatěžovací charakteristika.....	69
10.4 Závislost výstupních napětí na teplotě.....	75
10.5 Závislost spotřeby referencí na teplotě.....	80
10.6 Krok dostavování.....	81
10.7 Přechodný děj po zapnutí	82
10.8 Závislost závěrného proudu přechodem kolektor – substrát na teplotě.....	88
11 Závěr.....	93
Seznam použitých zkratk.....	95
Seznam použité literatury.....	96
Seznam příloh.....	97
Seznam datových souborů.....	97

Úvod

Problematika napěťových a proudových referencí zahrnuje spektrum obvodů používaných v široké oblasti elektroniky, např. v napájecích zdrojích, měřicích přístrojích a obvodech, kde mohou plnit rozličné funkce. Požadavky kladené na referenční zdroj mohou být různé, a to jak na přesnost výstupní veličiny, tak i na její průběh. Zpravidla je snahou vytvořit zdroj, který má konstantní a přesně definovanou hodnotu výstupní veličiny v širokém rozsahu pracovních teplot (v automobilovém průmyslu od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+170\text{ }^{\circ}\text{C}$). Při použití v měřicím obvodu, např. reference A/D převodníku, je důležitá i její nezávislost na napětí napájecího zdroje, které se může za určitých okolností měnit. V některých aplikacích, např. proudový zdroj klidového pracovního bodu zesilovače s bipolárním tranzistorem, je však výhodné, aby velikost proudu byla přímo úměrná teplotě a kompenzovala tak závislost zesílení tranzistoru na teplotě [1]. Vzhledem k některým fyzikálním vlastnostem polovodičů je však snazší vytvořit napěťovou referenci než proudovou, proto je většina proudových referencí založena na napěťových, doplněných o převodník napětí / proud. Významný faktor ovlivňující přesnost každé reference vyráběné technologií monolitických integrovaných obvodů jsou procesní vlivy, zejména tolerance jednotlivých obvodových prvků. Tyto vlivy je nutné kompenzovat vhodným obvodovým návrhem.

V této práci je podrobně popsáno několik typů napěťové reference Bandgap, ze kterých jsou vybrány Gilbertova a Brokawova. Tyto dvě varianty jsou upravené pro použití v technologii I3T50 a na základě srovnání jejich vlastností simulacemi je vybrána Brokawova reference ke konečné realizaci v podobě testovacího čipu v pouzdře DIL14. Protože v době návrhu existovaly pochybnosti zda je nutné kompenzovat závěrný proud PN přechodem kolektor – substrát, byly realizovány dvě Brokawovy reference o stejné ploše layoutu, jedna s kompenzací, druhá bez kompenzace. V závěru práce je provedeno měření dvaceti vzorků, srovnání naměřených hodnot se simulacemi, zhodnocení dosažených výsledků a nutnosti kompenzace.

Teoretický rozbor obsahuje také několik metod kompenzace závislosti výstupního napětí reference na teplotě. Ta nakonec nebyla provedena z důvodu obvodové náročnosti a velké citlivosti na toleranci výroby.

1 Princip napěťové reference Bandgap

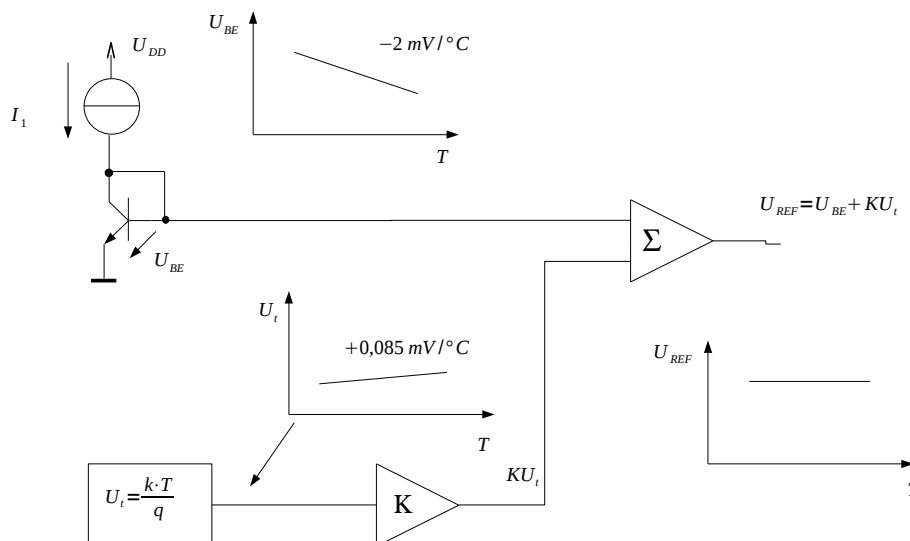
Jak bylo řečeno v úvodu, funkce napěťové reference spočívá v generování napětí přesné hodnoty, která se nemění s teplotou. Protože v technologii integrovaných obvodů neexistuje obvodový prvek, jehož parametry by nebyly závislé na teplotě, je třeba vytvořit dvě napětí, z nichž jedno má kladný teplotní koeficient (*PTAT – proportional to absolute temperature*) a druhé záporný teplotní koeficient (*CTAT – complementar to absolute temperature*). Po jejich sečtení (s příslušnými koeficienty) se získá napětí, které není závislé na teplotě viz. Obr. 1.

$$U_{REF} = U_{BE} + K U_t, \quad (1)$$

kde

$$U_t = \frac{kT}{q} \quad (2)$$

je teplotní napětí, q náboj elektronu, k boltzmannova konstanta a T absolutní teplota [K].



Obr. 1 Princip napěťové reference Bandgap. Napětí U_{BE} se záporným teplotním koeficientem se sčítá s napětím U_t , vynásobeným koeficientem K , které je přímo úměrné teplotě. Výsledkem je konstantní napětí U_{REF} .

1.1 Odvození tepelné závislosti napětí na diodě

Pro vytvoření napětí se záporným teplotním koeficientem je možné použít diodu, její realizace v technologii monolitických IO je vždy spojena s parazitním bipolárním tranzistorem [2], proto se častěji využívá přechod báze-emitor bipolárního tranzistoru, jak je naznačeno na Obr. 1.

Pro proud I_C lze, za předpokladu že pro koncentrace akceptorů a donorů platí $N_A \gg N_D$, odvodit podle [3], [4] vztah:

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_t}} , \quad (3)$$

$$I_S = q \cdot A \left(\frac{D_n}{L_p} \cdot \frac{1}{N_D} \right) \cdot n_i^2 , \quad (4)$$

$$n_i^2 = 4 \cdot \left(\frac{2 \pi k T}{h^2} \right)^3 \cdot (m_e m_h)^{3/2} \cdot e^{\frac{-U_{g0}}{U_t}} , \quad (5)$$

$$D_n = \bar{\mu}_n \frac{kT}{q} , \quad (6)$$

$$\bar{\mu} \propto C \cdot T^{-n} . \quad (7)$$

Veličiny C a n ve vztahu (7) jsou symbolické konstanty určující charakter závislosti pohyblivosti nosičů.

Po dosazení (5), (4) do (3) lze psát pro proudovou hustotu $J_C = I_C / A$

$$J_C = B \cdot T^\gamma e^{\frac{U_{BE} - U_{g0}}{U_t}} , \quad (8)$$

kde B je konstanta nezávislá na teplotě, $\gamma = 4 - n = 3,2$ zahrnující vliv teploty na I_S , a U_{g0} (*bandgap voltage*) je **lineárně** extrapolované napětí odpovídající energetické šířce zakázaného pásu křemíku E_{g0} při absolutní teplotě $T = 0 \text{ K}$,

$$U_{g0} = \frac{E_{g0}}{q} . \quad (9)$$

Pro výpočet závislosti $U_{BE} = f(T)$ je podle [5] vhodné vyjádřit poměr proudové hustoty J_C k referenční proudové hustotě J_{CR} při teplotě T_R (např. $T_R = 300 \text{ K}$)

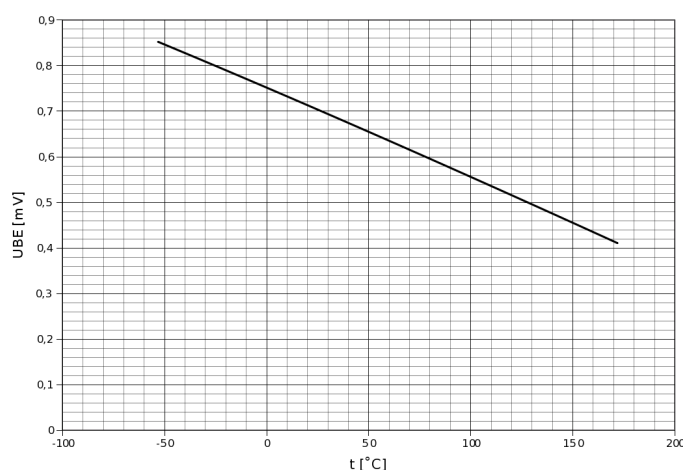
$$\frac{J_C}{J_{CR}} = \left(\frac{T}{T_R} \right)^\gamma \left[\frac{q}{k} \left(\frac{U_{BE} - U_{g0}}{T} - \frac{U_{BER} - U_{g0}}{T_R} \right) \right] \quad (10)$$

a vyjádřit napětí U_{BE}

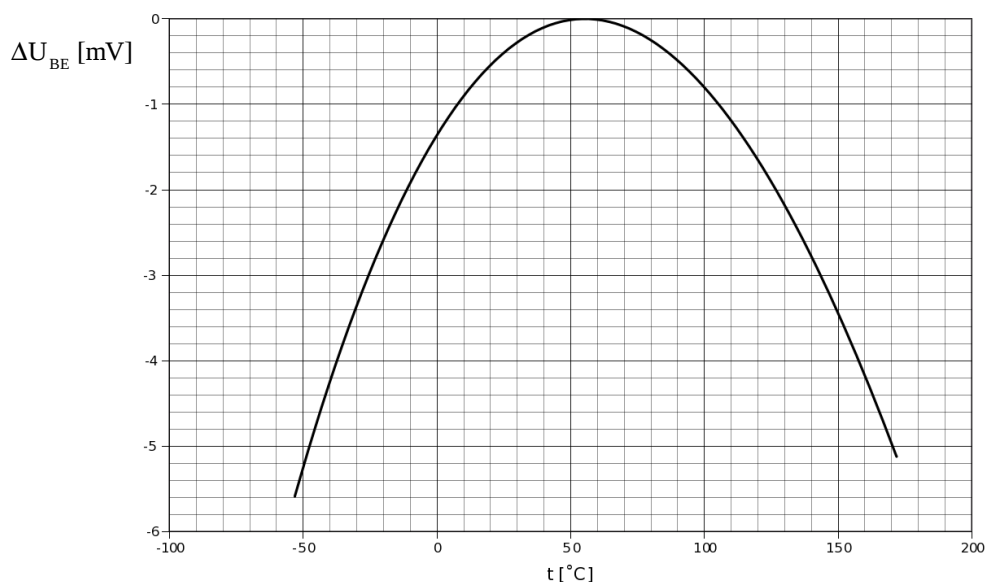
$$U_{BE}(T) = U_{g0} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_R} \right) + U_{BER} \cdot \left(\frac{T}{T_R} \right) + \frac{\gamma k T}{q} \ln \left(\frac{T_R}{T} \right) + \frac{k T}{q} \ln \left(\frac{J_C}{J_{CR}} \right) , \quad (11)$$

kde U_{BER} je napětí báze-emitor při referenční teplotě. Vztah (11) poskytuje důležité informace o závislosti $U_{BE} = f(T)$. Podle Obr. 1 je třeba dosáhnout lineárního průběhu U_{BE} . Vzhledem k posledním dvěma členům (11) však tento průběh není lineární. Pokud bude dioda napájena z konstantního zdroje proudu tak aby $J_C = J_{CR}$, bude poslední člen rovnice (11) roven 0 a nelinearita průběhu bude způsobena jen třetím členem:

$$U_{BE}(T) = U_{g0} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_R} \right) + U_{BER} \cdot \left(\frac{T}{T_R} \right) + \frac{\gamma k T}{q} \ln \left(\frac{T_R}{T} \right) . \quad (12)$$



Obr. 2 Závislost napětí na diodě napájené z proudového zdroje podle (12) pro parametry: $T_R = 300K$, $U_{g0} = 1,205V$, $U_{BER} = 0,7V$, $\gamma = 3,2$, $J_C = J_{CR}$.



Obr. 3 Odchylka závislosti $U_{BE} = f(T)$ od lineárního průběhu při napájení z proudového zdroje podle (12) pro parametry: $T_R = 300K$, $U_{g0} = 1,205V$, $U_{BER} = 0,7V$, $\gamma = 3,2$, $J_C = J_{CR}$.

Pro představu je na Obr. 2 a Obr. 3 uvedený konkrétní průběh $U_{BE} = f(T)$. Její sklon je podle [5] přibližně $-1,826 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ při $T_R = 300K$. Je zřejmé, že díky nelineárnímu členu již nebude U_{REF} nezávislé na teplotě. Tento jev je při návrhu přesné reference nutné kompenzovat. Přímočaré řešení, které vyplývá přímo ze vztahu (11) spočívá v napájení diody proudem, který je přímo úměrný absolutní teplotě. Čtvrtý člen v (11) se pak s rostoucí teplotou zvětšuje a kompenzuje vliv třetího [1]. Požadované závislosti proudu na teplotě lze často dosáhnout i volbou rezistoru se záporným teplotním koeficientem v obvodu proudového zdroje. Pokud by měl i čtvrtý člen záporný teplotní koeficient, došlo by k výraznému zhoršení vlastností obvodu. Jak bude ukázáno dále, referenční teplota T_R by měla být volena uprostřed rozsahu pracovních teplot.

Z praktických důvodů se předpokládá závislost proudové hustoty J_C na teplotě podle vztahu

$$J_C \propto T^\alpha, \quad (13)$$

kde α je konstanta [5],[1]. Nejčastěji bývá závislost lineární ($\alpha = 1$) protože je dioda napájena přímo ze zdroje PTAT napětí (a tedy i proudu), viz kap. 2.2. Teplotní koeficient U_{BE} je potom

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{-U_{q0}}{T_R} + \frac{U_{BER}}{T_R} + \frac{\gamma k}{q} \left[\ln \left(\frac{T_R}{T} \right) - \frac{T}{T} \right] + \frac{k}{q} \left[\ln \left(\frac{J_C}{J_{CR}} \right) + \frac{T \alpha}{T} \right] \quad (14)$$

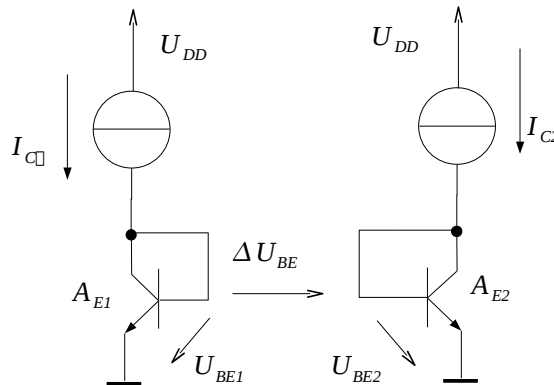
a pro $T = T_R$

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{U_{BER} - U_{g^*}}{T_R} + \frac{(\alpha - \gamma) \cdot k}{q} \quad (15)$$

Vztah (15) platí pouze pro $T = T_R$, pro jinou teplotu by se jeho hodnota změnila, což plyne i z Obr. 3.

1.2 Odvození zdroje s kladným teplotním koeficientem napětí – PTAT

Předpokládejme zapojení dvou diod podle Obr. 4, s plochami PN přechodů A_{E1} a A_{E2} , napájených proudy I_{C1} a I_{C2} .



Obr. 4 Zapojení dvou diod zdroje PTAT s plochami PN přechodů A_{E1} a A_{E2} , napájených konstantními proudy I_{C1} a I_{C2} .

Pro napětí ΔU_{BE} pak platí s využitím kirchoffova zákona a (3),(4) vztah [5]

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \cdot \frac{I_{S2}}{I_{C2}} \right), \quad (16)$$

který se zjednoduší pro stejné plochy PN přechodů $A_{E1} = A_{E2}$ na

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \quad (17)$$

a pro stejné proudy $I_{C1} = I_{C2}$ na

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) . \quad (18)$$

Ze vztahů (16), (17) a (18) je zřejmé, že napětí ΔU_{BE} je přímo úměrné teplotě a že zdroj PTAT lze vytvořit pomocí diod:

- se stejnými plochami PN přechodu, napájenými různě velkými proudy
- s různými plochami PN přechodu, napájenými stejně velkými proudy
- kombinací obou předchozích metod

tedy musí se zajistit aby proudové hustoty v diodách byly různé

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}} \right) . \quad (19)$$

1.3 Odvození zesílení K

Z kap. 1.1 je zřejmé, že se bez vnější kompenzace nepodaří získat referenční napětí nezávislé na teplotě. Je možné dosáhnout jen nulové derivace teplotní závislosti výstupního napětí při referenční teplotě T_R . Podle Obr. 1 se tedy napíše vztah pro derivaci U_{REF} podle teploty za předpokladu $T = T_R$ a $J_C = J_{CR}$

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} + K' \frac{\partial \Delta U_{BE}}{\partial T} \quad (20)$$

a pro nulový teplotní koeficient při referenční teplotě

$$0 = \frac{U_{BER} - U_{g0}}{T_R} + \frac{(\alpha - \gamma) \cdot U_{tR}}{T_R} + K' \frac{U_{tR}}{T_R} \ln \left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}} \right) , \quad (21)$$

$$K = \frac{U_{g0} - U_{BER} - U_{tR}(\alpha - \gamma)}{U_{tR}} , \quad (22)$$

kde

$$K = K' \ln \left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}} \right) \text{ a } U_{tR} = \frac{kT_R}{q} . \quad (23)$$

Rovnice (22) vyjadřuje výpočet zesílení K . Dosazením (22) do (1) se dostane hodnota referenčního napětí **při teplotě T_R**

$$U_{REF} = U_{g0} + (\gamma - \alpha) U_{tR} \quad (24)$$

1.4 Závislost referenčního napětí na teplotě

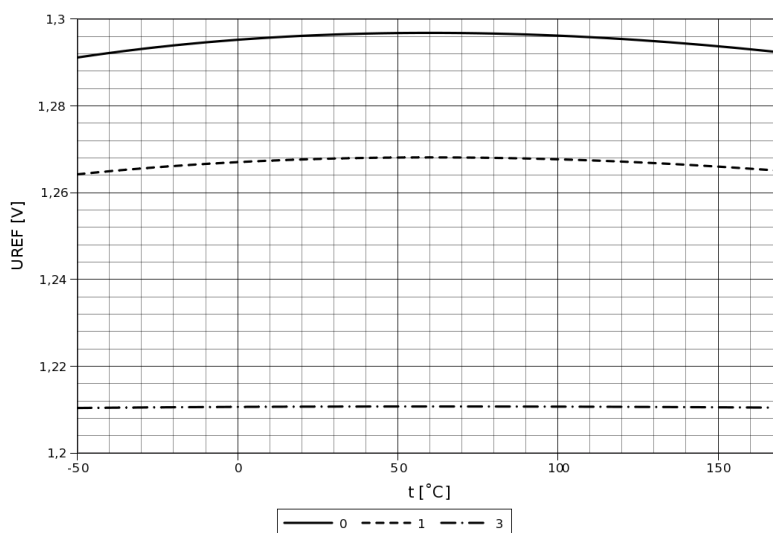
Pro posouzení závislosti referenčního napětí na teplotě se do (1) dosadí (11) a (22). Závislost proudové hustoty J_C v diodě (generující napětí U_{BE} viz Obr. 1) na teplotě lze vyjádřit vztahem

$$J_C = \frac{J_{CR}}{T_R^\alpha} \cdot T^\alpha, \quad (25)$$

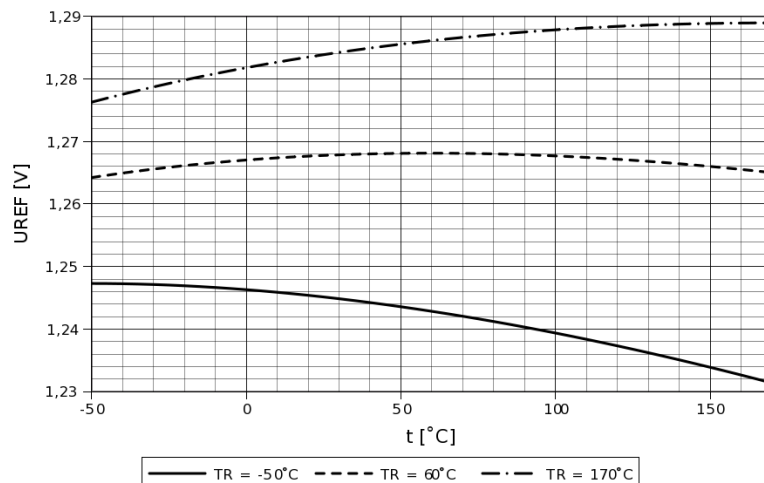
který vyjadřuje, že při T_R je $J_C = J_{CR}$ a při jiné teplotě je J_C úměrná T^α .

$$U_{REF}(T) = U_{g0} \cdot \left(1 - \frac{T}{T_R}\right) + U_{BER} \cdot \left(\frac{T}{T_R}\right) + \frac{\gamma k T}{q} \ln\left(\frac{T_R}{T}\right) + \frac{k T}{q} \ln\left(\frac{\frac{J_{CR}}{T_R^\alpha} \cdot T^\alpha}{J_{CR}}\right) + \frac{U_{g0} - U_{BER} - U_{tR}(\alpha - \gamma)}{U_{tR}} \cdot U_t \quad (26)$$

Vztah (26) tedy vyjadřuje jak se bude měnit U_{REF} v závislosti na teplotě, při zvolené referenční teplotě a mocnině α která udává řád kompenzace obvodu (např. $\alpha = 1$ je *first order compensation*). Poskytuje tak možnost, jak pomocí změny α zlepšit parametry obvodu. Na obr.6 je vysvětleno proč je důležitá správná volba referenční teploty. Pokud bude zvolena uprostřed rozsahu pracovních teplot, dosáhne se nejmenšího teplotního koeficientu napětí U_{REF} .



Obr. 5 Závislost referenčního napětí na teplotě pro kompenzace α 0., 1., a 3. řádu pro zvolené parametry: $U_{g0} = 1,205$ V; $U_{BER} = 0,6$ V; $\gamma = 3,2$.



Obr. 6 Závislost referenčního napětí na teplotě pro různé referenční teploty, parametry: $U_{go} = 1,205 \text{ V}$; $U_{BER} = 0,6 \text{ V}$; $t_R = 60 \text{ °C}$; $\gamma = 3,2$.

1.5 Obecné zásady konstrukce PTAT zdroje

1.5.1 Volba vhodného poměru proudových hustot PTAT zdroje

Pro omezení procesních vlivů je v [1] odvozeno, že je vhodné volit poměr proudových hustot $\gamma = J_{C1} / J_{C2}$ v diodách PTAT zdroje na Obr. 4 co největší (γ nesouvisí s konstantou v 1.1.). Relativní citlivost ΔU_{BE} na γ lze podle [1] vyjádřit podle vztahu (27). Pokud se např. zvolí tradiční hodnota $\gamma = 8$, způsobí její 4% nepřesnost přibližně 2% chybu ΔU_{BE} . Pro $\gamma = 55$ se tato chyba zmenší na 1%, ovšem za cenu zvětšení plochy obvodu.

$$\frac{\frac{\partial \Delta U_{BE}}{\Delta U_{BE}}}{\frac{\partial \gamma}{\gamma}} = \frac{\partial \Delta U_{BE}}{\partial \gamma} \frac{\gamma}{\Delta U_{BE}} = \frac{U_t}{\gamma} \frac{\gamma}{U_t \log(\gamma)} = \frac{1}{\log(\gamma)} \quad (27)$$

Druhý důvod pro zvětšení poměru γ je zmenšení výstřelového šumu, jehož spektrální hustota je v tomto obvodu úměrná $U_t / \Delta U_{BE}$ [1].

Poslední důvod pro zvětšení γ je omezení piezo-přechodového jevu (*piezo-junction effect* [1]) který je způsobený mechanickým namáháním čipu při pouzdření. Tento jev způsobí změnu napětí na PN přechodu a podle tohoto pramenu může zhoršit teplotní závislost reference z 300 ppm až na 6000 ppm (zjištěno experimentálně [1]).

Volba velkého poměru γ však velmi nepříznivě ovlivňuje plochu obvodu. Tranzistory, na krajích této plochy jsou od sebe značně vzdáleny, což zhoršuje matching (stejnost parametrů blízko ležících součástek) a způsobuje značnou chybu. Podle [6] je možné zachovat uspokojivé parametry obvodu při $\gamma = 7$.

Výběr poměru proudových hustot je třeba provést uvážlivě také s ohledem na realizaci

zesilovače K . Ta bude snadná, pokud bude K celé číslo a bude možné např. ve zpětné vazbě operačního zesilovače použít proloženou strukturu jednotkových odporů.

1.5.2 Výběr součástek a layout

Bi-CMOS technologie poskytuje *laterární* a *vertikální* bipolární tranzistory [2]. Pro účely napěťové reference jsou jednoznačně vhodnější vertikální tranzistory, které mají vlastnosti bližší ideálním. Laterární tranzistory mají parazitní tranzistor do substrátu který odvádí část proudu a zhoršuje tak přesnost poměru proudových hustot v zdroji $PTAT$ napětí.

Pro omezení procesních vlivů je třeba používat jednotkové kopie součástek, dodržovat zásady *matchingu* a pro vyrovnání svodových proudů prvků s různými plochami připojovat paralelně nefunkční prvky. Pokud se používají proudová zrcadla, omezuje se vliv modulace délky kanálu volbou dlouhých MOS tranzistorů.

U rezistorů je nutné vzít v úvahu teplotní koeficient a nepoužívat difúzní rezistory s velkými svodovými proudy.

Před realizací obvodu je vhodné provést optimalizaci plochy. V [6] je popsána metoda, dovolující zmenšení plochy až 53%, díky vhodné volbě velikosti součástek. Metoda předpokládá že absolutní přesnost součástek je přímo úměrná jejich ploše. Součástky s velkým vlivem na přesnost výstupního napětí musí mít velké rozměry a naopak.

1.5.3 Poznámka o šířce zakázaného pásu křemíku

V literatuře se uvádí rozdílné hodnoty šířky zakázaného pásu křemíku při absolutní teplotě $T = 0\text{ K}$ $E_{g0} = \{1,166\text{ eV [7]; } 1,156\text{ eV [1]; nejčastěji } 1,205\text{ eV [5]}\}$. Hodnota E_{g0} je lineárně extrapolovaná z E_g zjištěné při určité teplotě. Její velikost závisí podle [7] na koncentraci příměsí v polovodiči, proto nemusí být pro každý materiál stejná. Šířka zakázaného pásu polovodiče se zmenšuje s rostoucí teplotou. Příčinou je tepelná roztáhnout krystalové mřížky, díky které na valenční elektrony působí menší síly a snadněji se tak dostanou do vodivostního pásu.

1.6 Modelování napětí na diodě v technických výpočtech

Pro výpočty v technické praxi a simulaci byl odvozen empirický vzorec [1], který popisuje závislost napětí U_{BE} na teplotě a proudu I_C . Tento přístup přináší mírné komplikace v nutnosti zavádět empirické parametry, takže představa o funkci obvodu může být náročnější. Protože je řada těchto parametrů použita v obvodovém simulátoru SPICE a teorie Bandgapu je v [1] založená na tomto přístupu, je nutné se s ním seznámit:

$$U_{BE}(H, I_C) = E_{GE} - H(E_{GE} - U_{BER}) + U_{IR} H \ln\left(\frac{I_C}{I_R}\right) - \eta U_{IR} H \ln(H) \quad (28)$$

1	2	3	4
---	---	---	---

kde

$$H = \frac{T}{T_R}, \quad U_{tR} = \frac{kT_R}{q}.$$

Význam členů rovnice (28) je následující:

1. E_{GE} je hypotetická šířka zakázaného pásu křemíku, při teplotě 0 K zjištěná empiricky, měřením při několika teplotách a extrapolovaná polynomiální regresí. Její hodnota je tedy nižší než E_{G0} . Prakticky se hodnota E_{GE} pohybuje v rozmezí 1,14 eV až 1,19 eV, zatímco $E_{G0} = 1,205$ eV. Parametr je shodný s EG ve SPICE při tzv. *fixed EG* módu.
2. modeluje záporný lineární sklon charakteristiky v závislosti na teplotě, (*CTAT – complementary to absolute temperature*)
3. logaritmická závislost napětí U_{BE} na proudu kolektorem
4. nelinearita závislosti U_{BE} na teplotě

Parametr η je *faktor zakřivení (curvature factor)*, zjištěný experimentálně, je identický s parametrem XTI ve SPICE a vyjadřuje exponenciální závislost saturačního proudu I_s na teplotě. Typické hodnoty jsou v intervalu $< 2 ; 4 >$.

Podobně jako byl ve vztahu (13) zavedený koeficient α , umožňující ve výsledku korigovat zakřivení závislosti referenčního napětí na teplotě při napájení diody proudem úměrným T^α , zavádí i tato aproximace parametr λ .

$$\lambda = \frac{I_C}{I_R} \text{ při } T = T_R. \quad (29)$$

Rovnice (28) pak přejde do tvaru

$$U_{BE}(H, I_C) = E_{GE} - H(E_{GE} - U_{BER}) + U_{tR} H \ln(\lambda H) - \eta U_{tR} H \ln(H) \quad (30)$$

2 Obvodové realizace Bandgap

Existuje mnoho obvodových realizací principu popsaného v předchozí kapitole. Podle použitých obvodových prvků je lze rozdělit na obvody:

- s bipolárními transistory
- s MOS tranzistory (využívá závislosti prahového napětí na teplotě)
- bez rezistorů (proudové poměry jsou nastaveny proudovými zrcadly)

Podle součtového členu na obvody:

- s operačními zesilovači (*malá spotřeba*)
 - statické
 - spínané (*redukuje vliv procesních vlivů, pro napětí PTAT i CTAT je použita jedna dioda, napájená v následujících takttech různými proudy*)
- s proudovými zrcadly (*redukuje vliv offsetu operačního zesilovače*)

Způsoby kompenzace teplotní závislosti referenčního napětí mohou být:

- napětím $PTAT^2$ tedy přímo úměrným druhé mocnině teploty
- kompenzací teplotní závislosti proudového zesilovacího činitele tranzistoru
- kompenzací nelineárního členu závislosti $U_{BE} = f(T)$

Protože v zadání projektu je kladen důraz na malou plochu, velkou přesnost a elektromagnetickou kompatibilitu, bude v dalším textu věnovaná pozornost zapojením s bipolárními transistory a proudovými zrcadly. Omezí se tak především vliv offsetu operačního zesilovače.

2.1 Zapojení s vertikálními tranzistory

Na Obr. 7 je příklad zapojení Bandgapu, které ke své činnosti využívá substrátové tranzistory PNP (zapojené jako diody). Levá část obvodu slouží jako zdroj $PTAT$ proudu, který vytváří na R_2 napětí přímo úměrné teplotě, které se sčítá s napětím na U_{BE} tranzistoru Q_3 . Výsledkem je referenční napětí U_{REF} . Pro proud I lze odvodit vztah (33):

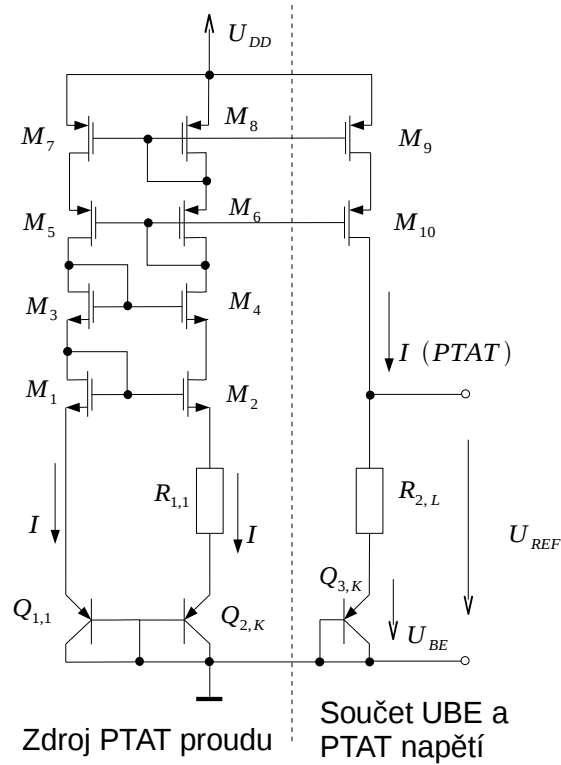
$$I R_1 = U_{BE1} - U_{BE2} \quad , \quad (31)$$

$$I R_1 = n U_t \ln \frac{I}{I_s} - n U_t \ln \frac{I}{K \cdot I_s} = n U_t \ln K \quad , \quad (32)$$

kde n je emisní koeficient (kap. 2.1.2)

$$I = \frac{n \cdot k \cdot \ln K}{q \cdot R_1} \cdot T \quad . \quad (33)$$

Ze vztahu (33) je zřejmé, že proud I je přímo úměrný absolutní teplotě a závisí na hodnotě R_1 , která se díky procesním vlivům může měnit až o 20%, což je jedna z velkých nevýhod tohoto obvodu. Proudová zrcadla zajišťují, že proud I bude ve všech třech větvích stejný. Toho lze však dosáhnout jen kvalitním matchingem tranzistorů $M_1 - M_8$, zejména M_1 a M_2 , použitím tranzistorů s dostatečnou délkou kanálu pro omezení vlivu modulace délky kanálu [2] a velkou hodnotou K . Pokud by bylo např. $K = 8$, pak bude napětí na rezistoru R_1 srovnatelné s rozdílem $|U_{GS1} - U_{GS2}|$ u špatně matchovaných tranzistorů.



Obr. 7 Příklad zapojení napěťové reference. Pro zjednodušení je vynechán startovací obvod.

Pro napětí U_{REF} lze opět z Kirchhoffova zákona odvodit vztah

$$U_{REF}(T) = I \cdot L \cdot R + U_{BE3}(T) = L \cdot [I(T) \cdot R] + U_{BE3}(T) = L \cdot (n \cdot U_t \cdot \ln K) + U_{BE3}(T) \quad (34)$$

jeho změna v závislosti na teplotě je pak vyjádřena derivací podle teploty

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T} = L \cdot n \cdot \ln K \cdot \frac{\partial U_t}{\partial T} + \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} \quad (35)$$

a po dosazení za derivaci napětí U_{BE} z (15) dostáváme při referenční teplotě:

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T} = L \cdot n \cdot \ln K \cdot \frac{k}{q} + \frac{U_{BER} - U_{g0}}{T_R} + \frac{(\alpha - \gamma) \cdot k}{q} \quad (36)$$

přirozeně požadujeme aby změna U_{REF} byla nulová, alespoň při referenční teplotě

$$L \cdot n \cdot \ln K \cdot \frac{k}{q} + \frac{U_{BER} - U_{g0}}{T_R} + \frac{(1 - \gamma) \cdot k}{q} = 0 \quad (37)$$

Protože v (33) bylo odvozeno, že proud tranzistorem Q_3 je přímo úměrný teplotě, lze koeficient nahradit $\alpha = 1$, viz. (13). Z rovnice (37) se určí systémové konstanty L a K .

2.1.1 Výhody a nevýhody obvodu

Výhody

- ✓ jednoduchost
- ✓ velmi dobré potlačení vlivu pomalých změn napájecího napětí

- ✓ použití vertikálních substrátových tranzistorů, kap. 1.5.2
- ✓ velká plocha Q_3 , proto menší citlivost na procesní vlivy

Nevýhody

- × vyžaduje startovací obvod
- × větší plocha (Q_2 , Q_3)
- × kompenzace teplotní závislosti prvního řádu, v literatuře zatím nebyla nalezena teplotně stabilnější varianta
- × malá zatížitelnost, vyžaduje oddělovací zesilovač
- × v návrhu není uvažován vliv Gummelova čísla, kap. 2.2.2
- × v [8] se bez podrobného vysvětlení udává $TC \approx 423 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ z důvodu modelu parazitního tranzistoru

2.1.2 Poznámka o emisním koeficientu n

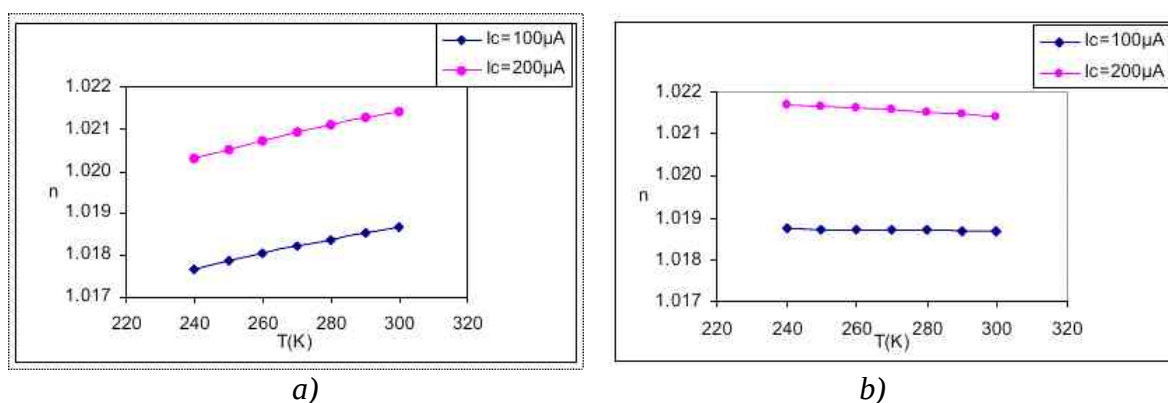
Měřením bipolárních tranzistorů používaných v Bi-CMOS technologiích byla zjištěna odchylka závislosti proudu kolektoru na napětí U_{BE} od exponenciálního průběhu daného vztahem (3). Pro vyjádření této odchylky byl zaveden emisní koeficient n a vztah (3) přechází do tvaru [9]:

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{n \cdot U_T}} \quad , \quad (38)$$

kde

$$\frac{1}{n} = \frac{kT}{qI_C} \cdot \frac{dI_C}{dU_{EB}} \quad | U_{CB} = \text{konst.} \quad . \quad (39)$$

Jeřejmé, že emisní koeficient je funkce teploty i kolektorového proudu. Na Obr. 8 jsou uvedeny jeho konkrétní hodnoty. Pro přibližné výpočty je možné položit $n \approx 1$.

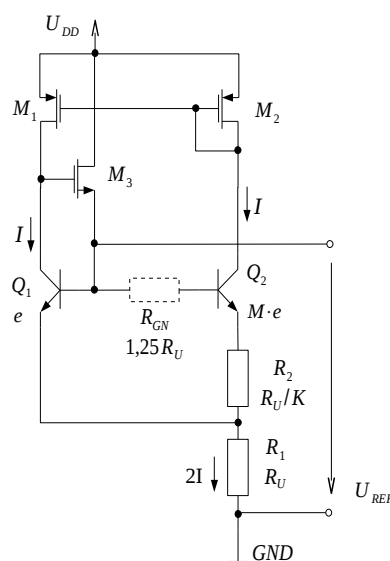


Obr. 8 Závislost emisního koeficientu na teplotě při proudech $I_C = 100 \mu\text{A}$ a $I_C = 200 \mu\text{A}$ pro parametry: a) $\eta = 3,618$; $U_{g0} = 1,1707$; b) $\eta = 5,1$; $U_{g0} = 1,12046$; převzato z [9].

2.2 Brokawova buňka

2.2.1 Princip Brokawovy buňky

Tento obvod vychází z principu podle Obr. 9 [1]. Často se pod tímto názvem uvádí ve variantě s operačním zesilovačem místo proudového zrcadla. Ten se však může nahradit proudovým zrcadlem aby se obešel vliv jeho offsetu. Tranzistory M_1 , M_2 a M_3 zde slouží jako proudové zrcadlo. V tomto případě je poměr proudů v obou větvích 1:1, ale není to podmínka funkce a jak bylo uvedeno v 1.5.1, je výhodnější zvolit větší poměr. Tranzistor M_3 dále zajišťuje dobrou zatížitelnost obvodu a kompenzuje bázevé proudy tranzistorů Q_1, Q_2 .



Obr. 9 Princip Brokawovy buňky s proudovým zrcadlem. Rezistor R_{GN} slouží ke kompenzaci změn Gummelova čísla viz kap. 23.

Uvažujeme-li pro jednoduchost poměr proudového zrcadla M_1 , M_2 1:1 a $R_{GN} = 0$, bude platit pro napětí na R_2 :

$$-U_{BE1} + U_{BE2} + U_{R2} = 0, \quad (40)$$

dosazením vztahu pro napětí na PN přechodu (3)

$$-U_t \ln\left(\frac{I}{I_S}\right) + U_t \ln\left(\frac{I}{M \cdot I_S}\right) = -U_{R2} \quad (41)$$

a po úpravě

$$U_{R2} = U_t \ln(M) \quad (42)$$

nebo

$$I = \frac{U_t \ln(M)}{R_2}. \quad (43)$$

Proud je tedy přímo úměrný teplotě. Z toho vyplývá, že i napětí na obou rezistorech R_1 a R_2 bude PTAT.

Referenční napětí je součet napětí báze-emitor tranzistoru Q_2 a napětí na obou rezistorech

$$U_{REF} = U_{BE2} + I R_2 + 2 I R_1, \quad (44)$$

po dosazení (43)

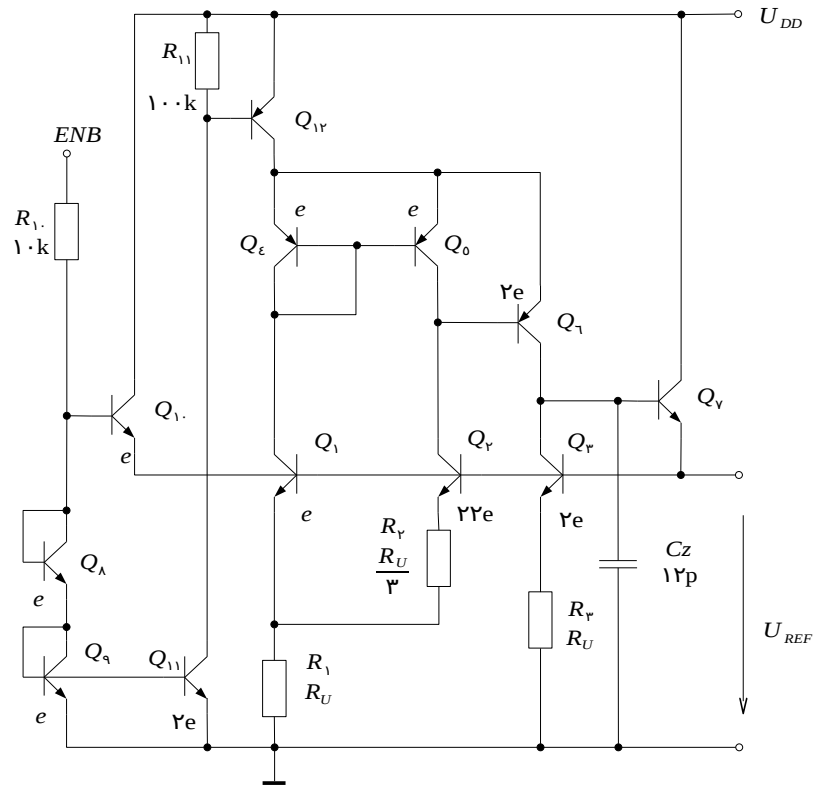
$$U_{REF} = U_{BE2} + R_V \frac{U_t \ln(M)}{R_V} + R_1 \frac{\gamma U_t \ln(M)}{R_V}, \quad (45)$$

dosadíme-li hodnoty rezistorů $R_V = \frac{R_U}{K}$ $R_1 = R_U$

$$U_{REF} = U_{BE2} + U_t \ln(M) \left(1 + \frac{2}{K} \right). \quad (46)$$

Hodnotami konstant lze opět kompenzovat teplotní závislost napětí U_{REF} .

Praktické zapojení Brokawovy reference je uvedeno na Obr. 10. Obvod je doplněný o vstup ENB umožňující snížení spotřeby v nízkopříkonovém režimu. Zatížitelnost udává autor [1] až 1mA.



Obr. 10 Příklad praktického zapojení Brokawovy reference v bipolární technologii [1].

2.2.2 Kompenzace procesních vlivů

Problémem tohoto obvodu je nutnost použít velkého rozdílu ploch tranzistorů Q_1 a Q_2 , často bývají zvoleny minimální rozměry Q_1 . To však způsobí velkou citlivost napětí U_{BE} na nepřesnost jeho plochy. Tento problém lze vyřešit větší plochou tranzistoru v kombinaci s rozdílnými proudy tranzistorů Q_1 a Q_2 nebo volbou jiného zapojení – Gilbertovy reference kap. 2.3, [1].

Další vliv který ovlivňuje reprodukovatelnost napětí U_{BE} při výrobě je změna koncentrace dopantů v bázi tranzistoru. Integrální hodnota koncentrace dopantů v bázi se vyjadřuje Gummelovým číslem N_G , které udává celkový počet příměsí (donorů nebo akceptorů) v aktivní oblasti báze [1]

$$N_G = \frac{Q_{B0}}{qA_E} \quad (47)$$

Jeho typická hodnota je $5 \cdot 10^{12}$, ale často se mění od $N'_G = 0,5 N_G$ až $2 N_G$. Velikost Gummelova čísla souvisí s napětím báze podle vztahu [1]

$$U_{BER}' \approx U_{BER} - U_t \ln \left(\frac{N_G'}{N_G} \right) \quad (48)$$

Proudový zesilovací činitel tranzistoru se pak změní v poměru

$$\beta' \approx \frac{\beta}{G_N} \quad \text{kde } G_N = \frac{N_G'}{N_G} \quad (49)$$

a saturační proud v poměru

$$I_S' \approx \frac{I_S}{G_N} \quad (50)$$

Parametr G_N je součástí modelu tranzistoru v simulátoru SPICE.

Jedno z řešení částečně kompenzující tento jev je uvedeno v [1], Obr. 9. Do série s bází tranzistoru Q_2 byl vřazen rezistor o hodnotě $R_{GN} = 1,25 R_U$. Při zvětšení G_N je tak kompenzováno zmenšení U_{BE1} nárůstem U_{R2} . Absolutní chyba ΔU_{REF} je bez kompenzace, při předpokládané změně $G_N \in \langle 0,5; 2 \rangle$ přibližně $\Delta U_{REF} = 31 \text{ mV}$, s touto kompenzací $\Delta U_{REF} = 6 \text{ mV}$ [1], *figure 3.6*. Není zde uvedeno při jaké teplotě.

2.2.3 Výhody a nevýhody Brokawovy reference

Výhody

- ✓ malá plocha
- ✓ jeden z nejpoužívanějších obvodů – dostatek literatury popisující kompenzaci teplotní závislosti
- ✓ obvod je možné zatížit
- ✓ potlačení vlivu pomalých změn napájecího napětí
- ✓ spotřeba obvodu na Obr. 10 cca $216 \mu\text{A}$ [1]

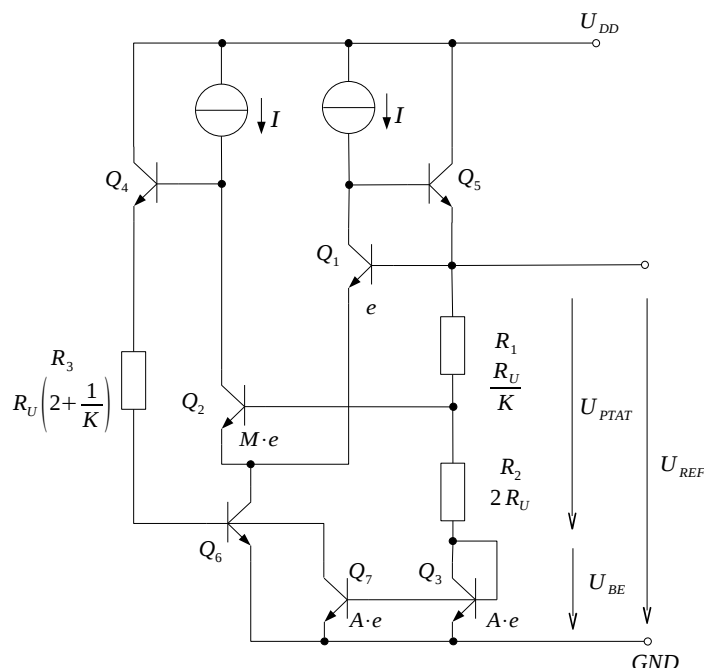
Nevýhody

- ✗ citlivost na procesní vlivy díky malé ploše tranzistoru Q_1
- ✗ pro přesné reference se předpokládá dostavování – drahé
- ✗ nelze použít vertikální substrátové bipolární transistory, kap. 1.5.2

2.3 Gilbertova reference

Nevýhodu Brokawovy buňky spočívající ve velké závislosti napětí U_{BE} na procesních vlivech, z důvodu použití jednoho bipolárního tranzistoru minimální plochy pro generování

napětí U_{PTAT} i U_{BE} , řeší Gilbertova reference na Obr. 11. V tomto obvodu se napětí U_{PTAT} vytváří tranzistory Q_2 a Q_1 a sčítá se s napětím U_{BE3} . Tranzistor Q_3 je možné nahradit i vertikálním PNP, kap. 1.5.2. Ostatní tranzistory, u kterých se nevyužívá teplotní závislost napětí na PN přechodu lze nahradit MOS tranzistory aby se zmenšila celková plocha obvodu.



Obr. 11 Gilbertova reference používající tři bipolární tranzistory Q_1 , Q_2 a Q_3 pro generování referenčního napětí. Místo NPN tranzistoru Q_3 je možné použít vertikální substrátový PNP tranzistor, kap. 1.5.2.

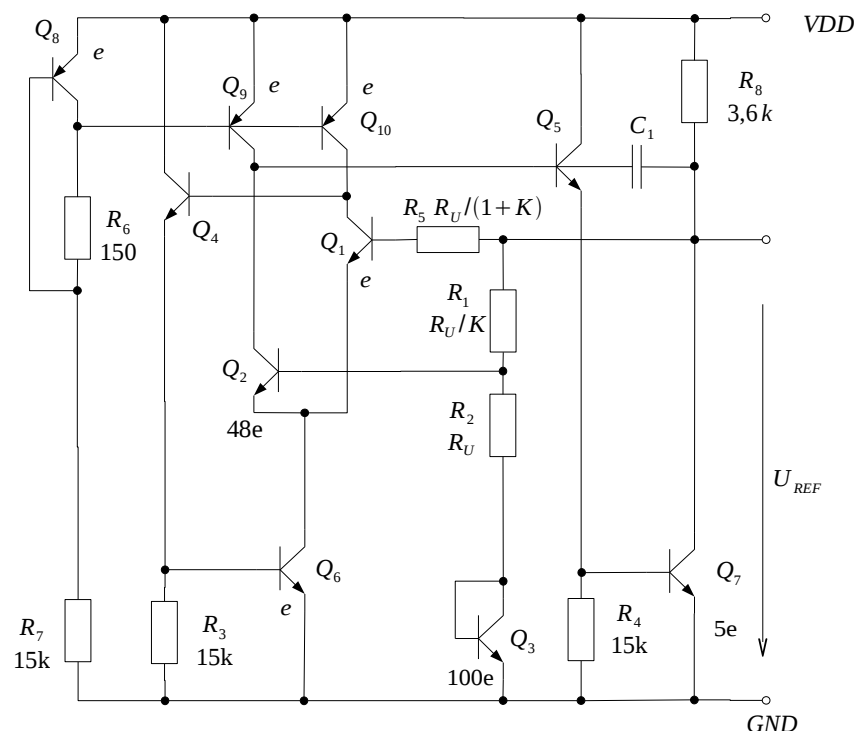
I když to není na první pohled zřejmé, obvod je schopný dobře potlačit vliv pomalých změn napájecího napětí, přestože proud I je odvozený přímo z napájecího napětí. Důvodem je, že napětí U_{PTAT} (ΔU_{BE}) je závislé jen na poměru proudů PN přechodem, ne na jejich absolutních velikostech (16).

Za předpokladu, že Q_7 má stejnou plochu emitoru jako Q_3 , je proud $I_4 = I_3$ (I_4 – proud kolektorem nebo emitorem Q_4 , proud báze je zanedbán) a $I_6 = 2I$. Dále proudy [1]

$$I_3 = I_5 = \frac{U_t \ln M}{R_2} \quad (51)$$

a referenční napětí

$$U_{REF} = U_{BE} + (2K + 1) H U_{tR} \ln M \quad (52)$$



Obr. 12 Praktické zapojení Gilbertovy reference podle [1].

Na Obr. 12 je ukázka praktického zapojení Gilbertovy reference podle [1]. Pro úsporu plochy bude opět možné nahradit např. Q_8 , Q_9 , Q_{10} MOS tranzistory. Přesto obvod díky Q_3 zabírá větší plochu než Brokawova buňka. Rezistor R_5 slouží opět ke kompenzaci změn Gummelova čísla. Při změně parametru $G_N \in \langle 0,5; 2 \rangle$ je chyba $\Delta U_{REF} = 14,7 \text{ mV}$ při $t = 90^\circ\text{C}$ a $\Delta U_{REF} = 5,2 \text{ mV}$ při $t = -30^\circ\text{C}$. Je-li nutné odebírat větší proud, je třeba doplnit výkonový stupeň.

2.3.1 Výhody a nevýhody Gilbertovy reference

Výhody

- ✓ menší citlivost na procesní vlivy
- ✓ potlačení pomalých změn napájecího napětí
- ✓ snadný návrh

Nevýhody

- x větší plocha
- x pro odběr větších proudů je třeba doplnit oddělovací zesilovač
- x větší spotřeba cca 370uA (obvodu na Obr. 12, podle [1])
- x menší podpora literatury – zatím nenalezen návrh teplotní kompenzace

3 Metody teplotní kompenzace

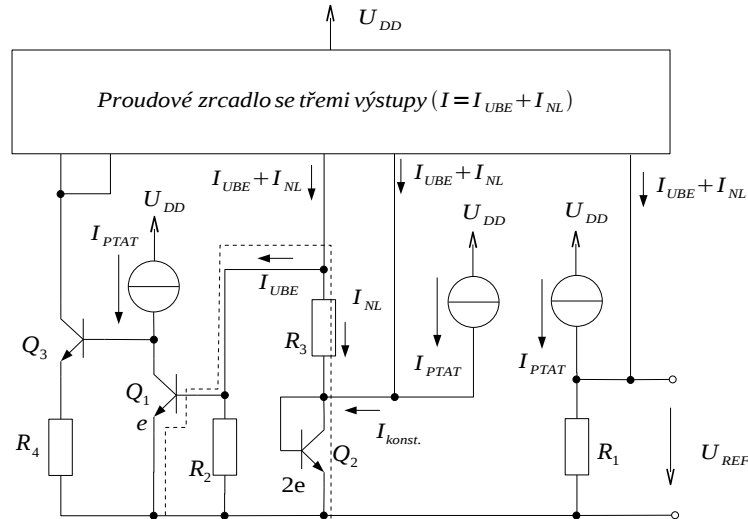
Jak bylo vysvětleno v kap. 1.4, není referenční napětí Bandgapu úplně nezávislé na teplotě. Referenční napětí na Obr. 5 by mělo teplotní koeficient přibližně

$$TC = \frac{1}{U_{REFR}} \cdot \frac{U_{max} - U_{min}}{t_{max} - t_{min}} \cdot 10^6 = \frac{1}{1268} \cdot \frac{1268 - 1264}{60 - (-50)} \cdot 10^6 = 28,7 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \quad (53)$$

Je-li požadovaná menší závislost na teplotě, je nutné použít kompenzaci. Několik principů je uvedeno v dalších podkapitolách.

3.1 Kompenzace zpětnovazební smyčkou

Princip kompenzace zpětnovazební smyčkou popisuje Obr. 13 [10]. Účelem obvodu je vytvoření takové nelineární závislosti proudu I_{NL} na teplotě, aby jím bylo možné kompenzovat nelineární závislost napětí U_{BE} na teplotě. To je nejlépe zřejmé z matematického popisu obvodu.



Obr. 13 Princip kompenzace zpětnovazební smyčkou (čárkovně)

$$I_{NL} = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_3} = \frac{U_t}{R_3} \ln \left(\frac{I_{C1} A_{e2}}{A_{e1} I_{C2}} \right) = \frac{U_t}{R_3} \ln \left(\frac{2 I_{PTAT}}{I_{NL} + I_{konst}} \right), \quad (54)$$

kde

$$I_{konst} = I_{NL} + I_{PTAT} + I_{UBE} \approx I_{NL} + \frac{U_t}{R_x} + \frac{U_{BE}}{R_2}, \quad (55)$$

kde R_x je odpor „uvnitř“ obvodu zdroje I_{PTAT} určující velikost jeho proudu. Referenční napětí je podle [10] součet U_{BE} , nelineárního členu a U_{PTAT}

$$U_{REF} = \left[\frac{U_{BE}}{R_2} + \frac{U_t}{R_3} \ln \left(\frac{2 I_{PTAT}}{I_{NL} + I_{konst}} \right) + I_{PTAT} \right] R_1. \quad (56)$$

Takovéto referenční napětí má teplotní koeficient $TC \approx 3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

3.1.1 Výhody a nevýhody zpětnovazební smyčky

Výhody

- ✓ jednoduchost
- ✓ ve skutečnosti jeden zdroj PTAT proudu, je možné použít proudové zrcadlo

Nevýhody

- ✗ vyžaduje startovací obvod
- ✗ existují i kvalitnější způsoby kompenzace, kap. [1]

3.2 Kompenzace teplotní závislosti zesilovacího činitele

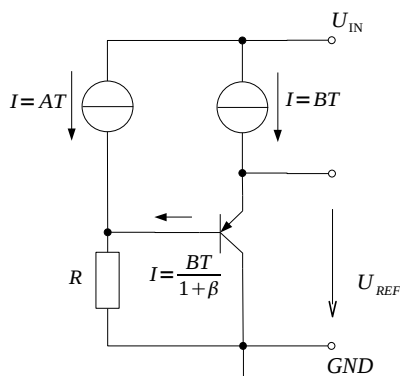
Tato metoda využívá závislost zesilovacího činitele bipolárního tranzistoru na teplotě, která má kladný teplotní koeficient a lze ji obecně vyjádřit [10]

$$\beta(T) = Ce^{\frac{-1}{T}}, \quad (57)$$

kde C je konstanta. Napětí U_{REF} v obvodu na Obr. 14 je

$$U_{REF} = U_{BE}(T) + \left(AT + \frac{BT}{1+\beta} \right) R \approx U_{BE}(T) + \left(AT + \frac{BT}{\beta} \right) R, \quad (58)$$

$$U_{REF} = U_{BE}(T) + \left(AT + \frac{BT e^{\frac{1}{T}}}{C} \right) R. \quad (59)$$



Obr. 14 Princip kompenzace pomocí teplotní závislosti proudového zesilovacího činitele

Ze vztahu (59) je zřejmé, že se jedná o kompenzaci nelineární závislosti napětí $U_{BE}(T)$ členem $e^{\frac{1}{T}}$. Pro správnou funkci obvodu musí platit podmínka [10]

$$U_{IN} \geq U_{REF} + U_{sat} = U_{g0} + U_{sat} = 1,4 \text{ V}. \quad (60)$$

3.2.1 Výhody a nevýhody metody

Výhody

- ✓ jednoduchost
- ✓ možné použít i jeden *PTAT* zdroj a proudové zrcadlo s poměrem *A/B*

Nevýhody

- ✗ citlivost na parametry tranzistoru, nutnost znát konstantu *C*
- ✗ *PTAT* zdroj musí mít absolutně stabilní hodnotu proudu

3.3 Metoda eliminace nelineárního členu

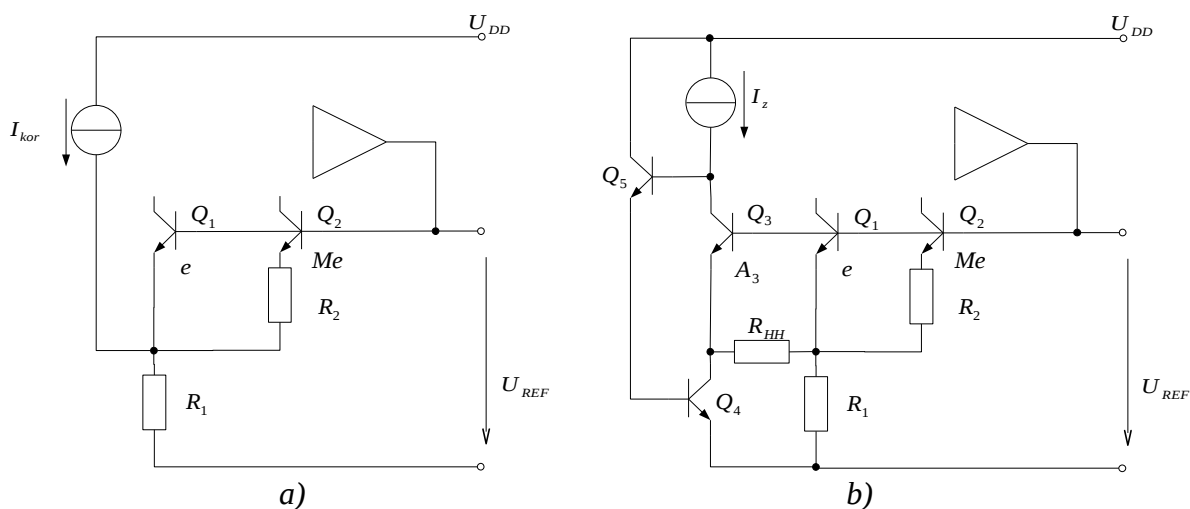
Použije – li se vyjádření napětí U_{BE} podle kap. 1.6

$$U_{BE}(H, I_C) = E_{GE} - H(E_{GE} - U_{BER}) + U_{tR} H \ln\left(\frac{I_C}{I_N}\right) - \eta U_{tR} H \ln(H) , \quad (61)$$

které při napájení tranzistoru *PTAT* proudem přejde do tvaru

$$U_{BE}(H, I_C) = E_{GE} - H(E_{GE} - U_{BER}) - (\eta - 1) U_{tR} H \ln(H) \quad (62)$$

je zřejmé, že pokud se podaří eliminovat poslední člen, bude závislost napětí U_{BE} na teplotě lineární. Jeden z možných způsobů ukazuje Obr. 15 a).



Obr. 15 Princip metody eliminace nelineárního členu: a) obecné schéma; b) implementace do Brokawovy buňky

Nelineární člen bude kompenzovaný, pokud proud

$$I_{kor} = \frac{(\eta - 1) U_{tR} H \ln H}{R_1} . \quad (63)$$

Na Obr. 15 b) je uvedeno praktické zapojení kompenzace [1].

3.3.1 Výhody a nevýhody metody

Výhody

- ✓ jednoduchost, malá plocha
- ✓ velká teplotní stabilita $TC < 0,5 \text{ ppm/}^\circ\text{C}$ [1],[10], exaktní přístup

Nevýhody

- x předpokládá se dostavování odporů, nejlépe spojitě laserem
- x nutnost znát přesně parametr $\eta(XTI - SPICE)$

3.4 Kompenzace tranzistorem ve slabé inverzi

Protože teplotní závislost referenčního napětí má přibližně kvadratický průběh, lze ji kompenzovat napětím inverzního průběhu – úměrným druhé mocnině teploty. $PTAT^2$. Takové napětí je možné podle [11] vytvořit pomocí tranzistoru pracujícího v oblasti slabé inverze [2], který má přibližně kvadratickou převodní charakteristiku mezi proudem a napětím.

3.4.1 Výhody a nevýhody metody

Výhody

- ✓ malá plocha

Nevýhody

- x nejedná se o exaktní přístup, proto nelze očekávat vysokou přesnost
- x srovnatelná obvodová složitost s metodou eliminace nelineárního členu

3.5 Kompenzace teplotně závislým rezistorem

Tato metoda využívá kombinaci odporů s různými teplotními koeficienty pro kompenzaci teplotní závislosti referenčního napětí v nenáročných aplikacích.

3.5.1 Výhody a nevýhody metody

Výhody

- ✓ jednoduchost
- ✓ malá plocha

Nevýhody

- x závislost na procesních vlivech, stárnutí
- x nutnost dostavování
- x problémy při použití difúzních rezistorů se svodovými proudy

4 Shrnutí vlastností obvodových realizací a metod kompenzace

Mezi vlastnostmi obvodových realizací popsaných v předchozích kapitolách nejsou velké rozdíly. Důvodem je především použití stejného principu generování napětí U_{BE} a U_{PTAT} , obvody se liší především způsobem jejich součtu.

Pokud by bylo požadavkem zadání použití vertikálních bipolárních tranzistorů z technologických důvodů (kap. 1.5.2), vyhověl by nejlépe obvod na Obr. 7, doplněný o startovací obvod.

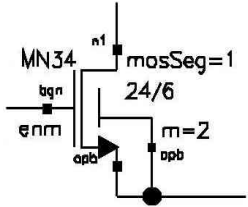
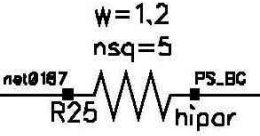
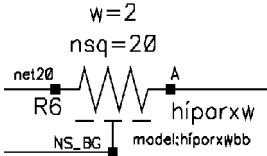
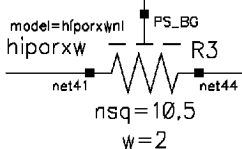
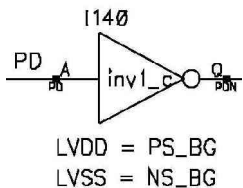
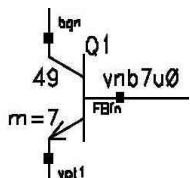
Je-li požadovaná minimální plocha a malý příkon, lze využít dvoutranzistorového provedení Brokawovy reference, viz. Obr. 10.

Gilbertova reference na Obr. 12 nabízí možnost omezení procesních vlivů za cenu větší plochy a příkonu obvodu.

Každý z těchto obvodů je možné doplnit kompenzací teplotní závislosti referenčního napětí (kap. 3). Volba metody je kompromisem mezi požadovanou teplotní stabilitou a složitostí obvodu. Nejlepšího výsledku se dosáhne metodou *eliminace nelineárního členu* (kap. 3.3). Při použití této metody je nutné obvod dostavovat, což přináší další komplikace.

5 Parametry technologie I3T50

V Následujících kapitolách jsou popsány návrhy Gilbertovy a Brokawovy reference v technologii I3T50. Některé výsledky výpočtů se mohou lišit od hodnot ke kterým se dospělo simulacemi, protože ručním výpočtem nelze postihnout tolik vlivů jako simulací.

	NMOS <table><tr><th>veličina</th><th>hodnota</th><th>jednotka</th><th>popis</th></tr><tr><td>W</td><td>24</td><td>μm</td><td>šířka tranzistoru</td></tr><tr><td>L</td><td>6</td><td>μm</td><td>délka tranzistoru</td></tr><tr><td>m</td><td>2</td><td>-</td><td>celkový počet paralelních tranzistorů</td></tr><tr><td>mosSeg</td><td>1</td><td>-</td><td>počet segmentů, nemusí souhlasit s layoutem</td></tr></table> Výsledná šířka paralelních tranzistorů je 2*24 = 48μm, délka 6μm.	veličina	hodnota	jednotka	popis	W	24	μm	šířka tranzistoru	L	6	μm	délka tranzistoru	m	2	-	celkový počet paralelních tranzistorů	mosSeg	1	-	počet segmentů, nemusí souhlasit s layoutem
veličina	hodnota	jednotka	popis																		
W	24	μm	šířka tranzistoru																		
L	6	μm	délka tranzistoru																		
m	2	-	celkový počet paralelních tranzistorů																		
mosSeg	1	-	počet segmentů, nemusí souhlasit s layoutem																		
	Rezistor materiál: polykrystalický křemík <table><tr><th>veličina</th><th>hodnota</th><th>jednotka</th><th>popis</th></tr><tr><td>W</td><td>1,2</td><td>μm</td><td>šířka</td></tr><tr><td>nsq</td><td>0</td><td>sq</td><td>počet čtverců</td></tr><tr><td>ρ_{typ}</td><td>100</td><td>Ω/sq</td><td>typická rezistivita</td></tr></table>	veličina	hodnota	jednotka	popis	W	1,2	μm	šířka	nsq	0	sq	počet čtverců	ρ _{typ}	100	Ω/sq	typická rezistivita				
veličina	hodnota	jednotka	popis																		
W	1,2	μm	šířka																		
nsq	0	sq	počet čtverců																		
ρ _{typ}	100	Ω/sq	typická rezistivita																		
	Rezistor na substrátu vodivosti P rezistivita je stejná jako u rezistoru hipor																				
	Rezistor na substrátu vodivosti N rezistivita je stejná jako u rezistoru hipor																				
	Invertor <table><tr><th>veličina</th><th>hodnota</th><th>jednotka</th><th>popis</th></tr><tr><td>LVDD</td><td>PS_BG</td><td>-</td><td>kladné napájecí napětí</td></tr><tr><td>LVSS</td><td>NS_BG</td><td>-</td><td>záporné napájecí napětí</td></tr></table>	veličina	hodnota	jednotka	popis	LVDD	PS_BG	-	kladné napájecí napětí	LVSS	NS_BG	-	záporné napájecí napětí								
veličina	hodnota	jednotka	popis																		
LVDD	PS_BG	-	kladné napájecí napětí																		
LVSS	NS_BG	-	záporné napájecí napětí																		
	Bipolární tranzistor <table><tr><th>veličina</th><th>hodnota</th><th>jednotka</th><th>popis</th></tr><tr><td>m</td><td>7</td><td>-</td><td>celkový počet paralelních tranzistorů</td></tr><tr><td>plocha</td><td>49</td><td>μm²</td><td>plocha jednoho tranzistoru</td></tr></table> Výsledná plocha tranzistorů je 7*49 = 343μm²	veličina	hodnota	jednotka	popis	m	7	-	celkový počet paralelních tranzistorů	plocha	49	μm²	plocha jednoho tranzistoru								
veličina	hodnota	jednotka	popis																		
m	7	-	celkový počet paralelních tranzistorů																		
plocha	49	μm²	plocha jednoho tranzistoru																		

Tabulka 1: Příklady součástek použitých při návrhu reference s vysvětlivkami a důležitými parametry v technologii I3T50.

Modely součástek jsou pravidelně upravovány podle změřených parametrů, proto jsou směrodatné výsledky simulací. V tabulce 1 je uveden přehled použitých součástek, jejich schématických značek a důležitých parametrů, které jsou buď převzaty z nebo zjištěny simulací. Pro zvýšení přesnosti výpočtu ostatních součástek je brán v úvahu i emisní koeficient.

6 Návrh Gilbertovy reference

Simulacemi bylo zjištěno, že Gilbertova reference podle Obr. 12 nemá příliš stabilní pracovní bod, protože snížení napětí U_{REF} (např. při náhlém zatížení obvodu) způsobí přivření tranzistoru Q_1 (Q_2 také, ale ne tak výrazné, protože jeho báze je připojená k odporovému děliči R_1 R_2), tím dojde k otevření Q_4 , Q_6 , Q_2 , Q_5 , Q_7 a dalšímu snížení U_{REF} . Další nevýhoda tohoto zapojení je použití rezistorů R_3 , R_4 a R_8 . Při stávajících hodnotách by jimi tekly proudy:

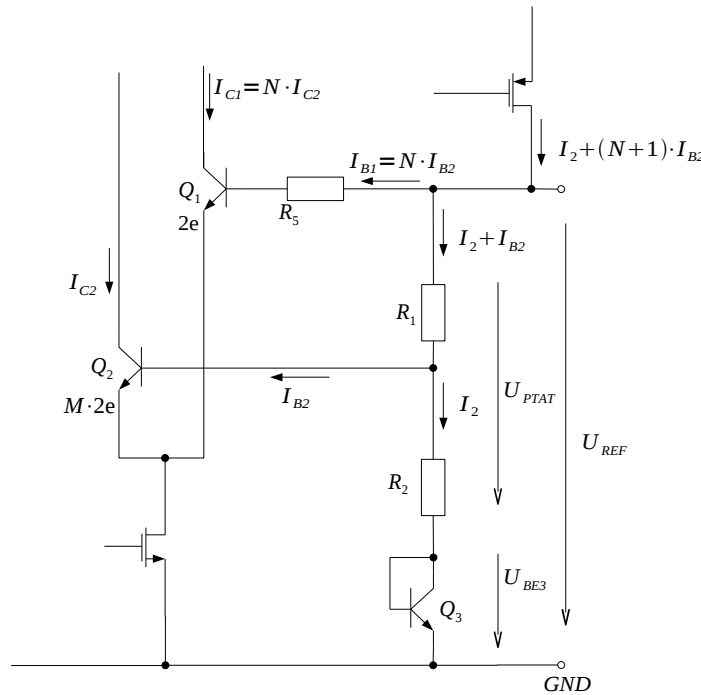
$$I_{R3} = I_{R4} = \frac{U_{BE}}{R_4} = \frac{0,6}{15000} = 40 \mu A \quad , \quad (64)$$

$$I_{R8} = \frac{(VDD - U_{REF})}{R_4} = \frac{(3,3 - 1,2)}{3600} = 583,3 \mu A \quad . \quad (65)$$

Součet těchto proudů je několikanásobně větší než celková spotřeba běžné napěťové reference. Pokud by se zvětšily hodnoty rezistorů, zvětšila by se také plocha celého obvodu. Bylo navrženo zapojení (Příloha 1), které tento nedostatek odstraňuje. Sestává ze startovacího obvodu (tranzistory $MN2$, $MN7$, $MN9$), proudového zdroje ($R3$, $MP2$) a Gilbertovy reference.

6.1 Výpočet jádra

Na Obr. 16 je zjednodušené schéma jádra Gilbertovy reference. Pro zvětšení napětí U_{PTAT} jsou zvoleny různě velké proudy i plochy tranzistorů Q_1 , Q_2 . Obvody nastavení pracovního bodu nejsou pro výpočet podstaté.



Obr. 16: Zjednodušené schéma jádra Gilbertovy reference.

Zvolené veličiny

$$I_{C2} = 11,5\mu A$$

$$I_2 = 11,5\mu A$$

$$M = 7/2$$

(Q_1 má plochu 2e, Q_2 má plochu 7e)

$$N = 3$$

Pro smyčku tvořenou Q_1, Q_2, R_1, R_5 platí

$$-U_{BE2} - (I_2 + I_{B2}) \cdot R_1 + N \cdot I_{B2} \cdot R_5 + U_{BE1} = 0 \quad (66)$$

Aby se vyloučil vliv báзовých proudů, zvolí se

$$R_5 = \frac{R_1}{N} \quad (67)$$

a (66) se zjednoduší na

$$U_{BE1} - U_{BE2} = R_1 \cdot I_2 \quad (68)$$

Dosažením vztahu (19) pro referenční teplotu a s uvážením emisního koeficientu je možné spočítat R_1 a R_5 ,

$$R_1 = \frac{n \cdot U_{tR} \cdot \ln(M \cdot N)}{I_2} = \frac{1,025 \cdot 0,0287 \cdot \ln\left(\frac{7}{2} \cdot 3\right)}{11,5 \cdot 10^{-6}} \approx 6 \text{ k}\Omega \quad (69)$$

$$R_5 = \frac{R_1}{N} = \frac{6}{3} = 2 \text{ k}\Omega \quad (70)$$

Pro výpočet R_2 je nutné určit zesílení K a K' podle postupu uvedeného v předchozích kapitolách:

$$K = \frac{U_{g0} - U_{BER} - n \cdot U_{tR}(\alpha - \gamma)}{n \cdot U_{tR}} = \frac{1,156 - 0,587 - 1,025 \cdot 0,0287 \cdot (1 - 3,2)}{1,025 \cdot 0,0287} = 21,54 \quad (71)$$

$$K' = \frac{K}{n \cdot \ln\left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}}\right)} = \frac{K}{n \cdot \ln(M \cdot N)} = \frac{21,54}{1,025 \cdot \ln\left(\frac{7}{2} \cdot 3\right)} = 8,937 \quad (72)$$

Pokud se zanedbá proud I_{B2} , bude referenční napětí

$$U_{REF} = U_{BE3} + (R_2 + R_1) \cdot I_2 = U_{BE3} + n \cdot U_{tR} \cdot \ln(M \cdot N) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (73)$$

Při porovnání (73) s (1) a (72) je zřejmé, že

$$K' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (74)$$

$$R_2 = (K' - 1) \cdot R_1 = (8,937 - 1) \cdot 6000 = 47,62 \text{ k}\Omega \quad (75)$$

Protože $R_2 \gg R_1$, bude napětí způsobené proudem I_{B2} na rezistoru R_1 zanedbatelné vůči napětí na R_2 . Vypuštění I_{B2} z rovnice (73) bylo proto oprávněné. Pokud by ale neplatil vztah (67), byl by i proud I_2 závislý na báзовých proudech a došlo by k výraznému zhoršení teplotního profilu (báзовые proudy závisí na kolektorových, které nejsou lineárně rostoucí s teplotou, protože je vytváří jednoduchý a nepřesný proudový zdroj).

6.2 Výsledky simulací

6.2.1 Stejnosměrná analýza

Výsledek simulace závislosti výstupního napětí na teplotě při typických parametrech součástek je v příloze 2. Ostatní hodnoty jsou shrnuty v tabulce 2.

veličina	hodnota	jednotka	popis
$\Delta_{\min}$	3,3	mV	Rozdíl maxima a minima závislosti výstupního napětí na teplotě pro typické hodnoty součástek.
σ	1,1221	mV	Minimální offset výstupního napětí způsobený chybou matchingu pro 1σ obvodů při Gaussově rozložení pravděpodobnosti, za předpokladu že všechny součástky jsou matchované.
$\Delta_{\max}$	47,7	mV	Maximální rozptyl výstupního napětí při $T = 333K$ způsobený tolerancí součástek a kolísání napájecího napětí v rozmezí od 2,2V do 3,6V. Matching nebo offset zesilovačů simulace nezahrnuje.

Tabulka 2: Výsledky stejnosměrné analýzy Gilbertovy reference zapojené podle přílohy 1.

Přestože byla plocha tranzistoru Q_3 pouze e (jeden tranzistor místo $100e$ doporučených v [1]), je vliv tohoto tranzistoru na výstupní napětí téměř o řád menší než vliv Q_1 . Obvod je nejcitlivější na přesnost napětí U_{PTAT} , tedy na matching Q_1 , Q_2 , R_1 a R_2 . Zvětšování plochy Q_3 nemá velký význam. Maximální rozptyl výstupního napětí Brokavovy reference (kap. 7.2) je $\Delta_{\max} = 50,5\text{mV}$ bez uvážení offsetu zesilovače. To je téměř stejná hodnota jako pro Gilbertovu referenci – viz tabulka 2. Ani z hlediska tolerance součástek nemá samostatný tranzistor významný vliv.

6.2.2 Střídavá analýza

Princip vyšetřování stability je podrobněji vysvětlen v kap. 7.1.2 na jednodušším obvodu s jednou smyčkou zpětné vazby. Gilbertova reference zapojená podle přílohy 1 má dvě smyčky zpětné vazby, pro účely simulace rozpojené porty $FBout1$, $FBin1$ a VBG , $FBin2$. Jak ukazuje výsledek simulace v příloze 3 a 4, je přenos druhé smyčky téměř 90dB, není splněna podmínka fázové bezpečnosti ani zálohy zisku a obvod je nestabilní. Během návrhu se nepodařilo najít vhodné řešení stability obvodu.

Z těchto důvodů byl vývoj obvodu zastaven.

7 Návrh Brokawovy reference

Ve srovnání s Gilbertovou referencí (kapitola 6) má Brokawova reference několik výhod, proto byl její návrh doveden až k realizaci. Simulacemi bylo zjištěno, že v technologii I3T50 závisí parametry celého obvodu především na přesnosti napětí U_{PTAT} (závisí na matchingu bipolárních tranzistorů, na přesnosti zesílení K a přesnosti poměru proudů bipolárními tranzistory, viz vztah (19)). Daleko méně se projevuje vliv napětí U_{BE} . Z tohoto důvodu ztrácí smysl samostatný tranzistor Q_3 zapojený jako dioda, viz Obr. 12. Výhodou Brokawovy reference je pouze jedna smyčka zpětné vazby s relativně menším zesílením, ve které je nutné zajistit stabilitu. To se projeví menší plochou kompenzačního kondenzátoru a snadným zajištěním stability.

Struktura jádra byla podrobně popsána v kapitole 2.2.1. V navrhovaném obvodu, jehož principiální schéma je na Obr. 17, je pro nastavení pracovního bodu tranzistorů použitý operační zesilovač v kombinaci s odpory místo proudového zrcadla. Výhodou tohoto řešení je menší úbytek napětí na odporech než na tranzistorech v proudovém zrcadle (na MOS tranzistoru zapojeném jako dioda v proudovém zrcadle je napětí $U_{dsat} + U_t$, které dosahuje velkých hodnot vzhledem k nutnosti použít tranzistory s dlouhým kanálem), takže celý obvod může pracovat při nižším napájecím napětí. Druhá výhoda je možnost proložení rezistorů v layoutu a zlepšení jejich matchingu. Stejnoseměrný offset operačního zesilovače se v tomto zapojení sčítá s napětím $U_{REF} \approx 1,2V$ a pokud by jeho typická hodnota byla 10mV, bude chyba výstupního napětí cca $\pm 0,8\%$. Existuje i varianta se vstupy OZ připojenými na emitory tranzistorů. V tomto případě by se offset OZ projevil přímo na napětí ΔU_{BE} , které může mít typickou hodnotu 60mV a chyba výstupního napětí by byla $\pm 16\%$.

Protože model NPN tranzistoru v simulátoru Spectra neobsahuje parametry závěrného proudu PN přechodem kolektor - substrát bipolárních tranzistorů v technologii I3T50, byly navrženy dva obvody, z nichž jeden obsahuje kompenzační tranzistor tohoto proudu Q_c (Obr. 17) a druhý ne. Na základě přibližného výpočtu bylo zjištěno, že v technologii I3T50 by mohl být tento proud v řádu desítek nA a nemusel by mít významný vliv, protože proudy I_{C1} a I_{C2} budou minimálně 100krát větší. V době návrhu nebyla k dispozici spolehlivá data, proto bude účelem měření ověřit vliv tohoto proudu na parametry reference.

7.1 Verze bez kompenzačního tranzistoru

Princip je naznačen na Obr. 17, celkové schéma je v příloze 5, které obsahuje jádro, obvod dostavování, podrobně rozkreslený operační zesilovač, proudový zdroj pro jeho napájení, obvod kontroly funkce a režimu snížené spotřeby.

7.1.1 Návrh jádra

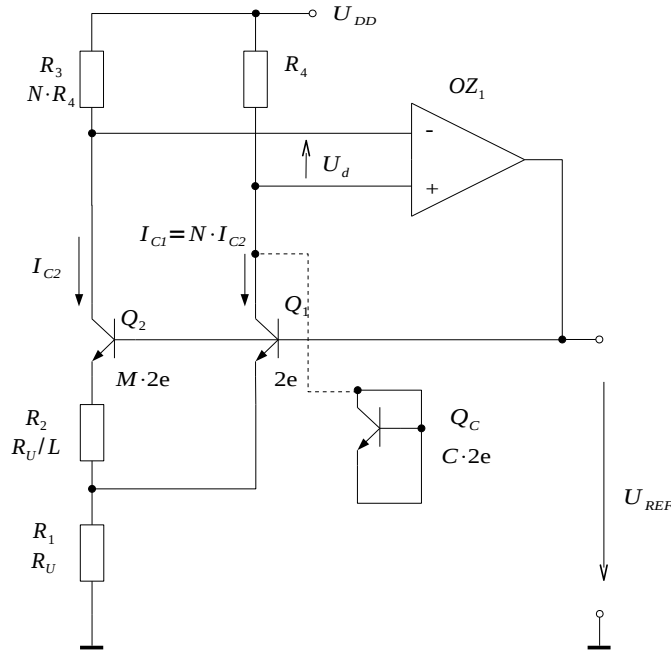
Zvolené parametry jádra (Obr. 17)

$M = 7/2$ (Q_1 má plochu $2e$, Q_2 má plochu $7e$)

$N = 3$

$I_{C2} = 11,53\mu A$ (byl zvolen tak aby R_2 bylo celé číslo a $I_{C2} > 10\mu A$, což je typická hodnota volená s ohledem na parazitní substrátové proudy)

$T_R = 333K$



Obr. 17: Principiální zapojení Brokawovy reference. Tranzistor Q_C slouží ke kompenzaci závěrného proudu přechodem kolektor-substrát a obsahuje ho pouze jedna z navrhovaných verzí.

Technologické konstanty uvádí tabulka 1.

$U_{BER} = 0,587V @ 333K, 11,5\mu A$, tranzistor vnb7u0

Výpočet důležitých parametrů obvodu je proveden pro teplotu $T_R = 333K$, podle postupu uvedeného v předchozích kapitolách:

$$U_{tR} = \frac{k T_R}{q} = \frac{13,807 \cdot 10^{-24} \cdot 333}{160,22 \cdot 10^{-21}} = 28,7 mV \quad , \quad (76)$$

$$R_2 = \frac{n \cdot U_{tR} \cdot \ln(M \cdot N)}{I_{C2}} = \frac{1,025 \cdot 0,0287 \cdot \ln\left(\frac{7}{2} \cdot 3\right)}{11,53 \cdot 10^{-6}} = 6k \Omega \quad , \quad (77)$$

$$K = \frac{U_{g0} - U_{BER} - n \cdot U_{tR}(\alpha - \gamma)}{n \cdot U_{tR}} = \frac{1,156 - 0,587 - 1,025 \cdot 0,0287 \cdot (1 - 3,2)}{1,025 \cdot 0,0287} = 21,54 \quad , (78)$$

$$K' = \frac{K}{n \cdot \ln\left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}}\right)} = \frac{K}{n \cdot \ln(M \cdot N)} = \frac{21,54}{1,025 \cdot \ln\left(\frac{7}{2} \cdot 3\right)} = 8,937 \quad . \quad (79)$$

Pro výpočet R_1 je třeba vyjádřit U_{REF} ve tvaru (1):

$$U_{REF} = U_{BE} + K U_{tR} \quad , \quad (80)$$

$$U_{REF} = U_{BE1} + R_1 \cdot (I_{C2} + N \cdot I_{C2}) = U_{BE1} + I_{C2} \cdot (R_1 + N \cdot R_1) \quad . \quad (81)$$

Vyjádřením I_{C2} z (77) a dosazením do (81) se dostane vztah

$$U_{REF} = U_{BE1} + nU_{tR} \ln(M \cdot N) \cdot \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{N \cdot R_1}{R_2} \right) . \quad (82)$$

Při porovnání s (80) a (79) je zřejmé, že

$$K = n \cdot \ln(M \cdot N) \cdot \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{N \cdot R_1}{R_2} \right) , \quad (83)$$

$$K' = \frac{R_1}{R_2} + \frac{N \cdot R_1}{R_2} , \quad (84)$$

$$R_1 = \frac{R_2 K'}{1 + N} = \frac{6000 \cdot 8,937}{1 + 3} = 13,41 \text{ k}\Omega , \quad (85)$$

$$L = \frac{R_1}{R_2} = \frac{13,41 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^3} = 2,235 , \quad (86)$$

$$U_{REF} = U_{BE} + K U_{tR} = 0,587 + 21,54 \cdot 0,0287 = 1,205 \text{ V} . \quad (87)$$

Protože na přesnosti poměru L závisí přesnost celého obvodu, je nutné zajistit kvalitní matching rezistorů R_1 a R_2 . Vzhledem k tomu, že se nepodařilo zajistit celočíselné L , je R_2 složen ze sérioparalelní kombinace rezistorů a v layoutu proložen s R_1 .

Rezistory R_3 a R_4 na Obr. 17 (podbuňka BG1A_BROKAWBG_RB1, příloha 6) je třeba zvolit tak, aby na nich byl co nejmenší úbytek napětí a obvod mohl pracovat při nízkém U_{DD} (napětí na emitorech Q_1 a Q_2 lze považovat přibližně za konstantní, snížení napětí na kolektorech způsobí přechod Q_1 a Q_2 do saturace a tím nefunkčnost jádra). Protichůdným požadavkem na R_3 a R_4 je nutnost udržet pracovní bod NMOS tranzistorů na vstupu diferenčního páru OZ_1 v saturaci. Vzhledem k tomu, že se zvyšujícím se napájecím napětím klesá U_{DS} těchto tranzistorů, je tento požadavek kritičtější. Hodnoty R_3 a R_4 byly voleny tak, aby při $U_{DD} = 3,6\text{V}$ a nejhorší kombinaci součástek platila podmínka

$$U_{DS} - U_{dsat} > 50\text{mV} . \quad (88)$$

Výsledné hodnoty jsou:

$$R_3 = 63 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 21 \text{ k}\Omega$$

Rezistory jsou složeny z jednotek $10,5\text{k}\Omega$ a v layoutu proloženy.

7.1.2 Návrh operačního zesilovače

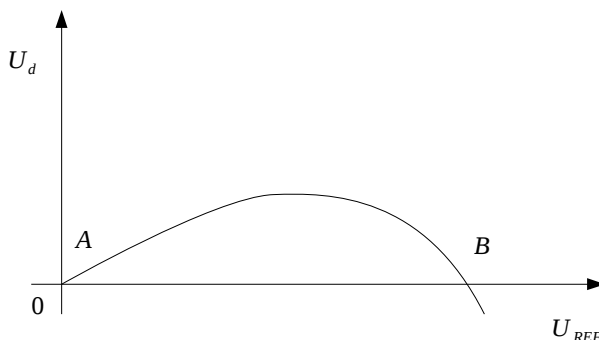
Operační zesilovač tvoří s bipolárními tranzistory zpětnovazební smyčku, která trvale udržuje nulové napětí mezi rezistory (U_d) (Obr. 17) a tím požadovaný poměr proudů $N = 3$. Jedná se o standardní jednostupňový zesilovač [12] doplněný o emitorový sledovač na výstupu ($MP0$), příloha 5. Ten zajistí dostatečné zesílení a možnost zatížení výstupu VBG proudem až $1\mu\text{A}$. Pokud by se použil dvoustupňový zesilovač, bylo by zesílení otevřené zpětnovazební smyčky příliš velké a bylo by komplikované zajistit její stabilitu.

Z hlediska přesnosti reference je velmi kritický offset zesilovače, který závisí především na dokonalém matchingu vstupního diferenčního páru ($MN34$, $MN35$) a na přesnosti proudových zrcadel zesilovače. Z tohoto důvodu jsou všechny tranzistory zdvojené, aby bylo umožněno

jejich prokládání v layoutu a mají co největší délku kanálu, protože kvalita matchingu MOS tranzistorů je přímo úměrná jejich délce [2]. U tranzistorů *MP28*, *MP29* by však příliš velká délka způsobila velký úbytek napětí a tím přechod *MN34* a *MN35* do lineárního režimu. Rozměry *MP28* a *MP29* jsou tedy kompromisem mezi přesností celého obvodu a platností podmínky (88).

Stabilita obvodu je určena kompenzačním RC článkem *R20*, *MN58*, *MN57*, který vytvoří podle [12] nulu a dominantní pól v přenosové charakteristice a zajistí tak požadovanou zálohu fáze a zisku. Průběh modulové a fázové charakteristiky je na Obr. 19.

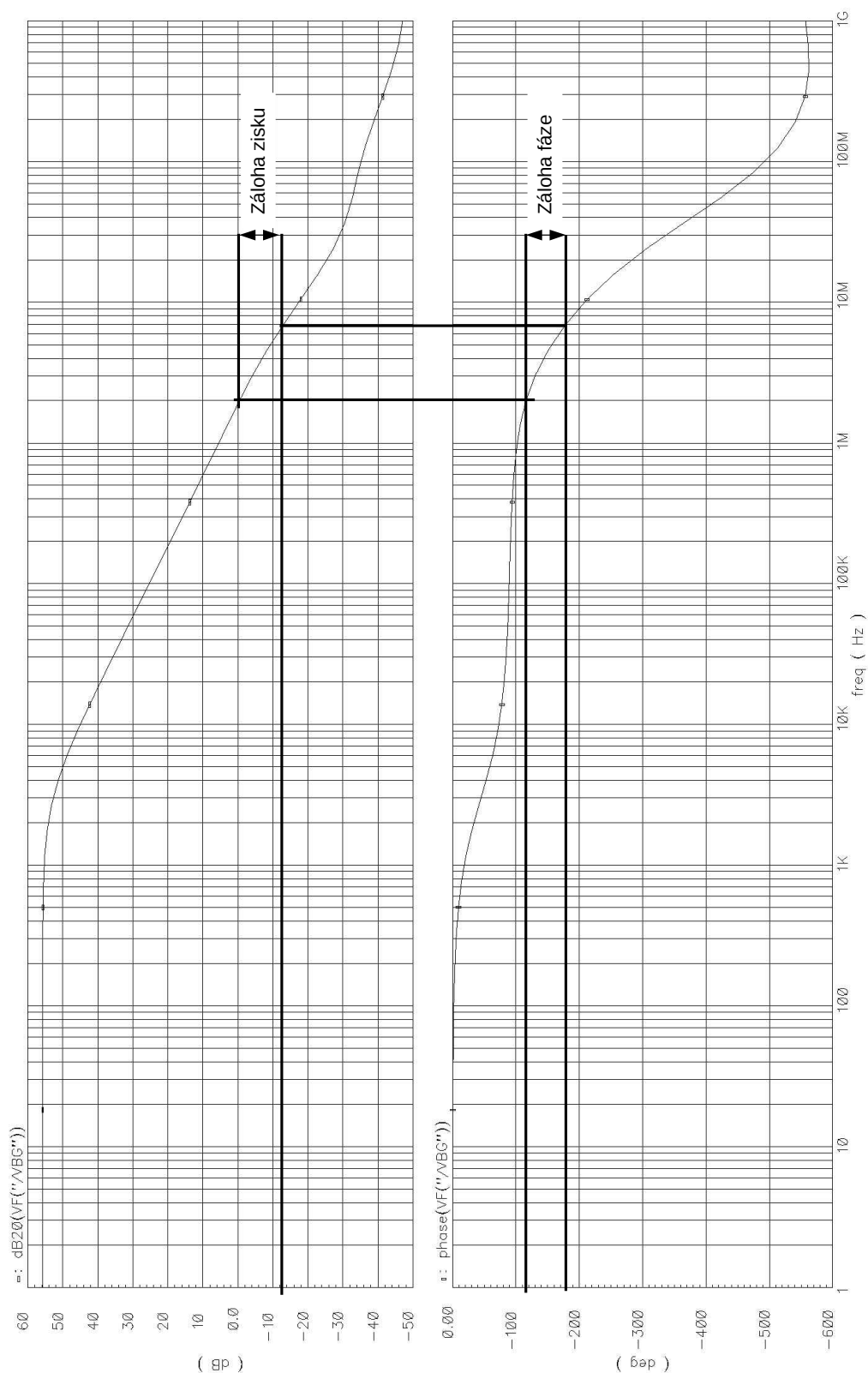
Pro vyšetření stability bylo použité simulační schéma podle příloha 9. Skládá se ze dvou kopií zkoumaného obvodu a bloku *ACKILLER*. To je v podstatě dolní propust s velmi nízkým mezním kmitočtem, na vstupu i výstupu oddělená VCVS (zdroji napětí řízenými napětím). Vstup zpětnovazební smyčky *FBin* levého obvodu je buzen zdrojem střídavého napětí (jeho druhý pól je připojen přes výstup bloku *ACKILLER*, tedy přes VCVS, na střídavou zem). Port *VBG* levé kopie reference tvoří výstup smyčky a je zatížen vstupem *FBin* pravé kopie. Tímto je simulováno zatížení portu *VBG* impedancí vstupu *FBin*, jako v případě uzavřené smyčky zpětné vazby. Současně je z *VBG* pomocí *ACKILLERu* odfiltrována stejnosměrná složka napětí, a přivedená na *FBin* levé kopie reference. Tím je dosaženo nastavení stejnosměrného pracovního bodu (uzavření smyčky). Přenosová charakteristika se potom měří na výstupu *VBG* proti napětí střídavého zdroje (pro jednoduchost má nastavenou amplitudu na 1V). Tento přístup je pohodlnější než vřazování napětíových a proudových zdrojů do smyčky zpětné vazby, jak uvádí [13], protože není třeba brát v úvahu impedanční poměry a v obecném případě provádět zvlášť simulaci s proudovým a napětíovým zdrojem.



Obr. 18: Závislost vstupního napětí operačního zesilovače na výstupním napětí. Pracovní bod A je nežádoucí, pracovní bod B odpovídá provoznímu stavu.

AMIS_0BG1A_sim_0BG1A_BROKAW_CORE_4_ac_schematic : Oct 30 10:47:28 2008

Expressions



Obr. 19: Modulová a fázová charakteristika otevřené smyčky zpětné vazby Brokawovy reference (přílohy 5), simulovaná při $U_{DD} = 3,3V$, $T = 333K$, typických parametrech součástek

7.1.3 Start obvodu

Brokawova reference má teoreticky dva pracovní body. Na Obr. 18 je vynesena závislost vstupního napětí OZ_1 U_d na výstupním napětí U_{REF} . Pokud se obvod nachází v nežádoucím pracovním bodě A, stačí nepatrně zvýšit výstupní napětí a dojde ke zvýšení U_d . To je ovšem zesíleno operačním zesilovačem a způsobí další zvětšení U_{REF} . Pracovní bod se takto přesune až do bodu B. Výstup VBG (příloha 5) je napájený z proudového zdroje tvořeného tranzistorem MP16, který po zapnutí napájení způsobí potřebné zvýšení U_{REF} . Pokud by byl offset OZ_1 záporný a působil proti startu obvodu, dojde dočasně k otevření transistoru MN55, následkem toho ke snížení napětí U_{GS} MP0 a k jeho uzavření.

Start obvodu byl s pozitivním výsledkem prověřen simulacemi pro offset operačního zesilovače $\pm 30\text{mV}$, teploty -50°C , 27°C , 170°C a všechny možné kombinace tolerancí součástek.

7.1.4 Proudový zdroj - bias

Proudový zdroj je tvořen tranzistory MN42, MN46 a rezistory R18 a BG1A_BROKAWBG_RB2 (příloha 8). Je určen pro napájení operačního zesilovače, obvodu kontroly funkce a napájení výstupu reference VBG. Velikost výstupního proudu je typicky $4,5\mu\text{A}$, ale vlivem teploty a tolerancí součástek se může měnit až o $+130\%$.

Princip zdroje je následující: Po zapnutí napájení dojde přes R18 k otevření MN46. Důsledkem toho začne přes rezistor BG1A_BROKAWBG_RB2 protékat proud, který na něm vytvoří napětí. Při překročení prahového napětí MN42 dojde k jeho částečnému otevření a snížení napětí U_{GS} MN46. To ovšem způsobí snížení napětí U_{GS} MN42 a obvod se tak dostane do stabilního pracovního bodu. Je zřejmé že velikost výstupního proudu téměř nezávisí na napájecím napětí. Závisí bohužel přímo na velikosti odporu BG1A_BROKAWBG_RB2, jehož hodnota má toleranci $\pm 20\%$. Rozměry tranzistorů MN42 a MN46 mají velký vliv na teplotní profil výstupního proudu. V tomto případě byly zvoleny tak, aby výstupní proud lineárně rostl s teplotou. Tím je možné částečně kompenzovat klesající strmost unipolárních tranzistorů s rostoucí teplotou. Vzhledem k několikanásobně větší spotřebě jádra není tento nárůst proudu kritický.

7.1.5 Dostavování

Podle worst case simulace bylo zjištěno, že maximální rozptyl výstupního napětí navrhované reference je $\Delta U_{REF} = \pm 60\text{mV}$ což je v procentech z nominální hodnoty

$$\delta = \frac{\Delta U_{REF}}{U_{REF}} = \frac{\pm 0,06}{1,205} = \pm 5\% . \quad (89)$$

Tuto chybu způsobuje tolerance součástek a je mnohem větší než chyba způsobená nelineárním průběhem teplotní závislosti napětí na diodě (U_{BE}) podle Obr. 5, která je pro Bandgap s kompenzací 1. řádu asi $0,25\%$. Jednoduchým způsobem ji nelze zmenšit, proto je nutné použít dostavování. To musí pokrýt minimální rozsah výstupního napětí $U_{REF} \in \langle 1,144; 1,265 \rangle \text{V}$ (rozsah $\pm 5\%$ z nominální hodnoty) při teplotě $T_R = 333\text{K}$. Dostavování spočívá ve změně zesílení K pomocí změny odporu R_I (Obr. 17).

Krok dostavování je volen s ohledem na minimální možnou odchylku U_{REF} od nominální hodnoty pro obecnou referenci Bandgap s kompenzací 1. řádu (Obr. 5) a také na reálné

možnosti při sériové výrobě. Zde je často požadováno nastavit obvod při jedné teplotě na základě teoretických předpokladů, protože několikanásobné proměřování celého teplotního profilu by bylo nákladné. Je tedy nutné spokojit se s menší přesností než umožňuje obvod. Bylo zvoleno 5-ti bitové digitální nastavování v binárním kódu, které má teoreticky krok

$$k = \frac{2 \cdot |\delta|}{2^N - 1} \frac{10}{2^5 - 1} = 0,32\% \quad . \quad (90)$$

Jak bude uvedeno dále, není tento krok ve skutečnosti ekvidistantní, protože je použité paralelní zapojení pevného a proměnného rezistoru.

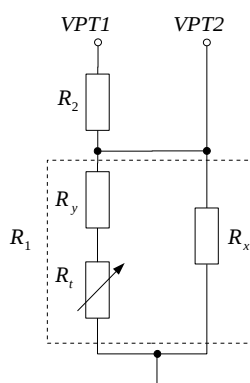
Pro rychlý návrh nastavovacího obvodu je vhodný tento postup:

Parametrickou simulací při $T_R = 333K$ se zobrazí závislost U_{REF} na R_1 a odečtou se hodnoty pro horní a dolní mez nastavování, viz Tabulka 3. Z důvodu teplotní závislosti odporu je hodnota udávaná ve čtvercích (sq).

U_{REF}	R_1
V	sq
1,265	14,55
1,144	11,81

Tabulka 3: Odečtené hodnoty R_1 pro mezní hodnoty U_{REF} při nastavování Brokawovy reference.

Protože se odpor R_1 mění jen v rozsahu 2,74sq, je nutné použít paralelní zapojení podle Obr. 20, podrobně rozkreslené v příloze 7, které omezí vliv spínacích tranzistorů a umožní použít větší hodnoty odporů. Pro kvalitní matching by měla být délka odporu větší než 10 μm .



Obr. 20: Zjednodušené schéma nastavovacího obvodu Brokawovy reference. Jeho topologie je shodná s přílohou 7, kde je podrobně rozkreslený

Rezistor R_t se skládá z vah o hodnotách {1,2,4,8,16} sq, které jsou zkratovávány tranzistory. Takto je možné měnit R_t v rozsahu přibližně od 30 Ω kdy jsou všechny tranzistory sepnuté do 33sq při rozepnutých tranzistorech.

Výpočet rezistorů R_y a R_x

Pro dolní a horní mez nastavování musí platit soustava rovnic

$$R_{1d} = \frac{R_y \cdot (R_x + R_{td})}{R_y + R_x + R_{th}}$$

$$R_{1h} = \frac{R_y \cdot (R_x + R_{th})}{R_y + R_x + R_{th}} \quad (91)$$

$$11,81 = \frac{R_y \cdot (R_x + 0,3)}{R_y + R_x + 0,3}$$

$$14,55 = \frac{R_y \cdot (R_x + 31)}{R_y + R_x + 31} \quad (92)$$

$$R_x = 30,84 \text{ sq}$$

$$R_y = 19,03 \text{ sq}$$

Ve skutečném zapojení v příloze 7 byly použity hodnoty $R_y = 18,95 \text{ sq}$ a $R_x = 30,4 \text{ sq}$. Invertory řazené před spínací tranzistory oddělují signálové vodiče od hradel spínacích tranzistorů a průběhem své převodní charakteristiky potlačí rušení, které by se bez jejich použití mohlo indukovat přímo do tranzistorů.

7.1.6 Obvod kontroly funkce

Protože náběh výstupního napětí trvá určitou dobu (zvláště po rychlém přechodu z režimu snížené spotřeby), je požadováno signalizovat správnou funkci reference signálem *VBG_COMP* viz příloha 5. Je-li *VBG_COMP* = 0V, referenční napětí nemá správnou velikost, při *VBG_COMP* > 0,8 *PS_BG* pracuje reference správně (*PS_BG* = U_{DD}). Informace o stavu reference je snímána z hradla tranzistoru *MN39*. Pokud se pracovní bod regulační smyčky tvořené operačním zesilovačem a bipolárními tranzistorem jádra blíží do bodu B (Obr. 18) začíná se uplatňovat regulace zabráňující dalšímu růstu U_{REF} . To je provedeno otevřením *MP0*, tím pádem otevřením *MN39*, tedy zvýšením napětí na jeho hradle. To současně způsobí otevření *MN27*, *MN28* a následně *MP19*, který připojí *VBG_COMP* téměř na potenciál *PS_BG* (vzhledem k velkému odporu *R23*). Kondenzátor *MP41* slouží k filtraci zákmitů, které by se mohly objevit v signálu *VBG_COMP*.

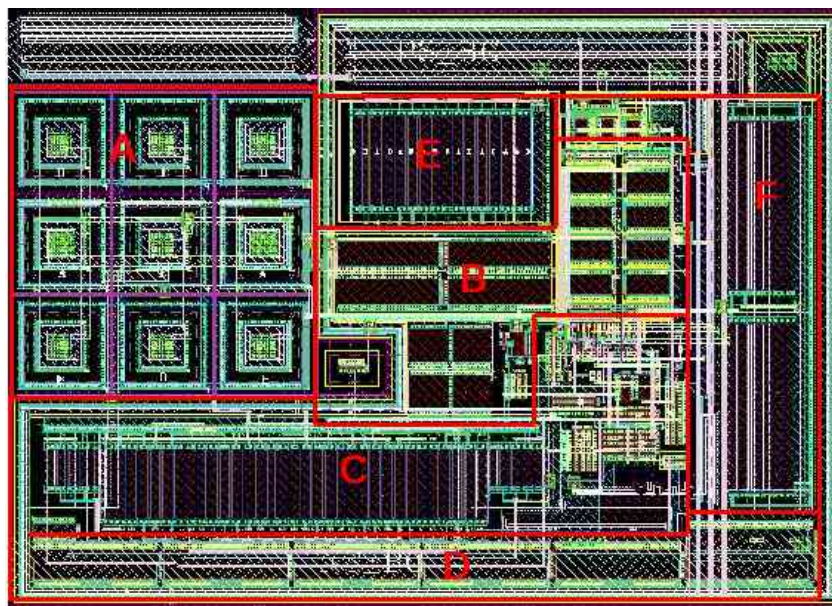
7.1.7 Režim snížené spotřeby

Na každý sériově vyráběný čip jsou kladeny přísné nároky z hlediska spotřeby elektrické energie. Proto je většina obvodů vybavena digitálním vstupem *PD* (power down) pomocí kterého lze snížit jejich spotřebu téměř na nulu i při zapnutém napájení U_{DD} . V Brokawově referenci viz příloha 5 dojde při aktivování tohoto režimu (*PD* = log.1) k vypnutí proudového zdroje pomocí tranzistorů *MP27* a *MN48*, k připojení všech hradel proudových zrcadel s NMOS tranzistorem k zemi (*NS_BG*) a všech proudových zrcadel s PMOS tranzistorem k potenciálu *PS_BG*. Rovněž báze bipolárních tranzistorů jádra jsou připojeny k *NS_BG* aby nezůstaly plovoucí.

Obecně platí zásada, že nesmí zůstat plovoucí žádné hradlo nebo báze tranzistoru, který by se mohl otevřít vlivem rušení a způsobit zvýšení spotřeby. Funkčnost byla prověřena programem *AMIS powerdown checker*. Program nenalezl žádnou proudovou cestu.

7.1.8 Layout

Layout reference s vyznačenými důležitými bloky je na Obr. 21. Prioritou je především malá plocha a využití i míst pod napájecími vodiči PS_BG a NS_BG pro méně kritické součástky. K většině důležitých vodičů jsou připojeny plošky vyvedené do nejvyšší vrstvy metalizace ($M4$), které umožní měření uvnitř obvodu pomocí sond. Aby bylo možné obvod použít i v projektech s třemi vrstvami metalizace, není vrstva $M4$ použita pro žádný vodič. Rozměry obvodu jsou $x = 200\mu\text{m}$, $y = 145\mu\text{m}$, (standardní profil *low 140*), $S = 0,03\text{mm}^2$.



Obr. 21: Ilustrativní obrázek Layoutu Brokavovy reference bez kompenzačního tranzistoru. A - tranzistory Q_1 , Q_2 ; B - operační zesilovač; C - nastavování; D - kompenzační kondenzátor; E - R_3 , R_4 ; F - proudový zdroj. Rozměry: $x = 200\mu\text{m}$, $y = 145\mu\text{m}$

7.2 Verze s kompenzačním tranzistorem

Schéma obvodu je uvedeno v příloze 11. Kromě jádra, a drobných změn v hodnotách některých součástek je stejné jako pro verzi bez kompenzačního tranzistoru popsané v kapitole 7.1, proto v této kapitole bude popsán pouze návrh jádra a obvodu nastavování.

7.2.1 Návrh jádra

Zvolené parametry jádra (Obr. 17)

$$M = 3/2 \quad (Q_1 \text{ má plochu } 2e, Q_2 \text{ má plochu } 3e)$$

$$N = 2$$

$$I_{C2} = 11,53\mu\text{A} \quad (\text{byl zvolen tak aby } R_2 \text{ bylo celé číslo a } I_{C2} > 10\mu\text{A}, \text{ což je typická hodnota volená s ohledem na parazitní substrátové proudy})$$

Technologické parametry (stejně jako v předchozím výpočtu)

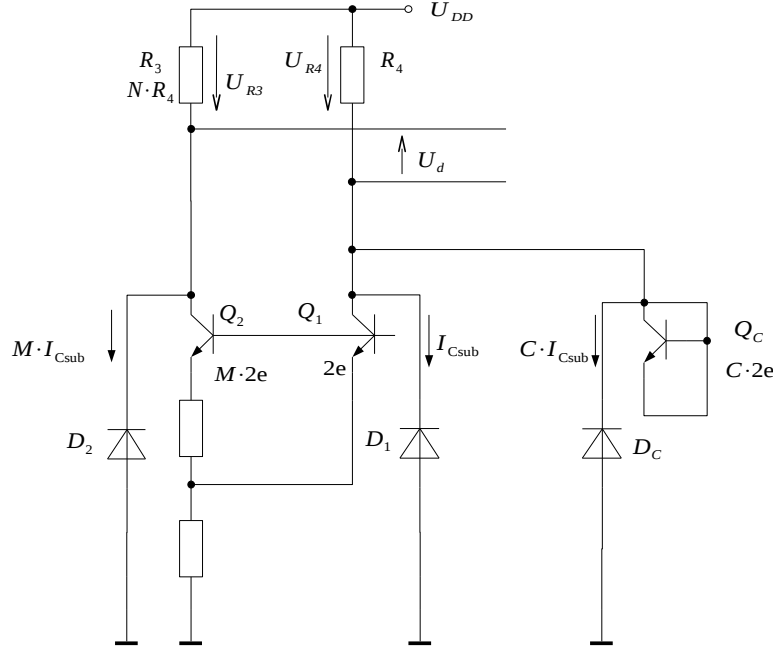
$$U_{g0} = 1,156\text{V}$$

$$n = 1,025$$

$$U_{BER} = 0,587V @ 333K, 11,5\mu A$$

$$T_R = 333K$$

Plochu kompenzačního tranzistoru Q_C je třeba navrhnout tak, aby parazitní proudy I_{CSub} způsobily stejný úbytek napětí na rezistorech R_3 i R_4 a neovlivnily tak rozdílové napětí U_d . Lepší představu o problému lze získat z Obr. 22, kde jsou pro jednoduchost brány v úvahu pouze parazitní proudy. Napětí U_{R3} a U_{R4} je v této úvaze způsobeno jen proudy I_{CSub} .



Obr. 22: Náhradní schéma jádra Brokawovy reference se substrátovými diodami bipolárních tranzistorů D_1 D_2 a D_C .

V podstatě jde o aplikaci principu superpozice.

Požaduje se aby platilo

$$U_{R3} = U_{R4} \quad , \quad (93)$$

kde

$$U_{R3} = R_3 \cdot M \cdot I_{CSub} = N \cdot M \cdot I_{CSub} \cdot R_4 \quad , \quad (94)$$

$$U_{R4} = I_{CSub} \cdot R_4 + C \cdot I_{CSub} \cdot R_4 \quad , \quad (95)$$

Dosazením (95) a (94) do (93) a vyjádřením C se získá vztah

$$C = N \cdot M - 1 \quad . \quad (96)$$

Pro navrhovaný obvod je hodnota C

$$C = \frac{2 \cdot 3}{2} - 1 = 2 \quad . \quad (97)$$

Tranzistor Q_C musí mít tedy dvojnásobnou plochu než Q_1 . Protože Q_1 má plochu $2e$, bude plocha Q_C

$$C \cdot 2e = 2 \cdot 2e = 4e \quad . \quad (98)$$

Z tohoto výsledku je zřejmé, že plocha kompenzačního tranzistoru významně ovlivňuje plochu celého obvodu. Pokud by byl použitý poměr $M = 7/2$ a $N = 3$, jako v předchozím návrhu, spotřebovala by se pro kompenzaci plocha $19e$, která je srovnatelná s plochou celé reference.

Další parametry obvodu jsou spočteny podle stejného postupu jako v předchozí podkapitole:

$$R_v = \frac{n \cdot U_{tR} \cdot \ln(M \cdot N)}{I_{C2}} = \frac{1,025 \cdot 0,0287 \cdot \ln\left(\frac{3}{2} \cdot 2\right)}{11 \cdot 10^{-6}} \simeq 3k \Omega \quad , \quad (99)$$

$$K = \frac{U_{g0} - U_{BER} - n \cdot U_{tR}(\alpha - \gamma)}{n \cdot U_{tR}} = \frac{1,156 - 0,587 - 1,025 \cdot 0,0287 \cdot (1 - 3,2)}{1,025 \cdot 0,0287} = 21,54 \quad , \quad (100)$$

$$K' = \frac{K}{n \cdot \ln\left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}}\right)} = \frac{K}{n \cdot \ln(M \cdot N)} = \frac{21,54}{1,025 \cdot \ln\left(\frac{3}{2} \cdot 2\right)} = 19,13 \quad , \quad (101)$$

$$R_1 = \frac{R_2 K'}{1 + N} = \frac{3000 \cdot 19,13}{1 + 2} = 19,13 k \Omega \quad , \quad (102)$$

$$U_{REF} = U_{BE} + K U_{tR} = 0,587 + 21,54 \cdot 0,0287 = 1,205 V \quad . \quad (103)$$

7.2.2 Dostavování

Jako v předchozím návrhu v kap. 7.1.5, je i tento obvod vybavený 5-ti bitovým dostavováním. To musí pokrýt rozsah výstupního napětí v intervalu $U_{REF} \in \langle 1,127; 1,283 \rangle V$ při teplotě $T_R = 333K$. Záměrně je zvolený rozsah $\pm 6,5\%$, který umožní větší volnost při návrhu rezistorů při splnění minimálního rozsahu $\pm 5\%$. Parametrickou simulací pro $\pm 6,5\%$ výstupního napětí VBG bylo zjištěno, že rezistor R_1 se musí měnit v rozsahu $U_{REF} \in \langle 16,84; 21,7 \rangle sq$.

Výpočet rezistorů R_y a R_x (Obr. 20)

Odporová jednotka je v této verzi $R_u = 4,5sq$, $w = 2,3\mu m$. Z toho plyne viz příloha 13, že

$$R_{th} = \frac{4,5}{4} + \frac{4,5}{2} + 4,5 + 2 \cdot 4,5 + 4 \cdot 4,5 = 34,88 sq \quad . \quad (104)$$

Pro horní a dolní mez dostavování musí platit soustava rovnic

$$\begin{aligned} R_{1d} &= \frac{R_y \cdot (R_x + R_{td})}{R_y + R_x + R_{th}} \quad , \\ R_{1h} &= \frac{R_y \cdot (R_x + R_{th})}{R_y + R_x + R_{th}} \quad , \end{aligned} \quad (105)$$

$$\begin{aligned} 16,84 &= \frac{R_y \cdot (R_x + 0,3)}{R_y + R_x + 0,3} \quad , \\ 21,70 &= \frac{R_y \cdot (R_x + 34,88)}{R_y + R_x + 34,88} \quad , \end{aligned} \quad (106)$$

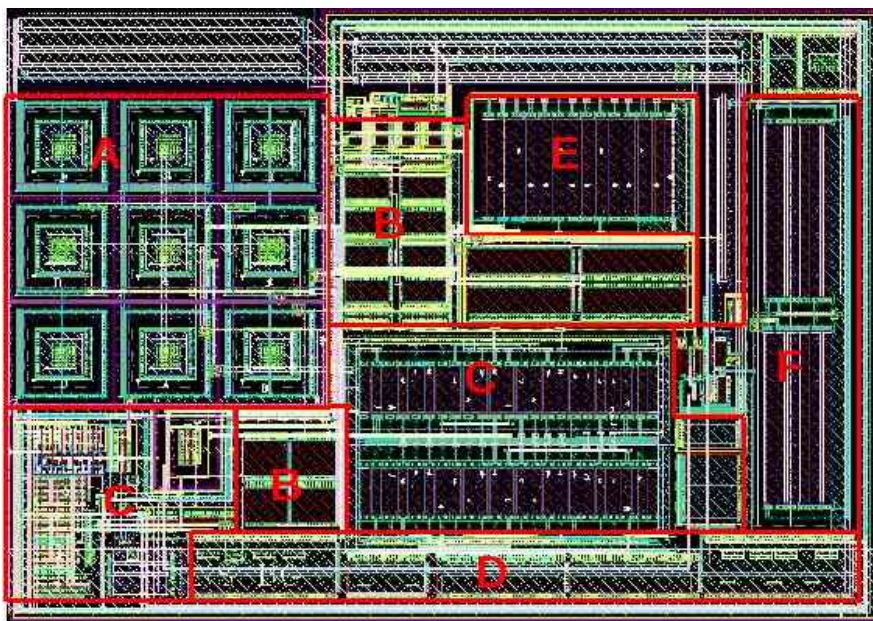
$$R_x = 34,81 \text{ sq}$$

$$R_y = 32,37 \text{ sq}$$

Ve skutečném zapojení v příloze 13 byly z důvodu zjednodušení použity hodnoty $R_y = 30,38 \text{ sq}$ a $R_x = 38,25 \text{ sq}$, což odpovídá rozsahu +5,9%, -6,1% (zjištěno simulací).

7.2.3 Layout

Na Obr. 23 je zmenšený layout reference s vyznačenou polohou významných bloků. Rozmístění bloků je téměř stejné jako pro verzi bez kompenzačního tranzistoru. V obvodu nastavování (C) je větší počet rezistorů než v předchozí verzi, proto je rezistorová banka rozdělena na dvě řady za účelem omezení procesních vlivů.



Obr. 23: Ilustrativní obrázek Layoutu Brokawovy reference, verze s kompenzačním tranzistorem. A - tranzistory Q_1 , Q_2 , Q_C ; B - operační zesilovač; C - nastavování; D - kompenzační kondenzátor; E - R_3 , R_4 ; F - proudový zdroj. Rozměry: $x = 204,8 \mu\text{m}$, $y = 145 \mu\text{m}$

8 Shrnutí výsledků simulací

Obě Brokawovy reference mají velmi podobné vlastnosti, jak ukazuje tabulka 4, takže bude záležet jak moc se uplatní vliv parazitních proudů bipolárních tranzistorů I_{CSub} . Pokud bude jejich vliv zanedbatelný, lze očekávat lepší parametry u reference bez kompenzačních tranzistorů z důvodu menšího offsetu způsobeného matchingem.

Typická hodnota nastavovacího kódu je u obou verzí 01100b (BG_TRIM <4> ... BG_TRIM <0>). Zvyšováním čísla se zvyšuje výstupní napětí a naopak.

veličina	verze Brokawovy reference		Gilbertova reference	jednotka	popis
	bez kompenzačních tranzistorů	s kompenzačními tranzistory			
Δ_{min}	2,2	2,1	3,3	mV	Rozdíl maxima a minima závislosti výstupního napětí na teplotě pro typické hodnoty součástek.
σ	2,071	2,948	1,122	mV	Offset výstupního napětí způsobený chybou matchingu pro 1σ obvodů při Gaussově rozložení pravděpodobnosti, za předpokladu že všechny součástky jsou matchované.
Δ_{max1}	92,95	106,27	-	mV	Maximální rozptyl výstupního napětí při $T=333K$ způsobený tolerancí součástek a kolísání napájecího napětí v rozmezí od 2,2V do 3,6V. Offset operačního zesilovače byl modelován $\pm 20mV$
Δ_{max2}	50,5	55,3	47,7	mV	Maximální rozptyl výstupního napětí při $T=333K$ způsobený tolerancí součástek a kolísání napájecího napětí v rozmezí od 2,2V do 3,6V. Offset operačního zesilovače byl zanedbán
UDD_{min}	2,2	2,2	2,2	V	Minimální napájecí napětí nutné pro funkci
UDD_{max}	3,6	3,6	3,6	V	Maximální napájecí napětí
I_{typ}	66	62	95*	μA	Typická spotřeba proudu při $T = 300K$
I_{max}	130	120	-	μA	Maximální spotřeba při nejhorší kombinaci tolerancí součástek, teploty a napájecího napětí
K_{min}	-11,06	-10,39	-	dB	Minimální záloha zisku otevřené smyčky zpětné vazby
α_{min}	58,09	58,27	-	°	Minimální záloha fáze otevřené smyčky zpětné vazby
$\Delta U_{TRIMmin}$	0,2	0,25	-	%	Minimální krok nastavování při $T = 333K$ a typických hodnotách součástek
$\Delta U_{TRIMmax}$	0,53	0,56	-	%	Maximální krok nastavování při $T = 333K$ a typických hodnotách součástek. Změna kroku vyplývá ze zapojení obvodu.
$U_{TRIMmin}$	1,1375	1,1326	-	V	Výstupní napětí při nastavovacím kódu 00000b, $T = 333K$, typických hodnotách součástek, $UDD = 3,3V$
$U_{TRIMmax}$	1,2652	1,2774	-	V	Výstupní napětí při nastavovacím kódu 11111b, $T = 333K$, typických hodnotách součástek, $UDD = 3,3V$
U_{REF}	1,2020	1,2031	1,2019	V	Výstupní napětí při nastavovacím kódu 01100b, $T = 333K$, typických hodnotách součástek, $UDD = 3,3V$

Tabulka 4: Výsledky simulací Brokawových a Gilbertovy reference. Chybějící hodnoty nebyly zjištěny z důvodu zastavení vývoje

* předpokládaná hodnota po snížení spotřeby startovacího obvodu z $36\mu A$ na $10\mu A$

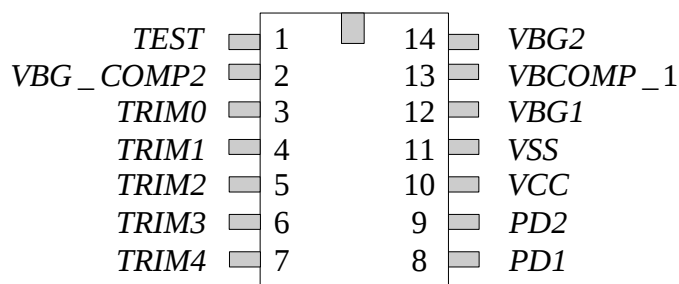
Gilbertova reference vyniká výrazně menším offsetem výstupního napětí způsobeným chybou matchingu, protože napěťové poměry dovolují použít delší tranzistory v proudových zrcadlech, především ve zdroji *PTAT* napětí. Citlivost na tolerance součástek je přibližně stejná jako u Brokawových referencí. Nevýhodami jsou větší spotřeba, horší teplotní profil a především obtížné zajištění stability.

9 Testovací čip

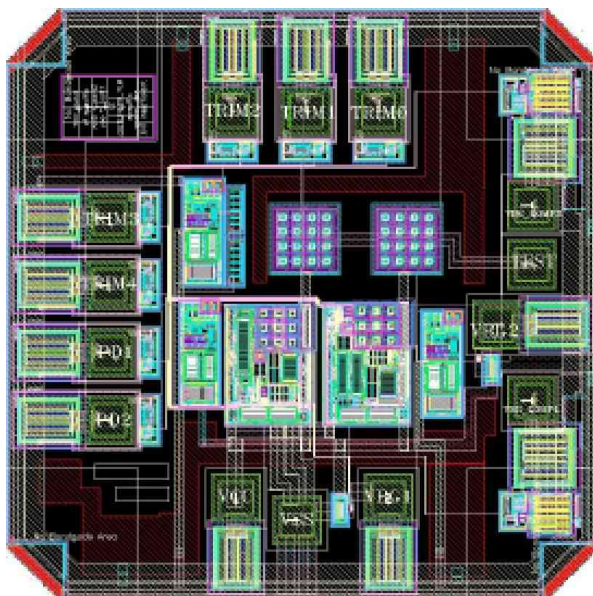
Na základě výsledků simulací uvedených v předchozích kapitolách byla pro realizaci vybrána Brokawova reference ve verzi s i bez kompenzačních tranzistorů. Pro snadné měření byl navržen testovací čip jehož schéma je uvedeno v příloze 16. Aby se ušetřil počet vývodů pouzdra, mají obě reference společné napájení, zem a digitální vstupy pro nastavování. Výstupy jsou oddělené. Pomocí vstupů *PD* je možné každý obvod samostatně uvést do režimu snížené spotřeby. Kromě referencí obsahuje také pole 32 bipolárních tranzistorů (*Q0*), se zkratovanými elektrodami vyvedenými na pin *TEST* a buňky *RD4Y_DUMMY_x* se zásobou součástek, které by mohly být použity při změně zapojení v případě nefunkčnosti referencí (při výrobě další verze čipu je mnohem levnější realizovat změny zapojení jen změnou metalizace, protože výroba difuzí se skládá z mnoha procesů pro které je nutné vytvářet litografické masky). Minimální rozměry čipu jsou dané technologickými požadavky na pouzdření, takže je výhodné prázdné místo takto vyplnit. Všechny vstupy a výstupy jsou chráněny proti statické elektřině standardními ochranami pro tuto technologii. Logické výstupy navíc obsahují oddělovací zesilovače. Jediný nechráněný vstup je *TEST*, protože se zde předpokládá měření proudu řádově 100nA a jakýkoliv ochranný prvek by vnášel velkou chybu svým vlastním svodovým proudem. Přehled některých parametrů, které je vhodné znát před měřením je uvedený v tabulce 5, zapojení pouzdra uvádí Obr. 24 a layout Obr. 25.

Rozsah napájecího napětí	2,2-3,6	V
Maximální zatížení výstupů VBG1, VBG2	1	μA
Spotřeba při t=27°C	130	μA
Spotřeba při t=27°C, obě reference v režimu snížené spotřeby	1	μA
Typický kód nastavování (TRIM0 =LSB, 1 je úroveň H)	01100	
Plocha	0,99	mm ²
Pouzdro	DIL 14	
Aktivace režimu snížené spotřeby	PDx=1	

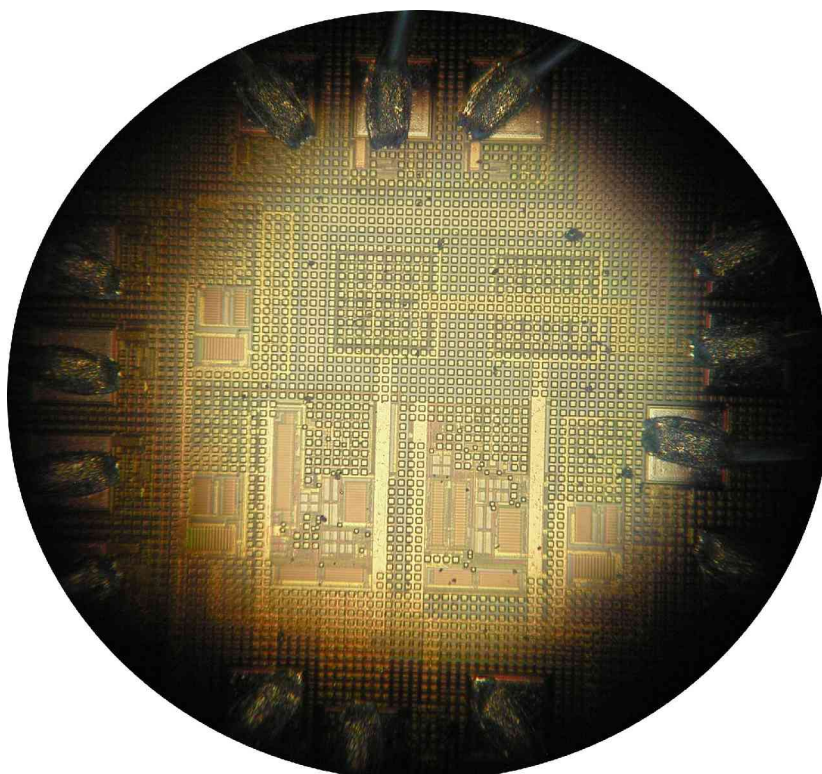
Tabulka 5: Základní parametry čipu



Obr. 24: Zapojení vývodů pouzdra testovacího čipu.



Obr. 25: Ilustrativní obrázek Layoutu testovacího čipu. Obsahuje Brokawovy reference (uprostřed dole), pole 32 bipolárních tranzistorů (uprostřed nahoře), vstupní a výstupní bloky s ochranami proti statické elektřině (po stranách). Rozměry: $x = 994\mu\text{m}$, $y = 994\mu\text{m}$



Obr. 26: Fotografie vyrobeného testčipu ve stejné orientaci jako na obr. 25. Viditelné jsou pouze matchované součástky nad kterými je zakázána generace redundantní metalizace (čtverečky vodiče rozmístěné téměř po celé ploše čipu z technologických důvodů).

10 Měření vzorků

Bylo vyrobeno celkem 20 testovacích čipů u kterých byly měřeny tyto parametry:

- závislost výstupních napětí na napájecím napětí (0V - 4V), dostavovacím kódu (0 - 31) a teplotě v rozmezí od -50°C do 200°C (stejnoseměrné charakteristiky)
- průběhy výstupních napětí při zapnutí obvodu pomocí vstupů PD a při zapnutí napájení
- zatěžovací charakteristiky
- závěrný proud přechodem kolektor-substrát bipolárních tranzistorů

10.1 Statistické vyhodnocení procesního vlivu na výstupní napětí

Cílem této podkapitoly je spočítat směrodatné odchylky výstupních napětí VBG1, VBG2 a intervaly spolehlivosti středních hodnot výstupních napětí. Protože je k dispozici pouze 20 vzorků a není známá směrodatná odchylka výstupního napětí, je použito studentovo rozdělení [14] [15]. Výsledky jsou uspořádány do tabulky 6 a porovnány se simulací, změřené hodnoty jsou uloženy v souboru 1.

Příklad výpočtu intervalu spolehlivosti střední hodnoty napětí VBG2 pro pravděpodobnost odpovídající $\sigma_n = 3$ normovaného Gaussova rozložení pro vzorky 1 - 20, při $U_{DD} = 3,3V$ a dostavovacím kódu 14 (výpočet je proveden v souboru 1):

Pravděpodobnost odpovídající směrodatné odchylce $\sigma_n = 3$ normovaného Gaussova rozdělení je vypočtena v programu Gnumeric spreadsheet podle vzorce

$$P = \text{normsdist}(\sigma_n) - (1 - \text{normsdist}(\sigma_n)) = 0,99730 \quad , \quad (107)$$

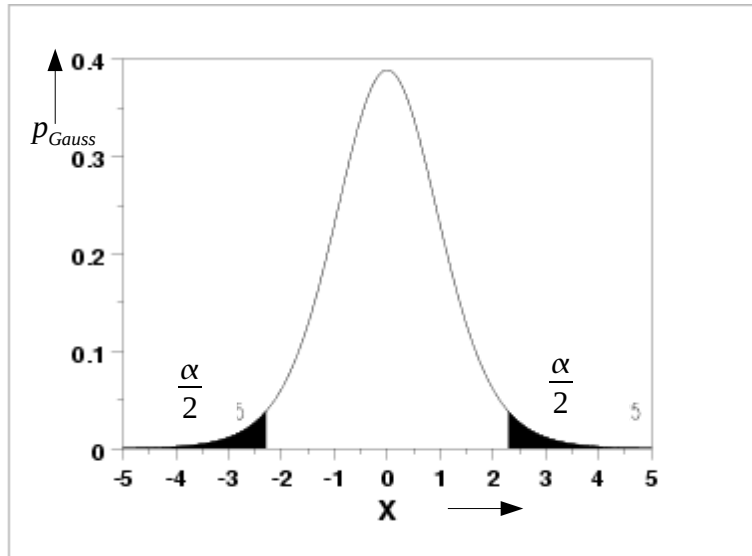
protože funkce *normsdist()* je jednostranná - počítá plochu pod Gaussovou křivkou v intervalu $<-\infty; x>$ a interval spolehlivosti je v tomto případě oboustranný, viz Obr. 27.

Hodnota Studentova rozdělení pro $n-1 = 20-1 = 19$ stupňů volnosti (změřeno $n = 20$ vzorků) je vypočtena funkcí

$$t_{\frac{\alpha}{2}} = \text{tinv}(\alpha; n-1) = \text{tinv}(0,00270; 20-1) = 3,4472 \quad (108)$$

kde $\alpha = 1-P$ je plocha pod křivkou hustoty pravděpodobnosti Studentova rozdělení vně věrohodnostního intervalu. Funkce *tinv()* je oboustranná, proto je její první argument α a ne

$\frac{\alpha}{2}$, viz obr. 27.



Obr. 27: Graf hustoty pravděpodobnosti Gaussova rozdělení. Vyčerněná oblast vně věrohodnostního intervalu má plochu α , $\sigma_n = 2,3$.

Směrodatná odchylka výběru vypočtená funkcí *stdev()*, definovaná jako

$$\bar{s} = \sqrt{\left(\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \right)} = 2,50 \text{ mV} , \quad (109)$$

kde výběrový průměr

$$\bar{x} = \text{average}(N386 : AG386) = 1,20265 \text{ V} . \quad (110)$$

a počet vzorků $N = 20$.

Hranice intervalu spolehlivosti jsou podle [14]

$$\mu_1 = \bar{x} - t_{\frac{\alpha}{2}; n-1} \cdot \frac{s}{\sqrt{(n)}} = 1,20265 - \frac{3,4472 \cdot 0,00250}{\sqrt{20}} = 1,20072 \text{ V} , \quad (111)$$

$$\mu_2 = \bar{x} + t_{\frac{\alpha}{2}; n-1} \cdot \frac{s}{\sqrt{(n)}} = 1,20265 + \frac{3,4472 \cdot 0,00250}{\sqrt{20}} = 1,20457 \text{ V} , \quad (112)$$

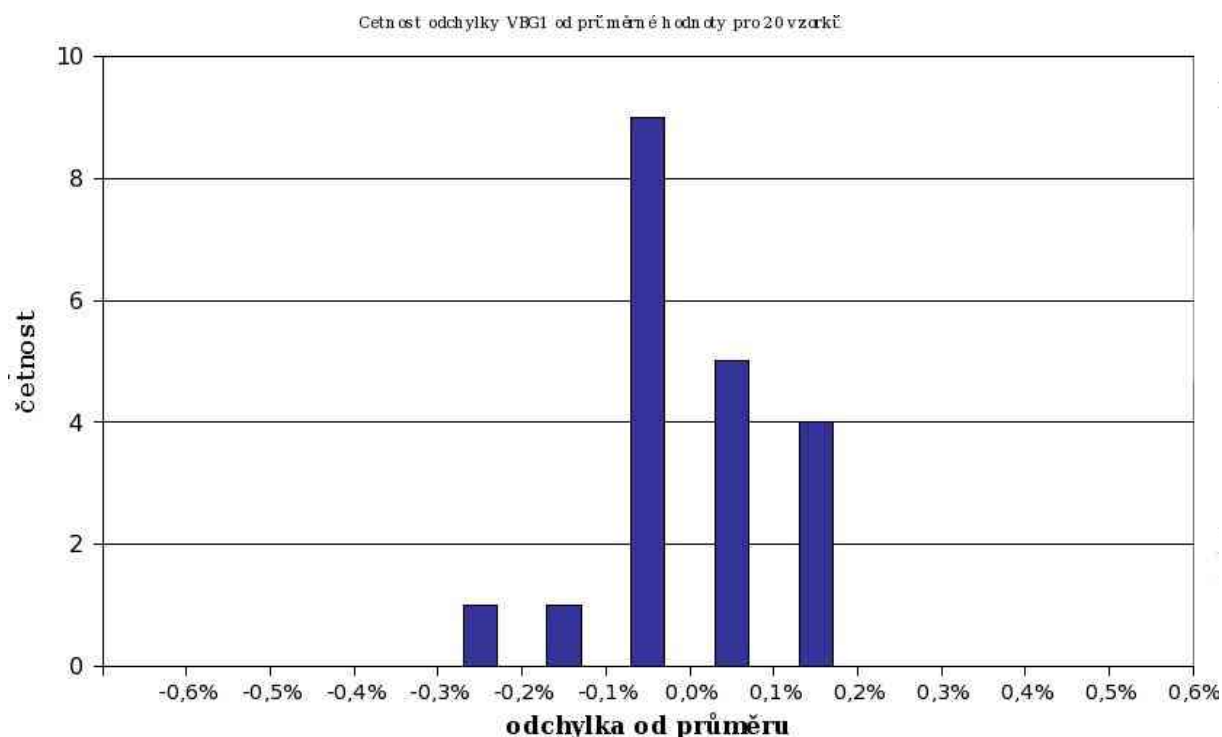
Střední hodnota výstupního napětí pro kód 14 a napájecí napětí 3,3V bude s pravděpodobností 99,73% ležet v intervalu $<1,20072 ; 1,20457> \text{V}$.

Histogramy četnosti relativních odchylek napětí *VBG1* a *VBG2* od průměrných hodnot pro 20 vzorků jsou na obr. 28 - 31. Na první pohled je zřejmé že napětí *VBG1* má menší směrodatnou odchylku než *VBG2*. Potvrdil se tak předpoklad v kap. 1.5.1 a výsledek simulace v kap. 8, kde zvětšením poměru proudových hustot ve zdroji *PTAT* napětí leze dosáhnout větší přesnosti obvodu. Srovnáním číselných hodnot v tabulce 6 je vidět, že změřená směrodatná odchylka *VBG1* je mnohem menší než simulovaná.

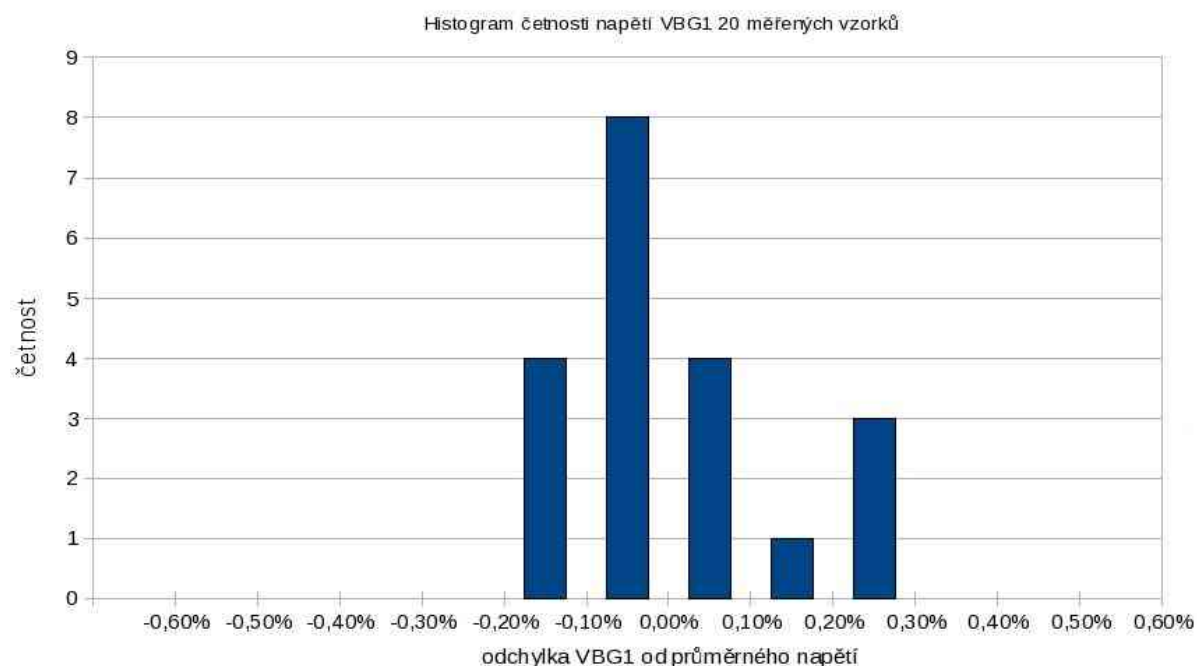
VBG	teplota	měř./sim.	kód	$\mu_1 - \mu_2$	μ_1	μ_2	s	6s
-	°C	-	-	mV	V	V	mV	mV
1	27	S	12	-	-	-	2,07	12,43
	27	M	15	1,95904	1,20011	1,20207	1,27	7,63
	180	M	15	2,12996	1,20499	1,20712	1,38	8,29
2	27	S	12	-	-	-	2,95	17,69
	27	M	14	3,84873	1,20072	1,20457	2,50	14,98
	180	M	14	3,75202	1,20057	1,20432	2,43	14,6

VBG	teplota	měř./sim.	kód	MIN	MAX	průměr	δ^-	δ^+
-	°C	-	-	V	V	V	%	%
1	27	S	12	-	-	1,20200	-	-
	27	M	15	1,19850	1,20314	1,20109	-0,22	0,17
	180	M	15	1,20412	1,20876	1,20606	-0,19	0,27
2	27	S	12	-	-	1,20310	-	-
	27	M	14	1,19675	1,20632	1,20265	-0,49	0,31
	180	M	14	1,19718	1,20704	1,20244	-0,53	0,46

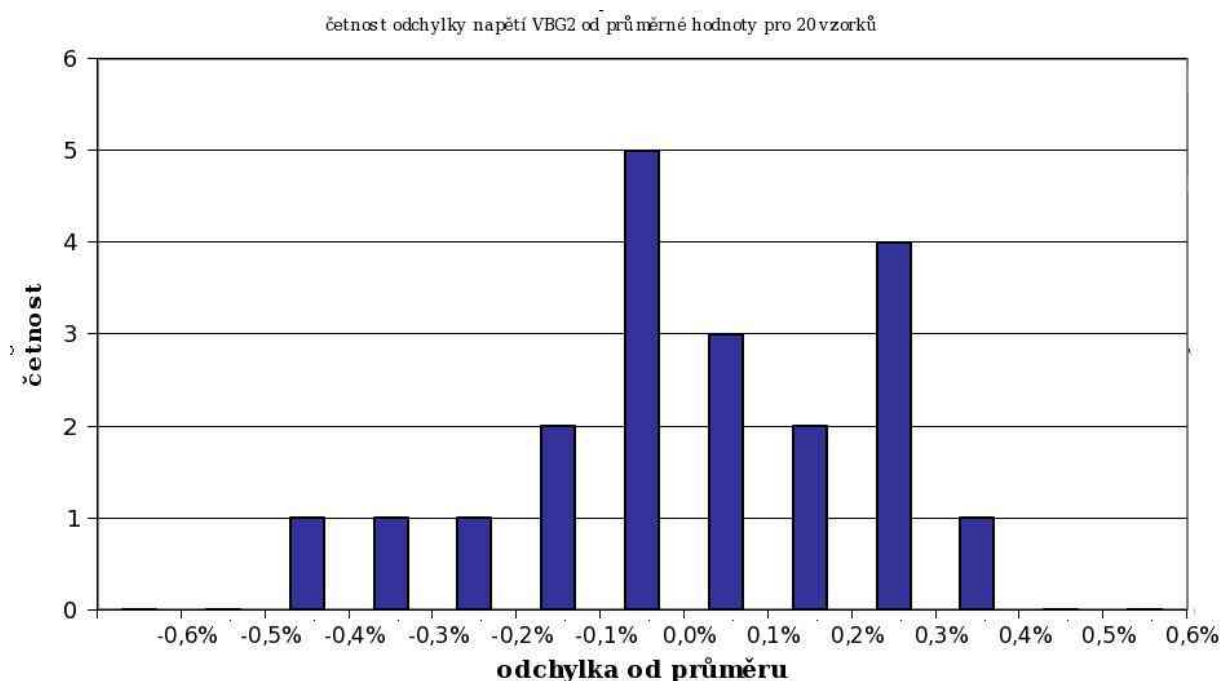
Tabulka 6: Vyhodnocení závislosti výstupních napětí VBG1 a VBG2 na výrobním procesu. VBG1 je výstup obvodu bez kompenzace parazitního proudu přechodem kolektor – substrát. Měřeno při napájecím napětí 3,3V. Význam veličin: μ_1 , μ_2 – hranice intervalu spolehlivosti průměru napětí pro pravděpodobnost 99,73%; s – směrodatná odchylka; MIN/MAX – minimální/maximální napětí z měřeného souboru hodnot; průměr – průměrná hodnota výstupního napětí; δ^- , δ^+ - relativní odchylka hodnoty MIN/MAX od průměru.



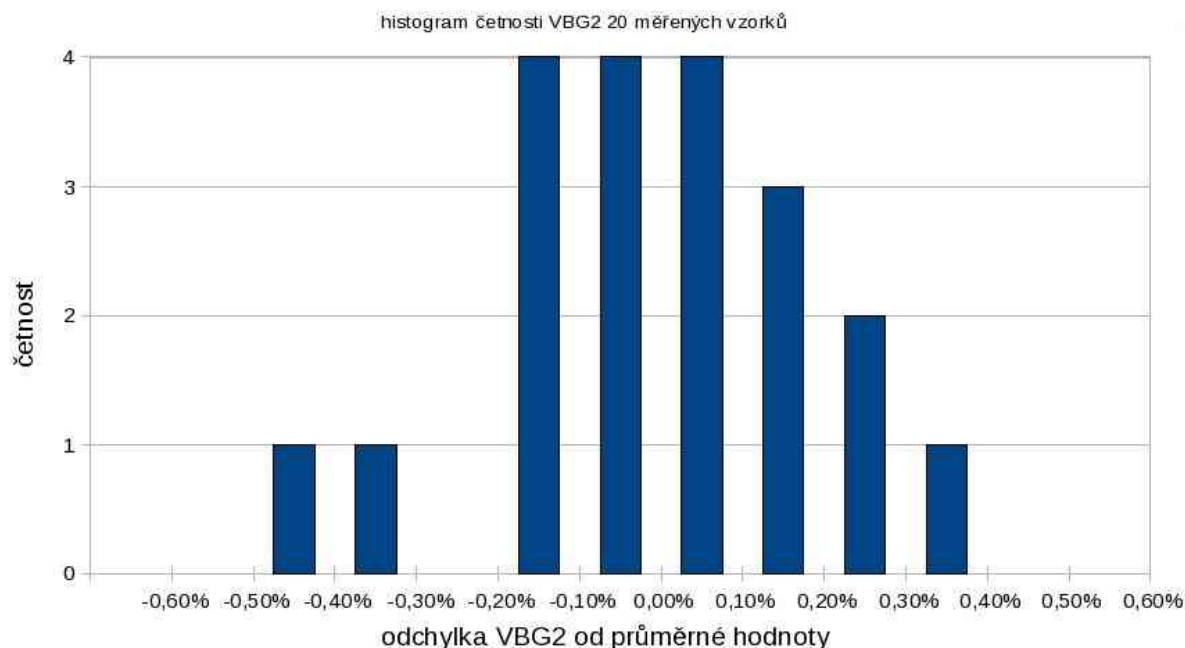
Obr. 28: Histogram četnosti odchylky výstupních napětí VBG1 (obvod bez kompenzace) od průměrné hodnoty pro 20 změřených vzorků. Podmínky měření: pokojová teplota, napájecí napětí 3,3V, nastavovací kód 15.



Obr. 29: Histogram četnosti odchylky výstupních napětí VBG1 (obvod bez kompenzace) od průměrné hodnoty pro 20 změřených vzorků. Podmínky měření: Teplota 180°C, napájecí napětí 3,3V, nastavovací kód 15.



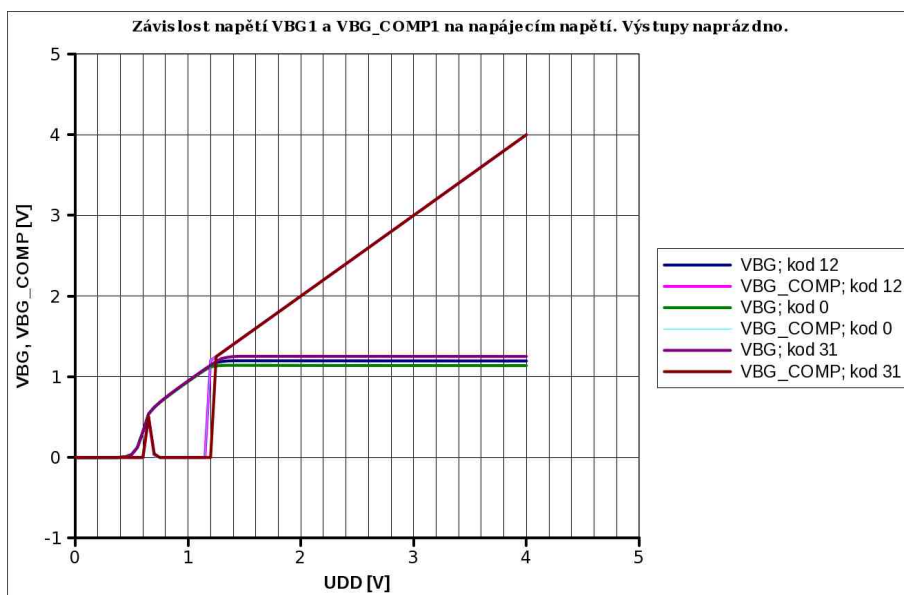
Obr. 30: Histogram četnosti odchylky výstupních napětí VBG2 (obvod s kompenzací) od průměrné hodnoty pro 20 změřených vzorků. Podmínky měření: pokojová teplota, napájecí napětí 3,3V, nastavovací kód 14.



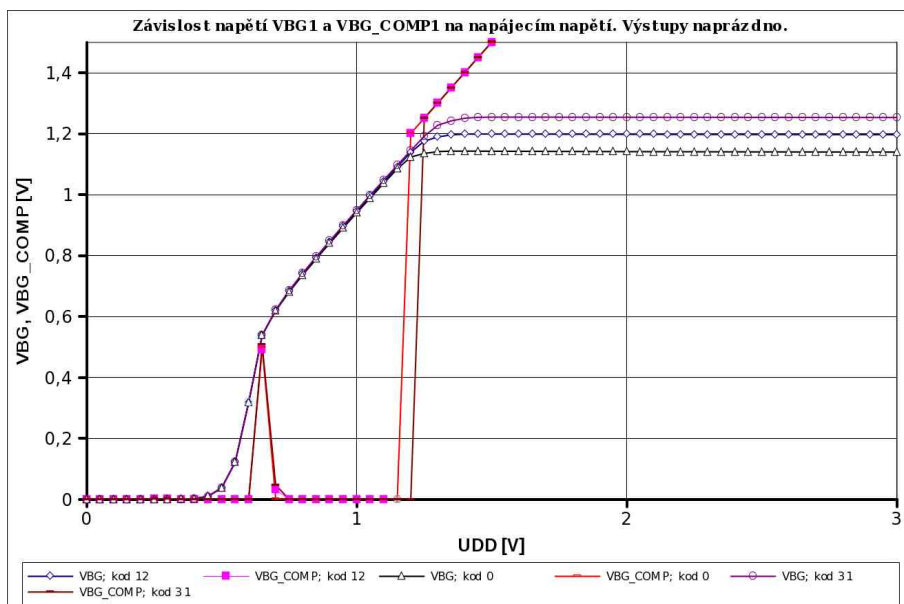
Obr. 31: Histogram četnosti odchylky výstupních napětí VBG2 (obvod s kompenzací) od průměrné hodnoty pro 20 změřených vzorků. Podmínky měření: Teplota 180°C, napájecí napětí 3,3V, nastavovací kód 14.

10.2 Závislost výstupního napětí na napájecím napětí

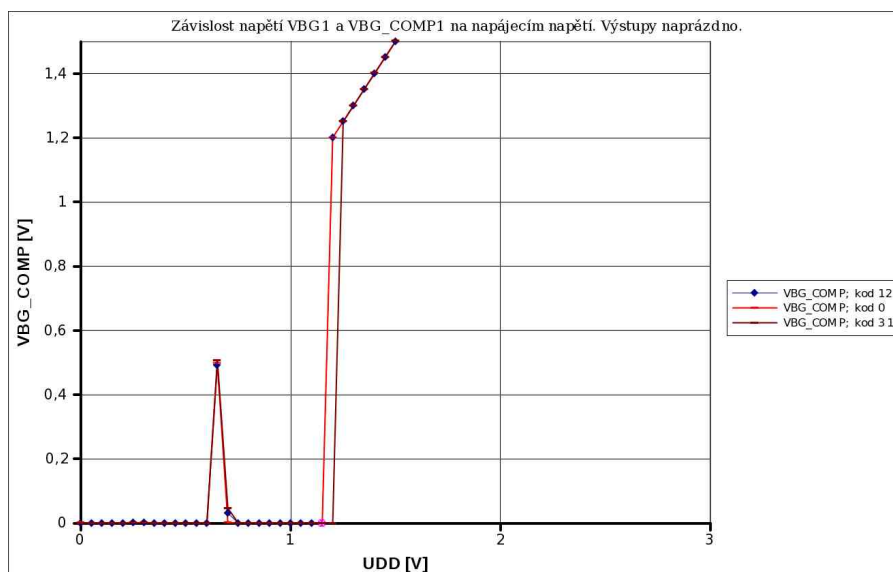
Účelem měření je ověřit náběh výstupů VBG_COMP a VBG při pomalém zvyšování napájecího napětí (průběhy 32, 33, 34, 37, 38) a potlačení pomalých změn napájecího napětí (PSRR). Závislosti v absolutních jednotkách jsou na obr. 35, 39 a v relativních jednotkách na obr. 36, 40, které udávají procentuální odchylku napětí VBG od hodnoty naměřené při napájecím napětí $U_{DD} = 3,3V$. Z obrázků 33, 34, 37, 38 je zřejmé že výstupy VBG_COMP signalizují správnou funkci obvodu předčasně, při nízkém napájecím napětí, kdy napětí VBG ještě nedosahují jmenovité hodnoty. Tento jev je v souladu se simulací a je způsobený saturací bipolárních tranzistorů v jádru reference při nízkém napájecím napětí a následnou saturací operačního zesilovače. Tabulka 7 udává chybu napětí VBG (proti napětí při $U_{DD} = 3,3V$) při překlopení signálu VBG_COMP z úrovně L do úrovně H.



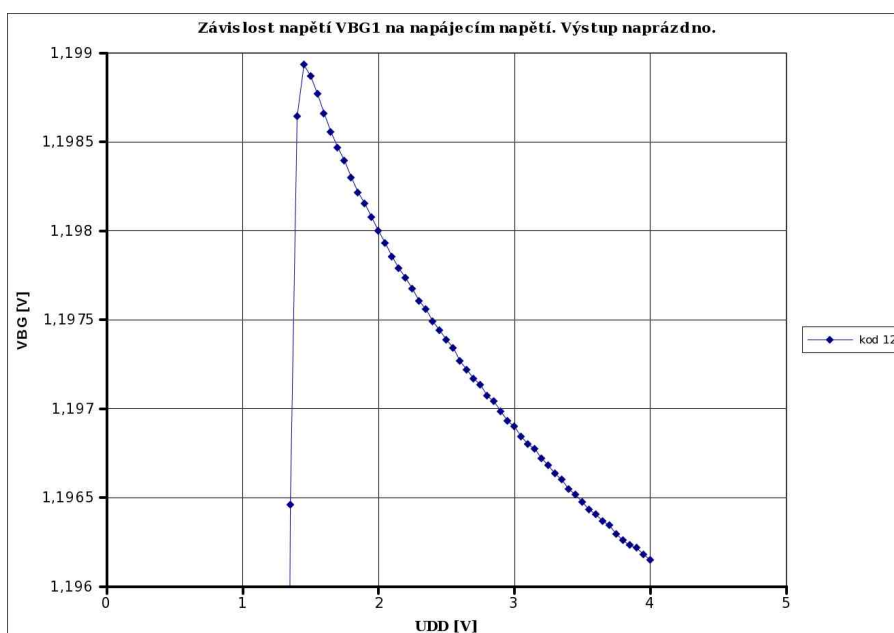
Obr. 32: Závislost napětí VBG1 a VBG_COMP1 na napájecím napětí při nastavovacím kódu 12. Výstupy jsou naprázdno. Pokojová teplota.



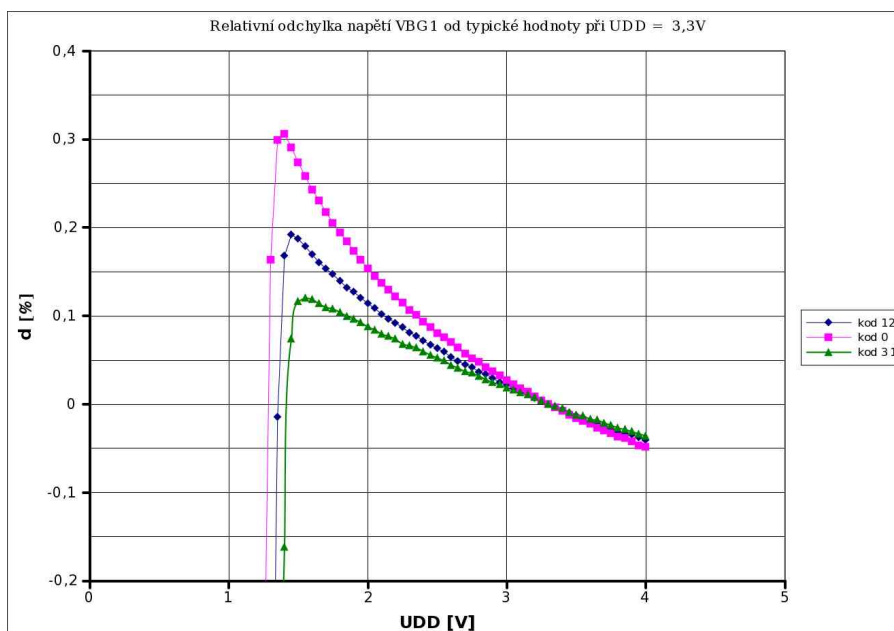
Obr. 33: Závislost napětí VBG1 a VBG_COMP1 na napájecím napětí při nastavovacím kódu 12 a pokojové teplotě. Výstupy jsou naprázdno.



Obr. 34: Závislost napětí VBG_COMP1 na napájecím napětí při nastavovacím kódu 12 a pokojové teplotě. Výstupy jsou naprázdno.



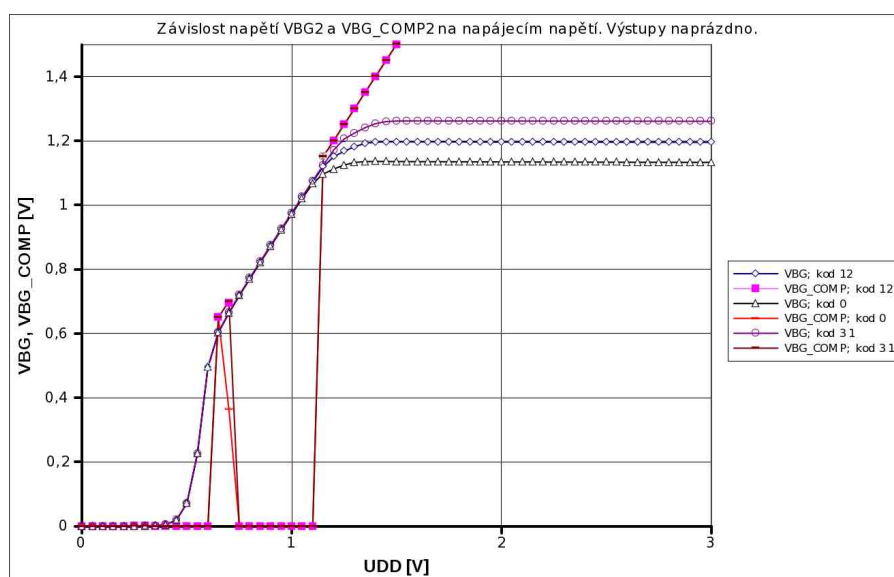
Obr. 35: Závislost napětí VBG1 na napájecím napětí při nastavovacím kódu 12 a pokojové teplotě. Výstupy jsou naprázdno. Simulace závislosti výstupních napětí na napájecím napětí je uvedena v příloze 17.



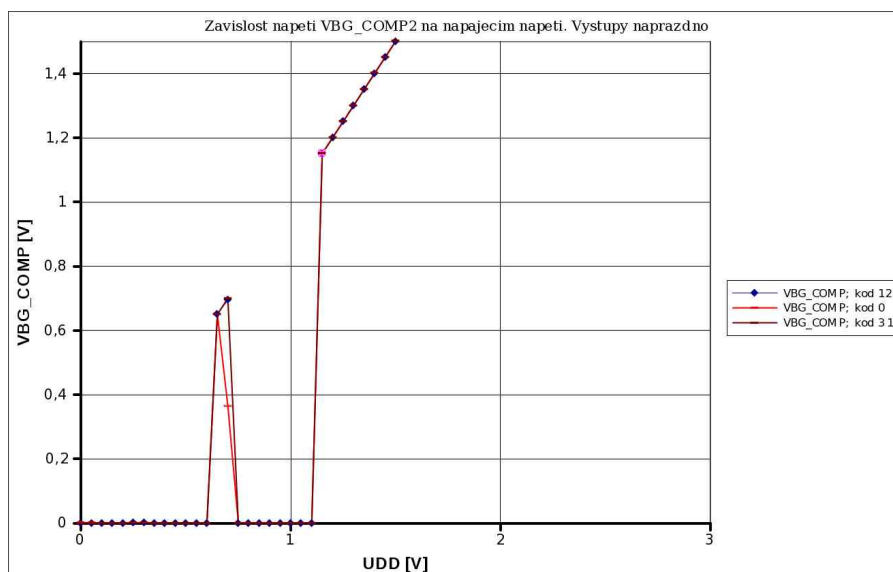
Obr. 36: Relativní odchylka napětí VBG1 od typické hodnoty při $U_{DD} = 3,3V$, dostavovacích kódech 0, 12, 31 a pokojové teplotě.

Relativní odchylka napětí VBG1 od typické hodnoty při $U_{DD} = 3,3V$ je počítána podle vzorce

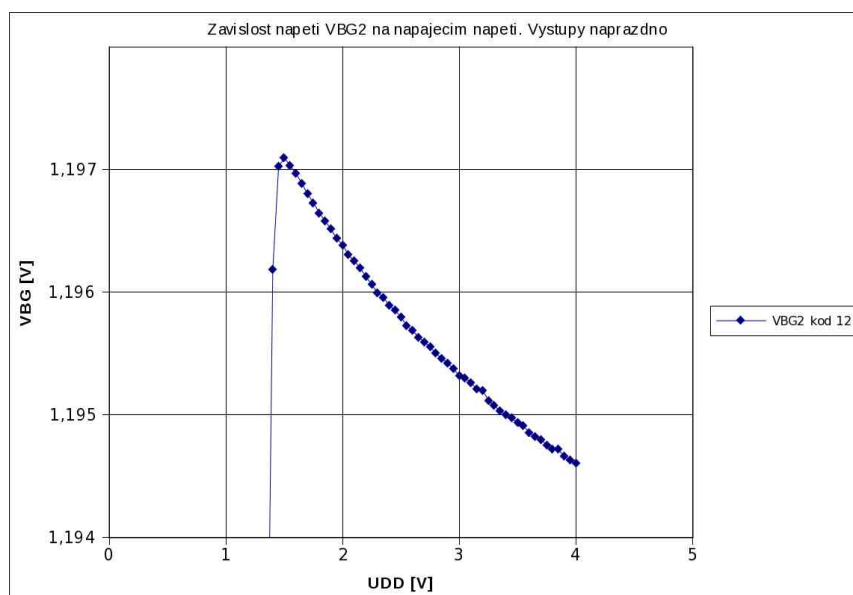
$$d = \frac{VBG(U_{DD})}{VBG(3,3)} \cdot 100 - 100 \quad [\%; V] \quad (113)$$



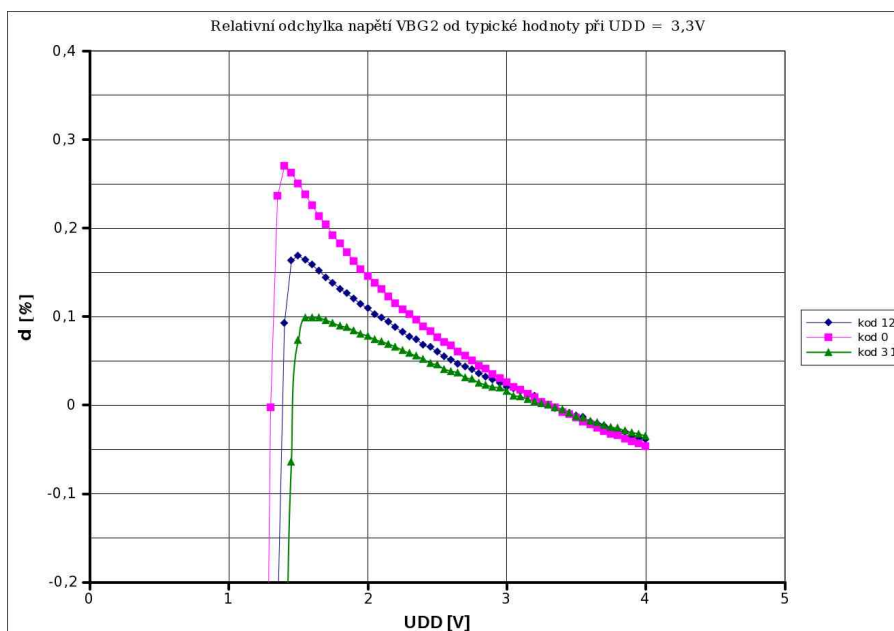
Obr. 37: Závislost napětí VBG2 a VBG_COMP2 na napájecím napětí při dostavovacím kódu 12 a pokojové teplotě. Výstupy jsou naprázdno.



Obr. 38: Závislost napětí VBG_COMP2 na napájecím napětí při nastavovacím kódu 12 a pokojové teplotě. Výstupy jsou naprázdno.



Obr. 39: Závislost napětí VBG2 na napájecím napětí při nastavovacím kódu 12 a pokojové teplotě. Výstup naprázdno. Simulace závislosti výstupních napětí na napájecím napětí je uvedena v příloze 17.



Obr. 40: Závislost napětí VBG2 a VBG_COMP2 na napájecím napětí při nastavovacích kódech 0, 12, 31 a pokojové teplotě. Výstupy jsou naprázdno.

		VBG = f(U _{DD})		
VBG	U _{DD}	VBG(1,2V)	VBG(3,3V)	δ
-	V	V	V	%
1	1,20	1,1384	1,1966	-4,87
2	1,15	1,1194	1,1951	-6,33

Tabulka 7: Chyba výstupního napětí VBG (proti hodnotě při U_{DD} = 3,3V) při přechodu signálu VBG_COMP z úrovně L do úrovně H. Měřeno pro nastavovací kód 12

Potlačení pomalé změny napájecího napětí (PSRR) počítané ze změřených hodnot podle vztahu

$$PSRR = 20 \cdot \log \left(\frac{\Delta U_{DD}}{\Delta VBG} \right) \quad (114)$$

je uvedené v tabulce 8, výpočet je proveden v souboru 1.

t °C	PSRR [dB]	
	VBG1	VBG2
200	54,45	54,33
180	54,95	55,15
20	61,73	62,46
-50	64,22	65,22

Tabulka 8: Změřené potlačení pomalých změn napájecího napětí pro různé pracovní teploty.

Podle simulace pro pokojovou teplotu v příloze 17:

$$PSRR_1 = 20 \cdot \log \left(\frac{\Delta U_{DD}}{\Delta VBG1} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{4 - 2,6}{1,2021 - 2,2017} \right) = 70,8 \text{ dB} \quad (115)$$

$$PSRR_2 = 20 \cdot \log \left(\frac{\Delta U_{DD}}{\Delta VBG2} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{4 - 2,6}{1,2033 - 2,2028} \right) = 68,9 \text{ dB} \quad (116)$$

10.2.1 Příčina poklesu výstupního napětí při zvýšení napájecího napětí

Pro zjednodušení simulace závislosti výstupního napětí na napájecím napětí je vytvořené schéma na obr. 43. Z původního zapojení podle přílohy 5 je odstraněný transadmitanční zesilovač a na báze tranzistorů Q_1 a Q_0 je připojený napěťový zdroj $V1$, jehož napětí odpovídá napětí VBG při $U_{DD} = 3,3V$ ($t = 27^\circ C$). Při napájecím napětí $U_{DD} = 3,3V$ je rozdíl napětí ($U_{bgn} - U_{bgp}$) = 0 (viz obr. 44), takže reference má nastavený stejný pracovní bod jako s připojeným transadmitančním zesilovačem.

1. simulace:

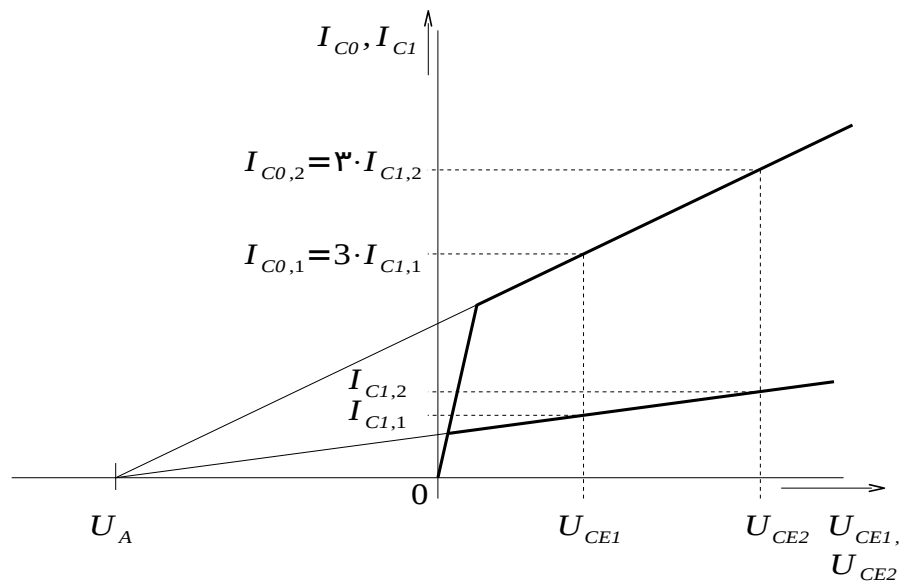
Kromě $V1$ jsou do obr. 43 připojeny zdroje $V4$ a $V5$, které udržují konstantní napětí U_{BE} obou bipolárních tranzistorů. Kdyby měly oba tranzistory výstupní charakteristiky podle obr. 41, pak by při zvětšení napětí U_{CE} (tedy i U_{DD} v obr. 43) bylo stále ($U_{bgn} - U_{bgp}$) = 0. Protože tomu tak není, rozdíl napětí ($U_{bgn} - U_{bgp}$) se zvětšuje viz obr. 44, tím pádem se mění i poměr kolektorových proudů I_{C0} / I_{C1} .

2. simulace:

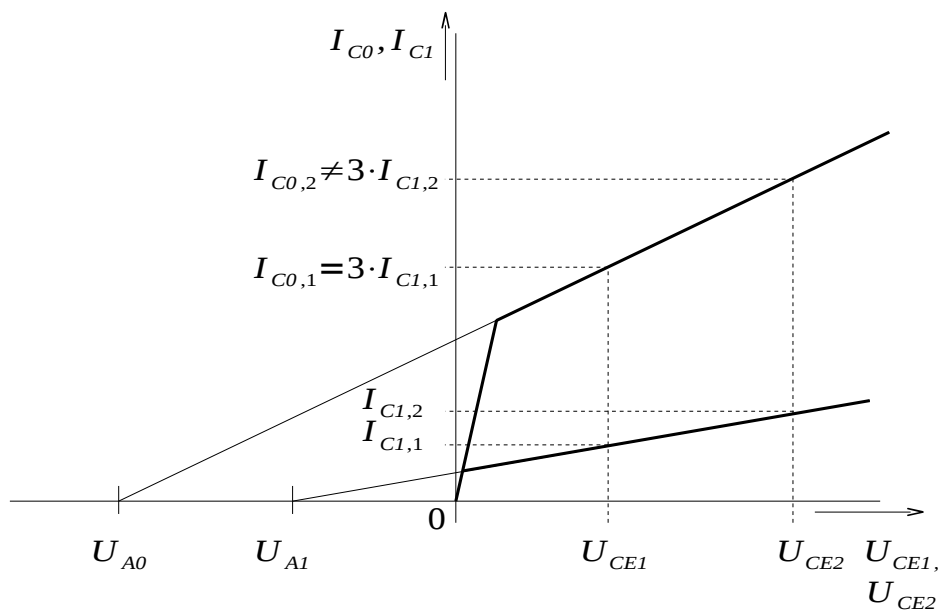
Nárůst rozdílu ($U_{bgn} - U_{bgp}$) je způsobený různě velkým Earlyho napětím tranzistorů $Q0$ a $Q1$. To dokazuje výsledek simulace na (obr. 45 a 46), kde jsou nastaveny pracovní body tranzistorů tak aby $I_{C0} = 3I_{C1}$. Ze srovnání charakteristik výstupních $I_{C1}(U_{CE})$ a $I_{C0}(U_{CE})/3$ je vidět, že mají různý sklon a tedy Earlyho napětí jsou různá ($U_{A1} < U_{A0}$). Neplatí princip odvozený na obr. 41 a s rostoucím napětím U_{CE} není zachován poměr kolektorových proudů I_{C0} / I_{C1} . Různě velká Earlyho napětí lze vysvětlit i jejich souvislostí s výstupním odporem tranzistoru. Protože $Q1$ má větší plochu, bude mít menší výstupní odpor než $Q0$ a tím pádem menší Earlyho napětí.

3. simulace:

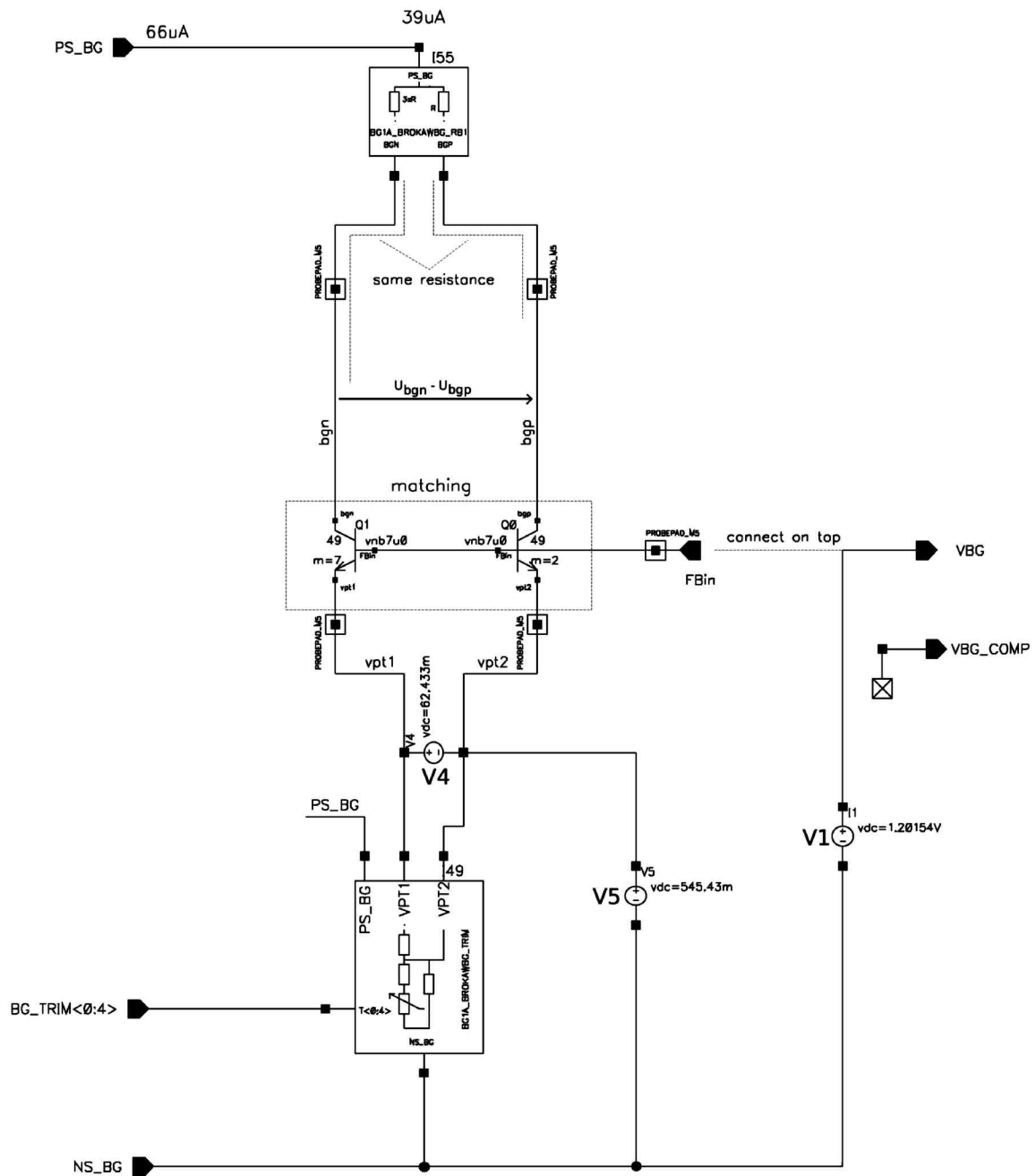
Z obvodu na obr. 43 jsou odebrány zdroje $V4$ a $V5$ (zůstal pouze $V1$). Z průběhu podle obr. 44 je vidět, že se záporný sklon napětí ($U_{bgn} - U_{bgp}$) změnil na kladný. Úbytek napětí na rezistoru připojeném k emitoru $Q1$ způsobuje kompenzaci výše popsaného problému. Bylo by zajímavé zjistit jestli existuje taková konfigurace obvodu která má nulovou závislost rozdílového napětí ($U_{bgn} - U_{bgp}$). Tím by se dosáhlo nezávislosti výstupního napětí na napájecím napětí (alespoň při jedné pracovní teplotě), protože rozdílové napětí je udržováno na nulové hodnotě transadmitančním zesilovačem, změnou napětí VBG .



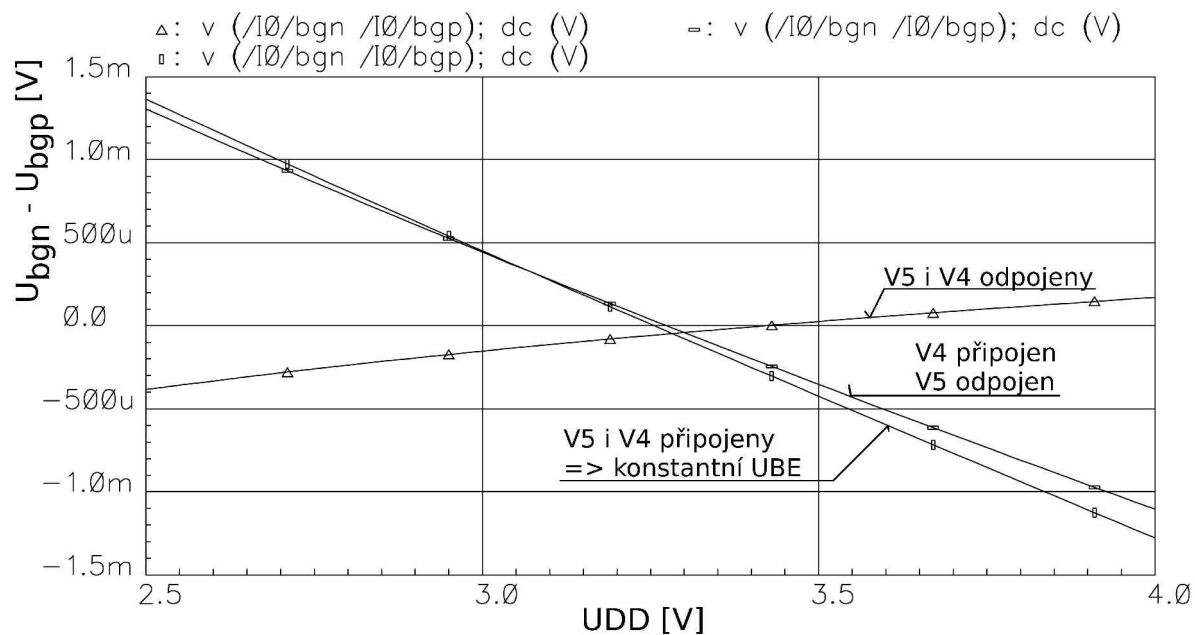
Obr. 41: Ideální průběh výstupních charakteristik dvou stejných bipolárních tranzistorů Q0 a Q1. Prodloužené charakteristiky se sbíhají v jednom bodě U_A – Earlyho napětí. Trojúhelníky $\{U_A, U_{CE1}, I_{C1,1}\}$ a $\{U_A, U_{CE2}, I_{C1,2}\}$ jsou podobné, obdobně jako $\{U_A, U_{CE1}, I_{C0,1}\}$ a $\{U_A, U_{CE2}, I_{C0,2}\}$, proto je i při změně napětí U_{CE} zachován poměr $I_{C0} = 3I_{C1}$.



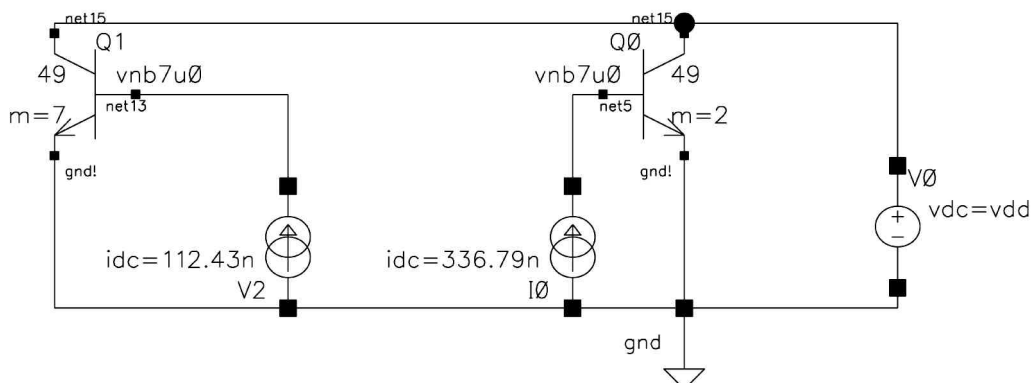
Obr. 42: Výstupní charakteristiky dvou různých bipolárních tranzistorů. Q1 má větší plochu než Q0, proto má menší výstupní odpor a Earlyho napětí U_{A1} . Při změně napětí U_{CE} nezůstane zachován poměr $I_{C0} / 3I_{C1}$.



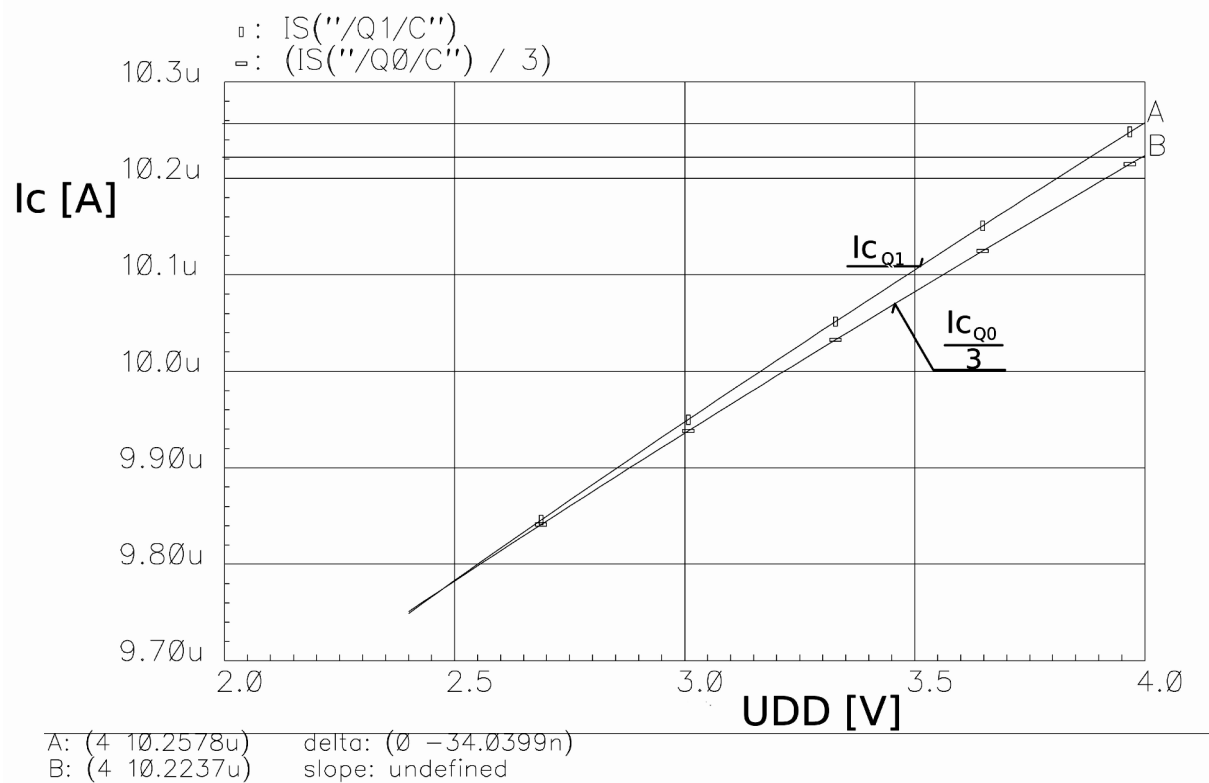
Obr. 43: Simulační schéma pro ověření příčiny závislosti výstupního napětí VBG na napájecím napětí. Porty FBin a VBG jsou propojené na vyšší úrovni. Napěťový zdroj V1 je připojený při všech simulacích pro základní nastavení pracovního bodu, V4 a V5 viz. text.



Obr. 44: Rozdíl napětí ($U_{bgn} - U_{bgp}$) v závislosti na napájecím napětí, pro obvod ze simulačního schématu na obr. 43.



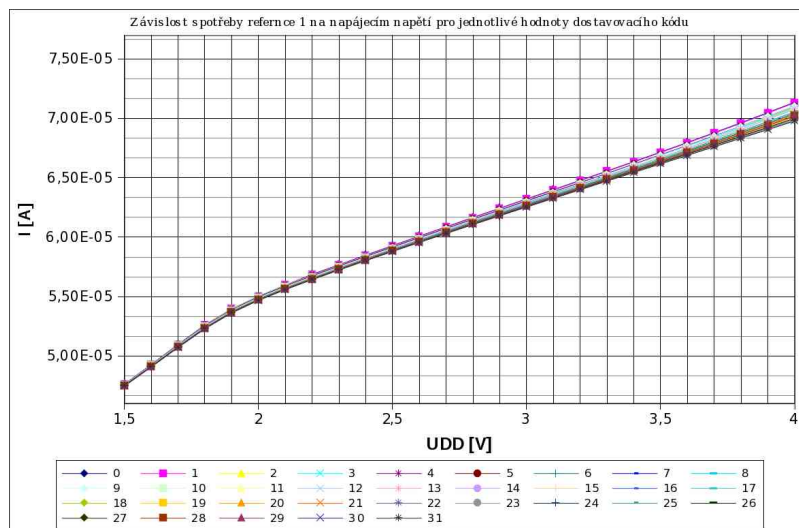
Obr. 45: Simulační schéma pro porovnání Earlyho napětí U_a dvou tranzistorů s různými plochami a v různém pracovním bodě.



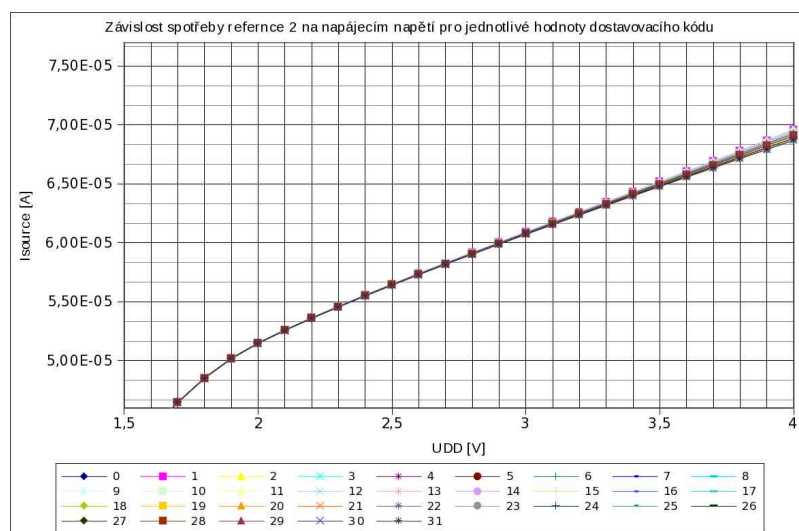
Obr. 46: Závislost proudů kolektory (I_{CQ1} a $I_{CQ0}/3$) na napětí U_{CE} ze simulace podle obr. 45. Je zřejmé, že tranzistor Q1 má menší Earlyho napětí než Q0 protože jeho charakteristika má větší sklon. Při stejných Earlyho napětích by ležely charakteristiky na sobě.

10.2.2 Závislost spotřeby referencí na napájecím napětí

Závislost spotřeby referencí na napájecím napětí byla měřena jako spotřeba celého testovacího čipu při vypnutí jedné z referencí. Spotřeba pomocných a ochranných obvodů je $<1\mu\text{A}$ a lze ji zanedbat.



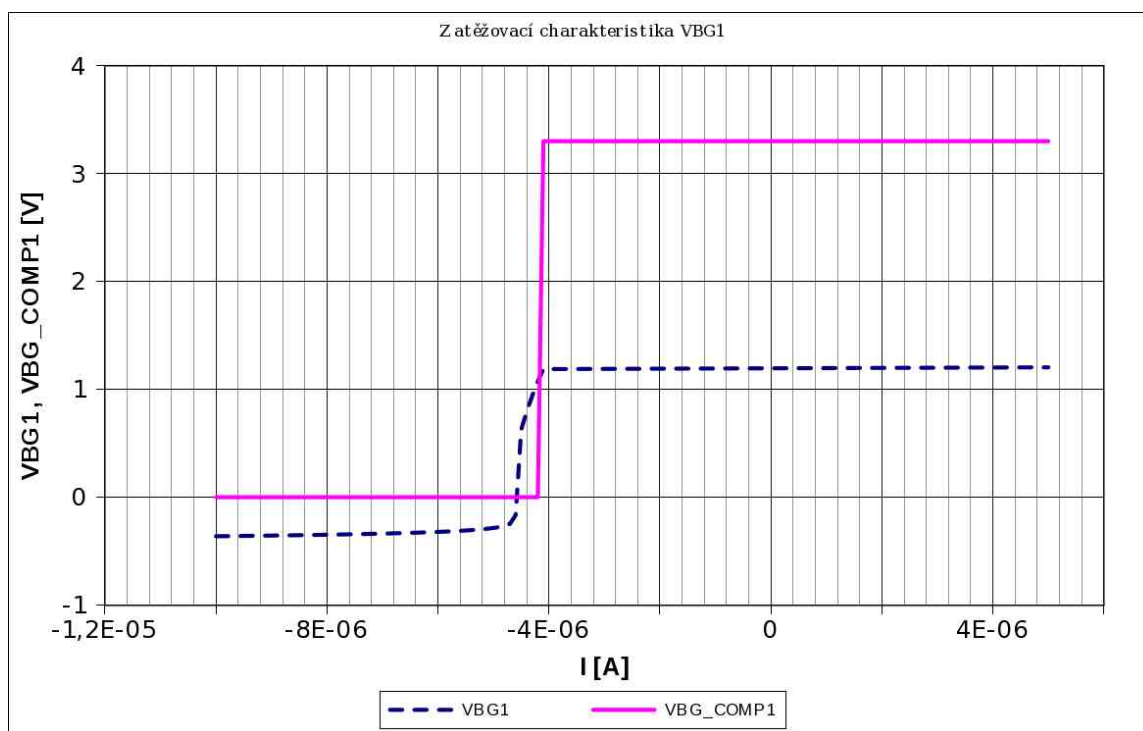
Obr. 47: Závislost spotřeby reference 1 (bez kompenzačních tranzistorů) na napájecím napětí při pokojové teplotě.



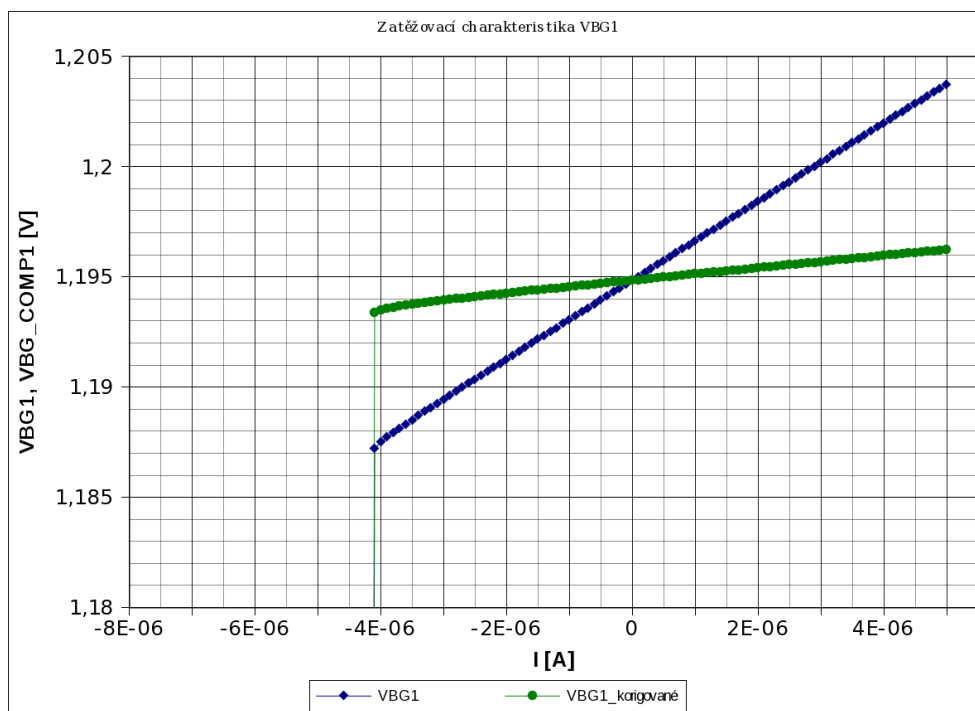
Obr. 48: Závislost spotřeby reference 2 (s kompenzačními tranzistory) na napájecím napětí při pokojové teplotě.

10.3 Zatěžovací charakteristika

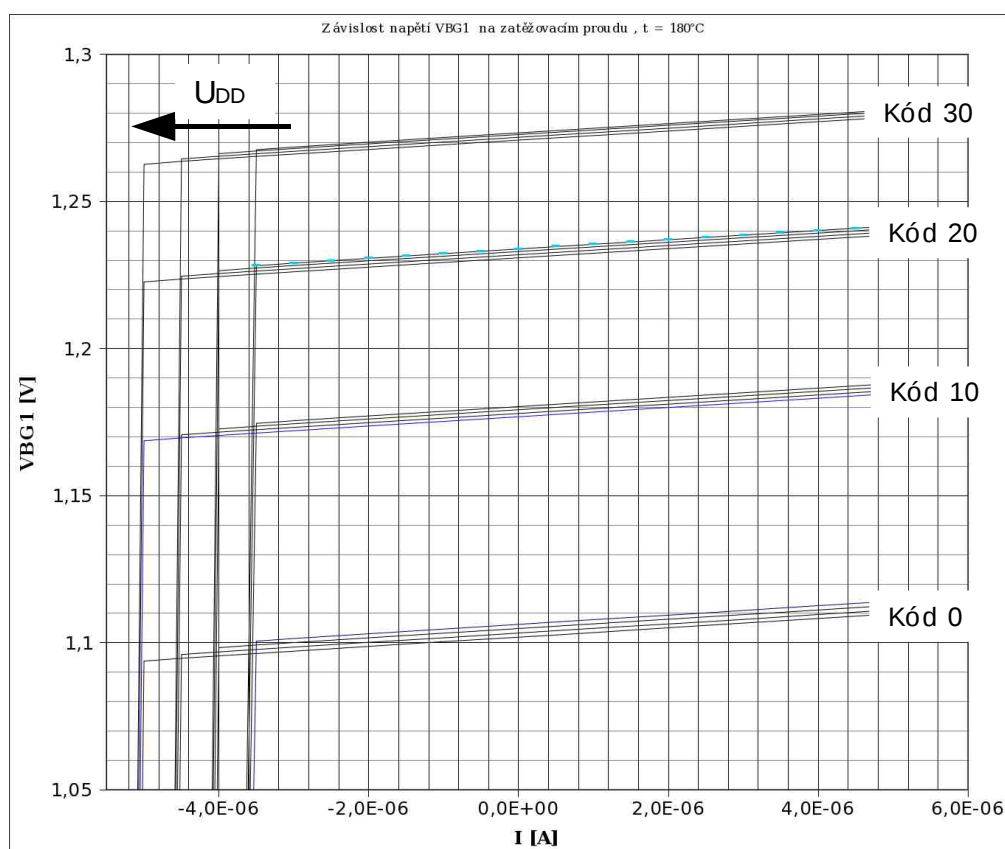
Změřená závislost výstupních napětí na zatěžovacím proudu je uvedena na obrázcích 49-56, simulace na 57 a 58. Kladné hodnoty zatěžovacího proudu znamenají že se reference chová jako spotřebič a proud teče z vnějšího zdroje do reference. Při záporných hodnotách zatěžovacího proudu se reference chová jako zdroj. Oba výstupy jsou navrženy pro maximální zátěž $1\mu\text{A}$ při nejhorší kombinaci tolerancí součástek, teploty a napájecího napětí min. $2,3\text{V}$. Na výstupu každé reference je sériově vřazený rezistor $1,5\text{k}\Omega$, viz příloha 16, který je součástí ochrany čipu proti elektrostatickému výboji, takže je průběh charakteristiky ovlivněn úbytkem napětí na tomto rezistoru. Proto je v charakteristikách 54 a 50 provedená přibližná početní korekce (skutečný odpor rezistoru by bylo nutné změřit protože je ovlivněný tolerancí výroby). Oba výstupy se chovají jako napěťové zdroje až do mezní hodnoty zatěžovacího proudu. Pak výstupní napětí rychle klesá k nule. Změřené hodnoty odpovídají simulaci.



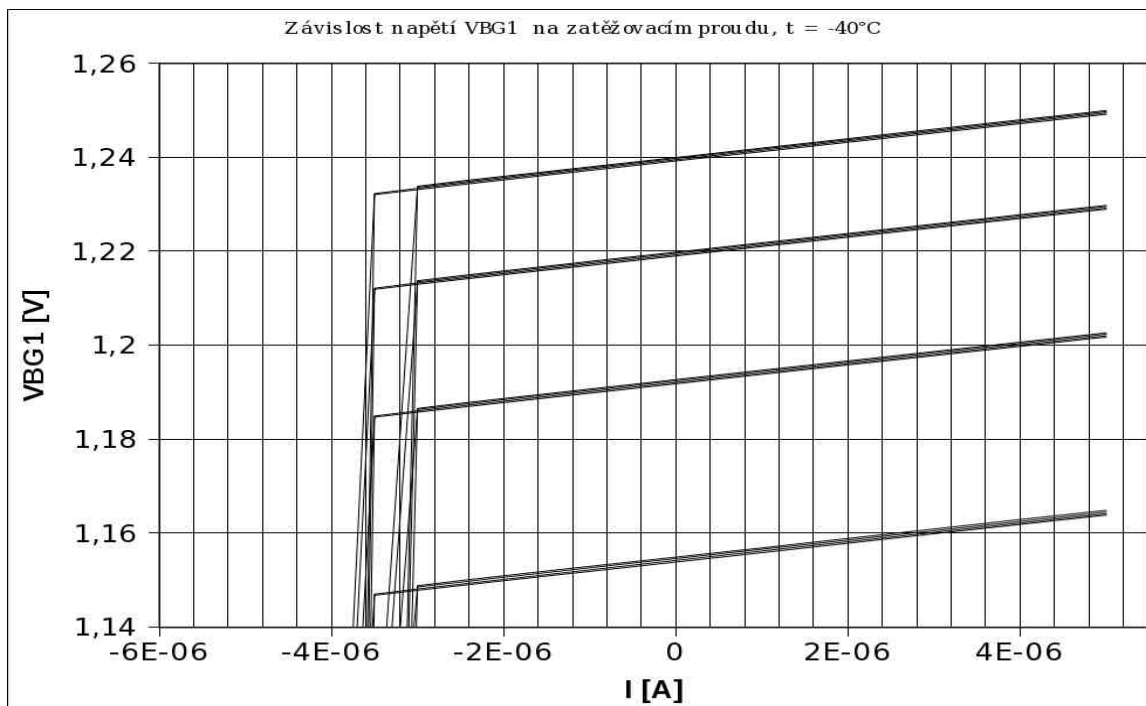
Obr. 49: Zatěžovací charakteristika výstupu VBG1 a průběh napětí VBG_COMP1. Podmínky měření: $U_{DD} = 3,3\text{V}$; dostavovací kód 12; teplota: pokojová.



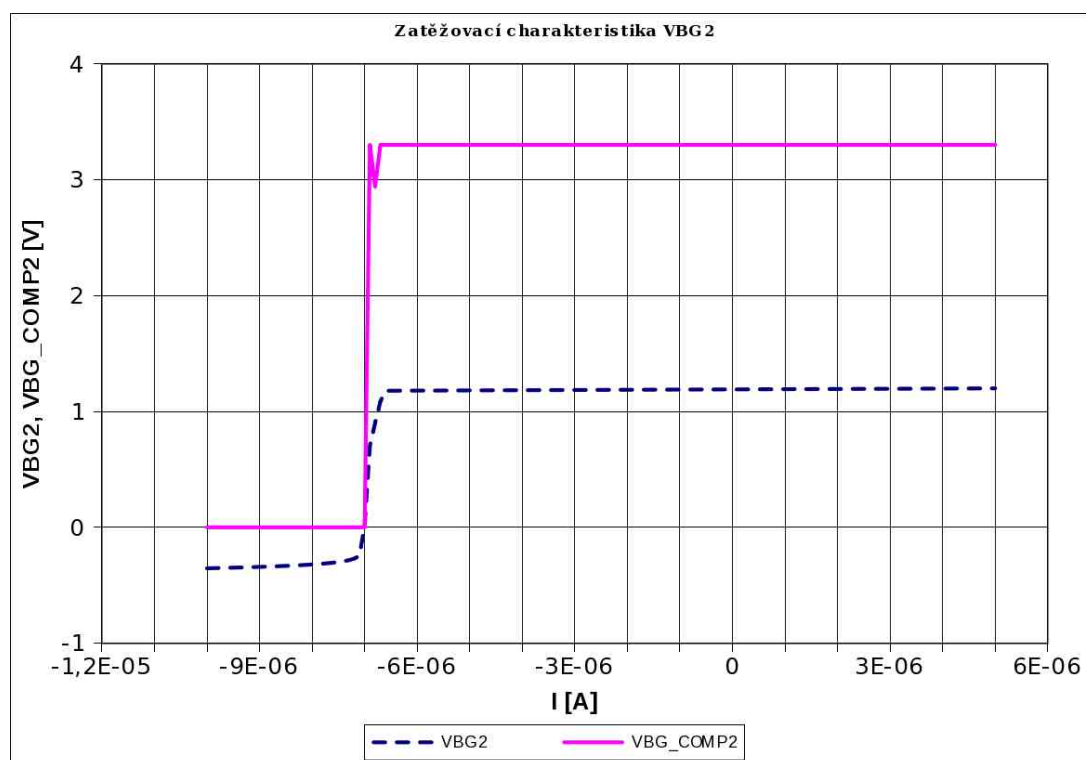
Obr. 50: Detail zatěžovací charakteristiky výstupu VBG1 a jejího průběhu po přibližné početní korekci vlivu ochranného rezistoru na výstupu čipu. Podmínky měření: $U_{DD} = 3,3V$; nastavovací kód 12; teplota: pokojová.



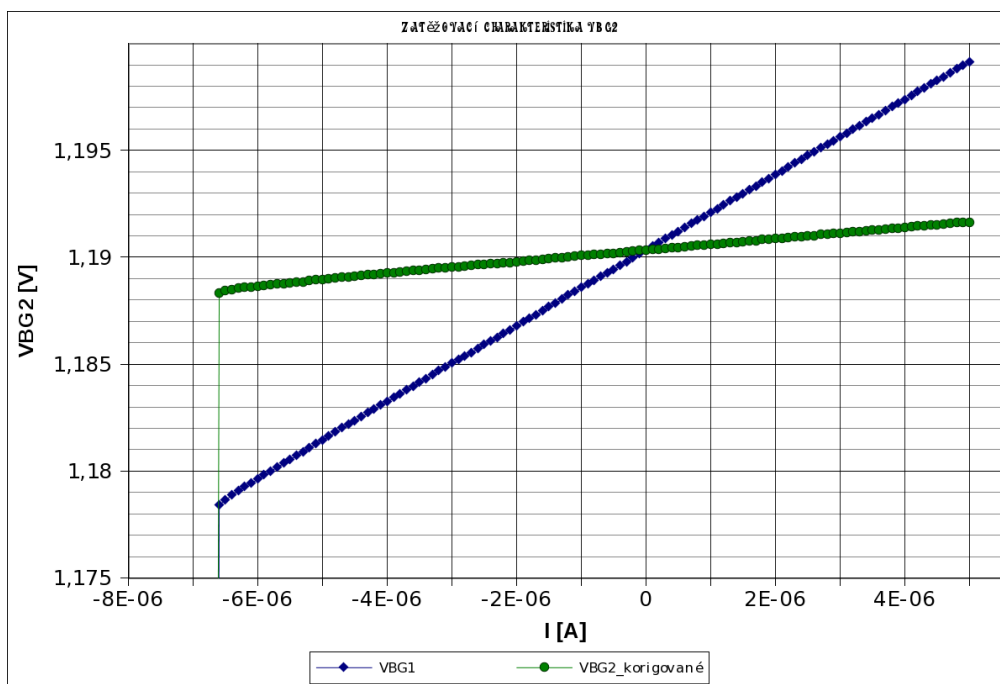
Obr. 51: Zatěžovací charakteristika výstupu VBG1. Podmínky měření: $U_{DD} = 2,3; 2,7; 3,3; 4V$; teplota: $180^{\circ}C$.



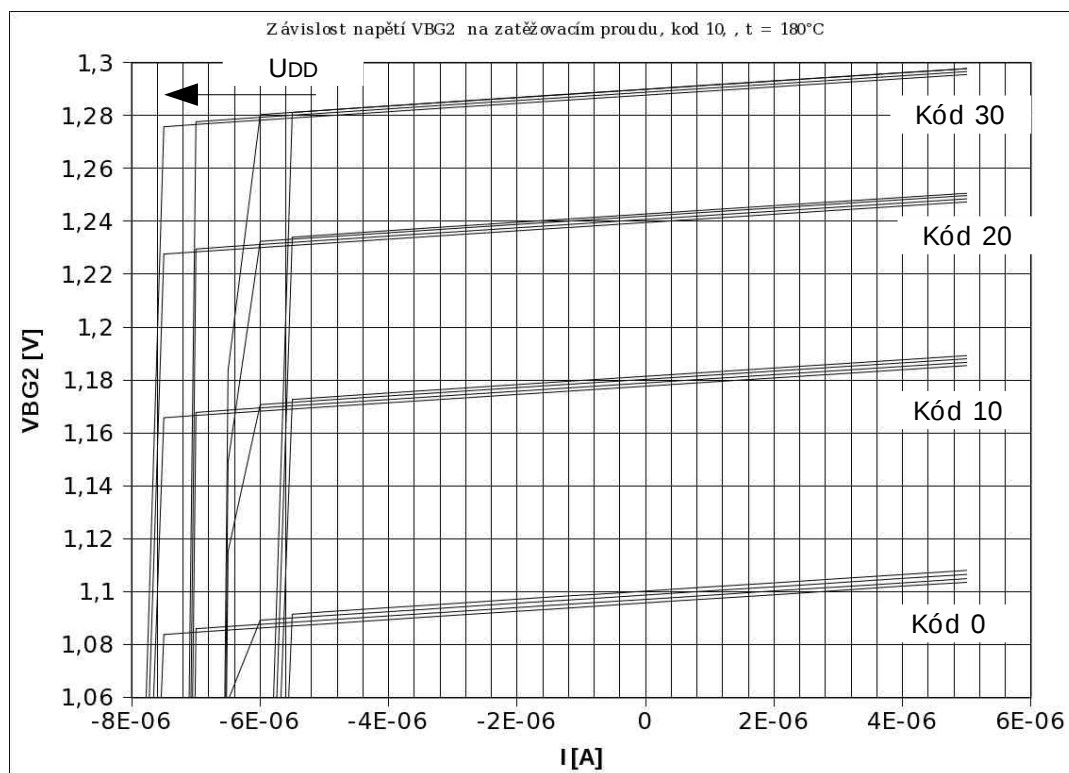
Obr. 52: Zatěžovací charakteristika výstupu VBG1. Podmínky měření: $U_{DD} = 2,3; 2,7; 3,3; 4\text{V}$; teplota: -40°C .



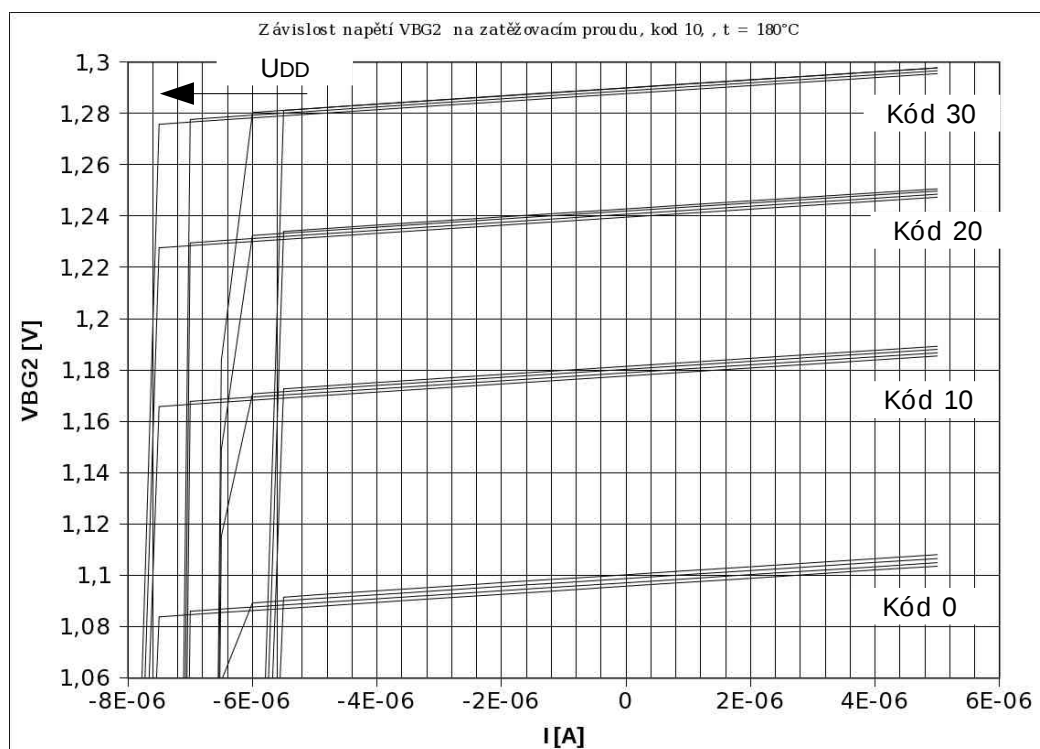
Obr. 53: Zatěžovací charakteristika výstupu VBG2 a průběh napětí VBG_COMP2. Podmínky měření: $U_{DD} = 3,3\text{V}$; nastavovací kód 12; teplota: pokojová.



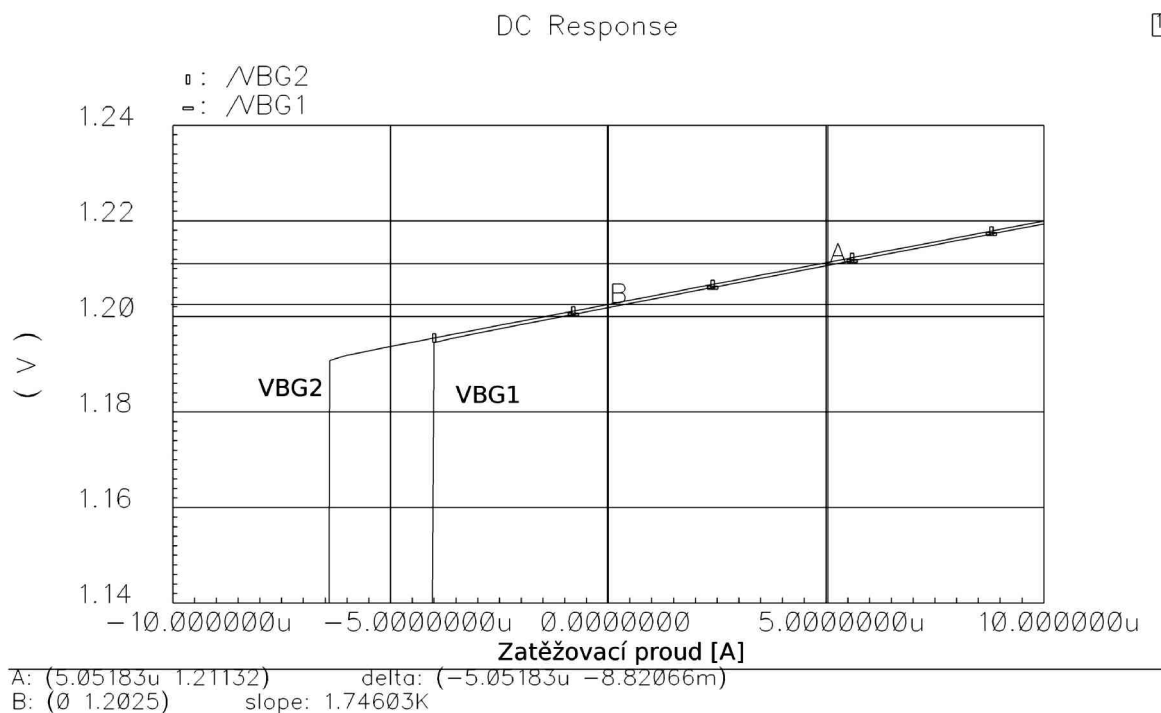
Obr. 54: Detail zatěžovací charakteristiky výstupu VBG2 a jejího průběhu po přibližné početní korekci vlivu ochranného rezistoru na výstupu čipu. Podmínky měření: $U_{DD} = 3,3V$; dostavovací kód 12; teplota: pokojová.



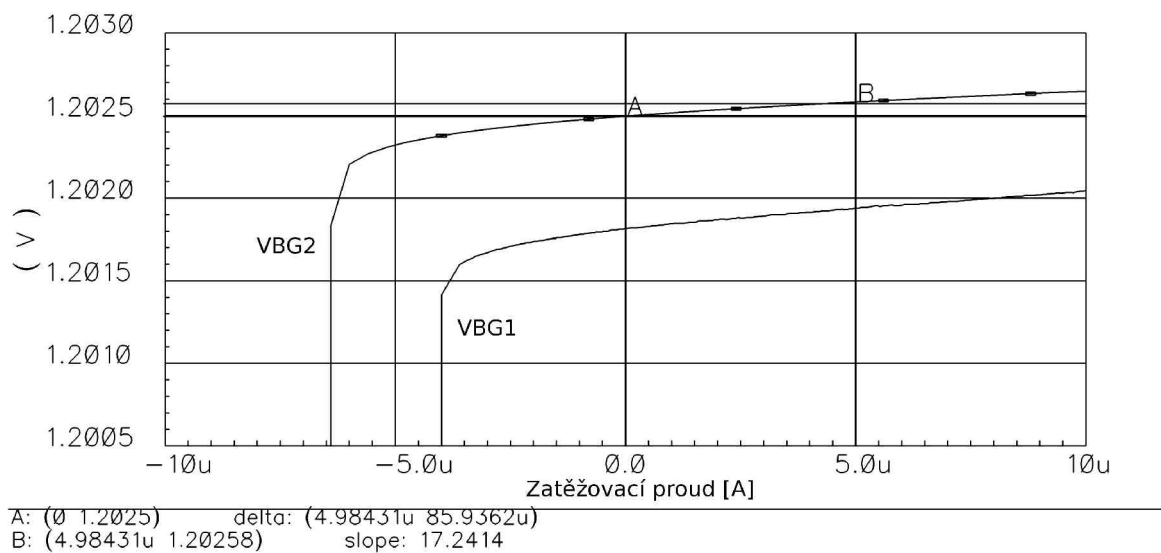
Obr. 55: Zatěžovací charakteristika výstupu VBG2. Podmínky měření: $U_{DD} = 2,3; 2,7; 3,3; 4V$; teplota: $180^{\circ}C$.



Obr. 56: Zatěžovací charakteristika výstupu VBG2. Podmínky měření: $U_{DD} = 2,3; 2,7; 3,3; 4\text{V}$; teplota: -40°C .



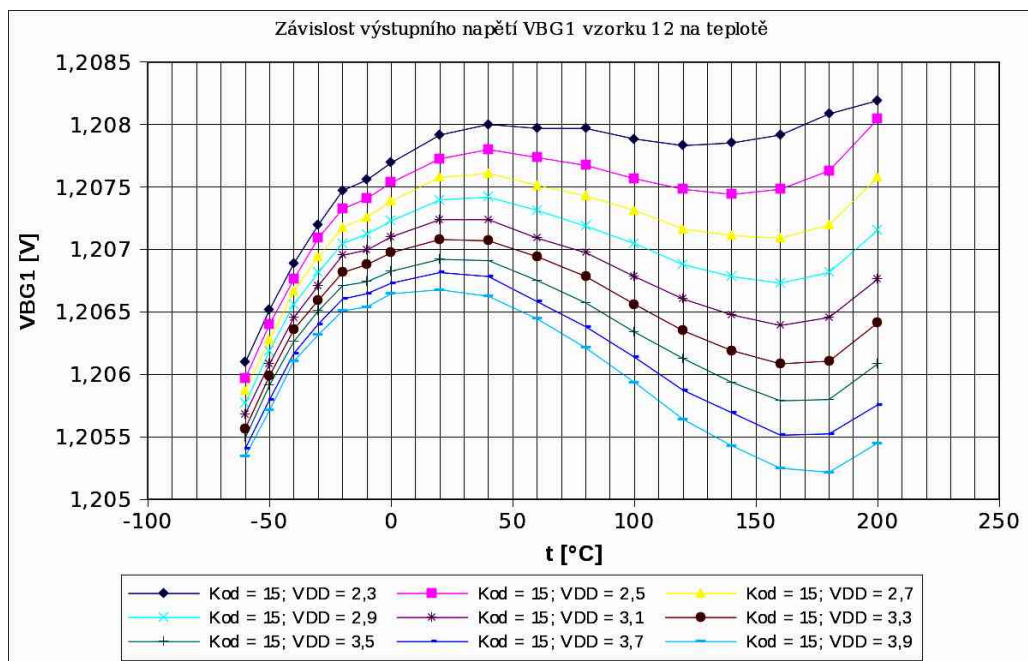
Obr. 57: Simulace zatěžovací charakteristiky čipu (včetně vlivu ochranných rezistorů) při napájecím napětí 3,3V, teplotě 27°C a dostavovacím kódu 12.



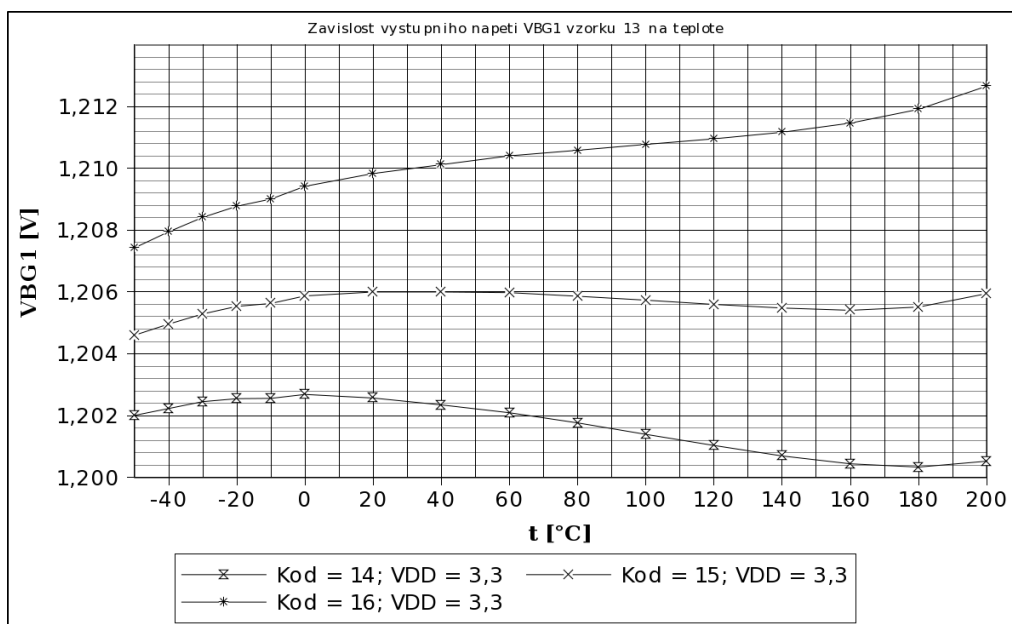
Obr. 58: Simulace zatěžovací charakteristiky referencí (bez vlivu ochranných rezistorů) při napájecím napětí 3,3V, teplotě 27°C a dostavovacím kódu 12.

10.4 Závislost výstupních napětí na teplotě

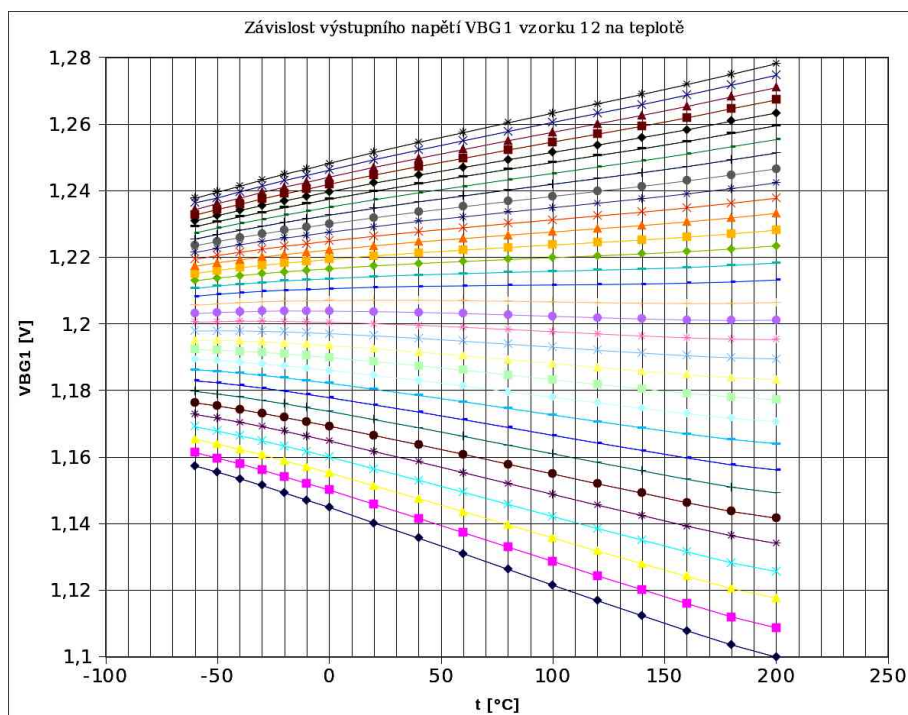
Závislost výstupních napětí na teplotě je jedna z nejdůležitějších charakteristik napěťové reference. Protože její měření je časově náročné, byly změřeny jen čtyři vzorky v rozsahu -60°C – 200°C . U zbylých 16 vzorků je změřeno výstupní napětí jen při teplotě 180°C pro účely statistiky v tab. 6. Výsledky měření jsou na obrázcích 59 - 66. Obr. 59 ukazuje průběh napětí VBG1 – reference bez kompenzace závěrného proudu kolektor – substrát (viz kap. 7). Při teplotě nad 150°C se začíná uplatňovat vliv tohoto proudu a způsobovat zvyšování napětí VBG o cca $0,5\text{mV}$. To je z hlediska teplotní závislosti výhodné, nelze to však považovat za perspektivní způsob její kompenzace, protože není známý rozptyl tohoto proudu vlivem tolerance výroby, a protože se jeho vliv začíná uplatňovat až při velmi vysoké teplotě.



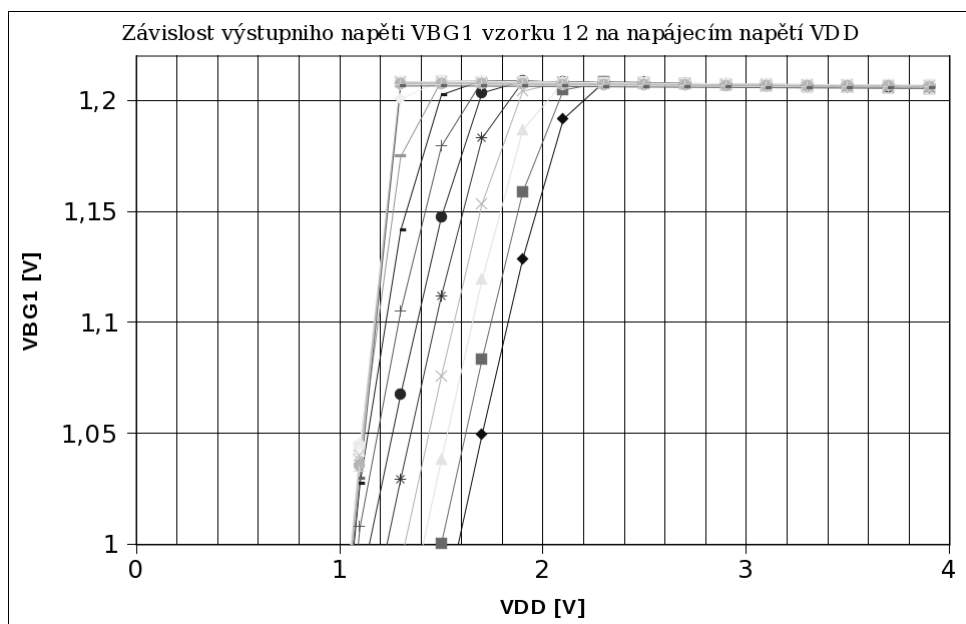
Obr. 59: Závislost výstupního napětí VBG1 vzorku 12 na teplotě pro dostavovací kód 15.



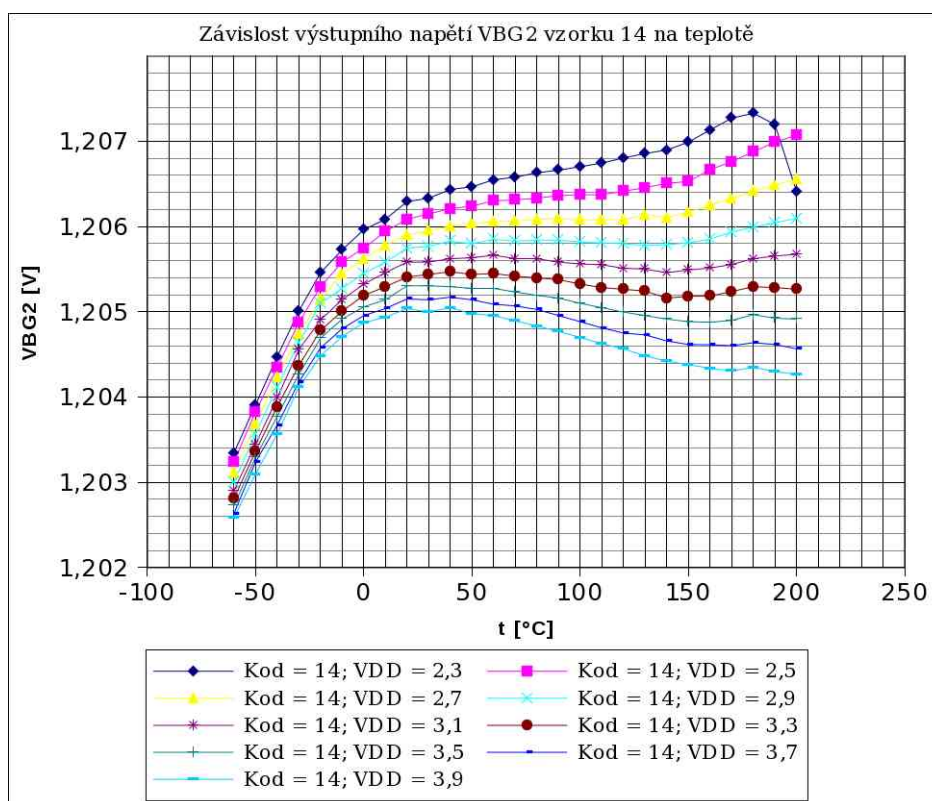
Obr. 60: Závislost výstupního napětí VBG1 vzorku 13 na teplotě pro dostavovací kódy 14, 15, 16 a napájecí napětí $U_{DD} = 3,3V$.



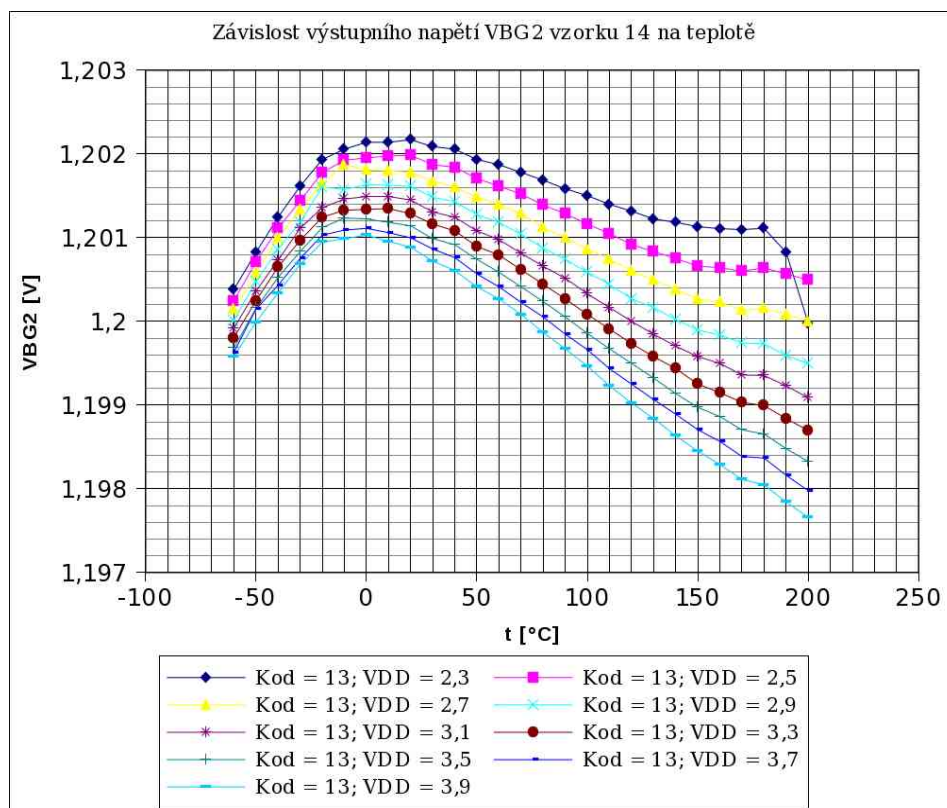
Obr. 61: Závislost výstupního napětí VBG1 vzorku 12 na teplotě pro dostavovací kódy od 0 do 31. Nejnížší napětí odpovídá kódu 0, nejvyšší 31. $U_{DD} = 3,3V$.



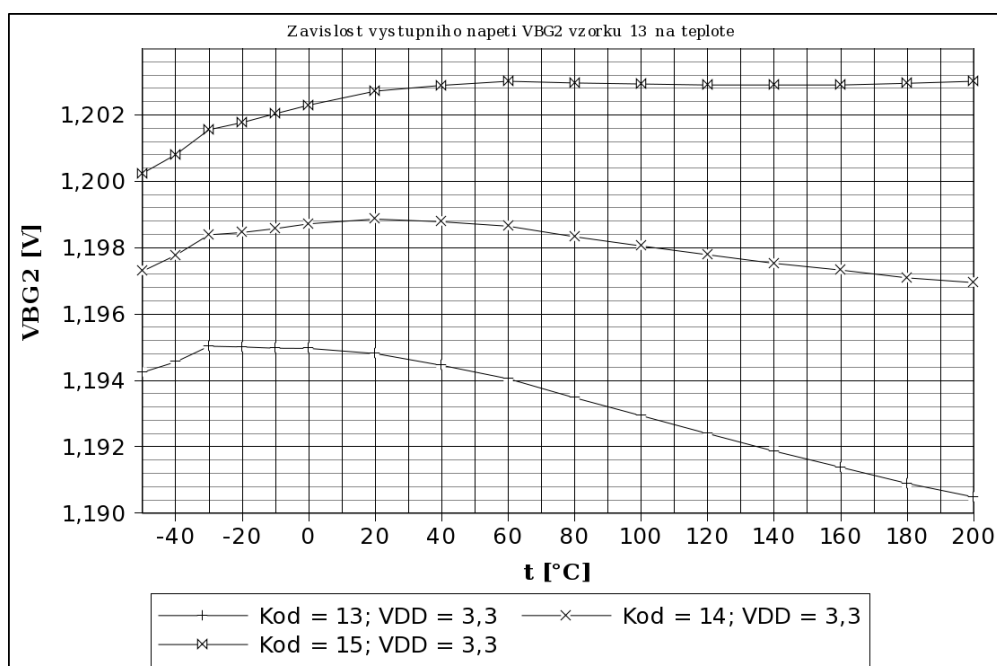
Obr. 62: Závislost výstupního napětí VBG1 na napájecím napětí. Parametrem grafu je teplota.



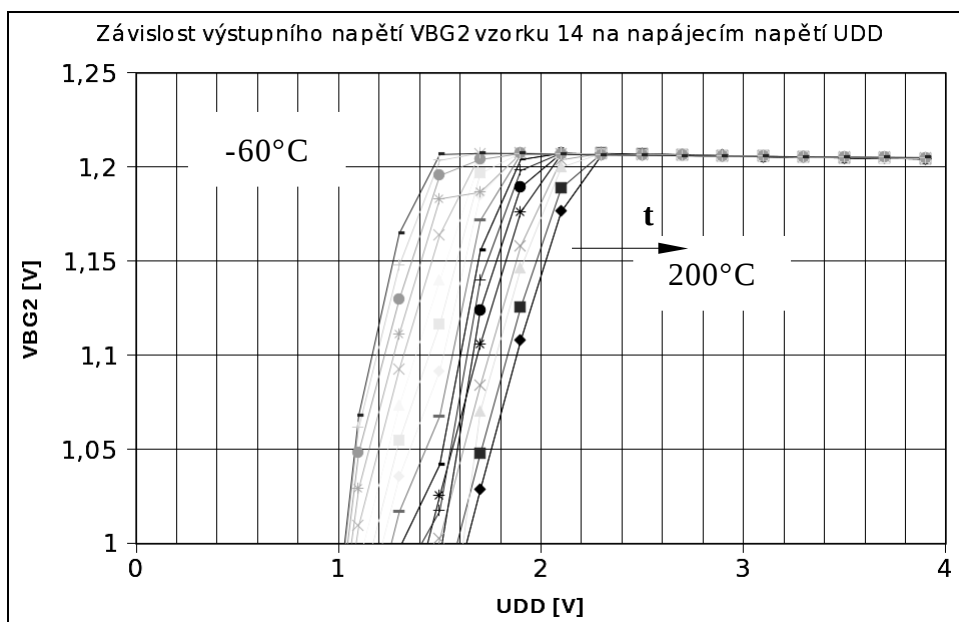
Obr. 63: Závislost výstupního napětí VBG2 vzorku 14 na teplotě pro dostavovací kód 14.



Obr. 64: Závislost výstupního napětí VBG2 vzorku 14 na teplotě pro dostavovací kód 13.



Obr. 65: Závislost výstupního napětí VBG2 vzorku 13 na teplotě pro dostavovací kódy 13, 14, 15 a napájecí napětí $U_{DD} = 3,3V$.



Obr. 66: Závislost výstupního napětí VBG2 na napájecím napětí. Parametrem grafu je teplota.

Přesnost výstupních napětí při optimálních nastavovacích kódech udávají tabulky 9 a 10. Veličina δ^- udává procentuální odchylku minimálního napětí VBG jednoho vzorku v celém teplotním a napětíovém rozsahu od napětí při $t = 60^\circ\text{C}$ a $U_{DD} = 3,3\text{V}$. Podobně δ^+ odchylku maximálního napětí jednoho vzorku. Veličina 2δ je součet těchto odchylek v absolutní hodnotě. V řádku celkem jsou minimální a maximální napětí všech měřených vzorků v rozsahu teplot $<-60 ; 200>^\circ\text{C}$ a napájecího napětí $<2,3 ; 3,9>\text{V}$.

VBG1						
vzorek	kód	MIN	MAX	δ^-	δ^+	2δ
-	-	V	V	%	%	%
15	15	1,20454	1,20781	-0,17	0,10	0,27
14	15	1,20488	1,20831	-0,19	0,10	0,28
13	15	1,20382	1,20755	-0,18	0,13	0,31
12	15	1,20522	1,20819	-0,14	0,10	0,25
celkem		1,20382	1,20831			0,37

Tabulka 9: Přesnost výstupního napětí VBG1 pro optimální nastavovací kód v rozsahu teplot -60°C až 200°C a napájecího napětí $2,3\text{V}$ až $3,9\text{V}$.

VBG2						
vzorek	kód	MIN	MAX	δ^-	δ^+	2δ
-	-	V	V	%	%	%
15	13	1,19486	1,19930	-0,26	0,11	0,37
14	13	1,19766	1,20217	-0,26	0,11	0,38
13	14	1,19591	1,19973	-0,23	0,09	0,32
12	13	1,19738	1,20218	-0,29	0,11	0,4
celkem		1,19486	1,20218			0,61

Tabulka 10: Přesnost výstupního napětí VBG2 pro optimální nastavovací kód v rozsahu teplot -60°C až 200°C a napájecího napětí $2,3\text{V}$ až $3,9\text{V}$

Výstupní napětí měřených vzorků mají toleranci:

$$VBG1 = \left(\frac{VBG1_{max} - VBG1_{min}}{2} + VBG1_{min} \right) \pm \delta, \quad (117)$$

$$VBG1 = \left(\frac{1,20831 - 1,20382}{2} + 1,20382 \right) \pm \frac{0,37}{2},$$

$$VBG1 = 1,2061 \text{ V} \pm 0,185 \% ,$$

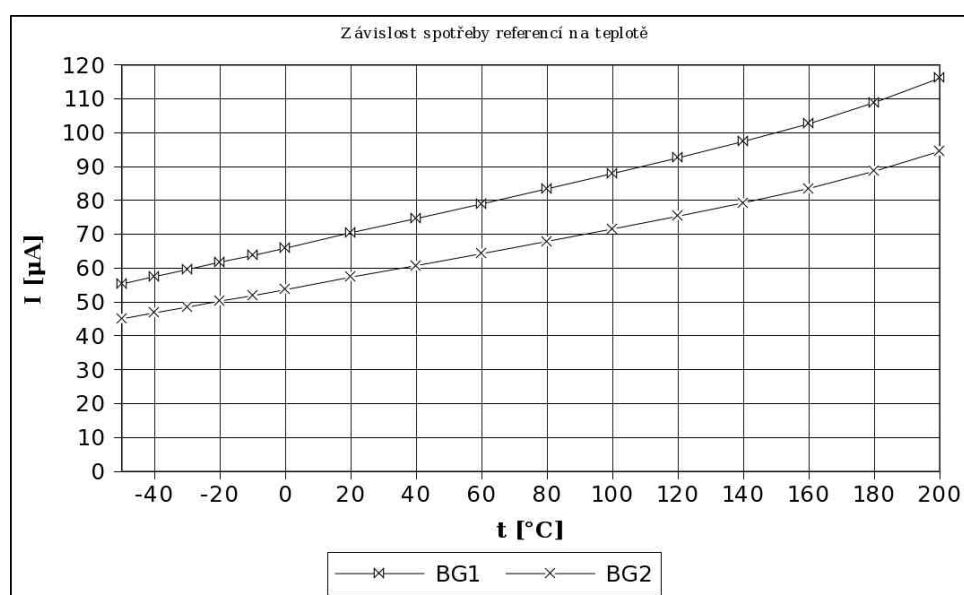
$$VBG2 = \left(\frac{VBG2_{max} - VBG2_{min}}{2} + VBG2_{min} \right) \pm \delta, \quad (118)$$

$$VBG2 = \left(\frac{1,20218 - 1,19486}{2} + 1,19486 \right) \pm \frac{0,61}{2},$$

$$VBG2 = 1,1985 \text{ V} \pm 0,3 \% .$$

10.5 Závislost spotřeby referencí na teplotě

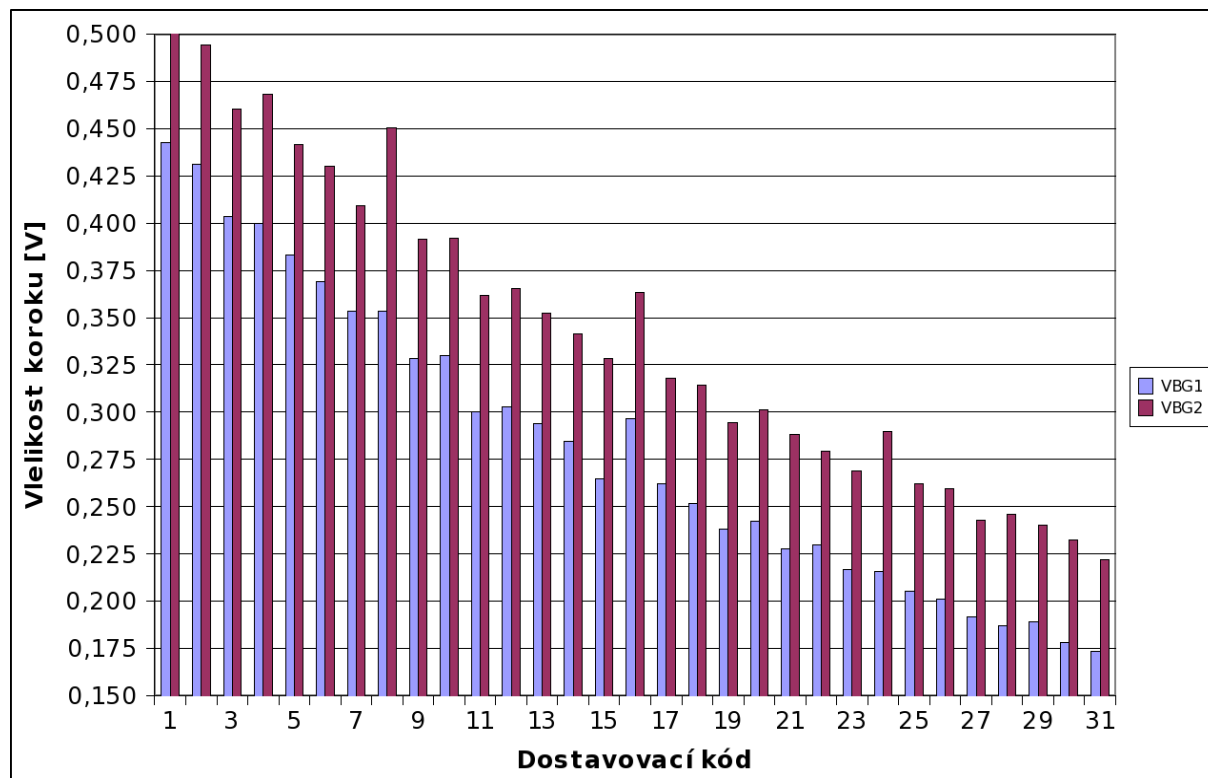
Závislost spotřeby referencí na teplotě byla měřena jako spotřeba celého testovacího čipu při vypnutí jedné z referencí. Spotřeba pomocných a ochranných obvodů je $<1\mu\text{A}$ a lze ji zanedbat.



Obr. 67: Závislost spotřeby referencí na teplotě při napájecím napětí 3,3V.

10.6 Krok dostavování

Obrázek 68 ukazuje závislost dostavovacího kroku na dostavovacím kódu. Jak je vysvětleno v kapitole 7.1.5, není tento krok konstantní pro všechny po sobě následující kódy, ale u reference 1 se mění v intervalu $<0,2 ; 0,53>\%$ a u reference 2 $<0,25 ; 0,56>\%$ (zjištěno simulací, vztaženo k hodnotám VBG při optimálních kódech). Změřené hodnoty jsou na obr.68 a odpovídají simulaci.



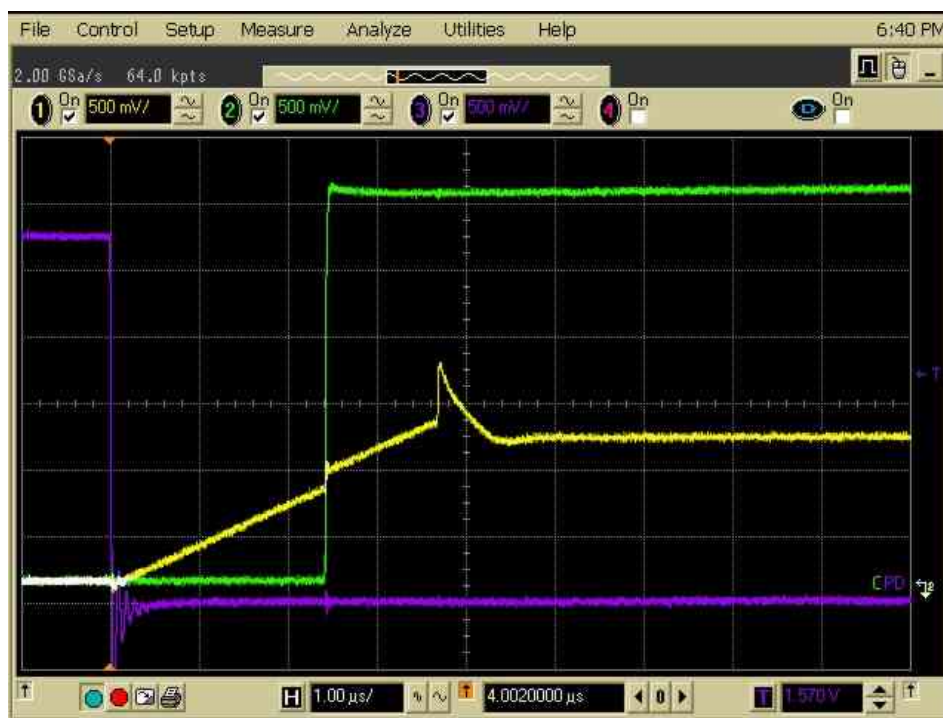
Obr. 68: Velikost dostavovacího kroku v % vzhledem k napětí VBG1 při kódu 15 a VBG2 při kódu 14 v závislosti na dostavovacím kódu.

10.7 Přejchodný děj po zapnutí

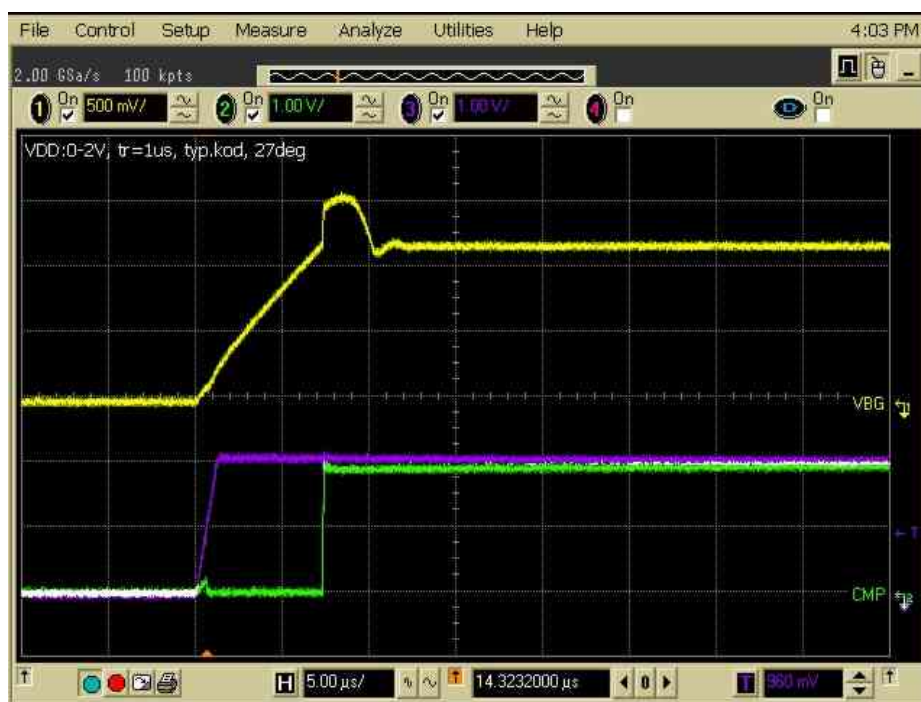
Obě reference lze uvést v činnost buď nastavením vstupu PD na log. 0 (úroveň L) při zapnutém napájení nebo zapnutím napájení při log. 0 na vstupu PD. Následující obrázky zachycují průběh výstupních napětí VBG a VBG_COMP v obou případech při pokojové teplotě.



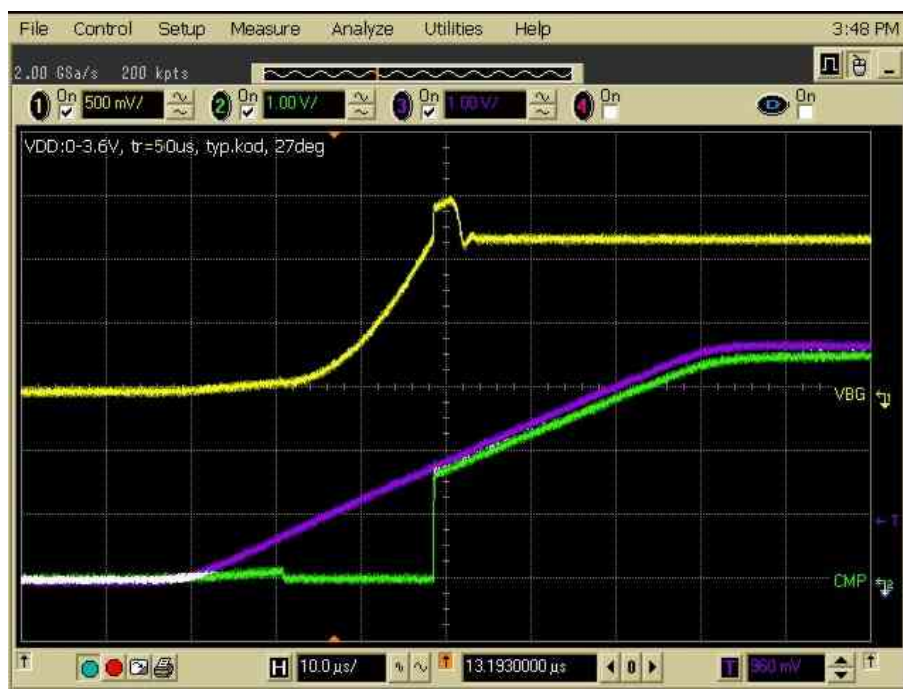
Obr. 69: Přejchodný děj po zapnutí refernce 1 pomocí vstupu PD, při zapnutém napájení. Fialová - PD; žlutá – VBG1; zelená - VBG_COMP1. Měřítka: 2μs/dílek, 500mV/dílek pro všechny průběhy, při pokojové teplotě.



Obr. 70: Přechodný děj po zapnutí refernce 2 pomocí vstupu PD, při zapnutém napájení. Fialová - PD; žlutá – VBG2; zelená - VBG_COMP2. Měřítko: 1μs/dílek, 500mV/dílek pro všechny průběhy, při pokojové teplotě.



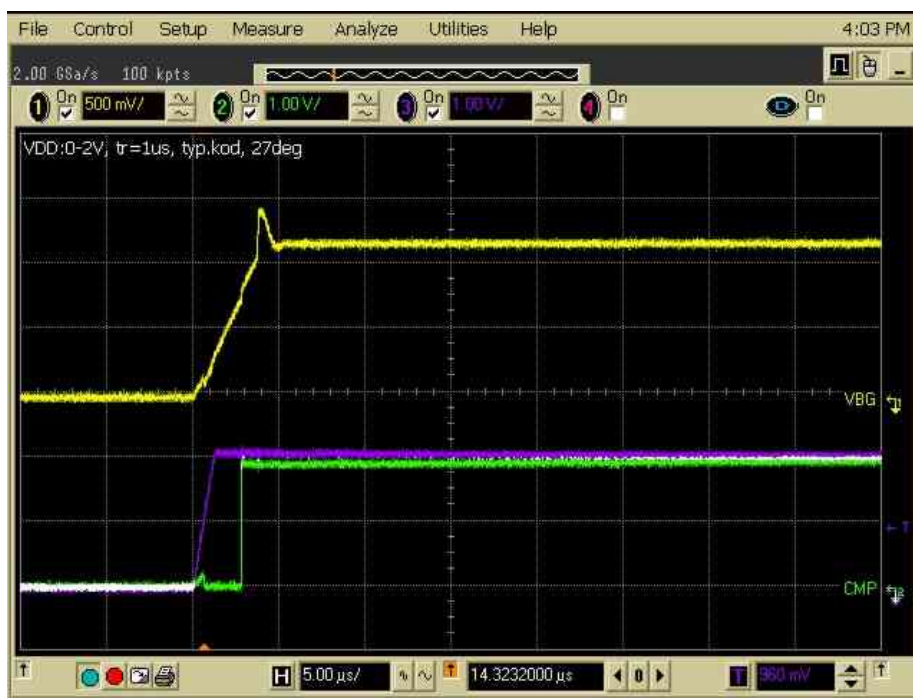
Obr. 71: Přechodný děj po zapnutí reference 1 při délce náběžné hrany napájecího napětí 1μs. PD = 0 po celou dobu. Fialová - U_{DD} ; žlutá – VBG1; zelená - VBG_COMP1. Měřítko: čas: 5μs/dílek, VBG1: 500mV/dílek, VBG_COMP1: 1V/dílek, U_{DD} : 1V/dílek. Měřeno na vzorku 13, při pokojové teplotě.



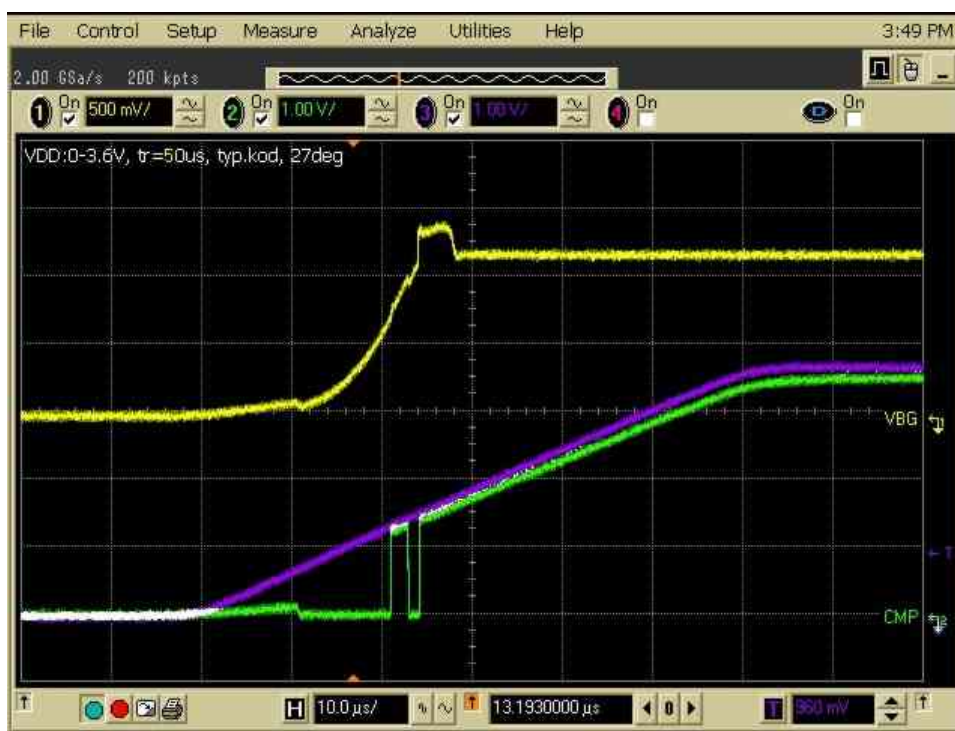
Obr. 72: Přechodný děj po zapnutí reference 1 při délce náběžné hrany napájecího napětí 50 μ s. PD = 0 po celou dobu. Fialová - U_{DD} ; žlutá - VBG1; zelená - VBG_COMP1. Měřítka: čas: 10 μ s/dílek, VBG1: 500mV/dílek, VBG_COMP1: 1V/dílek, U_{DD} : 1V/dílek. Měřeno na vzorku13, při pokojové teplotě.



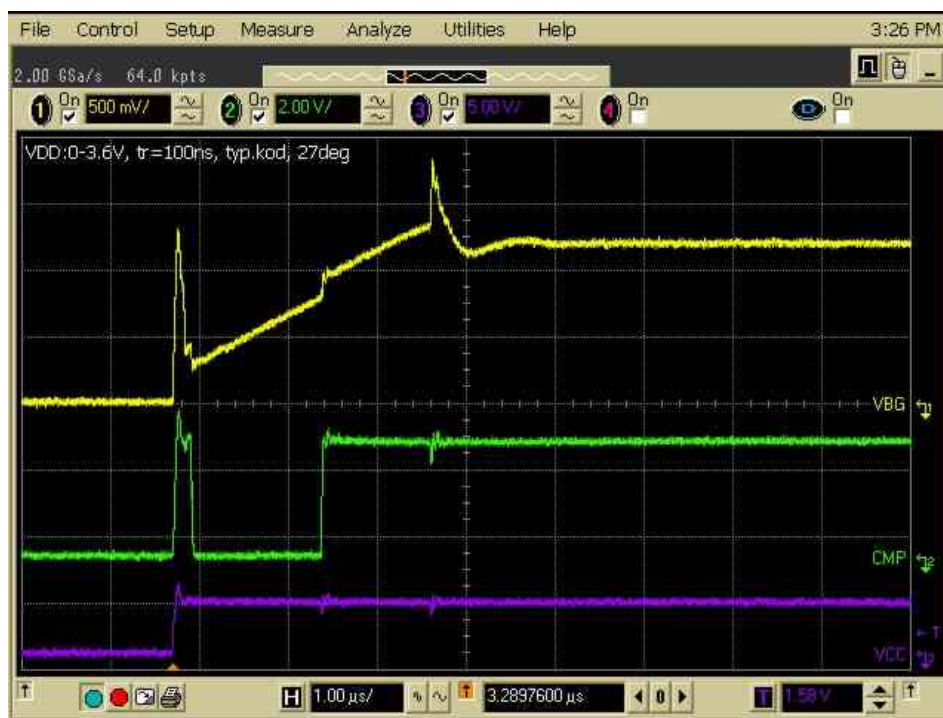
Obr. 73: Přechodný děj po zapnutí reference 1 při délce náběžné hrany napájecího napětí 100ns. PD = 0 po celou dobu. Fialová - U_{DD} ; žlutá - VBG1; zelená - VBG_COMP1. Měřítka: čas: 2 μ s/dílek, VBG1: 500mV/dílek, VBG_COMP1: 2V/dílek, U_{DD} : 5V/dílek. Měřeno na vzorku 13, při pokojové teplotě.



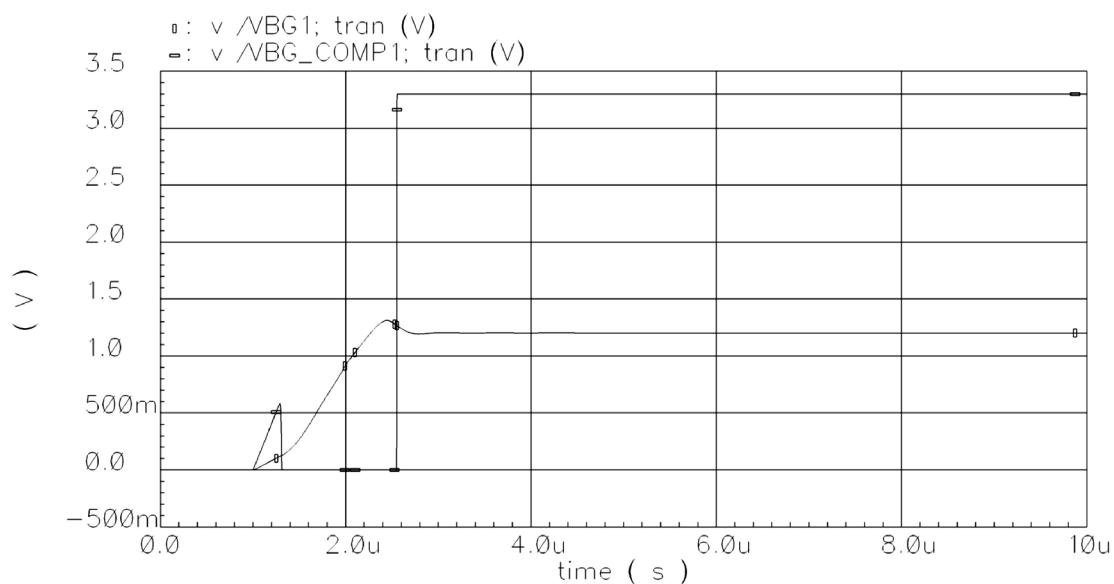
Obr. 74: Přechodný děj po zapnutí reference 2 při délce náběžné hrany napájecího napětí $1\mu\text{s}$. $PD = 0$ po celou dobu. Fialová - U_{DD} ; žlutá - $VBG2$; zelená - VBG_COMP2 . Měřítka: čas: $5\mu\text{s}/\text{dílek}$, $VBG2$: $500\text{mV}/\text{dílek}$, VBG_COMP2 : $1\text{V}/\text{dílek}$, U_{DD} : $1\text{V}/\text{dílek}$. Měřeno na vzorku 13, při pokojové teplotě.



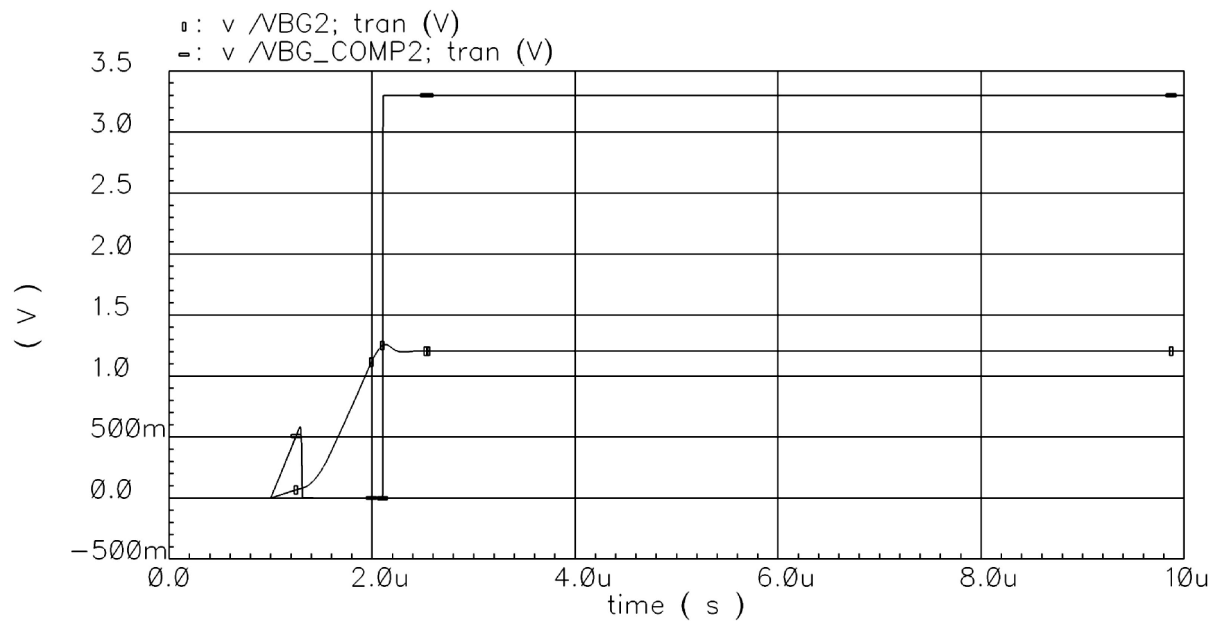
Obr. 75: Přechodný děj po zapnutí reference 2 při délce náběžné hrany napájecího napětí $50\mu\text{s}$. $PD = 0$ po celou dobu. Fialová - U_{DD} ; žlutá - $VBG2$; zelená - VBG_COMP2 . Měřítka: čas: $10\mu\text{s}/\text{dílek}$, $VBG2$: $500\text{mV}/\text{dílek}$, VBG_COMP2 : $1\text{V}/\text{dílek}$, U_{DD} : $1\text{V}/\text{dílek}$. Měřeno na vzorku 13, při pokojové teplotě.



Obr. 76: Přechodný děj po zapnutí reference 2 při délce náběžné hrany napájecího napětí 100ns. PD = 0 po celou dobu. Fialová - U_{DD} ; žlutá - VBG2; zelená - VBG_COMP2. Měřítko: čas: 2μs/dílek, VBG2: 500mV/dílek, VBG_COMP2: 2V/dílek, U_{DD} : 5V/dílek. Měřeno na vzorku13, při pokojové teplotě.



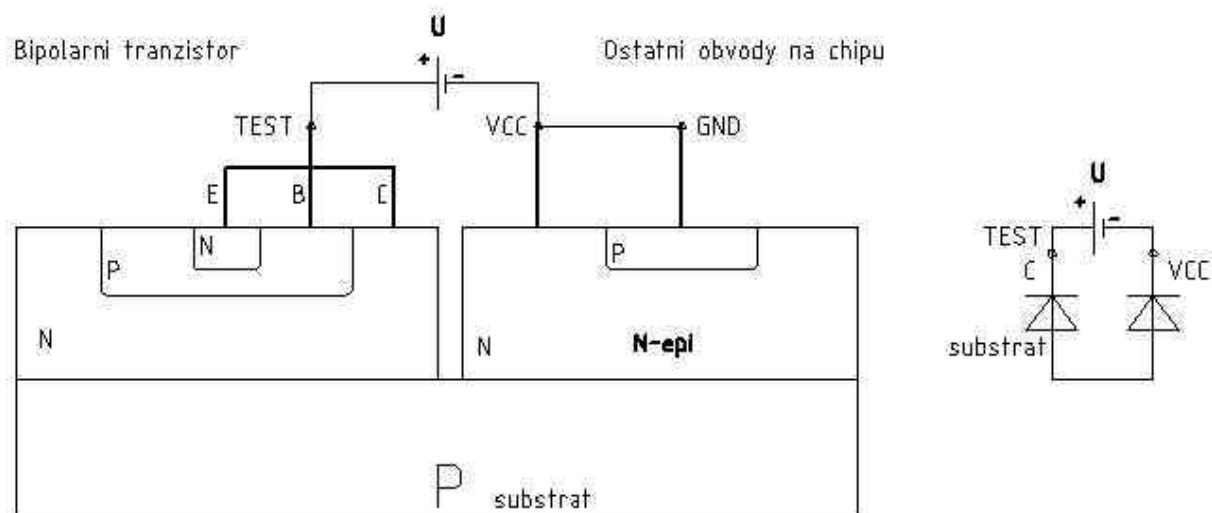
Obr. 77: Simulace přechodného děje po zapnutí reference 1 (PD = 0 po celou dobu) při délce náběžné hrany napájecího napětí 1μs. Průběh je zpožděný o 1μs, typické parametry součástek, při pokojové teplotě.



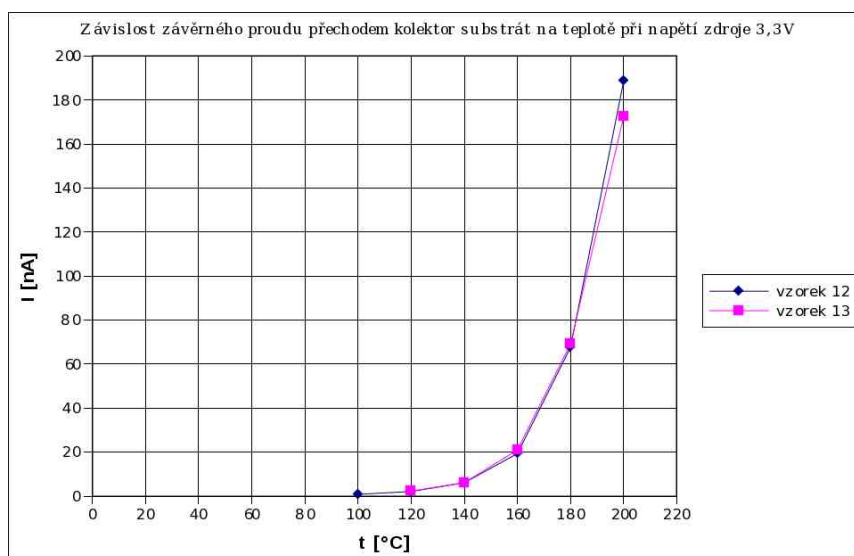
Obr. 78: Simulace přechodného děje po zapnutí reference 2 ($PD = 0$ po celou dobu) při délce náběžné hrany napájecího napětí $1\mu\text{s}$. Průběh je zpožděný o $1\mu\text{s}$, typické parametry součástek, při pokojové teplotě.

10.8 Závislost závěrného proudu přechodem kolektor – substrát na teplotě

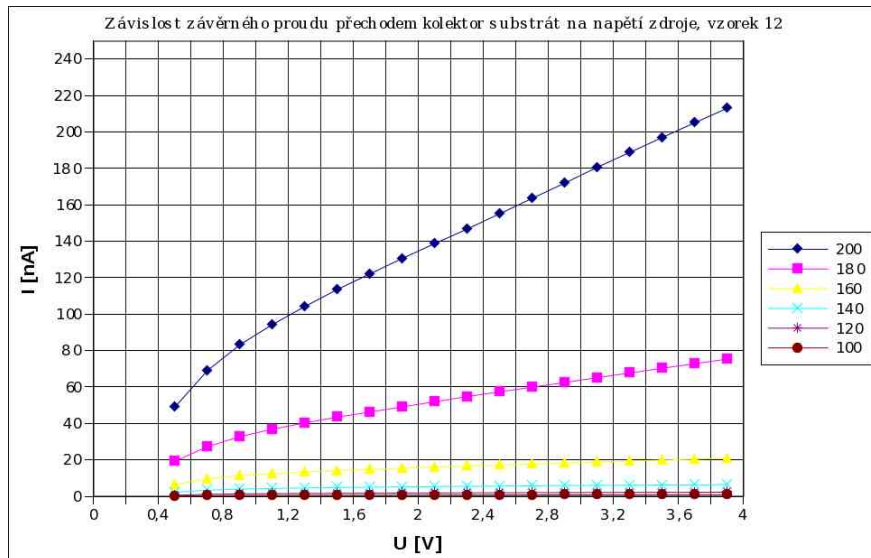
Závislost proudu závěrně pólovaným PN přechodem kolektor – substrát bipolárních tranzistorů byla měřena podle schématu na obr. 79, naměřené hodnoty jsou vyneseny v grafech na obr. 80 a 81.



Obr. 79: Průřez bipolárním tranzistorem v technologii I3T50 a náhradní schéma měření závěrného proudu přechodem kolektor-substrát



Obr. 80: Závislost závěrného proudu přechodem kolektor - substrát 32 paralelně zapojených bipolárních tranzistorů na teplotě, při napájecím napětí zdroje $U = 3,3\text{V}$, viz obr. 79.



Obr. 81: Závislost závěrného proudu přechodem kolektor – substrát 32 paralelně zapojených bipolárních tranzistorů na napětí zdroje U , viz obr. 79. Parametrem grafu je teplota $^{\circ}\text{C}$

Vliv závěrného proudu přechodem kolektor – substrát na teplotní profil reference byl simulován jednoduchým modelem podle obr. 83. Skládá se z teplotně závislých proudových zdrojů a spínačů, které odpojí tyto zdroje od výstupů při teplotě nižší než 130°C . Spínače jsou řízené teplotně závislými napěťovými zdroji. Výsledná závislost proudů porty $in1$ a $in2$ na teplotě je na obr. 84.

Výpočet parametrů modelu pro napájecí napětí reference $U_{DD} = 3,3\text{V}$:

Napětí na kolektoru Q_1 je při $t = 200^{\circ}\text{C}$ $U_{CQ1} = 2,3\text{V}$ (zjištěno simulací, viz obr. 82). Napětí U (obr. 79) je pak

$$U = U_{CQ1} + U_d = 2,3 + 0,6 = 2,9\text{V} \quad , \quad (119)$$

protože při měření jsou v sérii přechody kolektor – substrát a substrát – N-epi. Z obr. 81 lze odečíst pro $U = 2,9\text{V}$ $I = 175\text{nA}$ pro 32 paralelních tranzistorů. Vzhledem k plochám Q_1 a Q_2 budou potom proudy při teplotě 200°C

$$I_{in1} = \frac{I}{32} \cdot m = \frac{175}{32} \cdot 7 = 38,3\text{nA} \quad , \quad (120)$$

$$I_{in2} = \frac{I}{32} \cdot m = \frac{175}{32} \cdot 2 = 10,9\text{nA} \quad . \quad (121)$$

Závislosti proudů na teplotě podle obr. 80 jsou přibližně aproximované teplotními koeficienty druhého řádu proudových zdrojů v modelu, které lze vyjádřit vztahy

$$I_{in1} = TC_{2,in1} \cdot I_{130} \cdot (t - 130)^2 + I_{130} \quad , \quad (122)$$

stejný vztah platí i pro I_{in2} , kde

$TC_{2,in1}$ teplotní koeficient druhého řádu proudového zdroje ve vstupu $in1$

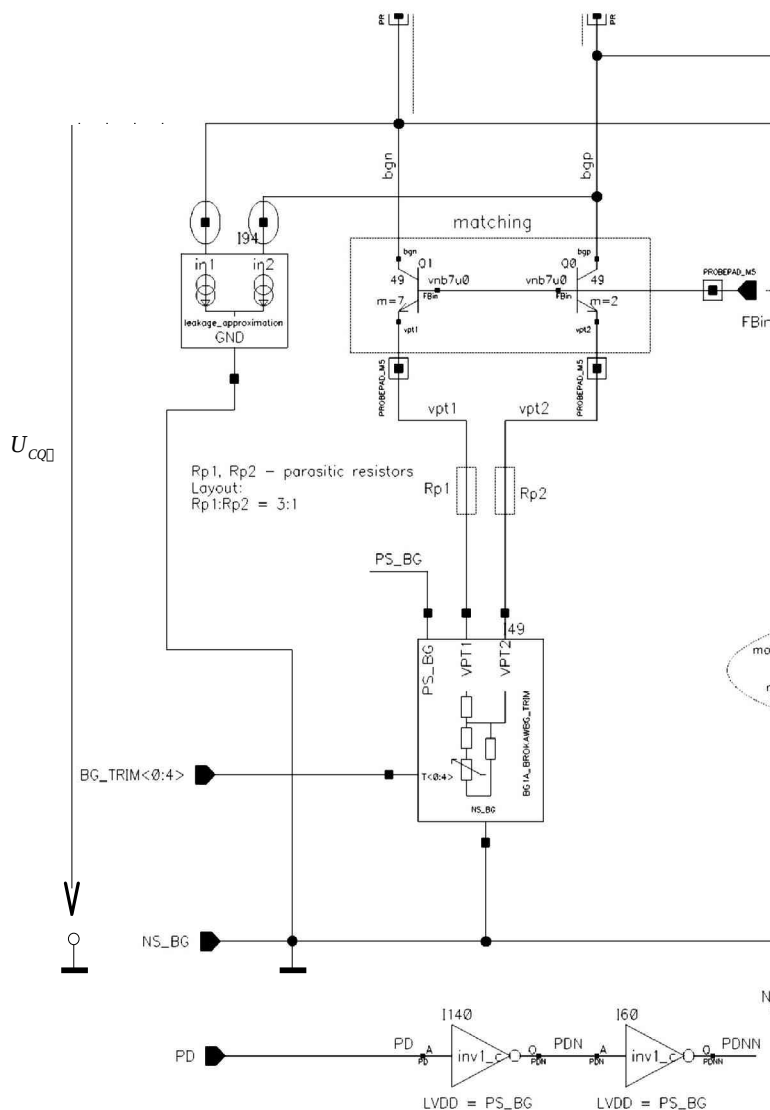
$I_{130} = 1\text{nA}$... proud zdroje při teplotě $t = 130^{\circ}\text{C}$

Po dosazení do (122) jsou teplotní koeficienty zdrojů

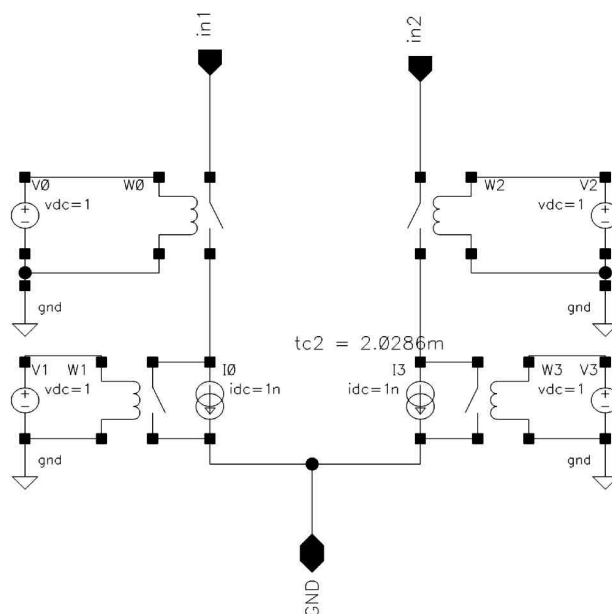
$$TC_{2,in1} = 7,608 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2} \text{ ,}$$

$$TC_{2,in2} = 2,086 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2} \text{ .}$$

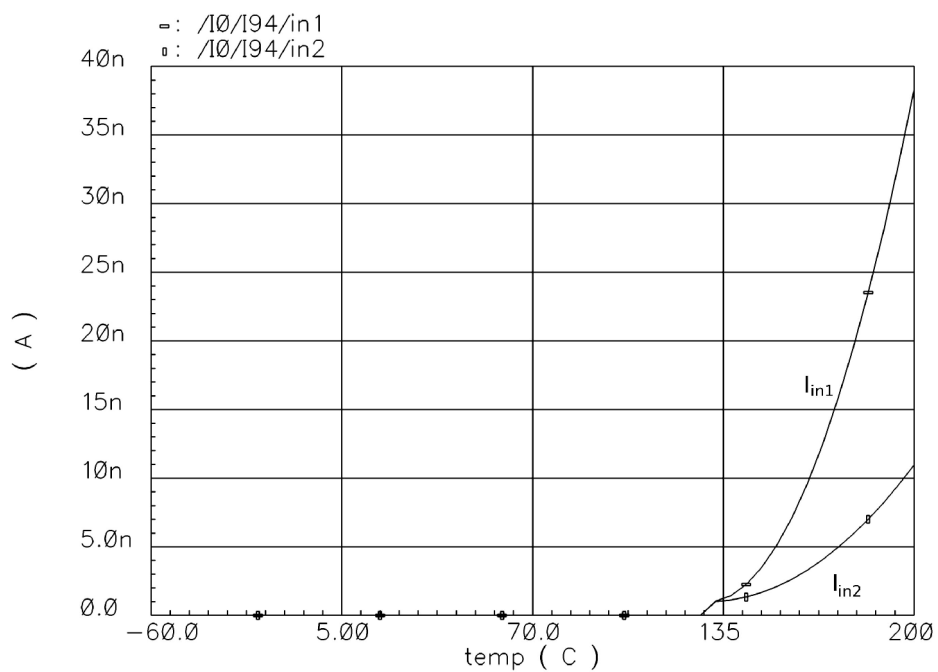
Závislost výstupního napětí reference na teplotě modelovaná včetně vlivu svodových proudů je na obr. 85. Její průběh je přibližně shodný se změřeným na obr. 59 (pro $U_{DD} = 3,3\text{V}$), takže je metoda měření a simulace zprávná.



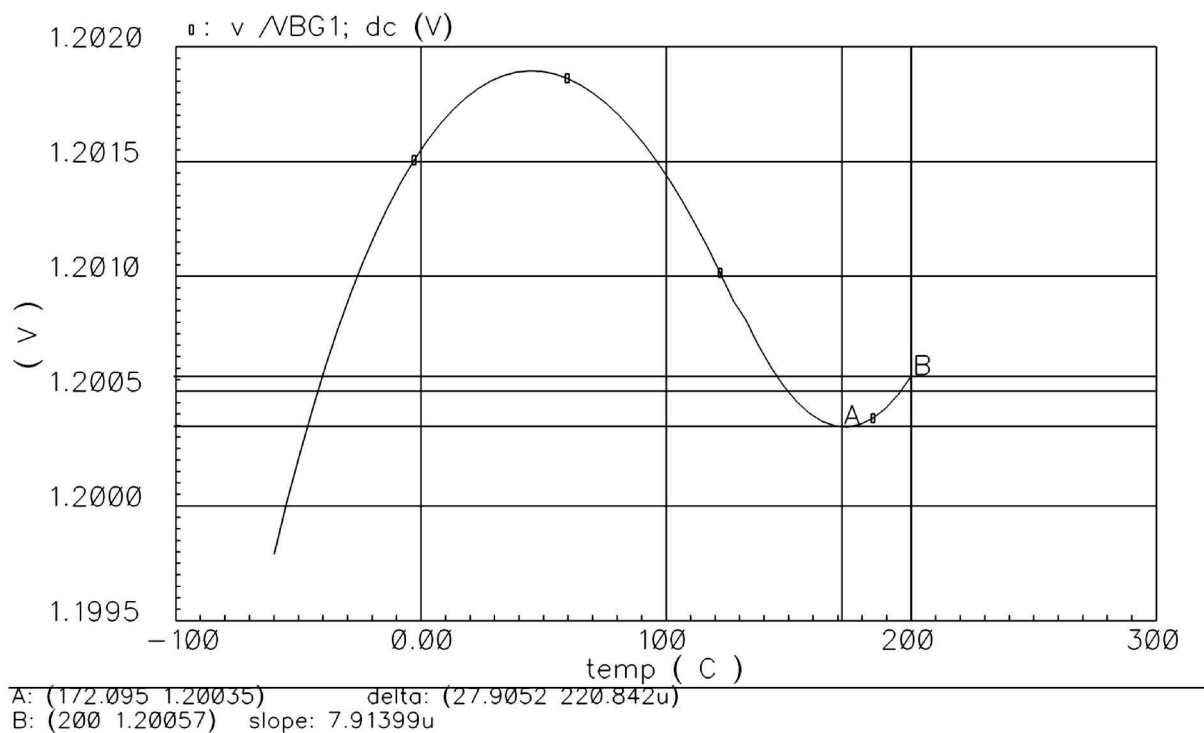
Obr. 82: Zapojení modelu závěrného proudu přechodem kolektor - substrát bipolárních tranzistorů do reference 1. Celkové schéma reference je v příloze 5.



Obr. 83: Vnitřní schéma modelu závěrných proudů přechodem kolektor substrát.



Obr. 84: Závislost výstupních proudů modelu z obr. 83 na teplotě.



Obr. 85: Závislost napětí VBG1 na teplotě simulovaná včetně vlivu závěrných proudů přechodem kolektor substrát. Simulační je na obr. 82.

11 Závěr

Podle teoretických poznatků získaných z literatury byly navrženy dvě verze Brokavových referencí. Vyrobeno bylo celkem 20 testovacích čipů, které byly již v první verzi plně funkční a bylo možné provést všechna plánovaná měření.

V době návrhu existovaly pochybnosti zda je nutné kompenzovat závěrný proud PN přechodem kolektor-substrát bipolárních NPN tranzistorů použitých v jádře obvodu. Proto reference 1 neobsahuje kompenzaci tohoto proudu a reference 2 ano. Měřením bylo zjištěno, že je výhodnější využít plochu původně určenou pro kompenzační tranzistory na zvětšení poměru proudových hustot a ploch tranzistorů v jádře zdroje *PTAT* napětí. Dosáhne se tím menší citlivosti výstupního napětí na toleranci výroby. Kompenzaci lze samozřejmě vynechat jen pokud bude technologicky zaručená maximální velikost závěrného proudu.

Po přesném dostavení je přesnost reference 1 (bez kompenzace závěrného proudu PN přechodem kolektor – substrát) v rozmezí teplot $<-60;200>^{\circ}\text{C}$ a napájecího napětí $<2,3;3,9>\text{V}$ $1,2061\text{V} \pm 0,19\%$. Přesnost reference 2 (s kompenzací závěrného proudu PN přechodem kolektor – substrát) je $1,1985\text{V} \pm 0,3\%$. Protože byly vzorky zapouzdřené do keramických pouzder, které nezpůsobují mechanické namáhání čipu (package stress), je přesnost měřených vzorků lepší než by byla ve standardních plastových pouzdrech. Navíc všechny čipy byly vyrobeny na jednom waferu, takže mají menší rozptyl parametrů, než by měly ve velké výrobní sérii.

Díky robustnímu návrhu lze obě reference zatížit na výstupu proudem až 1μ , což usnadňuje měření a připojení dalších obvodů.

Start reference 1 trvá $15\mu\text{s}$, u reference 2 jen $8\mu\text{s}$, po zapnutí napájecího napětí, proto mohou být použity v systému který musí pracovat téměř okamžitě po zapnutí.

Jednoduchým obvodovým řešením a kvalitním layoutem se docílilo snížení plochy o 40% proti srovnatelné referenci.

Nízké minimální napájecí napětí (min. $2,3\text{V}$) poskytuje dostatečnou rezervu pro funkci obvodu při náhlém snížení napájecího napětí.

Oba obvody jsou vybaveny 5-ti bitovým nastavováním pokrývajícím toleranci $\pm 5\%$ výstupního napětí a digitálním výstupem pro kontrolu funkce. Vstupem *PD* lze reference vypnout i při zapnutém napájecím napětí.

Porovnání nejdůležitějších parametrů se simulacemi je uvedeno v tab. 11. Parametry obvodu splnily zadání.

		Kompenzace závěrného proudu přechodem kolektor – substrát				
		ne (reference 1)		ano (reference 2)		
Veličina	Jednotka	Simulace	Měření	Simulace	Měření	Popis
VBG	V	1,2020	1,2061	1,2031	1,1985	Výstupní napětí při optimálním dostavovacím kódu, pokojové teplotě a napájecím napětí 3,3V.
δ	%	-	0,19	-	0,3	Přesnost výstupního napětí pro 20 měřených vzorků, při optimálním dostavovacím kódu, v rozsahu teplot -60°C až 200°C a napájecího napětí 2,3V až 3,9V. Z důvodu malého počtu vzorků nelze srovnat se simulací.
σ	mV	2,07	1,27	2,95	2,50	Směrodatná odchylka 1σ obvodů při Gaussově rozložení pravděpodobnosti a teplotě 27°C.
6σ	mV	12,43	7,62	17,69	15,00	Směrodatná odchylka 6σ obvodů při Gaussově rozložení pravděpodobnosti a teplotě 27°C.
UDD _{min}	V	2,2	2,3	2,2	2,3	Minimální napájecí napětí nutné pro funkci.
UDD _{max}	V	3,6	3,6	3,6	3,6	Maximální napájecí napětí.
I _L	μA	1	3,5	1	6	Maximální zatížení výstupu (měřením malého počtu vzorků nelze postihnout nejhorší kombinaci vlivů, proto je směrodatná simulace).
dost. Kód	dek.	12	15	12	14	Optimální dostavovací kód.
I _{typ}	μA	66	65	62	63	Typická spotřeba při pokojové teplotě a napájecím napětí 3,3V.
t _r	μs	2,6	15	2,2	8	Doba ustálení výstupního napětí po zapnutí napájecího napětí. Měření je ovlivněné vstupní kapacitou osciloskopu.

Tabulka 11: Shrnutí základních parametrů referencí a jejich porovnání se simulacemi.

Seznam použitých zkratek

index 0 značí absolutní teplotu $T = 0$ K, index R referenční teplotu T_R

A	plocha PN přechodu
A_E	plocha emitoru
β	proudový zesilovací činitel bipolárního tranzistoru
CTAT	Complementar To Absolute Temperature (nepřímo úměrný absolutní teplotě)
D_n	difúzní koeficient elektronů
D_p	difúzní koeficient děr
ΔU_{BE}	rozdíl napětí báze-emitor dvou tranzistorů
ΔU_{REF}	absolutní chyba referenčního napětí
e	jednotková plocha emitoru
E_g	šířka zakázaného pásu polovodiče (bandgap energy)
H	T/T_R
h	planckova konstanta $6,626 \cdot 10^{-34}$ J·s
I_C	proud kolektorem
I_S	saturační proud PN přechodu
J_C	proudová hustota v kolektoru tranzistoru
k	boltzmannova konstanta $1,38 \cdot 10^{-23}$ J·K ⁻¹
L_p	střední difúzní délka děr
μ	pohyblivost nosičů náboje
m_e, m_h	efektivní hmotnosti elektronu, díry
n	konstanta závislá na koncentraci dopantů v bázi bipolárního tranzistoru $n \approx 0,8$
N_A	koncentrace akceptorů v polovodiči
N_D	koncentrace donorů v polovodiči
N_G	Gummelovo číslo
n_i	intrinzičná koncentrace nosičů v křemíku
ppm	jedna miliontina, nezaměňovat s ppm/°C
PTAT	Proportional To Absolute Temperature (přímo úměrný absolutní teplotě)
q	náboj elektronu $1,602 \cdot 10^{-19}$ C
Q_{B0}	náboj báze tranzistoru při nulovém vnějším napětí (zero-biased charge)
R_U	jednotkový odpor
sq	jednotka čtverec
t	teplota [°C]
T	absolutní teplota [K]
TC	teplotní koeficient [ppm/°C]
U_A	Earlyho napětí
U_{DS}	napětí mezi drainem a sourcem unipolárního tranzistoru
U_{dsat}	saturační napětí MOS tranzistoru
U_g	napětí odpovídající zakázanému pásu polovodiče (bandgap voltage)
U_{g0}	lineárně extrapolované napětí U_g pro teplotu $T = 0$ K vztah (9)
U_{GS}	napětí mezi gatem a sourcem unipolárního tranzistoru
U_t	teplotní napětí, prahové napětí MOS tranzistoru
U_{IR}	teplotní napětí při referenční teplotě
η	faktor zakřivení

Seznam použité literatury

- [1] HUIJSING, J. H.; et al.; *Analog circuit design*. Kluwer Academic Publisher, 1996. s.
- [2] HORSKÝ, Pavel; *Design of analog ICs.*, 2008. 128 s.
- [3] BRZOBOHATÝ, Jaromír; MUSIL, Vladislav; *Elektronické součástky*. VUT, 2002. 200 s.
- [4] ZEGHBROECK, Bart; *Principles of semiconductor devices*, Cit. 2008, Dostupné z WWW: <http://ece-www.colorado.edu/~bart/book/book/chapter2/ch2_6.htm>.
- [5] MORA, Rincón; *Bandgap Voltage References*, Cit. 2008, Dostupné z WWW: <<http://users.ece.gatech.edu/rincon-mora/classes/ece4430/ece4430.htm>>.
- [6] GREGOIRE, B; *Optimum area allocation for minimum mismatch*. IEEE custom integrated circuits conference, 2004. 750 s.
- [7] ZEGHBROECK, Bart; *Semiconductor Fundamentals*, Cit. 2008, Dostupné z WWW: <http://ece-www.colorado.edu/~bart/book/book/chapter2/ch2_3.htm>.
- [8] MUSIL, Vladislav; PROKOP, Roman; *Návrh analogových integrovaných obvodů*. VUT, 2002. 221 s.
- [9] AMADOR, R; ALVAREZ, M; et al.; *Temperature dependence simulation of the emmision coefficient via emitter capacitance*, Cit. 2008, Dostupné z WWW: <www.iberchip.org/IX/Articles/PAP-002.pdf>.
- [10] MORA, Rincón; *Improved bandgap references*, Cit. 2008, Dostupné z WWW: <<http://users.ece.gatech.edu/rincon-mora/classes/ece4430/ece4430.htm>>.
- [11] SANSEN, Willy; *Bandgap and current reference circuits*, Cit. 2008, Dostupné z WWW: <www.diva-portal.org/diva/getDocument?urn_nbn_se_liu_diva-2585-1__fulltext.pdf>.
- [12] GRAY, Paul, R; MEYER, Robert, G; *Analysis and design of analog integrated circuits*. John Wiley & Sons, Inc., 1993. 729 s.
- [13] DOSTÁL Tomáš; *Teorie obvodů*. VUT, 2006. 177 s.
- [14] BUCHANAN, Robert, J.; *Student's t-Distribution, MATH 130, Elements of Statistics I*, Cit. 2008, Dostupné z WWW: <<http://banach.millersville.edu/~bob/math130/StudentT/main.pdf>>.
- [15] DEAN, Susan; ILLOWSKY, Barbara, Ph.D.; *Confidence Intervals: Confidence Interval, Single Population Mean, Standard Deviation Unknown, Student-T*, Cit. 2009, Dostupné z WWW: <<http://cnx.org/content/m16959/latest/>>.

Seznam příloh

- 1 Schéma Gilbertovy reference
- 2 Závislost výstupního napětí na teplotě Gilbertovy reference
- 3 Přenos otevřené smyčky FBout1 – FBin1 Gilbertovy reference
- 4 Přenos otevřené smyčky VBG – FBin2 Gilbertovy reference
- 5 Celkové schéma Brokawovy reference bez kompenzačních tranzistorů
- 6 Podbuňka BG1A_BROKAWBG_RB1
- 7 Podbuňka BG1A_BROKAWBG_TRIM
- 8 Podbuňka BG1A_BROKAWBG_RB2
- 9 Simulační schéma pro vyšetření stability Brokawovy reference
- 10 Výsledek simulace worst case Brokawovy reference bez kompenzačních tranzistorů
- 11 Celkové schéma Brokawovy reference s kompenzačními tranzistory
- 12 Podbuňka BG1A_BROKAWBG2_RB1
- 13 Podbuňka BG1A_BROKAWBG2_TRIM
- 14 Podbuňka BG1A_BROKAWBG2_RB2
- 15 Výsledek simulace worst case Brokawovy reference s kompenzačními tranzistory
- 16 Celkové schéma testovacího čipu
- 17 Závislost napětí VBG1 a VBG2 na napájecím napětí (simulace)

Seznam datových souborů

- 1 zavislost_VBG_na_UDD.xls
- 2 zavislost_VBG_na_teplote.xls
- 3 VBG_180st_statistika.ods
- 4 vystupni_charakteristika.xls
- 5 vystupni_charakteristika2.xls