



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH NAPĚŤOVÝCH REFERENCÍ V BICMOS PROCESU ONC18

DESIGN OF VOLTAGE REFERENCES IN BICMOS ONC18 PROCESS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Samuel Dušek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Šotner, Ph.D.

BRNO 2017



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor Elektronika a sdělovací technika

Ústav radioelektroniky

Student: Samuel Dušek

ID: 174281

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Návrh napěťových referencí v BiCMOS procesu ONC18

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Proveďte teoretický rozbor, detailní popis funkce (principu) a stanovte vlastnosti (výhody a nevýhody) několika druhů (dle potřeby a plnění požadovaných parametrů) napěťových referencí dostupných v literatuře (knihy, časopisecké a konferenční články) a srovnajte je se standardní bandgap referencí dle Brokawa s bipolárním jádrem. Zásadním kritériem porovnání bude nejnižší možné napájecí napětí (typické pro nízkonapěťové procesy), při kterém již standardní zapojení dle Brokawa nemá dostatek napěťového pracovního prostoru. Výsledky porovnání doložte základními simulacemi (prac. bod) v prostředí Cadence s technologií ON Semiconductor ONC18 (0,18 μm , 1,8 V, typický proces), pro které vybrané struktury navrhnete.

Proveďte detailní analýzu (prac. bod, DC, AC, transient, šumová analýza) případně optimalizaci návrhů s ohledem na procesní a teplotní rozptyl parametrů (Monte Carlo, teplota/corners) a vyhodnoťte nejvhodnější zapojení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BROKAW, A. A simple three-terminal IC bandgap reference, IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 188-189, 1974.

[2] RAZAVI, B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. New York: McGraw-Hill, 2001.

Termín zadání: 6. 2. 2017

Termín odevzdání: 30.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Konzultant: Ing. Pavel Londák

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem napěťových referencí ve 180 nm technologii firmy ON Semiconductor se zaměřením na co možná nejnižší hodnotu napájecího napětí. V první části této práce jsou uvedeny teoretické předpoklady, které se týkají napěťových referencí. Další část pak představuje vybrané topologie, popisuje jejich funkci a postup při prvotním návrhu. V této části jsou také uvedeny výsledky, kterých bylo dosaženo po prvotním návrhu a po optimalizaci jednotlivých zapojení. Poslední část práce vyhodnocuje nejlepšího zástupce bandgapového etalonu v oblasti napájecího napětí, kde reference typu bandgap již není schopna pracovat.

KLÍČOVÁ SLOVA

Napěťová reference, Teplotní stabilita, Napájecí napětí, Unipolární, Technologie onc18, BiCMOS

ABSTRACT

This bachelor's thesis deals with design of voltage references in 180 nm technology of the ON Semiconductor company with main focus on the lowest value of power supply. First part presents theoretical knowledge concerning voltage references. The next part introduces chosen topologies, describes their function and methods of initial design. In this part there are also shown results which were achieved after initial design and after optimization of all references. The last part appraises the best replacement for bandgap etalon in area of power supply, where bandgap reference can not work properly.

KEYWORDS

Voltage reference, Temperature stability, Power supply, Unipolar, Technology onc18, BiCMOS

DUŠEK, S. *Návrh napěťových referencí v BiCMOS procesu ONC18*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 82 s., 21 s. příloh. Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Návrh napěťových referencí v BiCMOS procesu ONC18 jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych touto cestou poděkoval firmě ON Semiconductor a hlavně Ing. Pavlu Londákovi za přijetí na stáž v létě 2016, na které jsem dostal možnost vypracovat tuto práci. Rovněž bych chtěl Ing. Pavlu Londákovi poděkovat za konzultace, trpělivost a podněty k této práci. Chtěl bych také poděkovat Ing. Romanu Šotnerovi, Ph.D. za konzultace a podnětné návrhy k této práci.

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 Úvod do problematiky	2
1.1 Napěťová reference.....	2
1.2 Základní typy napěťových referencí.....	2
1.2.1 Paralelní napěťová reference	2
1.2.2 Sériová napěťová reference	2
1.3 Využití napěťových referencí	3
1.4 Vlastnosti napěťových referencí.....	3
1.4.1 Přesnost referenčního napětí.....	3
1.4.2 Teplotní drift	4
1.4.3 Spotřeba zapojení.....	4
1.4.4 Stabilita obvodu	4
1.4.5 Šumové vlastnosti.....	4
1.4.6 Dlouhodobá stabilita	4
1.5 Základní principy návrhu.....	5
1.6 CMOS technologie	6
1.6.1 MOSFET tranzistor.....	7
1.6.2 Technologie oncl8.....	9
1.6.3 Depletiční MOSFET tranzistor	12
1.7 Simulace parametrů napěťových referencí	13
1.7.1 Analýza obvodu v časové oblasti.....	13
1.7.2 Stejnosměrná DC analýza	14
1.7.3 Střídavá AC analýza	14
1.7.4 Citlivostní a monte carlo analýza.....	14
1.7.5 Šumová analýza	15
1.8 Princip reference typu bandgap	16
2 Reference 1 Bandgapový princip	18
2.1 Popis principu činnosti reference 1	18

2.2	Návrh počátečních parametrů reference 1	21
2.3	Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů	24
2.4	Dosažené výsledky s referencí 1 po optimalizaci	25
3	Reference 2 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem	27
3.1	Popis principu činnosti reference 2	27
3.1.1	Widlarův proudový zdroj	27
3.1.2	Startovací obvod	29
3.2	Návrh počátečních parametrů reference 2	30
3.2.1	Návrh Widlarova proudového zdroje	31
3.2.2	Návrh startovacího obvodu	31
3.3	Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů	32
3.4	Dosažené výsledky s referencí 2 po optimalizaci	34
4	Reference 3 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem, typ 2	35
4.1	Popis principu činnosti reference 3	35
4.2	Návrh počátečních parametrů reference 3	36
4.3	Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů	37
4.4	Dosažené výsledky s referencí 3 po optimalizaci	38
5	Reference 4 Widlarův proudový zdroj jako reference	39
5.1	Popis principu činnosti reference 4	39
5.2	Návrh počátečních parametrů reference 4	40
5.3	Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů	41
5.4	Dosažené výsledky s referencí 4 po optimalizaci	42
6	Reference 5 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem, typ 3	44
6.1	Popis principu činnosti reference 5	44
6.1.1	Dvoustupňový OTA zesilovač	45
6.2	Návrh počátečních parametrů reference 5	46
6.2.1	Návrh dvoustupňového OTA zesilovače	47
6.3	Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů	49
6.4	Dosažené výsledky s referencí 5 po optimalizaci	51
7	Reference 6 Kompenzace PTAT proudu CTAT proudem	53
7.1	Popis principu činnosti reference 6	53
7.1.1	CTAT proudový zdroj	54

7.2	Návrh počátečních parametrů reference 6	55
7.3	Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů	56
7.4	Dosažené výsledky s referencí 6 po optimalizaci	58
8	Reference 7 Referenční napětí jako rozdíl dvou U_{GS} napětí	60
8.1	Popis principu činnosti reference 7	60
8.2	Návrh počátečních parametrů reference 7	61
8.3	Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů	62
8.4	Dosažené výsledky s referencí 7 po optimalizaci	63
	Závěr a vyhodnocení zapojení	65
	Literatura	67
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	68
A	Typické průběhy a klidové pracovní body navržených referencí	69
A.1	Reference 1 Bandgapový princip	69
A.1.1	Klidový pracovní bod reference 1 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$	69
A.1.2	Parametry součástek reference 1 po optimalizaci	69
A.1.3	Typické charakteristiky popisující referenci 1	70
A.2	Reference 2 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem	72
A.2.1	Klidový pracovní bod reference 2 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$	72
A.2.2	Parametry součástek reference 2 po optimalizaci	72
A.2.3	Typické charakteristiky popisující referenci 2	73
A.3	Reference 3 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem, typ 2	75
A.3.1	Klidový pracovní bod reference 3 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$	75
A.3.2	Parametry součástek reference 3 po optimalizaci	75
A.3.3	Typické charakteristiky popisující referenci 3	75
A.4	Reference 4 Widlarův proudový zdroj jako reference	77
A.4.1	Klidový pracovní bod reference 4 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$	77
A.4.2	Parametry součástek reference 4 po optimalizaci	78
A.4.3	Typické charakteristiky popisující referenci 4	78
A.5	Reference 5 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem, typ 3	80
A.5.1	Klidový pracovní bod reference 5 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$	80
A.5.2	Parametry součástek reference 5 po optimalizaci	81
A.5.3	Typické charakteristiky popisující referenci 5	82

A.6	Reference 6 Kompenzace PTAT proudu CTAT proudem	84
A.6.1	Klidový pracovní bod reference 6 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$	84
A.6.2	Parametry součástek reference 6 po optimalizaci	84
A.6.3	Typické charakteristiky popisující referenci 6.....	85
A.7	Reference 7 Referenční napětí jako rozdíl dvou U_{GS} napětí.....	87
A.7.1	Klidový pracovní bod reference 7 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$	87
A.7.2	Parametry součástek reference 7 po optimalizaci	87
A.7.3	Typické charakteristiky popisující referenci 7.....	88

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1	Elementární schéma zapojení LDO regulátoru.....	1
Obrázek 2	Elementární schéma zapojení paralelní napěťové reference [1].....	2
Obrázek 3	Elementární schéma zapojení sériové napěťové reference [2]	3
Obrázek 4	Příklady veličin se závislostí typu PTAT a CTAT a jejich kombinací.....	6
Obrázek 5	Symbol (vlevo) a základní struktura (vpravo) MOSFET tranzistoru [6]..	7
Obrázek 6	Závislost proudu I_D a transkonduktance g_m na napětí U_{GS} NMOS tranzistoru	7
Obrázek 7	Závislost proudu I_D na napětí U_{DS} NMOS tranzistoru.....	9
Obrázek 8	Struktura tranzistorů NMOS a PMOS na substrátu typu p.....	10
Obrázek 9	Struktura izolovaných tranzistorů NMOS na substrátu typu p.....	10
Obrázek 10	Struktura npn tranzistoru s parazitním pnps tranzistorem	12
Obrázek 11	Závislost proudu I_D na napětí U_{GS} depletičního NMOS tranzistoru	13
Obrázek 12	Princip bandgapové reference [4]	16
Obrázek 13	Navrhovaná topologie Reference 1.....	18
Obrázek 14	Rozložení emitorů tranzistorů Q_1 a Q_2 pro dosažení nejlepšího rozložení tepla na čipu	21
Obrázek 15	Klidový pracovní bod reference 1 s parametry součástek z prvotního návrhu	24
Obrázek 16	Teplotní křivka reference 1 s parametry součástek z počátečního návrhu	25
Obrázek 17	Navrhovaná topologie Reference 2.....	27
Obrázek 18	Rozložení napětí a proudů ve Widlarově proudovém zdroji	28
Obrázek 19	Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmoslvt1p8v na teplotě T a jeho rozměrech W/L při napájení proudem 500 nA.....	30
Obrázek 20	Klidový pracovní bod reference 2 s parametry součástek z prvotního návrhu	33
Obrázek 21	Teplotní křivka reference 2 s parametry součástek z počátečního návrhu	33
Obrázek 22	Navrhovaná topologie Reference 3.....	35
Obrázek 23	Závislost proudu I_D depletičního tranzistoru na teplotě T a jeho rozměrech W/L	36

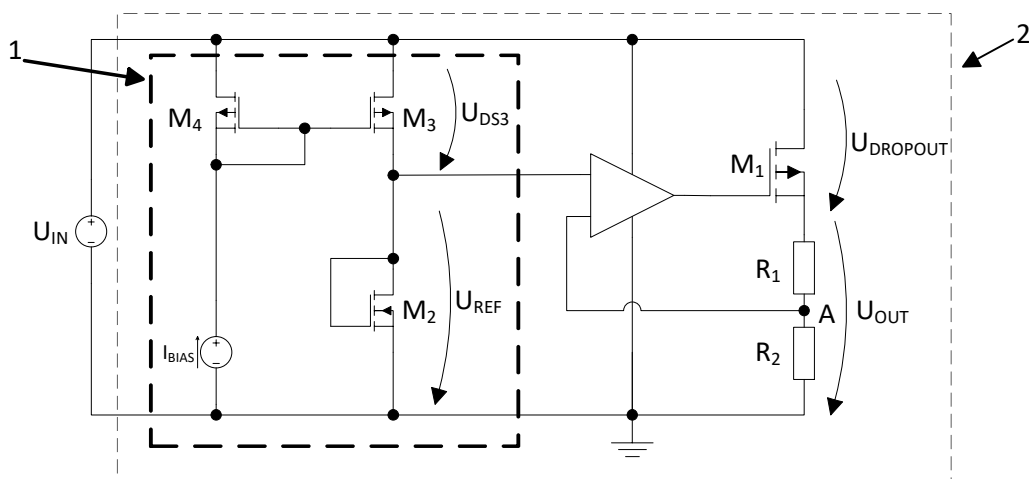
Obrázek 24	Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmos1p8v na teplotě T a jeho rozměrech W/L při napájení 500 nA	36
Obrázek 25	Klidový pracovní bod reference 3 s parametry součástek z prvotního návrhu	37
Obrázek 26	Teplotní křivka reference 3 s parametry součástek z počátečního návrhu	37
Obrázek 27	Navrhovaná topologie Reference 4.....	39
Obrázek 28	Klidový pracovní bod reference 4 s parametry součástek z prvotního návrhu	41
Obrázek 29	Teplotní křivka reference 4 s parametry součástek z počátečního návrhu	42
Obrázek 30	Navrhovaná topologie Reference 5.....	44
Obrázek 31	Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmos1p8v na teplotě T	48
Obrázek 32	Závislost proudu I_D tranzistoru nmos1p8v na jeho rozměrech W/L a napětí U_{DS}	49
Obrázek 33	Klidový pracovní bod reference 5 s parametry součástek z prvotního návrhu	50
Obrázek 34	Teplotní křivka reference 5 s parametry součástek z počátečního návrhu	51
Obrázek 35	Navrhovaná topologie Reference 6.....	53
Obrázek 36	Klidový pracovní bod reference 6 s parametry součástek z prvotního návrhu	57
Obrázek 37	Teplotní křivka reference 6 s parametry součástek z počátečního návrhu	57
Obrázek 38	Navrhovaná topologie Reference 7.....	60
Obrázek 39	Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmoslvt1p8v na teplotě T a jeho rozměrech W/L při napájení proudem 2,5 μ A	62
Obrázek 40	Klidový pracovní bod reference 7 s parametry součástek z prvotního návrhu	63
Obrázek 41	Teplotní křivka reference 7 s parametry součástek z počátečního návrhu	63

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1	Vybrané parametry tranzistoru nmos1p8v technologie onc18	10
Tabulka 1.2	Vybrané parametry tranzistoru pmos1p8v technologie onc18	11
Tabulka 1.3	Vybrané parametry tranzistoru nmoslvt1p8v technologie onc18	11
Tabulka 1.4	Vybrané parametry tranzistoru nmosnvt1p8v technologie onc18	11
Tabulka 1.5	Vybrané parametry tranzistoru npn technologie onc18	11
Tabulka 1.6	Vybrané parametry odporu rppolyhr technologie onc18	12
Tabulka 1.7	Vybrané parametry odporu rnplus technologie onc18	12
Tabulka 1.8	Vybrané parametry kondenzátoru cpnw1p8v technologie onc18	12
Tabulka 2.1	Základní parametry navržené reference 1 po optimalizaci	25
Tabulka 3.1	Základní parametry navržené reference 2 po optimalizaci	34
Tabulka 4.1	Základní parametry navržené reference 3 po optimalizaci	38
Tabulka 5.1	Základní parametry navržené reference 4 po optimalizaci	42
Tabulka 6.1	Základní parametry navržené reference 5 po optimalizaci	51
Tabulka 7.1	Základní parametry navržené reference 6 po optimalizaci	58
Tabulka 8.1	Základní parametry navržené reference 7 po optimalizaci	64
Tabulka 8.2	Základní parametry všech navržených referencí	65

ÚVOD

V dnešní době jsou kladeny vysoké nároky na co možná nejnížší spotřebu všech elektronických zařízení. Tento požadavek výrazně ovlivňuje i oblast tzv. LDO regulátorů (LDO anglicky znamená *low-dropout*, což vyjadřuje skutečnost, že tyto regulátory mají malý rozdíl mezi výstupním U_{OUT} a vstupním napájecím napětím U_{IN}). LDO regulátory (Obr. 1 – 2) mají za úkol vytvořit vhodné podmínky pro napájení dalších částí obvodu. Součástí těchto regulátorů jsou obvody napěťových referencí (Obr. 1 – 1). Dosud nejpřesnější napěťovou referencí je reference typu bandgap, která je schopna poskytnout referenční napětí o hodnotě 1,25 V. Reference typu bandgap však v dnešní době naráží na své limity spojené jednak s hodnotou referenčního napětí U_{REF} , ale také s potřebou vysokého napájecího napětí U_{IN} .



Obrázek 1 Elementární schéma zapojení LDO regulátoru

Uvažme situaci, že od LDO regulátoru podle Obr. 1 bude požadováno výstupní napětí 1 V. V případě použití reference typu bandgap by však v uzlu A bylo napětí rovno 1,25 V, což při $U_{OUT} = 1$ V není možné. Řešením by mohlo být zařazení odporového děliče za napěťovou referencí. To by však znamenalo zhoršení vlastností referenčního napětí a vysokou hodnotu dropout napětí, která přímo souvisí s výkonovou ztrátou LDO regulátoru. Proto je v dnešní době snaha navrhnout napěťové reference, které jsou schopné pracovat pod limity reference typu bandgap.

Tato práce si klade za cíl vyhledat, navrhnout a zjistit možnosti napěťových referencí, které jsou schopné pracovat pod limity reference typu bandgap v 180 nm technologii oncl8 firmy ON Semiconductor.

Práce je rozdělena do tří částí. První část je věnována teoretickým znalostem, které souvisí s návrhem napěťových referencí, druhá část představuje vybrané topologie, vysvětluje jejich princip a uvádí postup při prvotním návrhu parametrů jednotlivých součástek. V této části jsou také uvedeny výsledky, kterých bylo s referencemi dosaženo – a to jak po prvotním návrhu, tak po optimalizaci. Poslední část vyhodnocuje nejlepšího zástupce bandgapové reference v oblasti nízkých hodnot napájecího napětí.

1 ÚVOD DO PROBLEMATIKY

V následujícím textu jsou popsány základní teoretické informace, předpoklady a principy, které je třeba si osvojit pro správné pochopení cíle, samotného postupu práce a dosažených výsledků.

1.1 Napěťová reference

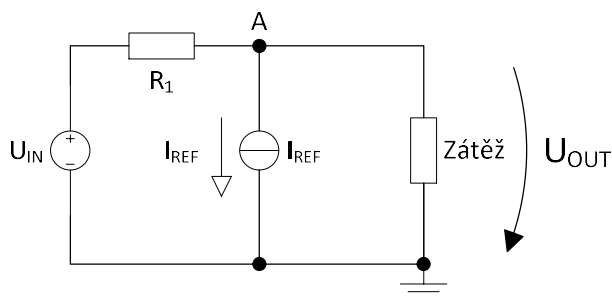
Napěťová reference je obvod zajišťující konstantní napětí v určitém uzlu zapojení. Toto referenční napětí se většinou vztahuje k potenciálu země. Referenční napětí napěťové reference musí být neměnné s měnící se teplotou, s kolísáním napájecího napětí, s plynoucím časem a musí být odolné vůči výrobnímu rozptylu součástek v zapojení.

1.2 Základní typy napěťových referencí

Obvody napěťových referencí využívají dvou základních principů.

1.2.1 Paralelní napěťová reference

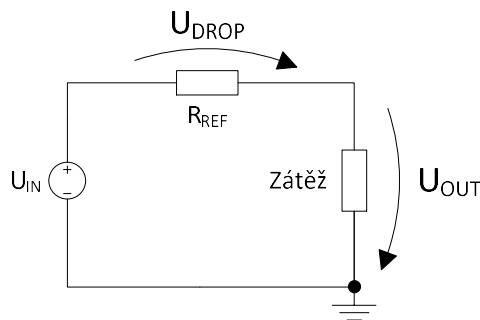
Paralelní, neboli tzv. shunt napěťová reference, je zapojena paralelně k zátěži (Obr. 2) a stejně jako základní reference se zenerovou diodou vyžaduje předřadný odpor. Tuto referenci lze chápat jako proudovou noru řízenou napětím U_{OUT} . Paralelní reference zajišťuje konstantní napětí v uzlu A tím způsobem, že v tomto uzlu udržuje konstantní součet proudů [1].



Obrázek 2 Elementární schéma zapojení paralelní napěťové reference [1]

1.2.2 Sériová napěťová reference

Sériová napěťová reference pracuje v sérii se zátěží vůči napájecímu napětí (Obr. 3). Tento typ reference lze chápat jako odpor řízený napětím U_{OUT} . Sériová napěťová reference se snaží o to, aby rozdíl napájecího napětí U_{IN} a úbytku napětí U_{DROP} na referenci byl konstantní a vždy roven požadované hodnotě napětí U_{OUT} [2].



Obrázek 3 Elementární schéma zapojení sériové napěťové reference [2]

1.3 Využití napěťových referencí

Jestliže člověk zpracovává informace o určitém objektu, vždy tento objekt srovnává s určitým standardem, který je mu dobře znám. Na základě tohoto srovnání pak vyvozuje vlastnosti a parametry sledovaného objektu. Obvod napěťové reference je pro zbytek zapojení to samé, jako pro člověka jeho známý standard.

Napěťové reference jsou součástí prakticky všech obvodů, typickými zástupci mohou být AD a DA převodníky, oscilátory, či již zmíněné LDO regulátory. Ve všech těchto obvodech je obvod napěťové reference zdrojem známé a jasně definované hodnoty, se kterou další části daného obvodu porovnávají hodnotu jiných napětí. Toto srovnání pak určí následné, předem definované, chování obvodu.

1.4 Vlastnosti napěťových referencí

Obvody napěťových referencí jsou definovány vlastnostmi, které jsou popsány v následujících kapitolách. Tyto vlastnosti jsou pro jejich správnou funkci velice důležité.

1.4.1 Přesnost referenčního napětí

Od obvodů napěťových referencí se očekává, že jejich referenční napětí bude vždy stejné v rámci definovaných podmínek. To znamená, že každý jeden kus jednoho typu obvodu napěťové reference by měl mít stejnou hodnotu referenčního napětí za dané teploty a napájecího napětí.

Tomuto požadavku však v praxi není možno vyhovět. Všechny součástky na čipu mají svůj určitý výrobní rozptyl, což způsobí, že se každý obvod chová trochu jinak. Návrhář však s touto skutečností počítá a při návrhu se snaží vliv výrobního rozptylu eliminovat.

Hodnota referenčního napětí se tak uvádí v určitých mezích, ve kterých se může pohybovat, například nominální hodnota referenčního napětí $1,25 \text{ V} \pm 1 \%$.

1.4.2 Teplotní drift

Jak bude popsáno v kapitole 1.5, vlastnosti součástek na čipu závisí na teplotě okolí. Z toho vyplývá, že se každý obvod bude chovat jinak při $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ a jinak při $60\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Závislost referenčního napětí na teplotě okolí definuje takzvaná teplotní křivka. Snahou každého návrháře je, aby se teplotní křivka napěťové reference pohybovala v co možná nejúžších mezích a aby byla co nejméně závislá na výrobním rozptylu součástek.

Další způsob, jak popsat teplotní drift součástek či obvodu, je tzv. teplotní koeficient, který je dále popsán v kapitole 1.5.

1.4.3 Spotřeba zapojení

Dalším důležitým parametrem je co nejnižší spotřeba obvodu. Od napěťových referencí je požadováno, aby byly schopny pracovat od co možná nejnižšího napájecího napětí s co možná nejnižším proudovým odběrem.

1.4.4 Stabilita obvodu

Schopnost napěťové reference odolávat změnám napájecího napětí, ale i změnám zátěže je další klíčovou vlastností. Návrhář by měl zajistit: 1) aby při připojení napájecího napětí došlo k naběhnutí referenčního napětí na požadovanou hodnotu bez rozkmitání obvodu (tzv. line-transient parametr), 2) aby při změnách napájecího napětí (typicky $\pm 10\%$) zůstalo referenční napětí nezměněné a nedošlo k jeho rozkmitání a 3) aby v případě malých rychlých změn napájecího napětí docházelo k jejich potlačování na výstupu reference (tzv. parametr PSRR).

1.4.5 Šumové vlastnosti

Parametry každé součástky v obvodu kmitají kolem své nominální hodnoty vlivem fyzikálních jevů, které uvnitř součástky probíhají. Tyto rychlé a náhlé změny se rovněž projevují v poměrech napětí a proudů uvnitř obvodu a ovlivňují tak referenční napětí reference.

V případě, že by do LDO regulátoru podle Obr. 1 byla zapojena reference s vysokou hodnotou šumového napětí, bylo by pak toto napětí dále zesílené operačním zesilovačem a přímo by se objevilo na výstupu LDO regulátoru, což by znehodnotilo jeho funkci. Snahou návrháře by tak mělo být, aby napěťová reference měla co nejnižší hodnotu vlastního šumu.

1.4.6 Dlouhodobá stabilita

Dalším požadavkem na napěťové reference je odolnost vůči stárnutí obvodu. Vlivem neustálého používání obvodu dochází k opotřebování součástek, což vede ke změně jejich parametrů. Napěťové reference by však měly být vůči této skutečnosti odolné.

Změna parametrů vlivem plynoucího času se vyjadřuje pomocí jednotky drift/ $\sqrt{(\text{kHr})}$. Jestliže má určitý obvod dlouhodobou stabilitu popsanou hodnotou $100\text{ ppm}/\sqrt{(\text{kHr})}$, znamená to, že například za jeden rok se hodnota jeho napětí změní o 296 ppm [3]. S jednotkou drift/ $\sqrt{(\text{kHr})}$ lze pracovat následovně. Čas, ve kterém

sledujeme změnu určitého parametru, vyjádříme v tisících hodin (kHr). Tedy jeden rok má 8,76 kHr. Toto číslo se odmocní a vynásobí počtem ppm. Výsledné číslo pak říká, že za jeden rok se změní hodnota sledovaného parametru právě o 296 ppm.

1.5 Základní principy návrhu

Vlastnosti většiny součástek závisí na teplotě okolí, při které pracují. Mění-li se tedy teplota, mění se i parametry součástek v obvodu a tím pádem i poměry napětí a proudů v jednotlivých smyčkách a uzlech. Koeficient, který popisuje změnu veličiny v závislosti na teplotě, se nazývá teplotní a je definován jako:

$$TC_X = \frac{1}{X} \cdot \frac{\partial X}{\partial T}, \quad (1.1)$$

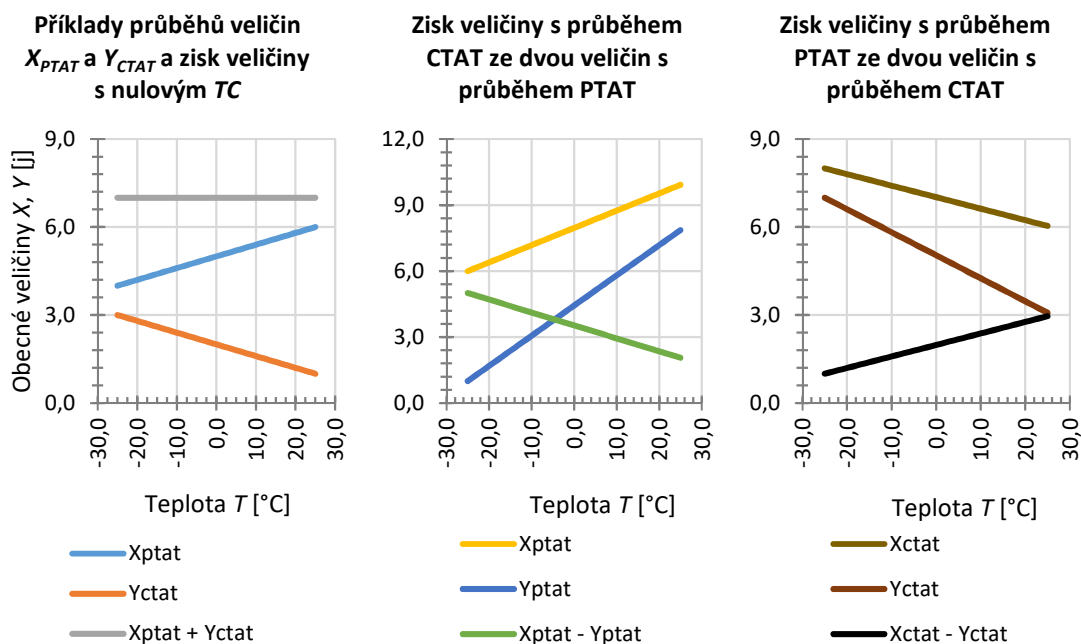
kde TC je teplotní koeficient, X je obecná veličina a T je teplota. Jednotka teplotního koeficientu je ppm/°C. V praxi to znamená, že jestliže má veličina X teplotní koeficient 1 ppm/°C, tak při navýšení teploty o 1 °C se hodnota veličiny X zvýší o 0,0001 %.

Na základě znaménka teplotního koeficientu TC se rozlišují 2 elementární závislosti veličiny na teplotě.

Obecná veličina X s kladným teplotním koeficientem TC roste s rostoucí teplotou T . Pro takový průběh se používá zkratka PTAT, což znamená *proportional to absolute temperature*, tedy úměrný s teplotou. Pro samotnou veličinu se pak používá označení X_{PTAT} .

Obecná veličina Y se záporným teplotním koeficientem TC klesá s rostoucí teplotou T . Pro tento průběh se používá zkratka CTAT, což znamená *complementary to absolute temperature*, tedy komplementární s teplotou. Pro samotnou veličinu Y se pak používá označení Y_{CTAT} .

Při samotném návrhu pak samotnou kombinací obvodových veličin s těmito průběhy lze získat průběh referenčního napětí U_{REF} s nulovým teplotním koeficientem TC .



Obrázek 4 Příklady veličin se závislostí typu PTAT a CTAT a jejich kombinací

K zisku nulového teplotního koeficientu, jako na Obr. 4, však v praxi nikdy nemůže dojít. Teplotní závislosti jednotlivých obvodových veličin se svým průběhem pouze blíží ideálnímu lineárnímu průběhu. Pomocí jednoduchých operací, jako je součet, rozdíl a součin, které lze v obvodech jednoduše implementovat, nelze dosáhnout nulového teplotního koeficientu TC [4]. Lze tak však nárůst či pokles obvodové veličiny významně zpomalit.

Například v technologii oncl8 je teplotní závislost každého odporu popsána dvěma teplotními koeficienty TC . Teplotní koeficient TC_1 udává lineární změnu hodnoty odporu s měnící se teplotou T , teplotní koeficient TC_2 pak udává změnu kvadratickou [5].

1.6 CMOS technologie

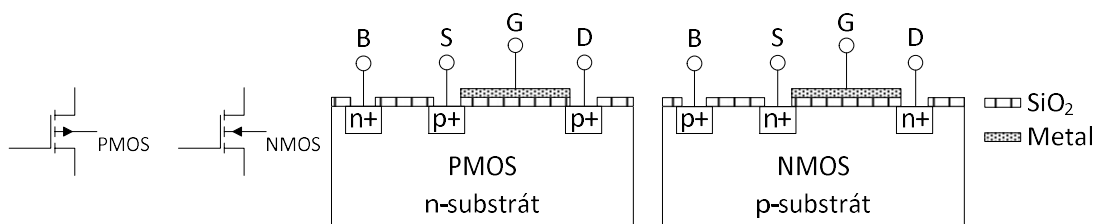
Trendem dnešní doby je, aby obvody v elektronických zařízeních byly co nejmenší, aby měly vysokou pracovní rychlost a aby měly co nejnížší možnou spotřebu. Všechny tyto požadavky dnes velice dobře plní technologie CMOS.

Gate elektrody tranzistorů v technologii CMOS spotřebovávají energii pouze při spínání (oproti bipolárním tranzistorům). Dále je jednodušší dosáhnout menších rozměrů u MOS tranzistorů než u tranzistorů bipolárních a právě díky tomu se pracovní rychlost MOS tranzistorů stává srovnatelná s bipolárními tranzistory. [11]

Zkratka CMOS znamená *complementary metal oxid semiconductor* a popisuje základní myšlenku celé technologie. Metal oxid semiconductor popisuje základní princip struktury MOS tranzistorů, tedy kov-oxid-polovodič, a complementary znamená, že v CMOS technologii existují 2 typy tranzistorů (jeden s vodivostí typu p a druhý s typem n), které se vzájemně doplňují.

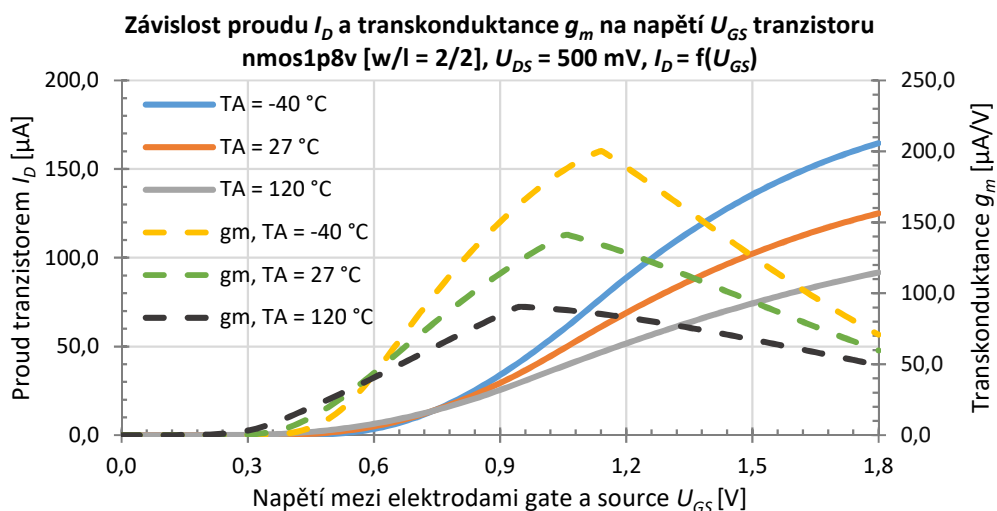
1.6.1 MOSFET tranzistor

Tranzistor MOSFET, *metal-oxide-silicon field-effect transistor*, tvoří základ CMOS technologie. Jedná se o elektronickou součástku, jejíž vodivost je řízená polem se 4 elektrodami: gate (G), drain (D), source (S) a bulk (B). Technologie CMOS nabízí dva typy MOS tranzistorů: tranzistor PMOS, jehož vodivý kanál je tvořen kladně nabitými částicemi p^+ , a tranzistor NMOS, jehož vodivý kanál je tvořen záporně nabitými částicemi n^- .



Obrázek 5 Symbol (vlevo) a základní struktura (vpravo) MOSFET tranzistoru [6]

Jak již bylo řečeno, MOS tranzistory jsou součástky, jejichž vodivost je řízena polem. Konkrétně se jedná o řízení vodivosti kanálu mezi elektrodami drain a source napětím U_{GS} mezi elektrodami gate a source.



Obrázek 6 Závislost proudu I_D a transkonduktance g_m na napětí U_{GS} NMOS tranzistoru

Na Obr. 6 lze pozorovat 3 oblasti, ve kterých může MOS tranzistor pracovat. Tyto oblasti jsou vymezeny závislostí transkonduktance g_m na napětí U_{GS} . Transkonduktance g_m je definována jako:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}, \quad (1.2)$$

kde I_D je proud procházející tranzistorem. Tato veličina říká, jak moc se změní proud tranzistorem při změně napětí U_{GS} .

První pracovní oblastí, kterou lze na Obr. 6 pozorovat, je *oblast slabé inverze*. Transkonduktance g_m v této oblasti je velice nízká (téměř nulová), stejně tak proud I_D dosahuje nízkých hodnot a má exponenciální závislost na napětí U_{GS} , která je dána:

$$I_D = I_{D0} \frac{W}{L} e^{\frac{U_{GS}}{nU_T}}, \quad (1.3)$$

kde I_{D0} je parametr procesu závislý na U_{BS} (napětí mezi elektrodami bulk a source) a U_{TH} (prahové napětí tranzistoru), n je parametr sklonu, W šířka tranzistoru, L délka tranzistoru a U_T je teplotní napětí. Ve slabé inverzi je tranzistor pomalý (špatně reaguje na změny napětí U_{GS}) a objevují se zde problémy se šumem. [6]

Další oblastí je *oblast silné inverze*. Tato oblast je vymezena částí, ve které je transkonduktance g_m lineárně závislá na napětí U_{GS} . Pro proud I_D v této oblasti platí vztah:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{TH})^2 (1 + \lambda U_{DS}), \quad (1.4)$$

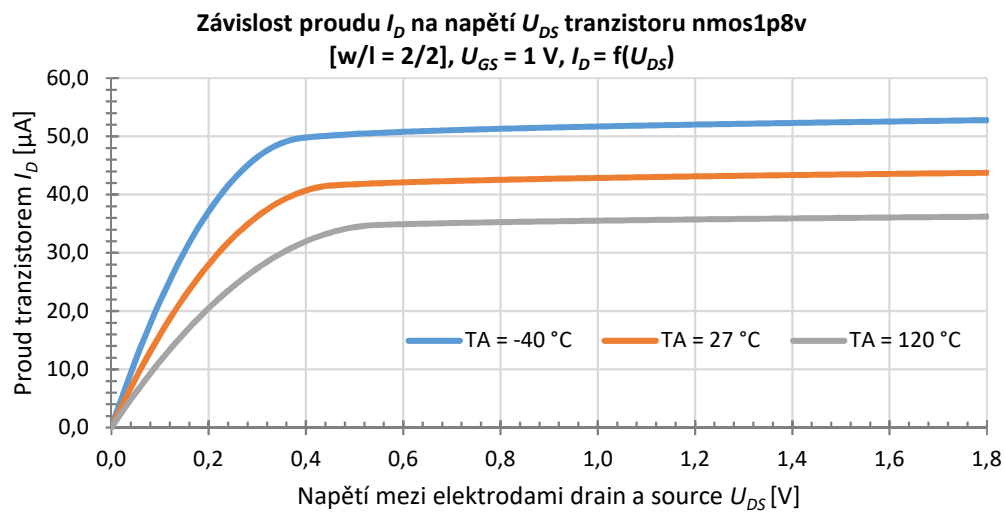
kde μ_n je pohyblivost elektronů v kanálu, C_{ox} je kapacita oxidu, λ je parametr modulace délky kanálu, který zohledňuje konečný výstupní odpor drainového obvodu, a U_{DS} je napětí mezi elektrodami drain a source. Pro ruční výpočty se však závorka $(1 + \lambda U_{DS})$ neuvažuje. Oblast silné inverze nabízí dobrou proudovou efektivitu a pracovní rychlost tranzistoru [6].

Vztah (1.4) je jedním z nejpoužívanějších vztahů při návrhu integrovaných obvodů. Pomocí něj lze vypočítat přibližný poměr rozměrů W a L . Obecně však platí, že čím nižší minimální rozměr technologie, tím méně je tento výpočet přesný.

Poslední oblastí je *oblast saturace rychlosti nosičů náboje*. V této oblasti má transkonduktance g_m opět lineární charakter, ale klesá. V této oblasti se tranzistor již nepoužívá. Proudová spotřeba tranzistoru dále roste, ale transkonduktance klesá, nastavení pracovního bodu do této oblasti by tak bylo neefektivní.

Z Obr. 6 lze vyčíst ještě jeden, pro návrh napěťových referencí velice důležitý, poznatek. Závislost napětí U_{GS} na teplotě T závisí na pracovním bodě tranzistoru. Lze pozorovat, že do hodnoty 0,76 V napětí s teplotou klesá a od 0,76 V naopak roste.

Další velice důležitou charakteristikou popisující chování MOS tranzistorů je závislost proudu I_D na napětí U_{DS} .



Obrázek 7 Závislost proudu I_D na napětí U_{DS} NMOS tranzistoru

Na Obr. 7 si lze všimnout dvou pracovních oblastí tranzistoru. První oblast se nazývá *lineární režim tranzistoru*. V tomto režimu je proud I_D lineárně závislý na napětí U_{DS} a platí pro něj vztah:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{w}{L} \left[(U_{GS} - U_{TH}) - \frac{U_{DS}}{2} \right] U_{DS}. \quad (1.5)$$

V této oblasti se tedy tranzistor chová velice podobně jako odpor.

Další oblast, ve které se může tranzistor nacházet, je *oblast saturace*. V této části charakteristiky se proud I_D se zvyšujícím se napětím U_{DS} takřka nemění, lze tedy říci, že se tranzistor chová jako zdroj proudu. Pro hodnotu proudu I_D platí rovnice 1.4.

Hranice mezi lineárním režimem a oblastí saturace je dána tzv. saturačním napětím U_{DSsat} , pro které platí:

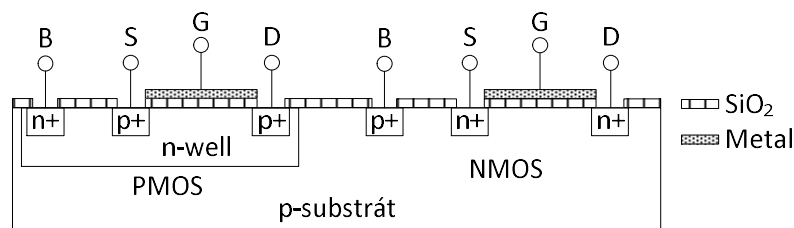
$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_{TH}. \quad (1.6)$$

Další možností, jak řídit vodivost kanálu MOS tranzistorů, je elektroda bulk. Jestliže se mezi elektrodou bulk a source objeví napětí U_{BS} , dojde ke změně prahového napětí U_{TH} , tomuto jevu se říká *body effect* [6]. Elektroda bulk se proto připojuje na source, aby prahové napětí U_{TH} tranzistoru zůstalo nezměněno. V technologii onc18 to však není až tak jednoduché, jak je uvedeno v kapitole 1.6.2.

1.6.2 Technologie onc18

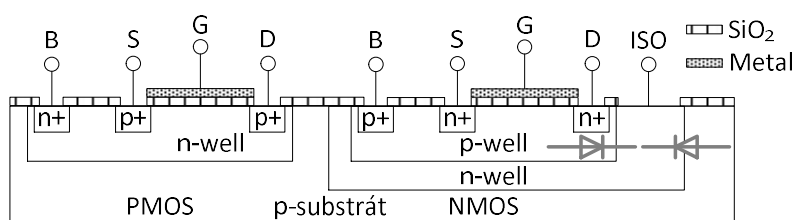
V dnešní době jsou pro analogový návrh nejrozšířenější 350 nm, 250 nm a 180 nm technologie, které se jeví jako dobrý kompromis mezi vlastnostmi součástek a parazitními jevy. Jedním z typických zástupců těchto technologií je právě onc18, na kterou je tato práce zaměřena. Onc18 je 180 nm technologie firmy ON Semiconductor, jejímž základem je p-substrát, na kterém se pomocí výrobního procesu vytváří integrovaný obvod [7].

Každý návrhář by měl dobře znát strukturu jednotlivých součástek v technologii, se kterou pracuje. Právě skutečnost, že oncl8 má za základ p-substrát, je zdrojem nutné úpravy tranzistoru NMOS při snaze zabránit body efektu.



Obrázek 8 Struktura tranzistorů NMOS a PMOS na substrátu typu p

Ze struktury na Obr. 8 vyplývá, že elektroda bulk tranzistoru NMOS není strukturálně oddělena od p-substrátu, je tedy interně připojena na potenciál země. V případě, že je na zem připojen i source, je napětí $U_{BS} = 0$ V a body efektu je zabráněno. V obvodech je však časté, že se source tranzistoru NMOS nachází nad potenciálem země a napětí U_{BS} tak nabývá nenulových hodnot. V případě potřeby připojení bulku na source se musí NMOS tranzistor tzv. izolovat, což znamená změnu struktury (Obr. 9).



Obrázek 9 Struktura izolovaných tranzistorů NMOS na substrátu typu p

Funkci takto upravené struktury si lze představit jako dvě diody, které jsou polarizovány v závěrném směru. Elektroda ISO se připojuje na napájecí napětí a jak bulk NMOS tranzistoru tak i p-substrát jsou připojeny na nižší potenciál. Diody D_1 i D_2 jsou tak polarizovány v závěrném směru a nepropustí žádný proud.

Technologie oncl8 má velkou součástkovou základnu, pro lepší pochopení návrhu jednotlivých zapojení jsou uvedeny v Tab. 1.1 až 1.8 základní parametry vybraných součástek, které se v obvodech referencí nejčastěji vyskytují [5].

Tabulka 1.1 Vybrané parametry tranzistoru nmos1p8v technologie oncl8

Parametr	Symbol	Podmínky měření	Min	Typ	Max	Jednotky
Prahové napětí	U_{TH}	$U_{DS} = 0,1$ V	0,41	0,476	0,542	[V]
Prahové napětí, směrodatná odch.	σU_{TH}	$U_{BS} = 0$ V		2,400		[%]
Proud tranzistorem	I_D	$U_{DS} = U_{GS} = 1,8$ V	5,04	6,000	6,960	[mA]
Transkonduktační parametr	KP	$U_{DS} = 1$ V		113		[$\mu A/V^2$]

pozn.: parametry jsou platné pro rozměry tranzistoru 10/0,18 w/l

Tabulka 1.2 Vybrané parametry tranzistoru pmos1p8v technologie onc18

<i>Parametr</i>	<i>Symbol</i>	<i>Podmínky měření</i>	<i>Min</i>	<i>Typ</i>	<i>Max</i>	<i>Jednotky</i>
Prahové napětí	U_{TH}	$U_{DS} = -0,1 \text{ V}$	-0,595	-0,505	-0,415	[V]
Prahové napětí, směrodatná odch.	σU_{TH}	$U_{BS} = 0 \text{ V}$		3,580		[%]
Proud tranzistorem	I_D	$U_{DS} = U_{GS} = -1,8 \text{ V}$	-2,180	-2,600	-3,020	[mA]
Transkonduktační parametr	KP	$U_{DS} = -1 \text{ V}$		27,3		[$\mu\text{A}/\text{V}^2$]

pozn.: parametry jsou platné pro rozměry tranzistoru 10/0,18 w/l

Tabulka 1.3 Vybrané parametry tranzistoru nmoslt1p8v technologie onc18

<i>Parametr</i>	<i>Symbol</i>	<i>Podmínky měření</i>	<i>Min</i>	<i>Typ</i>	<i>Max</i>	<i>Jednotky</i>
Prahové napětí	U_{TH}	$U_{DS} = 0,1 \text{ V}$	0,145	0,164	0,183	[V]
Prahové napětí, směrodatná odch.	σU_{TH}	$U_{BS} = 0 \text{ V}$		1,530		[%]
Proud tranzistorem	I_D	$U_{DS} = U_{GS} = 1,8 \text{ V}$	3,290	3,640	3,990	[mA]
Transkonduktační parametr	KP	$U_{DS} = 1 \text{ V}$		203		[$\mu\text{A}/\text{V}^2$]

pozn.: parametry jsou platné pro rozměry tranzistoru 10/0,8 w/l

Tabulka 1.4 Vybrané parametry tranzistoru nmosnvt1p8v technologie onc18

<i>Parametr</i>	<i>Symbol</i>	<i>Podmínky měření</i>	<i>Min</i>	<i>Typ</i>	<i>Max</i>	<i>Jednotky</i>
Prahové napětí	U_{TH}	$U_{DS} = 0,1 \text{ V}$	-0,109	-0,093	-0,076	[V]
Prahové napětí, směrodatná odch.	σU_{TH}	$U_{BS} = 0 \text{ V}$		2,850		[%]
Proud tranzistorem	I_D	$U_{DS} = U_{GS} = 1,8 \text{ V}$	0,520	0,546	0,572	[mA]
Transkonduktační parametr	KP	$U_{DS} = 1 \text{ V}$		223,2		[$\mu\text{A}/\text{V}^2$]

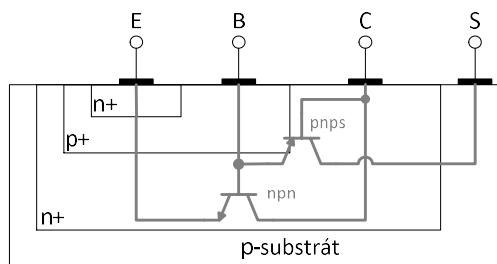
pozn.: parametry jsou platné pro rozměry tranzistoru 10/10 w/l

Tabulka 1.5 Vybrané parametry tranzistoru npn technologie onc18

<i>Parametr</i>	<i>Symbol</i>	<i>Podmínky měření</i>	<i>Min</i>	<i>Typ</i>	<i>Max</i>	<i>Jednotky</i>
Proudový zesilovací činitel	β	$U_{BE} = 0,7 \text{ V}, U_{CE} = 1 \text{ V}$	7,91	13	18,1	[-]
Proud bázi	I_B	$U_{BE} = 0,7 \text{ V}, U_{CE} = 1 \text{ V}$	86,4	144	202	[nA]
Proud kolektorem	I_C	$U_{BE} = 0,7 \text{ V}, U_{CE} = 1 \text{ V}$	1,40	1,87	2,34	[μA]

pozn.: parametry jsou platné pro rozměry tranzistoru 2/2 w/l

Struktura npn tranzistoru s sebou přináší jeden jev, na který je dobré při návrhu pamatovat. Tento jev je popsán na Obr. 10.



Obrázek 10 Struktura npn tranzistoru s parazitním pnps tranzistorem

Jak je možné vidět na Obr. 10, samotná struktura npn tranzistoru v sobě obsahuje parazitní pnps tranzistor. V případě, že je na kolektoru (C) npn tranzistoru nižší napětí než na bázi (B) a rozdíl těchto napětí je dostatečný pro otevření parazitního tranzistoru pnps, začne proud z kolektoru odtékat pnps tranzistorem do substrátu (S). Návrhář tedy musí nastavit pracovní bod tranzistoru tak, aby k tomuto jevu nedocházelo.

Tabulka 1.6 Vybrané parametry odporu rppolyhr technologie onc18

Parametr	Symbol	Podmínky měření	Min	Typ	Max	Jednotky
Odpor na čtverec	R_S	$T_A = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$	778	1037	1296	[Ω/sq]
Odpor na čtverec, směrodatná odch.	σR_S	$U_R = 1\text{ V}$		4,89		[%]
Teplotní koeficient 1	TC_1			$-1,1 \cdot 10^{-3}$		[1/K]
Teplotní koeficient 2	TC_2			$6,23 \cdot 10^{-7}$		[1/K ²]

Tabulka 1.7 Vybrané parametry odporu rnplus technologie onc18

Parametr	Symbol	Podmínky měření	Min	Typ	Max	Jednotky
Odpor na čtverec	R_S	$T_A = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$	64,8	70,3	75,8	[Ω/sq]
Odpor na čtverec, směrodatná odch.	σR_S	$U_R = 1\text{ V}$		1,04		[%]
Teplotní koeficient 1	TC_1			$1,31 \cdot 10^{-3}$		[1/K]
Teplotní koeficient 2	TC_2			$1,70 \cdot 10^{-6}$		[1/K ²]

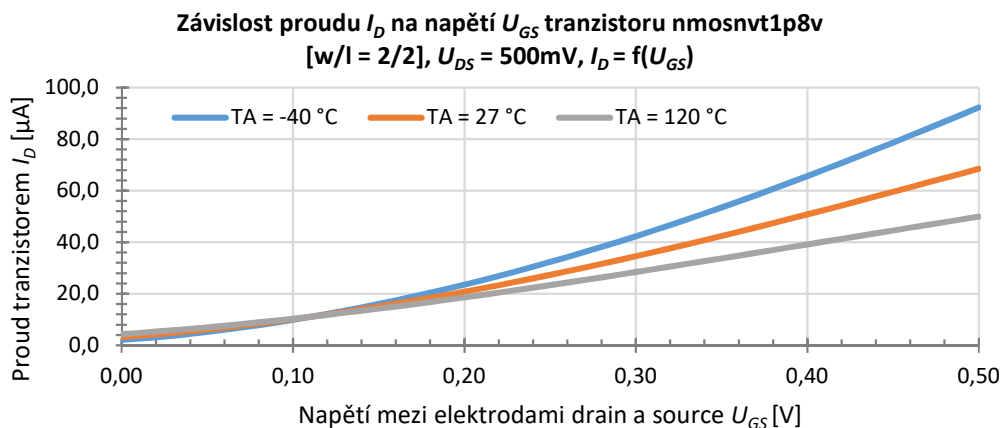
Tabulka 1.8 Vybrané parametry kondenzátoru cpnw1p8v technologie onc18

Parametr	Symbol	Podmínky měření	Min	Typ	Max	Jednotky
Kapacita na plochu	C			8,71		[fF/ μm^2]
Teplotní koeficient 1*	TC_1			$-1,2 \cdot 10^{-4}$		[1/K]

pozn.: *závisí na podmínkách napájení kondenzátoru

1.6.3 Depletiční MOSFET tranzistor

Při návrhu napěťových referencí je využit i tzv. depletiční MOSFET tranzistor. Jeho základní parametry popisuje Tab. 1.4. Depletiční NMOS tranzistor má tu vlastnost, že má záporné prahové napětí U_{TH} .



Obrázek 11 Závislost proudu I_D na napětí U_{GS} depletičního NMOS tranzistoru

Z charakteristik na Obr. 11 je tedy možné vyvodit závěr, že depletiční tranzistor lze využít jako zdroj proudu při spojených elektrodách gate a source, tedy $U_{GS} = 0\text{ V}$. Hodnotu tohoto proudu si pak každý návrhář může upravit pomocí rozměrů tranzistorů W/L podle potřeby.

1.7 Simulace parametrů napěťových referencí

Nedílnou součástí návrhu napěťových referencí je i jejich analýza. Pomocí simulací může návrhář obvod otestovat ve všech možných podmínkách, ve kterých se může v reálném světě vyskytnout, a dobře tak daný obvod na budoucí pracovní podmínky připravit. K testování navržených obvodů slouží několik typů analýz a každá o zapojení vypovídá něco jiného. Každý návrhář by měl dobře vědět, co výsledky jednotlivých simulací znamenají, aby je dokázal co nejlépe interpretovat a využít tak při zpětné úpravě parametrů zapojení.

1.7.1 Analýza obvodu v časové oblasti

Analýza obvodu v časové oblasti, tzv. transient analýza, umožňuje sledovat rozložení napětí a proudů v obvodu v závislosti na čase, nejčastěji po určité změně, která se v obvodu udála. Návrhář napěťových referencí nejčastěji sleduje tři základní odezvy.

Po připojení napájecího napětí U_{IN} se sleduje odezva referenčního napětí U_{REF} . Z této analýzy se návrhář dozví, jestli je obvod stabilní, tedy jestli nedojde k rozkmitání referenčního napětí, a jak rychle je obvod schopen správně pracovat po připojení napájecího napětí. Díky této analýze lze zachytit i potenciální napěťové špičky, které by mohly dělat problém zátěži obvodu reference.

Dále se sleduje reakce referenčního U_{REF} napětí na změny napájecího napětí U_{IN} a to jak jeho zvýšení, tak snížení. Návrhář tak zjistí, jak dobře a jak rychle je schopen obvod pohlcovat tyto změny, s jakým napájecím napětím je ještě schopen pracovat nebo jestli nedojde k rozkmitání obvodu.

Poslední často sledovanou odezvou je změna zátěže na výstupu obvodu reference. U referencí navrhovaných v této práci se předpokládá, že jejich výstup bude zapojen

do uzlu s vysokou, ideálně nekonečnou, impedancí, takže obvod tak nebude nijak zatížen a tato simulace by neměla význam. Svého významu však nabývá u zapojení jako je na Obr. 1, kde výstup napájí další části obvodu, a to jak proudově, tak napětově.

1.7.2 Stejnosměrná DC analýza

Stejnosměrná analýza umožňuje sledovat rozložení napětí a proudů v závislosti na určitém parametru obvodu v ustáleném pracovním bodě.

Pro správnou funkci napětových referencí je zásadní závislost referenčního napětí U_{REF} na teplotě T . Parametrem této simulace je tedy teplota T .

Pomocí DC analýzy lze i jednoduše odhalit limit pro hodnotu napájecího napětí U_{IN} , se kterým je obvod ještě schopen pracovat. Nejčastěji jako závislost referenčního napětí U_{REF} na napětí napájecím U_{IN} . Tento limit je však třeba ještě překontrolovat pomocí časové analýzy pro danou hodnotu napájecího napětí.

Mocným nástrojem návrháře může být i rozmítání určitého parametru součástky v obvodu. Je tak možné poměrně jednoduše a rychle najít ideální hodnotu, například poměru rozměrů tranzistoru W/L .

1.7.3 Střídavá AC analýza

Střídavá AC analýza pracuje s linearizovanými modely jednotlivých součástek v daném pracovním bodě. To tedy znamená, že například tranzistor nahradí vodivostí o hodnotě jeho parametru g_m v daném pracovním bodě.

Výsledkem AC analýzy je schopnost zapojení přenášet signál z jednoho uzlu na druhý. Každý signál je možné složit z nekonečného počtu harmonických signálů o různé frekvenci a amplitudě. Střídavá analýza tedy přivádí na vstupní uzel harmonické signály o různé frekvenci a sleduje odezvu na tyto signály na výstupu. Výsledkem analýzy je informace, která nám říká, jak moc je daná harmonická složka signálu zesílena či zeslabena a jak se změnila její fáze. Při návrhu napětových referencí je AC analýza schopna návrháři poskytnout následující informace.

Hodnoty parametru PSRR, neboli *power supply rejection ratio*, což je schopnost obvodu potlačovat změny napájecího napětí U_{IN} . Tento parametr se nejčastěji sleduje v rozmezí 0 až 100 kHz a jeho hodnota se může pohybovat v rozmezí -80 až -30 dB.

Pomocí AC analýzy lze také vyšetřit stabilitu zpětné vazby, která se v obvodu může nacházet. Pro stabilitu zpětné vazby je doporučeno, aby byl posun fáze přenosu smyčky zpětné vazby vyšší jak 45° při hodnotě přenosu 0 dB (tzv. fázová bezpečnost). Tato hodnota však není pravidlem a může se lišit v závislosti na obvodu. Pro vyšetření stability je vhodné používat AC analýzu společně s časovou analýzou.

1.7.4 Citlivostní a monte carlo analýza

V reálném světě není možné, aby každý integrovaný obvod jednoho typu byl vyroben úplně stejný. Stejná součástka uvnitř každého integrovaného obvodu bude mít vlivem výrobního rozptylu trochu jiné parametry. To, jak se bude stejné součástky uvnitř jednotlivých integrovaných obvodů lišit, popisují dva parametry.

Již zmíněný výrobní rozptyl návrháři říká, v jakých mezích se bude určitý parametr součástky pohybovat kolem své nominální hodnoty.

Dalším parametrem je tzv. mismatch. Ten návrháři říká, nakolik stejně jsou vyráběny totožné součástky na jednom čipu. Díky tomuto parametru např. zjistíme, zda se v situaci, kdy se jedna součástka odkloní od své nominální hodnoty o 1 %, druhá, ta stejná součástka, odkloní od své nominální hodnoty o 1 % nebo například jen o 0,5 %. Tento parametr je velice důležitý například u veličin, které závisí na poměru dvou hodnot odporů.

Oba tyto parametry hrají při návrhu velkou roli, neboť snahou návrháře je, aby referenční napětí U_{REF} bylo vůči nim imunní. To, jak moc ovlivňuje výrobní rozptyl a mismatch referenční napětí, může návrhář analyzovat pomocí citlivostní analýzy a analýzy monte carlo.

Citlivostní analýza návrháři říká, jak moc je sledovaná veličina závislá na změnách konkrétnímu prvku v obvodu. Návrháři tedy napoví, jaký prvek v obvodu je klíčový pro přesný návrh celého zapojení. Semirelativní citlivost veličiny na změnu prvku v obvodu je definována jako:

$$S_{SR,R}^X = \frac{R^{(0)}}{100} \frac{\partial X}{\partial R} \left[\frac{j}{\%} \right], \quad (1.7)$$

kde S značí citlivost, SR označuje, že se jedná o semirelativní citlivost, tedy návrháři říká, o kolik jednotek j se změní sledovaná veličina X v případě, že se odpor R změní o určitý počet procent.

Každý model součástky, se kterým simulátor počítá, má v sobě zahrnutý i výrobní rozptyl, čehož využívá analýza monte carlo. Tato analýza opakuje tutéž simulaci a přitom mění parametry součástek v závislosti na jejich výrobním rozptylu. Výsledkem této simulace může být například soubor teplotních křivek referenčního napětí U_{REF} v závislosti na výrobním rozptylu, či histogram, který udává rozptyl hodnoty referenčního napětí U_{REF} například při 27 °C.

1.7.5 Šumová analýza

Šum v obvodu definuje minimální hodnotu zpracovávaného signálu, kterou je obvod ještě schopný zpracovat s požadovanou kvalitou. Příčinou šumu v obvodu jsou náhodné změny parametrů součástek vlivem fyzikálních procesů uvnitř těchto součástek. Celkový šum v obvodu je tvořen součtem několika typů šumu.

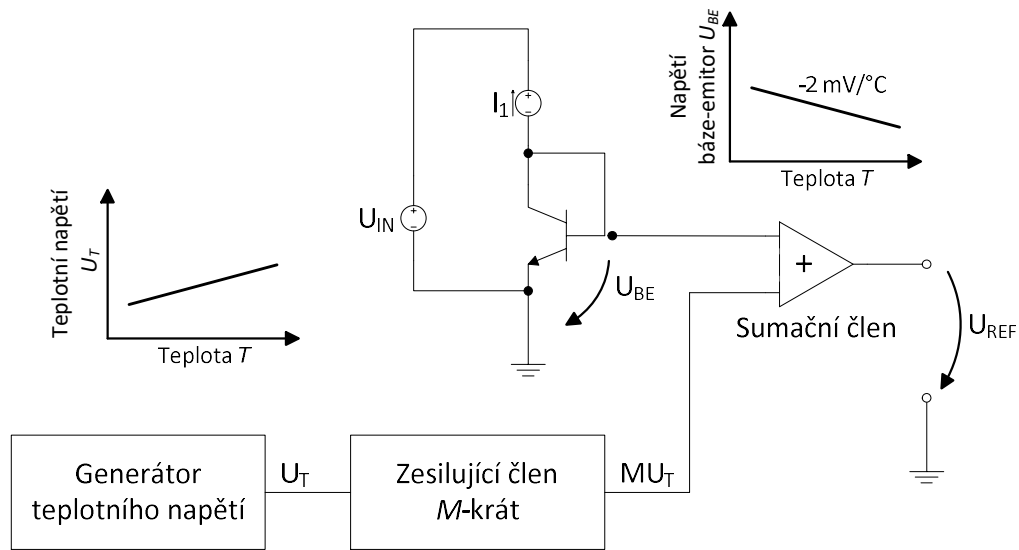
Zdrojem teplotního šumu je náhodný pohyb elektronů ve vodiči, například uvnitř odporu, který způsobí náhodné odchylky napětí. Spektrum takového šumu je konstantní až do hodnoty 100 THz [11], lze ho tedy prohlásit za šum bílý.

Zdrojem třepotavého šumu, tzv. flicker noise, jsou nečistoty a nedokonalosti v krystalu křemíku. Mezi oxidem a substrátem v oblasti gate elektrody MOSFET tranzistoru zachytávají tyto nedokonalosti nosiče elektrického náboje a stejně tak je i náhodně vypouští. Tyto procesy pak tvoří náhodné fluktuace napětí v oblasti gate elektrody. Třepotavý šum má největší energii na nízkých frekvencích. Energie pak lineárně klesá s rostoucí frekvencí. Proto je tento šum někdy také označován jako 1/f šum.

Celková energie šumu obsažená v zapojení je z většiny dána právě teplotním šumem a $1/f$ šumem. Pro hodnotu celkové energie šumu v pásmu měřených frekvencí 100 Hz až 100 kHz je důležitá poloha tzv. zlomové frekvence f_c , kde se spektrum $1/f$ šumu protíná se spektrem bílého šumu [11].

1.8 Princip reference typu bandgap

Doposud nejpřesnějším řešením napěťové reference je reference typu bandgap. Celý princip takové reference zjednodušeně popisuje Obr. 12.



Obrázek 12 Princip bandgapové reference [4]

Z Obr. 12 lze vyčíst, že princip bandgapové reference je založen na sčítání dvou průběhů napětí, kde jedno napětí (napětí U_{BE}) má závislost typu CTAT a druhé napětí (teplotní napětí U_T) má závislost typu PTAT [4]. Vhodným zesílením teplotního napětí tak lze dosáhnout na teplotě nezávislého referenčního napětí U_{REF} . Podle Obr. 12 pro referenční napětí U_{REF} platí:

$$U_{REF} = U_{BE} + MU_T, \quad (1.8)$$

kde M udává zesílení teplotního napětí U_T , pro napětí U_{BE} platí rovnice:

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_C}{I_S}, \quad (1.9)$$

kde I_C je proud procházející tranzistorem a I_S je tzv. saturační proud, pro který dále platí [4]:

$$I_S = B n_i^2 T \bar{\mu}_n, \quad (1.10)$$

kde B je teplotně nezávislá konstanta, T je teplota, n_i^2 je intrinzická koncentrace

minoritních nosičů [8] a $\bar{\mu}_n$ značí průměrnou pohyblivost elektronů v bázi. Veličiny n_i^2 a $\bar{\mu}_n$ jsou teplotně závislé a jsou dány vztahy [4]:

$$\bar{\mu}_n = CT^{-n} \quad (1.11)$$

$$n_i^2 = DT^3 \exp\left(-\frac{U_{G0}}{U_T}\right), \quad (1.12)$$

kde C a D jsou opět teplotně nezávislé konstanty a U_{G0} je tzv. bandgapové napětí křemíku ($U_{G0} = 1,205$ V při $T = 0$ K). Dosazením rovnic (1.10), (1.11) a (1.12) do rovnice (1.9) je získán vztah pro napětí U_{BE} :

$$U_{BE} = U_T \ln\left(I_C T^{-\gamma} E \exp\frac{U_{G0}}{U_T}\right), \quad (1.13)$$

kde $E = 1/(BCD)$ a $\gamma = 4-n$. Za předpokladu, že proudový zdroj I_C není ideální, lze pro hodnotu proudu I_C psát:

$$I_C = FT^\alpha, \quad (1.14)$$

kde F je teplotně nezávislá konstanta a parametr α charakterizuje teplotní závislost proudu I_C [4]. Po dosazení (1.13) a (1.14) do (1.8) lze pro referenční napětí U_{REF} psát vztah:

$$U_{REF} = U_{G0} - U_T(\gamma - \alpha) \ln T + U_T[M + \ln(FE)]. \quad (1.15)$$

Z první derivace vztahu (1.15) podle teploty lze získat podmínku pro nulový teplotní koeficient TC [4]:

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T} = 0, T = T_0, \rightarrow [M + \ln(FE)] = (\gamma - \alpha) \ln T_0 + (\gamma - \alpha), \quad (1.16)$$

kde T_0 je teplota, při které je teplotní koeficient referenčního napětí roven 0. Dosazením (1.16) do (1.15) je získán následující vztah:

$$U_{REF} = U_{G0} + U_T(\gamma - \alpha)\left(1 + \ln\frac{T_0}{T}\right). \quad (1.17)$$

Závislost referenčního napětí U_{REF} na teplotě T je tak popsána jedním parametrem T_0 . Dosazením teploty $T = T_0 = 300$ K do rovnice (1.17) s typickými hodnotami parametrů $\alpha = 1$, $\gamma = 3,2$ [4] lze vypočítat hodnotu referenčního napětí U_{REF} :

$$U_{REF} = 1,205 + 26 \cdot 10^{-3}(3,2 - 1) = 1,262 \text{ V}. \quad (1.18)$$

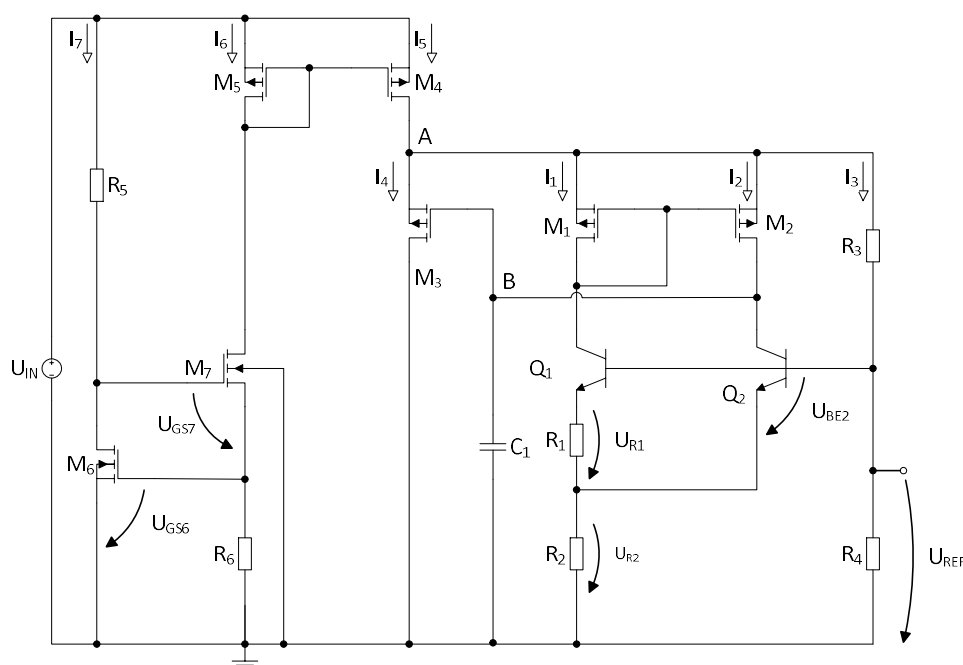
Výsledná hodnota referenčního napětí U_{REF} má velice blízko k hodnotě bandgapového napětí křemíku při teplotě $T = 0$ K. Díky této souvislosti získala reference s tímto principem svůj název.

2 REFERENCE 1 BANDGAPOVÝ PRINCIP

V následující části bude popsán princip činnosti navrhované reference vycházející z Brokawovy buňky. Dále zde bude uveden počáteční návrh takové reference a shrnutí výsledků, kterých bylo dosaženo prvotním návrhem. Na závěr budou uvedeny nutné úpravy obvodu pro dosažení co nejlepších parametrů a výsledky dosažené po optimalizaci obvodu z prvotního návrhu.

2.1 Popis principu činnosti reference 1

Topologie bandgapové reference na Obr. 13 byla vybrána ze zdroje [10] a modifikována do stávající podoby.



Obrázek 13 Navrhovaná topologie Reference 1

Ze schématu na Obr. 13 lze vyčíst, že referenční napětí U_{REF} je dáno vztahem:

$$U_{REF} = U_{BE2} + U_{R2}, \quad (2.1)$$

kde U_{BE2} je napětí na přechodu báze emitor tranzistoru Q_2 a U_{R2} je napětí na odporu R_2 . Jak již bylo popsáno v kapitole 1.8, U_{BE} napětí npn tranzistoru klesá s rostoucí teplotou. Aby bylo referenční napětí U_{REF} konstantní, musí napětí U_{R2} s rostoucí teplotou růst. O tuto podmínku se stará buňka tvořená npn tranzistory Q_1 a Q_2 společně s odporem R_1 . Podle prvního Kirchhoffova zákona platí:

$$U_{R1} = U_{BE2} - U_{BE1}, \quad (2.2)$$

kde U_{R1} je napětí na odporu R_1 a U_{BE1} je napětí na přechodu báze emitor tranzistoru Q_1 . Pro napětí U_{BE} platí rovnice (1.9) a lze ji dosadit do (2.2):

$$U_{R1} = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_2}{I_{S2}} - U_T \ln \frac{I_1}{I_{S1}} = U_T \ln \frac{I_2 I_{S1}}{I_1 I_{S2}}. \quad (2.3)$$

Kromě vztahu (1.10) platí pro saturační proud I_S i vztah [8]:

$$I_S = q S n_i^2 B, \quad (2.4)$$

kde q je velikost elementárního náboje, S je plocha přechodu báze emitor, B je konstanta závislá na technologii a souvisí s difúzí minoritních nosičů. Dosazením (2.4) do (2.3) a za předpokladu, že I_2 je m -násobkem proudu I_1 , je získán vztah:

$$U_{R1} = U_T \ln \frac{m I_1 q S_1 n_i^2 B}{I_1 q S_2 n_i^2 B} = U_T \ln \frac{m S_1}{S_2} = U_T \ln(mN), \quad (2.5)$$

kde N je poměr ploch přechodů báze emitor tranzistorů Q_1 a Q_2 . Napětí U_{R1} je tedy pouze zesílené teplotní napětí U_T o konstantu $\ln(mN)$, závisí tedy pouze na poměru proudů I_1 a I_2 a poměru ploch S_1 a S_2 . Pro proud I_1 tekoucí přes tranzistory M_1 , Q_1 a odpor R_1 tak bude platit:

$$I_1 = \frac{U_{R1}}{R_1} = \frac{U_T \ln(mN)}{R_1}. \quad (2.6)$$

Přes odpor R_2 teče součet proudů I_1 a I_2 , pro napětí U_{R2} (s dosazením vztahu 2.6) tak platí:

$$U_{R2} = R_2 I_1 (m + 1) = (m + 1) \frac{R_2}{R_1} U_T \ln(mN). \quad (2.7)$$

Po dosazení rovnice (2.7) do (2.1) dále platí:

$$U_{REF} = U_{BE2} + (m + 1) \frac{R_2}{R_1} U_T \ln(mN). \quad (2.8)$$

Pro získání podmínky pro nulový teplotní koeficient TC referenčního napětí U_{REF} je nutné položit první derivaci napětí U_{REF} podle teploty T rovnu 0.

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T} = 0 \rightarrow -2 \cdot 10^{-3} + (m + 1) \frac{k \ln(mN)}{q} \frac{R_2}{R_1} = 0. \quad (2.9)$$

Ve vztahu (2.9) k představuje Boltzmannovu konstantu. Úpravou vztahu (2.9) je získána konečná podmínka pro nulový teplotní koeficient TC referenčního napětí U_{REF} .

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2 \cdot 10^{-3} q}{(m + 1) k \ln(mN)}. \quad (2.10)$$

Tranzistory M_1 a M_2 pracují jako tzv. proudové zrcadlo. Proud I_1 , který je definovaný vztahem (2.6), napájí tranzistor M_1 , který je zapojen jako dioda (má spojený gate a drain). Proud I_1 tak definuje napětí U_{GS1} tranzistoru M_1 , a jak vyplývá ze zapojení tohoto proudového zrcadla, tak i napětí U_{GS2} tranzistoru M_2 . Proud I_2 je pak m -násobkem proudu I_1 . V závislosti na poměru ploch tranzistorů M_2 a M_1 . Celou závislost nejlépe popisuje následující vztah:

$$m = \frac{S_{M2}}{S_{M1}} = \frac{I_2}{I_1}, \quad (2.11)$$

kde S_M vyjadřuje poměr rozměrů tranzistorů W/L . Aby však proudové zrcadlo správně fungovalo, musí oba tranzistory M_1 a M_2 pracovat v oblasti saturace. Pro jejich napětí U_{DS} tedy musí platit vztah:

$$U_{DS} \geq U_{GS} - U_{TH}. \quad (2.12)$$

Funkci tranzistoru M_3 lze chápat jako funkci shunt regulátoru, který reguluje hodnotu proudu $I_1+I_2+I_3$. Jeho princip lze vysvětlit následným myšlenkovým experimentem. Zvýší-li se napětí U_{REF} , dojde k většímu otevření tranzistoru Q_2 i Q_1 , gate tranzistoru M_3 se tak více přiblíží potenciálu země, dojde k jeho většímu otevření, což vyvolá pokles proudu ve větvích 1, 2 a 3 a napětí U_{REF} se tak opět sníží. Lze zde vidět jistou analogii se schématem na Obr. 2, kde tranzistor M_3 představuje proudovou noru I_{REF} , větve 1, 2 a 3 představují zátěž a tranzistor M_5 pak předřadný odpor R_1 .

Tranzistor M_3 je zapojen ve zpětné vazbě. Pro lepší stabilitu zpětné vazby je mezi zemí a gate tranzistoru M_3 zapojen kondenzátor C_1 . Tento kondenzátor společně s hodnotou odporu R_B v bodě B vnese pól na frekvenci:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_B C_1}. \quad (2.13)$$

Tranzistor M_6 společně s odporem R_6 plní funkci nezávislého (jeho funkce není ovlivněna změnami poměrů napětí a proudů ve zbytku obvodu) proudového zdroje zapojení. Hodnota proudu I_6 , který teče přes odpor R_6 a tranzistory M_6 a M_7 , je dána vztahem:

$$I_6 = \frac{U_{GS6}}{R_6}. \quad (2.14)$$

Tranzistor M_7 funguje jako tzv. impedanční oddělovač. Jeho úkolem je udržet napětí U_{GS6} nezávislé na napájecím napětí U_{IN} . Ve větvi 6 je zapojen tranzistor M_5 jako dioda (udržuje tedy na sobě konstantní napětí), při absenci tranzistoru M_7 by tak docházelo ke kolísání napětí U_{GS6} společně s napájecím napětím U_{IN} . Tranzistor M_7 však veškeré tyto změny pohltí.

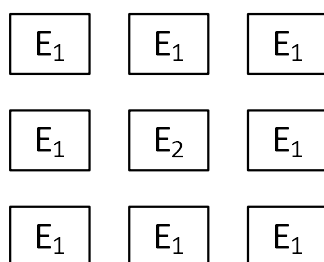
Odpor R_5 nastavuje hodnotu proudu I_7 , který teče přes tento odpor a tranzistor M_6 , jemuž tak nepřímo nastavuje napětí U_{GS6} . Pro hodnotu tohoto odporu platí vztah:

$$R_5 = \frac{U_{IN} - (U_{GS6} + U_{GS7})}{I_7}. \quad (2.15)$$

Tranzistory M_4 a M_5 pracují jako proudové zrcadlo. Tranzistor M_5 nastavuje pracovní bod tranzistoru M_4 a ten napájí celý zbytek obvodu. Tranzistor M_4 tak funguje jako zdroj proudu pro zbylou část zapojení, díky vysokému výstupnímu odporu zrcadla pohlcuje změny napájecího napětí U_{IN} a stabilizuje tak napětí v uzlu A.

2.2 Návrh počátečních parametrů reference 1

Návrh reference 1 je zahájen volbou bipolárních tranzistorů Q_1 a Q_2 . Technologie oncl8 nabízí pouze jeden bipolární tranzistor npn, jehož základní vlastnosti jsou popsány v Tab. 1.5. Pro dosažení malých rozměrů obvodu je zvolen rozměr $W/L = 2/2$ obou tranzistorů. Aby docházelo k dobrému rozložení tepla na obou tranzistorech, je zvolen poměr jejich ploch 1:8 ($N = 8$, ve vztahu 2.5).



Obrázek 14 Rozložení emitorů tranzistorů Q_1 a Q_2 pro dosažení nejlepšího rozložení tepla na čipu

Za účelem dosažení nízké proudové spotřeby jsou zvoleny proudy I_1 a I_2 shodné. Pro napětí U_{R1} tak bude podle vztahu (2.5) platit:

$$U_{R1} = U_T \ln Nm = 26 \cdot 10^{-3} \ln(8.1) = 53,8 \text{ mV.} \quad (2.16)$$

Velikost proudů I_1 a I_2 volím 100 nA. Pro hodnotu odporu R_1 pak bude platit:

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_1} = \frac{53,8 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-9}} = 538 \text{ k}\Omega. \quad (2.17)$$

Z podmínky pro nulový teplotní koeficient (vztah 2.10) lze spočítat hodnotu odporu R_2 :

$$R_2 = \frac{2 \cdot 10^{-3} q R_1}{(m+1) k \ln(mN)} = \frac{2 \cdot 10^{-3} 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 538 \cdot 10^3}{(1+1) \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \ln(1.8)} = 3 \text{ M}\Omega. \quad (2.18)$$

Odpor R_2 nabývá vysoké hodnoty a mohl by tak mít velké fyzické rozměry. Pro odpory R_1 a R_2 je tak vybrán typ odporu rrpolyhr, jehož základní vlastnosti uvádí Tab. 1.6. Referenční napětí U_{REF} reference 1 závisí na poměru odporů R_1 a R_2 , jak uvádí vztah (2.8). Odpory rrpolyhr mají špatný výrobní rozptyl, ale poměrně dobrý souběh. Odchyly hodnot odporů R_1 a R_2 by se tak ve vztahu (2.8) měly vykrátit.

Z vypočítaných hodnot lze podle vztahu (2.8) vypočítat předpokládanou hodnotu referenčního napětí U_{REF} :

$$U_{REF} = U_{BE2} + 2 \frac{R_2}{R_1} U_T \ln(Nm) = 0,66 + 2 \frac{3 \cdot 10^6}{538 \cdot 10^3} \cdot 26 \cdot 10^{-3} \ln(8.1) = 1,263 \text{ V.} \quad (2.19)$$

Hodnota referenčního napětí U_{REF} je tak definována Brokawovou buňkou. Pro další návrh je třeba zvolit si hodnotu proudu I_3 . Tato hodnota ovlivní celkovou proudovou spotřebu zapojení a fyzickou velikost odporu R_4 . Jako kompromis volím hodnotou proudu $I_3 = 1 \mu\text{A}$. Odpor R_4 pak bude mít hodnotu:

$$R_4 = \frac{U_{REF}}{I_3} = \frac{1,263}{1 \cdot 10^{-6}} = 1,263 \text{ M}\Omega. \quad (2.20)$$

Pro orientační hodnotu odporu R_3 je třeba si promyslet, jaké napětí by mělo být v uzlu A na drainu tranzistoru M_4 . Hodnota tohoto napětí je přibližně dána vztahem:

$$U_A = U_{R2} + U_{R1} + U_{CE1} + U_{GS1}. \quad (2.21)$$

Hodnoty napětí U_{R1} a U_{R2} jsou známy. Za orientační hodnotu napětí U_{GS1} lze považovat prahové napětí tranzistorů pmos1p8v. Z Tab. 1.2 je možné vyčíst, že tato hodnota je 0,505 V. Zbývá tak zjistit přibližnou hodnotu napětí U_{CE1} npn tranzistoru technologie oncl8 při proudu emitorem 100 nA. Tuto hodnotu lze zjistit jednoduchou simulací pracovního bodu, ze které vychází napětí $U_{CE1} = 100 \text{ mV}$. S takovou hodnotou U_{CE1} napětí by však nebylo možné pracovat, neboť hodnota napětí U_A by dosahovala nižších hodnot než napětí referenční, což není možné. Proto je pro orientační výpočet zvoleno napětí $U_{CE1} = 300 \text{ mV}$. Dosazením všech hodnot do (2.21) je možné hodnotu napětí U_A v uzlu A vyjádřit:

$$U_A = (I_1 + I_2)R_2 + U_{R1} + U_{CE1} + U_{GS1} = \quad (2.22)$$

$$= (100 \cdot 10^{-9} + 100 \cdot 10^{-9}) \cdot 3 \cdot 10^6 + 53,8 \cdot 10^{-3} + 0,3 + 0,505 = 1,46 \text{ V.}$$

Ze znalosti hodnoty napětí U_A lze vypočítat hodnotu odporu R_3 :

$$R_3 = \frac{U_A - U_{REF}}{I_3} = \frac{1,46 - 1,263}{1 \cdot 10^{-6}} = 197 \text{ k}\Omega. \quad (2.23)$$

Skutečná hodnota odporu R_3 však bude pravděpodobně o něco nižší. Tranzistory npn technologie oncl8 mají velice nízkou hodnotu proudového zesilovacího činitele β . To znamená, že do bází tranzistorů Q_1 a Q_2 potečou nezanedbatelné proudy, které se budou odebírat z proudu I_3 . Zvolená hodnota proudu emitorem tranzistoru Q_1 a Q_2 je 100 nA. To znamená, že do jejich bází poteče přibližně 7 nA. Odporem R_3 tak bude muset téct o 14 nA větší proud než odporem R_4 .

Tranzistor M_3 zastává funkci tzv. shunt regulátoru, jak je popsáno v kapitole 2.1. Tento tranzistor by měl mít dostatečně vysokou hodnotu transkonduktance g_m , aby byl schopen dobře regulovat proud. Proto je počáteční hodnota jeho rozměrů volena $W/L = 15/2$. Pro svou správnou funkci také potřebuje proud I_4 . Velikost tohoto proudu je zvolena na 1 μA . Hodnota proudu I_5 tak bude dána vztahem:

$$I_5 = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = 2 \cdot 100 \cdot 10^{-9} + 2 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 2,2 \mu\text{A}. \quad (2.24)$$

Ke snížení celkové proudové spotřeby je výhodné použít principu zrcadlení a zvolit proud I_6 roven $1,1 \mu\text{A}$. Hodnotu tohoto proudu definuje proudový zdroj tvořený odporem R_6 a tranzistorem M_6 a M_7 .

Obecně platí, že čím větší poměr rozměrů W/L , tím nižší napětí U_{GS} bude mít tranzistor při napájení stejným proudem. Na odporu R_6 je právě napětí U_{GS6} a poměr jejich hodnot definuje hodnotu proudu I_6 . Zdá se tedy být výhodné udělat tranzistor M_6 s vysokým poměrem W/L . Napětí U_{GS6} by tak bylo nízké a odpor R_6 by dosahoval nízkých fyzických rozměrů. Je však třeba si vyjádřit, čemu bude rovna hodnota odporu R_5 :

$$R_5 = \frac{U_{IN} - U_{GS6} - U_{GS7}}{I_7}. \quad (2.25)$$

Nižší hodnota napětí U_{GS6} tak zvýší hodnotu odporu R_5 a tím i jeho fyzické rozměry. Tranzistory M_6 a M_7 tak není třeba navrhovat silné (s velkou hodnotou W a malou hodnotou L). Odchylka proudu I_6 navíc nijak neovlivní referenční napětí. Tranzistory M_6 a M_7 se tak vyplatí navrhnout s malými rozměry, proto jsou zvoleny hodnoty $W/L = 2/2$.

Jako kompromis mezi proudovou spotřebou zapojení a fyzickými rozměry odporu R_5 je hodnota proudu I_7 zvolena na 500 nA . Z jednoduché simulace vyplývá, že hodnota napětí U_{GS} , tranzistoru nmos1p8v o velikosti $W/L = 2/2$, při napájení proudem 500 nA je 428 mV . Díky této znalosti lze spočítat hodnoty odporu R_5 a R_6 :

$$R_6 = \frac{U_{GS6}}{I_{M6}} = \frac{0,428}{1,1 \cdot 10^{-6}} = 389,1 \text{ k}\Omega \quad (2.26)$$

$$R_5 = \frac{U_{IN} - U_{GS6} - U_{GS7}}{I_5} = \frac{1,8 - 0,428 - 0,428}{500 \cdot 10^{-9}} = 1,9 \text{ M}\Omega. \quad (2.27)$$

Napětí U_{GS7} bude vyšší, neboť přes něj protéká proud I_6 , který je větší než proud I_7 . Pro orientační výpočet je však tato hodnota dostačující.

Tranzistory M_4 a M_5 tvoří proudové zrcadlo, která má za úkol zrcadlit hodnotu proudu I_6 na hodnotu proudu I_5 v poměru 1:2. Při volbě počátečních rozměrů je potřeba uvědomit si několik věcí. Odchylka proudu I_6 způsobená výrobním rozptylem neovlivní referenční napětí, délka kanálu tranzistorů M_4 a M_5 tak může být malá. Obecně také platí, že čím silnější tranzistory (větší poměr W/L) tvoří proudové zrcadlo, tím je proudové zrcadlo schopno pracovat od nižšího napájecího napětí. Pro tyto dva důvody jsou zvoleny rozměry tranzistorů M_4 a M_5 $W/L = 10/2$.

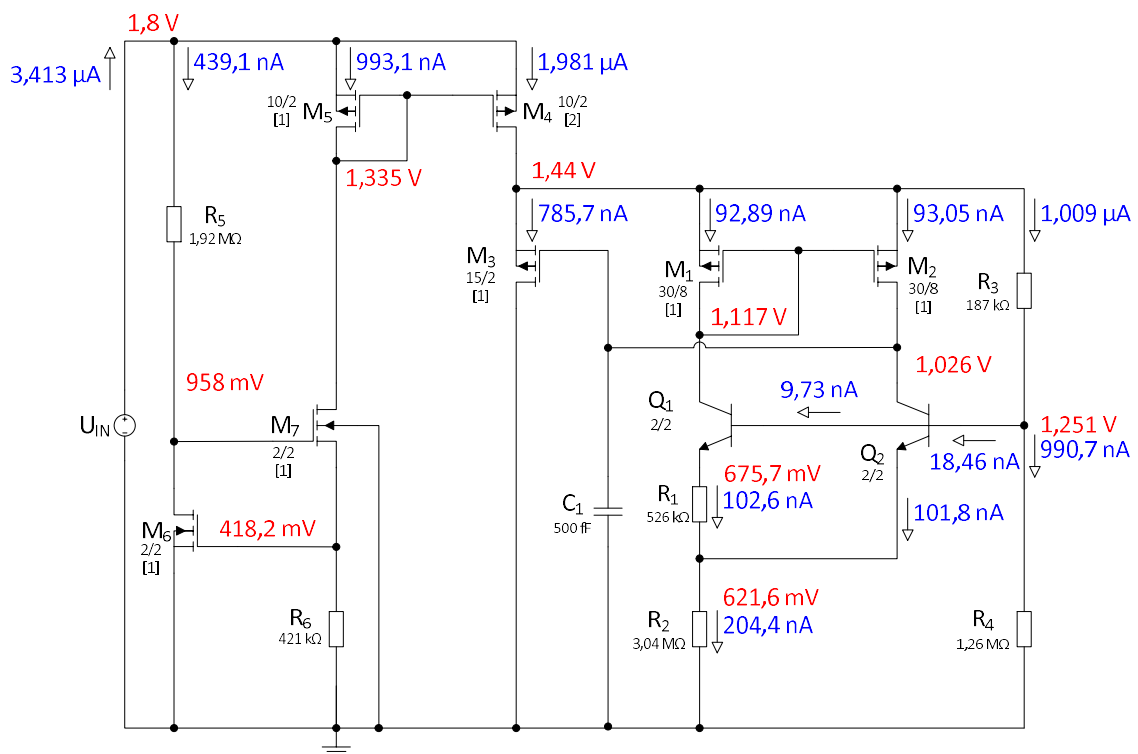
Posledním blokem, který je třeba navrhnout, je proudové zrcadlo s tranzistorem M_1 a M_2 . Proud I_2 přímo kopíruje proud I_1 a jejich součet pak na odporu R_2 vytváří úbytek napětí U_{R2} , které přímo definuje napětí U_{REF} . Z toho vyplývá, že délka kanálu tranzistorů M_1 a M_2 by měla být co možná nejdelší, aby se maximálně eliminovala chyba zrcadlení způsobená výrobním rozptylem. Pomocí simulací bylo zjištěno, že zvyšování délky kanálu nad $L = 8 \mu\text{m}$ za účelem dosažení co nejmenší chyby zrcadlení, už nemá příliš velký význam. Opět však platí, že čím silnější tranzistory uvnitř proudového zrcadla, tím lepší schopnost pracovat s nižším napájecím napětím. Z důvodu výše popsaných jsou voleny rozměry tranzistorů M_1 a M_2 $W/L = 30/8$.

Počáteční hodnota kondenzátoru C_1 je zvolena na 500 fF .

2.3 Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů

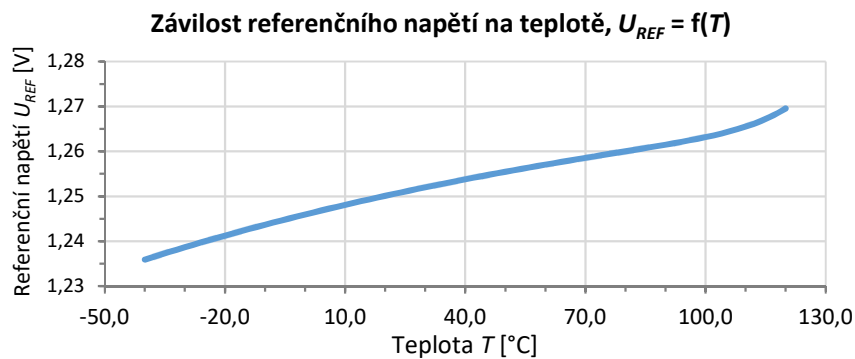
Klidový pracovní bod reference 1 popisuje Obr. 15, ze kterého lze vyčíst, že většina proudů, se kterými bylo počítáno, odpovídá proudům simulovaným. Stejně tak i hodnota referenčního napětí U_{REF} odpovídá hodnotě předpokládaného bandgapového napětí 1,25 V. Při takové hodnotě ale není referenční napětí konstantní s teplotou T . Je zde nenulový teplotní koeficient TC , vlivem kterého stoupá referenční napětí s teplotou T , jak lze vidět na Obr. 16.

Z Obr. 16 a rovnice (2.8) tedy vyplývá, že k dosažení nulového teplotního koeficientu TC referenčního napětí U_{REF} reference 1 bude potřeba snížit hodnotu odporu R_2 nebo naopak zvýšit hodnotu odporu R_1 .



Obrázek 15 Klidový pracovní bod reference 1 s parametry součástek z prvotního návrhu

Logika pojmenování tranzistorů na Obr. 15 je následující: zlomek 10/2 udává poměr rozměrů W/L , závorka pod zlomkem [1] udává parametr m – multiplier, jehož hodnota odpovídá počtu paralelně zapojených tranzistorů o velikosti W/L . Stejná logika pojmenování bude platit u všech následujících zapojení.



Obrázek 16 Teplotní křivka reference 1 s parametry součástek z počátečního návrhu

2.4 Dosažené výsledky s referencí 1 po optimalizaci

Následující tabulka popisuje základní parametry, kterých bylo s referencí 1 dosaženo. Typické průběhy, které dále popisují chování reference 1, společně s klidovým pracovním bodem a parametry jednotlivých součástek lze vyhledat v příloze A.1.

Tabulka 2.1 Základní parametry navržené reference 1 po optimalizaci

<i>Parametr</i>	<i>Podmínky simulace</i>	<i>Symbol</i>	<i>Min</i>	<i>Typ</i>	<i>Max</i>	<i>Jed.</i>
Vstupní napájecí napětí		U_{IN}	1,5		1,7	V
Výstupní referenční napětí	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	U_{OUT}	1,184 1,185 1,183	1,191 1,193 1,192	1,200 1,203 1,203	V
Potlačení zvlnění napájecího napětí	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,7\text{ V}$	$f = 100\text{ Hz}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	PSRR	67,05 59,94 40,82		dB
Šum referenčního napětí 100 Hz až 100 kHz	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,7\text{ V}$	U_N		512,6		μV
Pracovní teplota okolí		T_A	-40		120	°C
Proudová spotřeba	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	I_C		3,68 3,68 3,58		μA

Stabilního a neměnného referenčního napětí bylo dosaženo při hodnotě $U_{REF} = 1,193\text{ V}$ při teplotě okolí $T_A = 27\text{ °C}$. Tato hodnota je nižší o 60 mV než předpokládaná hodnota 1,25 V. V diplomové práci [10], která pracovala s 250 nm technologií firmy ON Semiconductor, bylo pomocí bandgapového principu dosaženo referenčního napětí 1,212 V, což je opět nižší hodnota než předpokládaných 1,25 V. Z těchto výsledků lze tedy vyvodit závěr, že hodnota bandgapového napětí není přesně dána a závisí na zvolené technologii.

U reference 1 bylo stanoveno nejnižší napájecí napětí, se kterým je reference schopna bezpečně pracovat na $U_{IN} = 1,5$ V. Tato hodnota bude brána jako referenční pro porovnání s dalšími referencemi, které nefungují na bandgapovém principu. Proudová spotřeba při této hodnotě napájecího napětí je $3,33 \mu\text{A}$. Celková spotřeba takto navržené reference 1 bude tedy $5 \mu\text{W}$.

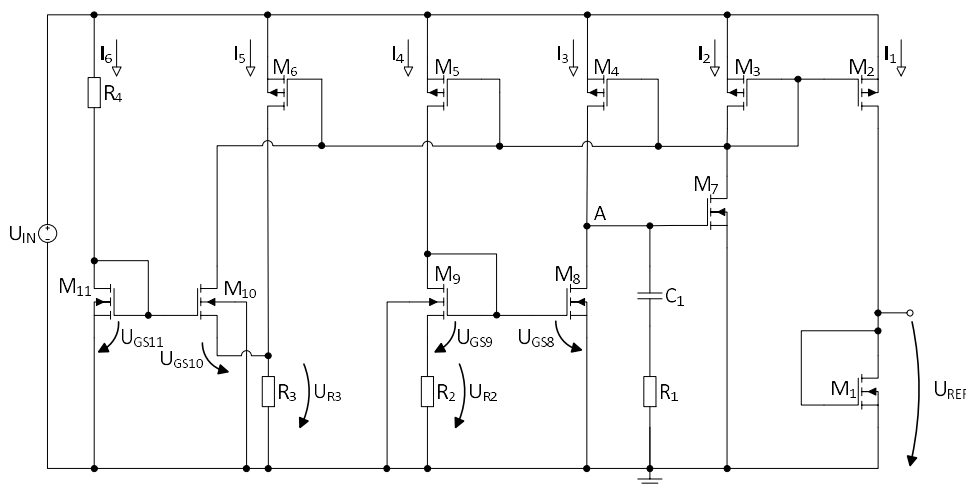
Reference 1 vykazuje nejlepší schopnost odolávat výrobnímu rozptylu jednotlivých součástek. Při rozmítání parametrů jednotlivých součástek se všechny průběhy referenčního napětí v závislosti na teplotě vešly do 2% limitu. Jedná se tedy o potvrzení, že reference typu bandgap je nejpřesnější referencí ze všech, které jsou doposud známy.

Naopak nejhorších výsledků dosahuje tato reference v oblasti šumu. Hodnota vlastního šumu v rozmezí 100 Hz až 100 kHz je $512,6 \mu\text{V}$. Pro odstranění šumu se nabízí možnost zařazení dolní propusti s pólem na velice nízké frekvenci.

3 REFERENCE 2 KOMPENZACE CTAT U_{GS} NAPĚTÍ PTAT PROUDEM

Prvním navrhovaným zapojením, které je schopno pracovat pod limitem bandgapové reference, je reference na Obr. 17 Topologie je převzatá z [10] a modifikována. V následujících kapitolách bude popsán princip činnosti této reference, postup při jejím návrhu. Dále zde budou uvedeny výsledky, kterých bylo dosaženo před optimalizací obvodu a po optimalizaci.

3.1 Popis principu činnosti reference 2



Obrázek 17 Navrhovaná topologie Reference 2

Ze schématu na Obr. 17 vyplývá, že referenční napětí U_{REF} je přímo rovno U_{GS1} napětí tranzistoru M_1 . Jak již bylo řečeno v kapitole 1.6.1, z Obr. 1.5 vyplývá, že jestli napětí U_{GS} MOS tranzistoru s rostoucí teplotou T stoupá nebo klesá, záleží na pracovním bodě, ve kterém se nachází. U této reference je důležité, aby napětí U_{GS1} s rostoucí teplotou T klesalo. Klesající tendence napětí U_{GS1} je zde kompenzována proudem I_1 , který je pomocí proudového zrcadla kopírován z tzv. Widlarova proudového zdroje.

3.1.1 Widlarův proudový zdroj

Základem Widlarova proudového zdroje je tranzistor M_8 a M_9 společně s odporem R_2 , kde stejně jako v případě reference 1 (zde tranzistorů Q_1 a Q_2 a odporu R_1) dochází ke generování napětí U_{R2} se závislostí typu PTAT [4]. Pro tranzistory M_8 a M_9 je důležité, aby oba pracovaly v oblasti slabé inverze. Pro proudy I_3 a I_4 , které jimi prochází, pak bude platit vztah (1.3), ze kterého lze vyjádřit napětí U_{GS} :

$$U_{GS} = nU_T \ln \left(\frac{I}{I_{D0}} \frac{L}{W} \right). \quad (3.1)$$

Pomocí prvního Kirchhofova zákona lze vyjádřit hodnotu napětí U_{R2} :

$$U_{R2} = U_{GS8} - U_{GS9}. \quad (3.2)$$

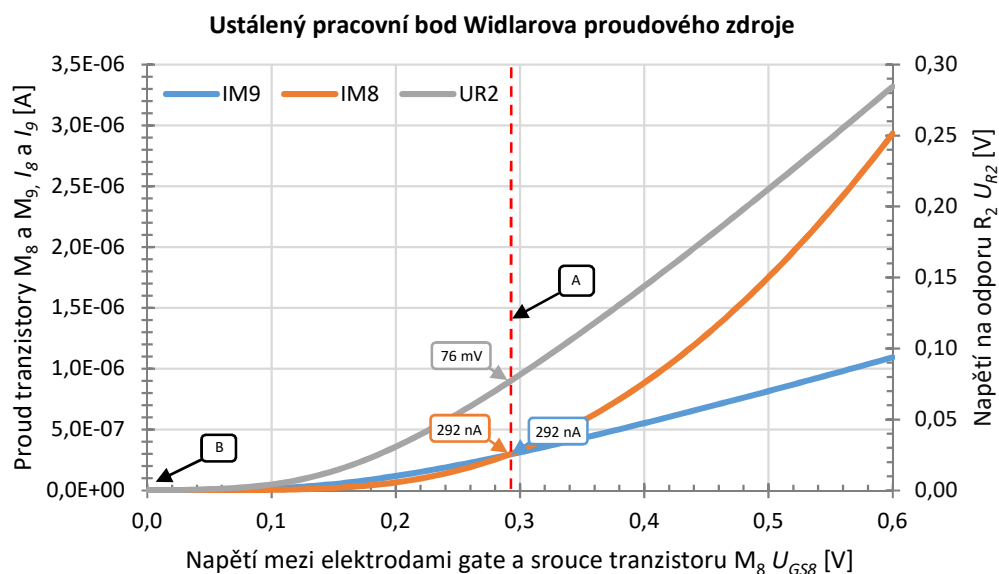
Dosazením (3.1) do (3.2) a za předpokladu, že proud I_3 je m -násobkem proudu I_4 , lze pro napětí U_{R2} psát:

$$U_{R2} = nU_T \ln(Nm), \quad (3.3)$$

kde N je poměr ploch tranzistorů M_8 a M_9 . Napětí U_{R2} je tak dáno teplotním napětím U_T s kladným teplotním koeficientem TC zesíleným o konstantu $n \ln(Nm)$. Hodnota proudu I_4 z Widlarova proudového zdroje je definovaná jako:

$$I_4 = \frac{U_{R2}}{R_2} = \frac{nU_T \ln(Nm)}{R_2}. \quad (3.4)$$

Velice dobrou představu o funkci Widlarova proudového zdroje může poskytnout Obr. 18.



Obrázek 18 Rozložení napětí a proudů ve Widlarově proudovém zdroji

Obr. 18 byl pořízen ilustrační simulací, skutečné hodnoty proudů a napětí v navržených zapojeních se budou lišit.

V případě, že je zajištěna shoda obou proudů, které tečou přes tranzistory M_8 a M_9 , je hodnota napětí U_{R2} jasně definovaná tímto pracovním bodem.

Shoda proudů I_3 a I_4 je zajištěna pomocí proudového zrcadla tvořeného tranzistory M_2 až M_6 . Důležitým prvkem je však tranzistor M_7 , který vytváří smyčku zpětné vazby a udržuje pracovní bod Widlarova proudového zdroje na požadovaných hodnotách.

Funkci zpětné vazby lze popsat následujícím myšlenkovým experimentem. Necht' se sníží napětí na drainu tranzistoru M_7 , to způsobí větší otevření tranzistoru M_4 a M_5 a proudy I_3 a I_4 by se tak měly zvýšit. Podle Obr. 18 to však není možné, protože jediný stav, kdy je obvod stabilní, nastane, když jsou oba proudy stejné a jejich hodnota je dána vztahem (3.4). Zapojení tak zareaguje tím způsobem, že se tranzistor M_8 více otevře, tím stáhne gate tranzistoru M_7 více k zemi. Tranzistor M_7 se tak více uzavře a napětí na jeho drainu vzroste – vrátí se zpět na původní hodnotu.

Odpor R_1 společně s kondenzátorem C_1 funguje jako stabilizační člen zpětné vazby. Do frekvenční charakteristiky vkládají nulu f_n a pól f_p , a to na frekvencích:

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (3.5)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_A C_1}, \quad (3.6)$$

kde R_A je hodnota odporu v uzlu A.

Jak je možno vidět na Obr. 18, Widlarův proudový zdroj má dva stabilní pracovní body. Jeden je pracovní bod požadovaný, bod A ($I_{M8} = I_{M9} = 292$ nA, $U_{R2} = 76$ mV), a druhý je v bodě B, kde jsou oba proudy nulové stejně jako napětí U_{R2} . Obvod je tak třeba nastartovat, aby Widlarův proudový zdroj přešel do požadovaného pracovního bodu A. K tomu slouží startovací obvod.

3.1.2 Startovací obvod

Startovací obvod je zde tvořen tranzistory M_6 , M_{10} a M_{11} společně s odpory R_3 a R_4 . Funkci startovacího obvodu lze popsat myšlenkovým pokusem. Při připojení napájecího napětí U_{IN} začne proudit proud I_6 přes odpor R_4 a tranzistor M_{11} , který je zapojen jako dioda. Mezi elektrodami gate a source tranzistoru M_{11} se tak objeví napětí U_{GS11} . Přes odpor R_3 zatím neteče proud (tranzistor M_6 je zcela uzavřen), nemůže tedy na něm být žádný úbytek napětí. Napětí U_{GS11} se tak objeví mezi elektrodami gate a source tranzistoru M_{10} a ten se otevře. Drain tranzistoru M_{10} se tak napětově přiblíží zemi a stáhne tak gate elektrody tranzistorů M_2 až M_6 k zemi. Ty se tak otevřou a začne jimi protékat proud. Otevřením tranzistoru M_6 začne téct i proud I_5 přes odpor R_3 . Napětí U_{R3} , které tak začne vznikat, sníží napětí U_{GS10} a tranzistor M_{10} se tak začne zavírat. Při správné hodnotě odporu R_3 se tranzistor M_{10} zcela uzavře a odpojí startovací obvod od zbytku zapojení.

V ustáleném vztahu tak musí platit podmínka:

$$U_{GS11} = U_{R3}, \quad (3.7)$$

z toho vyplývá hodnota odporu R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{GS11}}{I_5}. \quad (3.8)$$

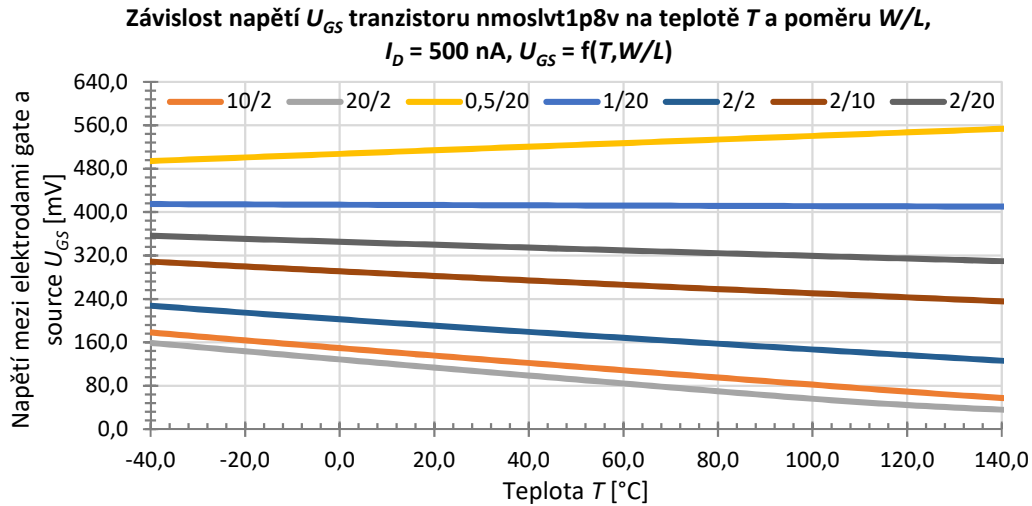
Hodnota odporu R_4 ovlivňuje hodnotu proudu I_6 , který nastavuje hodnotu napětí U_{GS11} . Proud I_6 bude po nastartování obvodu pouze zvyšovat celkovou spotřebu zapojení

a pro jeho správnou funkci pak ztrácí význam. Na návrháři je, aby zvolil kompromis mezi velikostí proudu I_6 a hodnotou odporu R_4 .

$$R_4 = \frac{U_{IN} - U_{GS11}}{I_6}. \quad (3.9)$$

3.2 Návrh počátečních parametrů reference 2

Pro návrh této reference je klíčové osvojit si znalost závislosti napětí U_{GS} na teplotě T MOS tranzistorů s různými poměry rozměrů W/L . Jako hlavní typ tranzistorů byl pro tento návrh vybrán tranzistor nmoslvt1p8v, jehož základní vlastnosti jsou popsány v Tab. 1.3. Tento typ tranzistoru technologie oncl8 má nejnižší výrobní rozptyl prahového napětí U_{TH} , a jelikož u reference 2 je referenční napětí U_{REF} přímo rovno U_{GS1} napětí tranzistoru M_1 , bude tato vlastnost velkou výhodou.



Obrázek 19 Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmoslvt1p8v na teplotě T a jeho rozměrech W/L při napájení proudem 500 nA

Obr. 19 je velice důležitý pro veškerý další návrh napěťových referencí v této práci a obecně platí pro všechny vybrané MOS tranzistory v technologii oncl8. Volba rozměrů W/L všech tranzistorů ve výstupních větvích referencí je založena právě na závislosti vyplývající z Obr. 19.

Návrh je zahájen volbou rozměrů tranzistoru M_1 . Na základě Obr. 19 jsou zvoleny rozměry $W/L = 2/20$. Takové rozměry zajistí mírnou klesající tendenci referenčního napětí U_{REF} při proudu $I_1 = 500 \text{ nA}$.

Proud I_1 je výsledkem zrcadlení proudu I_2 , který je definován Widlarovým proudovým zdrojem. Proud I_1 kompenzuje CTAT závislosti U_{GS1} napětí, referenční napětí U_{REF} tak bude přímo ovlivněno jeho hodnotou a bude tak velice záviset na odchylce proudu I_1 , resp. proudu I_2 , způsobené výrobním rozptylem. Z tohoto důvodu je potřeba navrhnout Widlarův proudový zdroj velice přesný.

3.2.1 Návrh Widlarova proudového zdroje

Pro návrh Widlarova proudového zdroje je důležitý vztah (3.4). Z něj lze vyčíst, že proud I_4 přímo závisí na odporu R_2 . Výrobní rozptyl tohoto odporu tak bude hrát velkou roli v přesnosti referenčního napětí. Z druhů odporů, které nabízí technologie oncl8, má nejnižší výrobní rozptyl odpor r_{nplus} . Pro odpor R_2 je proto zvolen tento typ odporu. Problémem, který s sebou nese odpor r_{nplus} , je jeho nízká hodnota odporu na čtverec. Odpor R_2 tak bude dosahovat vysokých fyzických rozměrů. Aby došlo k eliminaci této skutečnosti, budou proudy I_4 a I_5 rovny a jejich hodnota bude 300 nA. Poměr velikostí tranzistorů M_8 a M_9 je zvolen 1:4. Pro napětí U_{R2} pak bude podle vztahu (3.3) platit:

$$U_{R2} = nU_T \ln(Nm) = 2.26 \cdot 10^{-3} \ln(4.1) = 72,1 \text{ mV}. \quad (3.10)$$

Pro hodnotu odporu R_2 pak bude platit:

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_4} = \frac{72,1 \cdot 10^{-3}}{300 \cdot 10^{-9}} = 240,3 \text{ k}\Omega. \quad (3.11)$$

Přesnost odporu I_4 bude závislá i na výrobním rozptylu prahového napětí tranzistorů M_8 a M_9 . Z toho důvodu by měla být délka kanálu L obou tranzistorů zhruba 8 μm , aby byla chyba způsobená výrobním rozptylem prahového napětí co nejnižší. Na rozměrech tranzistorů však závisí i směrnice, se kterou bude růst jak napětí U_{R2} , tak i proud I_4 . Z tohoto důvodu je vhodné vrátit se zpět k Obr. 19, který říká, že čím slabší tranzistor, tím méně klesá napětí U_{GS} s teplotou T . Proto jsou zvoleny počáteční rozměry tranzistorů M_8 a M_9 na $W/L = 2/20$.

Rozměry tranzistoru M_7 jsou rovněž voleny na $W/L = 2/20$.

Pro lepší stabilitu obvodu je do obvodu zapojen kondenzátor C_1 typu cpnw1p8v a odpor R_1 typu rppolyhr o hodnotě $R_1 = 316 \text{ k}\Omega$ a $C_1 = 7 \text{ pF}$. Tento pár vytvoří nulu a pól přenosu na kmitočtech:

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi 316 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^{-12}} = 71,95 \text{ kHz} \quad (3.12)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_A C_1} = \frac{1}{2\pi R_A \cdot 7 \cdot 10^{-12}} = \frac{2,27 \cdot 10^{10}}{R_A} \text{ Hz}, \quad (3.13)$$

kde R_A je hodnota odporu v uzlu A.

3.2.2 Návrh startovacího obvodu

Dalším krokem návrhu jsou parametry startovacího obvodu. Startovací obvod plní svou funkci pouze při připojení obvodu k napájecímu napětí. Dále je v obvodu zbytečný. Rozměry tranzistorů M_{10} a M_{11} jsou proto voleny malé, $W/L = 2/2$. Hodnota odporu R_4 je dána vztahem (3.9), pro její výpočet je proto třeba zvolit proud I_6 a zjistit přibližnou hodnotu napětí U_{GS11} .

Proud I_6 napájí tranzistor M_{11} a nastavuje hodnotu jeho U_{GS11} napětí. Na jeho hodnotě závisí jak celková proudová spotřeba zapojení, tak i fyzické rozměry odporu R_4 . Jako kompromis je zvolena hodnota proudu $I_6 = 500$ nA. Z jednoduché simulace pracovního bodu tranzistoru nmoslvt1p8v při napájení proudem 500 nA pak vychází hodnota napětí U_{GS11} na 186.6 mV. Pro hodnotu odporu R_4 pak vychází:

$$R_4 = \frac{U_{IN} - U_{GS11}}{I_4} = \frac{1,8 - 0,187}{500 \cdot 10^{-9}} = 3,3 \text{ M}\Omega. \quad (3.14)$$

V ustáleném stavu startovacího obvodu musí platit vztah (3.7), jeho hodnota je tak dána rovnicí (3.9). Pro hodnotu odporu R_3 je tak třeba zvolit hodnotu proudu I_5 . Při zachování poměru zrcadlení 1:1 bude jeho hodnota 300 nA.

$$R_3 = \frac{U_{GS11}}{I_5} = \frac{0,187}{300 \cdot 10^{-9}} = 623 \text{ k}\Omega. \quad (3.15)$$

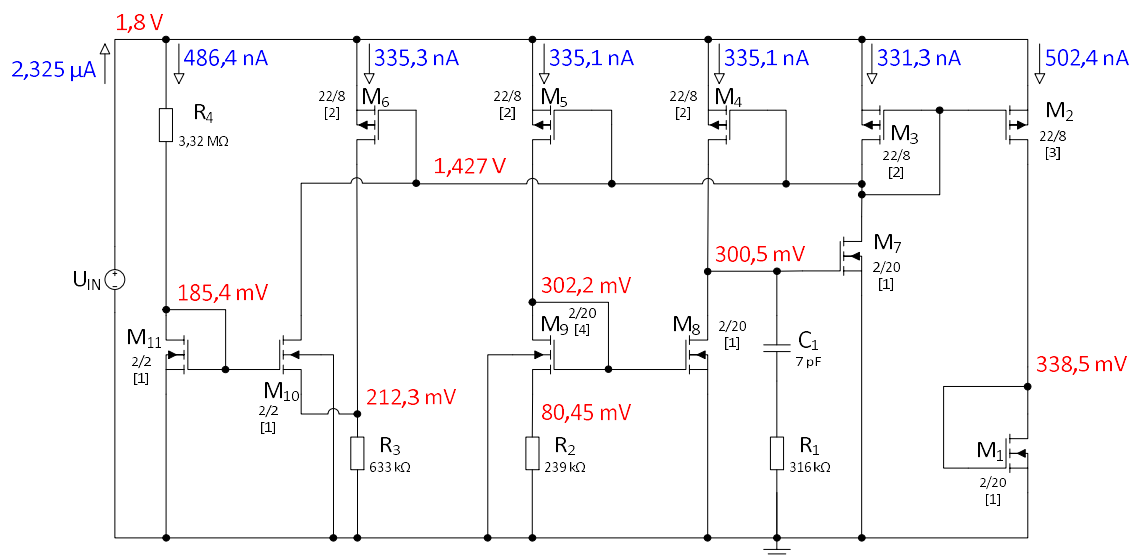
Tranzistory M_2 až M_6 tvoří proudové zrcadlo, které kopíruje proud I_2 do zbytku obvodu. Jelikož je proud I_1 výsledkem zrcadlení, musí mít proudové zrcadlo vysokou přesnost, aby se eliminovala chyba způsobená zrcadlením v referenčním napětí. Jak již bylo uvedeno, proudová zrcadla dosahují nízké chyby zrcadlení s kanálem délky 8 μm a více a jsou schopna lépe pracovat od nižšího napájecího napětí při vyšším poměru rozměrů W/L . Proto jsou počáteční rozměry tranzistorů voleny na $W/L = 22/8$. Ze začátku byl zvolen proud $I_1 = 500$ nA. Proud I_2 je však definován na hodnotu 300 nA. Z toho důvodu je zvolen poměr zrcadlení $I_2:I_1$ na 2:3. Proud I_1 tak bude roven 450 nA.

3.3 Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů

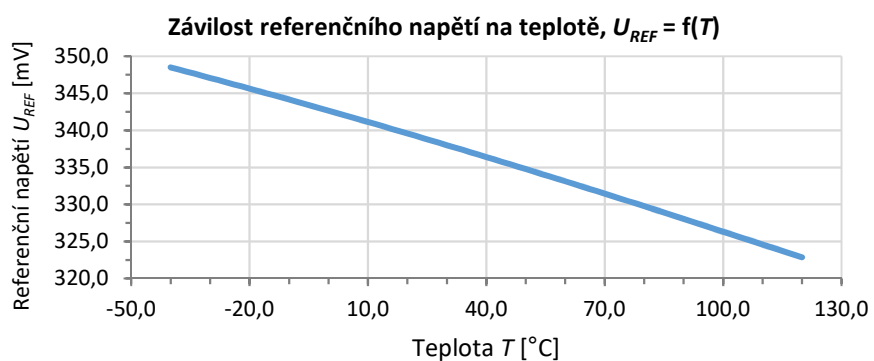
Výsledky simulace pracovního bodu reference 2 popisuje Obr. 20. Lze si zde všimnout skutečnosti, že hodnota napětí na odporu R_2 je vyšší, než se kterou bylo počítáno při návrhu v kapitole 3.2.1. Tato skutečnost je pak i příčinou vyšších hodnot proudů I_1 až I_5 . Příčinou vyššího napětí na odporu R_2 může být fakt, že bulk tranzistoru M_9 není přímo připojený na source, tranzistor M_9 má tak nenulové napětí U_{BS} , které je příčinou tzv. bulk efektu.

Z Obr. 21 dále vyplývá, že referenční napětí U_{REF} reference 2 má velký záporný teplotní koeficient TC . Pro dosažení nulového teplotního koeficientu TC lze snížit poměr rozměrů W/L tranzistoru M_1 , jak vyplývá z Obr. 19, nebo snížit hodnotu odporu R_2 , zvýšit proud I_1 a tím i teplotní koeficient TC referenční napětí U_{REF} .

Další možností, jak vyrovnat referenční napětí U_{REF} , je změna rozměrů tranzistorů M_8 a M_9 . Teplotní koeficienty jejich U_{GS} napětí ovlivňují teplotní koeficient napětí U_{R2} , jak popisuje vztah (3.2). Lze tedy zvýšit závislost proudu I_1 na teplotě T úpravou rozměrů tranzistorů M_8 a M_9 .



Obrázek 20 Klidový pracovní bod reference 2 s parametry součástek z prvotního návrhu



Obrázek 21 Teplotní křivka reference 2 s parametry součástek z počátečního návrhu

3.4 Dosažené výsledky s referencí 2 po optimalizaci

Následující tabulka popisuje základní parametry, kterých bylo s referencí 2 dosaženo. Typické průběhy, které dále popisují chování reference 2, společně s klidovým pracovním bodem a parametry jednotlivých součástek lze vyhledat v příloze A.2.

Tabulka 3.1 Základní parametry navržené reference 2 po optimalizaci

Parametr	Podmínky simulace	Symbol	Min	Typ	Max	Jed.
Vstupní napájecí napětí		U_{IN}	0,7		1,7	V
Výstupní referenční napětí	$T_A = -40\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,4\text{ V}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	U_{OUT}	388,2 387,7 384,0	397,9 399,1 398,0	410,4 415,1 418,3	mV
Potlačení zvlnění napájecího napětí	$T_A = 27\text{ °C}$ $f = 100\text{ Hz}$ $U_{IN} = 1,4\text{ V}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	PSRR		87,19 85,81 66,67		dB
Šum referenčního napětí 100 Hz až 100 kHz	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,4\text{ V}$	U_N		157,8		μV
Pracovní teplota okolí		T_A	-40		150	$^{\circ}\text{C}$
Proudová spotřeba	$T_A = -40\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,4\text{ V}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 140\text{ °C}$	I_C		2,06 2,23 2,37		μA

Reference 2 pracuje na principu kompenzace záporného teplotního koeficientu U_{GS} napětí kladným teplotním koeficientem proudu, který je generován z Widlarova proudového zdroje. Pomocí tohoto principu bylo dosaženo konstantního a stabilního referenčního napětí při hodnotě $U_{REF} = 399,1\text{ mV}$ při teplotě okolí $T_A = 27\text{ °C}$.

Nejnižší napájecí napětí, které zajistí správnou regulaci reference 2, bylo stanoveno na 0,7 V, což je o 0,8 V nižší než napájecí napětí reference 1. Reference 2 tak velice dobře splňuje hlavní cíl této práce, ze všech navrhovaných referencí má nejnižší možnou hodnotu napájecího napětí.

Z výsledků dále vyplývá, že reference 2 je schopna pracovat při vyšším rozsahu pracovních teplot (-40 °C až 150 °C) než reference 1, která je schopna pracovat pouze do 120 °C .

Nejlépších vlastností tato reference také dosahuje v oblasti potlačení zvlnění napájecího napětí. Parametr PSRR má do frekvence 1 kHz vyšší hodnotu jak 85 dB.

Očekávanou nevýhodou je však špatná schopnost odolávat výrobnímu rozptylu jednotlivých součástek. Hodnota prahového napětí $nmoslvt1p8v$ nemá tak vysokou přesnost jako hodnota U_{BE} napětí npn tranzistoru. Tato skutečnost limituje přesnost reference 2, která tak není schopna splnit 2% limit.

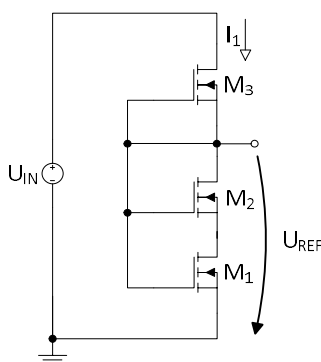
Pro dosažení co možná nejvyšší přesnosti bylo potřeba zvyšovat fyzickou velikost odporu R_2 . Svou velikostí zabírá obrovskou plochu na čipu, což by mohlo být nevýhodou, neboť větší plocha znamená větší finanční náročnost.

4 REFERENCE 3 KOMPENZACE CTAT U_{GS} NAPĚTÍ PTAT PROUDEM, TYP 2

Druhým navrhovaným zapojením, které je schopno pracovat pod limitem bandgapové reference, je reference na Obr. 22. V následujících kapitolách bude popsán princip činnosti této reference, postup při jejím návrhu. Dále zde budou uvedeny výsledky, kterých bylo dosaženo před optimalizací obvodu a po optimalizaci.

4.1 Popis principu činnosti reference 3

Reference 3 s topologií na Obr. 22 využívá depletičního tranzistoru (M_3), jehož vlastnosti jsou popsány v kapitole 1.6.3.

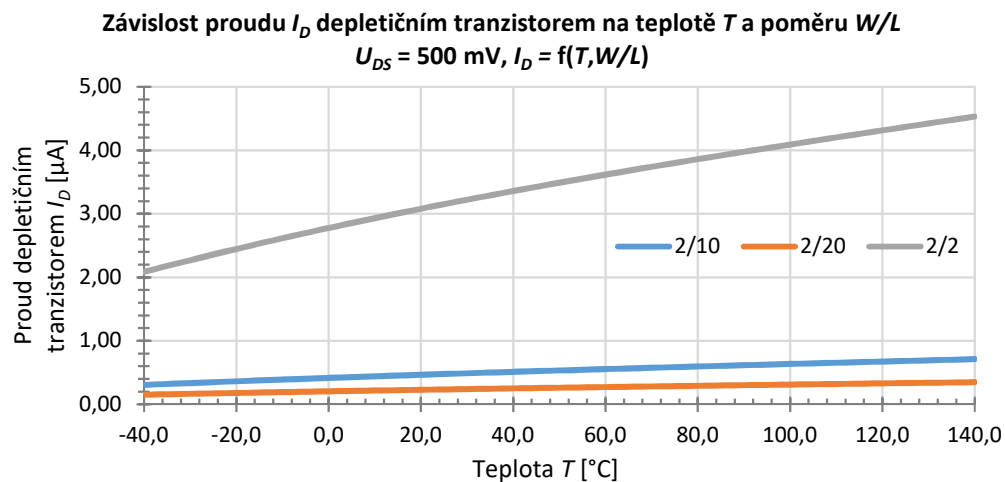


Obrázek 22 Navrhovaná topologie Reference 3

Jak lze vyčíst z Obr. 22, referenční napětí U_{REF} je zde opět rovno napětí U_{GS} tranzistoru M_1 , který je zapojen jako dioda. Klesající tendence U_{GS} napětí tranzistoru M_1 je zde kompenzována proudem I_1 , který má charakter PTAT, z proudového zdroje tvořeného tranzistorem M_3 .

Pro správnou funkci tohoto zapojení je důležité, aby tranzistory M_2 a M_3 byly izolované (kapitola 1.6.2) a měly spojený bulk se sourcem. V případě nesplnění této podmínky by při vyšších teplotách docházelo k svodům, které výrazně ovlivňují teplotní křivku reference.

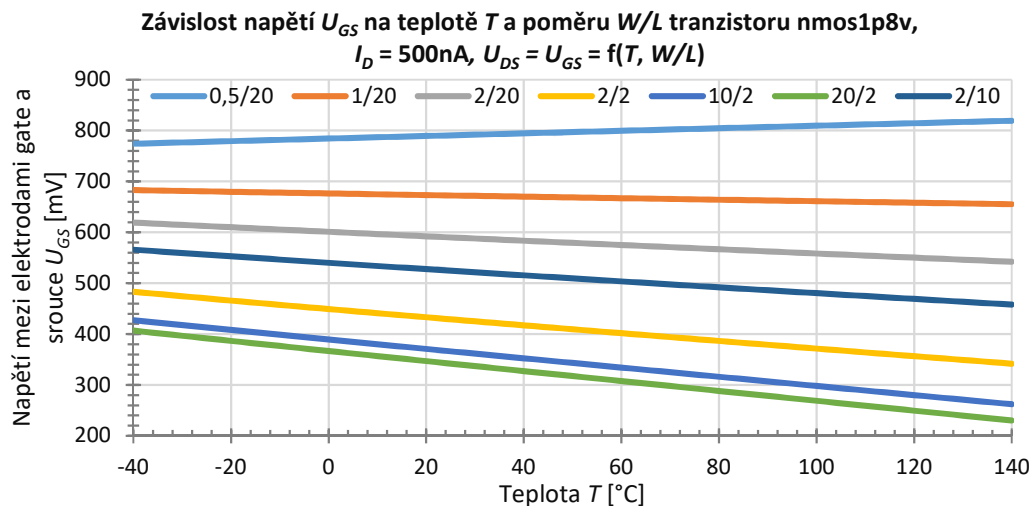
Při návrhu této reference může návrhář s výhodou použít následující charakteristiky depletičního tranzistoru (Obr. 23), ve které lze vyčíst, že proud I_D má vyšší hodnotu a vyšší teplotní koeficient TC s rostoucím poměrem W/L .



Obrázek 23 Závislost proudu I_D depletičního tranzistoru na teplotě T a jeho rozměrech W/L

4.2 Návrh počátečních parametrů reference 3

Pro návrh této reference je důležité osvojit si závislost napětí U_{GS} na teplotě T a rozměrech W/L tranzistoru nmos1p8v, který byl pro tuto referenci vybrán a jehož základní vlastnosti jsou popsány v Tab. 1.1.



Obrázek 24 Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmos1p8v na teplotě T a jeho rozměrech W/L při napájení 500 nA

Počáteční rozměry tranzistorů M_1 a M_2 jsou zvoleny na základě Obr. 24 na $W/L = 2/20$. Při kompenzaci PTAT proudem I_I z proudového zdroje by mělo dojít k rychlému vyrovnání teplotní křivky referenčního napětí U_{REF} .

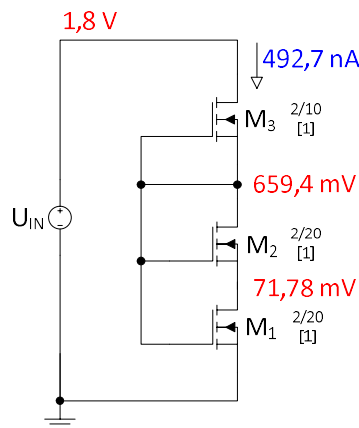
Rozměry tranzistoru M_3 jsou zvoleny na základě Obr. 23, kde proud I_I dosahuje hodnoty 325 nA při -40°C a 690 nA při 120°C .

Z důvodu zmíněného v kapitole 4.1 musí být tranzistory M_2 a M_3 izolovány.

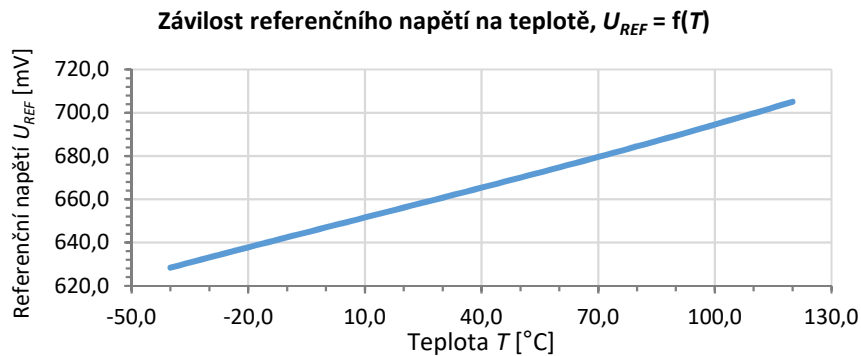
4.3 Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů

Na Obr. 25 lze sledovat klidový pracovní bod reference 3 s parametry součástek podle návrhu v kapitole 4.2. Tranzistor M_3 poskytuje přesnou hodnotu proudu I_I , která byla zvolena na základě Obr. 23. Tento proud má však příliš velký kladný teplotní koeficient TC , což se negativně projevuje na referenčním napětí U_{REF} , jak lze pozorovat na Obr. 26.

Za účelem dosažení nulového teplotního koeficientu TC referenčního napětí tedy bude třeba navrhnout tranzistor M_3 s menší hodnotou šířky W , tedy snížit jeho poměr rozměrů W/L , nebo naopak navrhnout tranzistory M_1 a M_2 silnější, tedy zvýšit poměr jejich rozměrů W/L .



Obrázek 25 Klidový pracovní bod reference 3 s parametry součástek z prvotního návrhu



Obrázek 26 Teplotní křivka reference 3 s parametry součástek z počátečního návrhu

4.4 Dosažené výsledky s referencí 3 po optimalizaci

Následující tabulka popisuje základní parametry, kterých bylo s referencí 3 dosaženo. Typické průběhy, které dále popisují chování reference 3, společně s klidovým pracovním bodem a parametry jednotlivých součástek lze vyhledat v příloze A.3.

Tabulka 4.1 Základní parametry navržené reference 3 po optimalizaci

Parametr	Podmínky simulace	Symb.	Min	Typ	Max	Jed.
Vstupní napájecí napětí		U_{IN}	0,9		1,7	V
Výstupní referenční napětí	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$	U_{OUT}	545,7 546,0 545,3	561,1 561,1 561,5	582,4 581,6 581,7	mV
Potlačení zvlnění napájecího napětí	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$ $f = 100\text{ Hz}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	PSRR		48,80 48,74 45,23		dB
Šum referenčního napětí 100 Hz až 100 kHz	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$	U_N		26,60		μV
Pracovní teplota okolí		T_A	-40		140*	$^{\circ}\text{C}$
Proudová spotřeba	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$	I_C		290 458 638		nA

*rozsah pracovní teploty lze upravit vhodným návrhem, záleží na požadavcích

Reference 3 pracuje na principu kompenzace záporného teplotního koeficientu U_{GS} napětí pomocí proudu s kladným teplotním koeficientem, který je generován pomocí depletičního tranzistoru. Pomocí tohoto principu bylo dosaženo teplotně stabilního referenčního napětí při hodnotě $U_{REF} = 561,1\text{ mV}$ při teplotě $T_A = 27\text{ °C}$.

Nejnižší napájecí napětí, se kterým je schopno toto zapojení pracovat, je 0,9 V, což je opět nižší než reference typu bandgap, a to o 0,6 V. Reference typu 3 tak také velice dobře splňuje hlavní cíl této práce.

Problémem této reference je závislost hodnoty referenčního napětí na napájecím napětí. Pro vyřešení této závislosti se nabízí možnost zapojit před stabilizátor napětí.

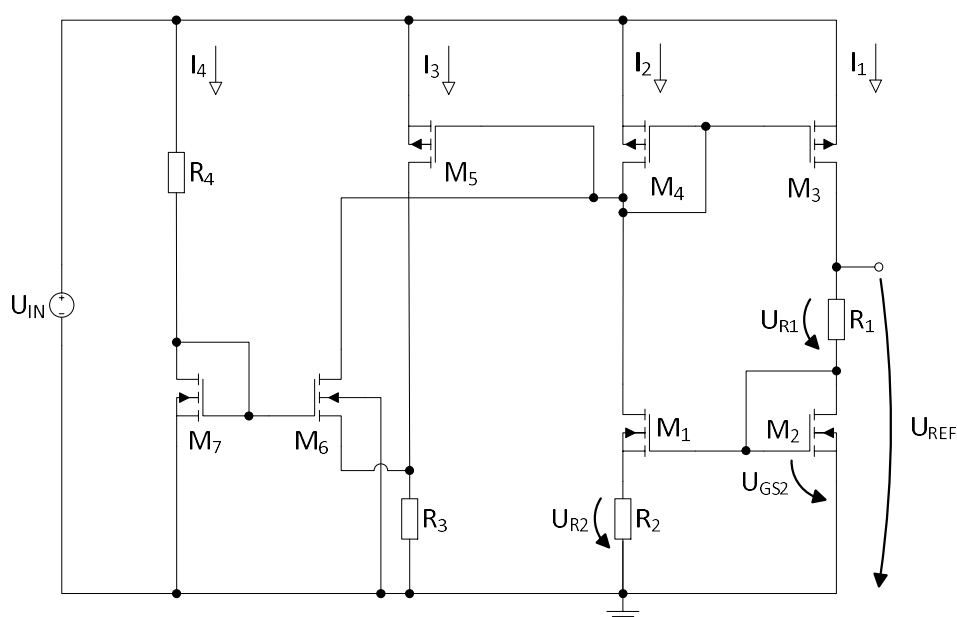
Hlavní a zásadní výhodou této reference je, že se skládá pouze ze tří součástek, s čímž souvisí nízká proudová spotřeba zapojení (458 nA při $U_{IN} = 1,2\text{ V}$ a $T_A = 27\text{ °C}$), nízká hodnota vlastního šumu v intervalu 100 Hz až 100 kHz (26,6 μV) a také rychlost, se kterou je reference schopna pracovat po připojení napájecího napětí (do 1 μs po připojení napájení).

Očekávanou nevýhodou je velký výrobní rozptyl referenčního napětí. Reference 3 není schopna splnit 2% limit, neboť opět naráží na limity výrobního rozptylu U_{GS} napětí NMOS tranzistoru nmos1p8v.

5 REFERENCE 4 WIDLARŮV PROUDOVÝ ZDROJ JAKO REFERENCE

Třetím navrhovaným zapojením, které je schopno pracovat pod limitem bandgapové reference, je reference na Obr. 27. Myšlenka této reference byla převzata ze zdroje [9] a modifikována do podoby na Obr. 27. Následující kapitoly shrnují princip činnosti této reference, postup při návrhu počátečních parametrů a popisuje výsledky, kterých bylo dosaženo touto topologií před optimalizací a po optimalizaci zapojení.

5.1 Popis principu činnosti reference 4



Obrázek 27 Navrhovaná topologie Reference 4

Referenční napětí U_{REF} reference 4 je dáno následující rovnicí:

$$U_{REF} = U_{GS2} + R_1 I_1. \quad (5.1)$$

Pro správnou funkci obvodu je důležité, aby tranzistory M_1 a M_2 pracovaly v oblasti slabé inverze. Napětí U_{GS2} tak bude klesat s rostoucí teplotou T . Ke kompenzaci průběhu CTAT U_{GS2} napětí je zde využito odporu R_1 a proudu I_1 . Odpor R_1 může mít jak kladný, tak i záporný teplotní koeficient TC a je na návrhář, aby zvolil, který je potřeba. Proud I_1 je zde opět generován z Widlarova proudového zdroje, který je tvořen tranzistory M_1 , M_2 a odporem R_2 . Funkce a návrhové vztahy Widlarova proudového zdroje jsou popsány v kapitole 3.1.1.

Tranzistory M_3 , M_4 a M_5 tvoří jednoduché proudové zrcadlo, které má za úkol distribuovat proud I_2 do zbytku zapojení.

Jak již bylo řečeno, Widlarův proudový zdroj potřebuje startovací obvod,

aby se dostal do požadovaného pracovního bodu A (Obr. 18). Startovací obvod zde tvoří tranzistory M_6 a M_7 společně s odpory R_3 a R_4 a jeho princip je popsán v kapitole 3.1.2.

5.2 Návrh počátečních parametrů reference 4

Pro tranzistory M_1 a M_2 byl vybrán typ tranzistoru nmos1p8v a na základě Obr. 24 byly vybrány jejich počáteční rozměry na $W/L = 2/20$. Takové rozměry by měly zajistit mírný teplotní růst napětí U_{R2} a tím pádem i proudu I_2 .

Pro pokračování v návrhu je dobré si připomenout, že pro referenční napětí U_{REF} reference 4 platí vztah (5.1). Referenční napětí U_{REF} je tak přímo závislé na odporu R_1 i odporu R_2 (definuje hodnotu proudu I_1 a I_2). Pro tyto odpory tak bude vhodné zvolit typ odporu rnplus popsáný v Tab. 1.7, který má nejnižší výrobní rozptyl, ale velice malou hodnotu odporu na čtverec. Pro dosažení nízkých fyzických rozměrů těchto odporů bude vhodné, když napětí U_{R1} i U_{R2} bude nízké a proudy I_1 a I_2 naopak vysoké.

Jelikož reference 4 dosahuje, hned po referenci 3, nejnižšího počtu větví v obvodu, bude proudová spotřeba srovnatelná i při vyšších hodnotách proudů I_1 a I_2 . Z těchto důvodů je zvolena hodnota proudů I_1 a I_2 na 500 nA. Pro dosažení nízkého napětí U_{R2} je vybrán poměr tranzistorů M_1 a M_2 4:1. Pro hodnotu odporu R_2 pak je možno psát:

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_2} = \frac{n \ln(Nm) U_T}{I_2} = \frac{21 (4.1) \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{500 \cdot 10^{-9}} = 144,2 \text{ k}\Omega. \quad (5.2)$$

Hodnota referenčního napětí U_{REF} není návrháři přesně známa, jelikož je to jediná možnost z mnoha, kdy teplotní koeficient TC dosahuje téměř nulové hodnoty. V tomto případě tak nelze určit přesnou hodnotu odporu R_3 pomocí výpočtu. Hodnotu odporu R_3 však lze nalézt pomocí jednoduché parametrické simulace, kdy parametrem bude právě hodnota odporu R_3 a sledovanou veličinou bude teplotní průběh referenčního napětí U_{REF} . Z této rychlé simulace vychází hodnota odporu R_3 na 13,4 k Ω .

Pokud si návrhář dosadí vztah (5.2) do vztahu (5.1), dostane rovnici:

$$U_{REF} = U_{GS2} + \frac{R_1}{R_2} n \ln(Nm) U_T. \quad (5.3)$$

Referenční napětí U_{REF} závisí na poměru odporů R_2 a R_1 , proto bude důležité, aby oba odpory měly co nejlepší souběh. Dva odpory mají nejlepší souběh, když jsou složeny ze segmentů o stejných rozměrech. Zároveň však výrobní rozptyl hodnoty odporu na čtverec klesá s rostoucí hodnotou šířky jednoho segmentu odporu. Z těchto dvou důvodů volím velikost jednoho segmentu odporů R_1 a R_2 $W/L = 1/40$.

Dalším důležitým blokem je proudové zrcadlo tvořené tranzistory M_3 až M_5 . Pro dosažení vysoké přesnosti zrcadlení volím délku jejich hradla $L = 8 \mu\text{m}$ a pro dosažení schopnosti pracovat s nízkým napájecím napětím volím šířku hradla $W = 22 \mu\text{m}$.

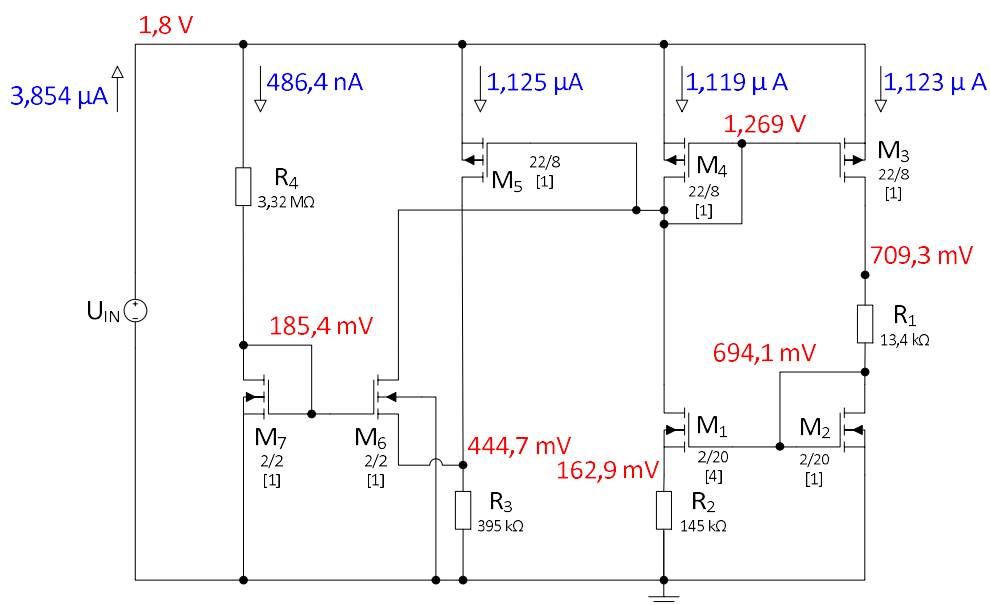
Pro nastartování obvodu bude použit obvod se stejnými parametry jako v kapitole 3.2.2, pouze s rozdílnou hodnotou odporu R_3 . Proudové zrcadlo s tranzistory M_4 a M_5 zrcadlí v poměru 1:1. Proud I_3 tak bude mít hodnotu 500 nA a tím se změní i hodnota odporu R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{GS7}}{I_3} = \frac{0,18}{500 \cdot 10^{-9}} = 374 \text{ k}\Omega. \quad (5.4)$$

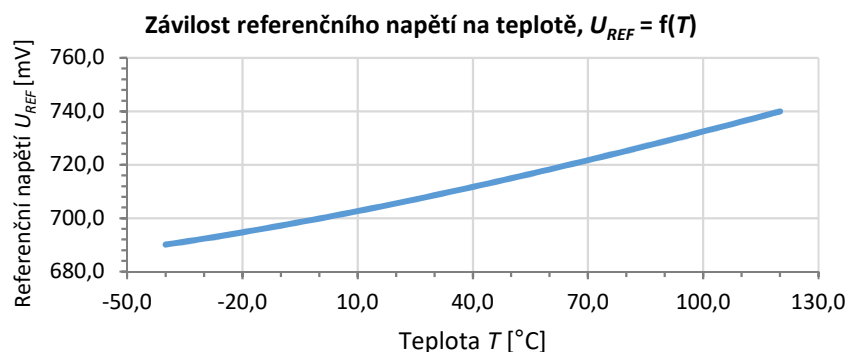
5.3 Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů

Po srovnání klidového pracovního bodu reference 4, viz. Obr. 28, s návrhem, který byl popsán v kapitole 5.2, lze prohlásit, že zde návrh zcela selhal. Jak je možné vidět, odsimulované proudy I_1 až I_3 se liší od těch, se kterými bylo počítáno až o 600 nA. Tento fakt je způsoben mnohem vyšší hodnotou napětí U_{R2} , než se kterou je při návrhu zapojení počítáno ve vztahu 5.2. Technologie oncl8 tak pravděpodobně má mnohem vyšší hodnotu parametru sklonu n (vztah 1.3), než se kterou bylo počítáno ($n = 2$). Vysoká hodnota proudu I_1 a s tím i související velký kladný teplotní koeficient TC pak způsobují velkou závislost referenčního napětí U_{REF} na teplotě T , jak ukazuje Obr. 29.

Pro dosažení nižší hodnoty proudů I_1 až I_3 je možné zvýšit hodnotu odporu R_2 , snížit poměr ploch tranzistorů M_1 a M_2 . Obě tyto úpravy by měly pomoci ke snížení teplotního koeficientu referenčního napětí U_{REF} stejně jako úprava rozměrů tranzistorů M_1 a M_2 , či úprava hodnoty odporu R_1 .



Obrázek 28 Klidový pracovní bod reference 4 s parametry součástek z prvotního návrhu



Obrázek 29 Teplotní křivka reference 4 s parametry součástek z počátečního návrhu

5.4 Dosažené výsledky s referencí 4 po optimalizaci

Následující tabulka popisuje základní parametry, kterých bylo s referencí 4 dosaženo. Typické průběhy, které dále popisují chování reference 4, společně s klidovým pracovním bodem a parametry jednotlivých součástek lze vyhledat v příloze A.4.

Tabulka 5.1 Základní parametry navržené reference 4 po optimalizaci

Parametr	Podmínky simulace	Symb.	Min	Typ	Max	Jed.
Vstupní napájecí napětí		U_{IN}	1,2	1,4	1,7	V
Výstupní referenční napětí	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	U_{OUT}	646,1 642,9 640,2	661,3 660,4 661,4	674,8 675,5 679,7	mV
Potlačení zvlnění napájecího napětí	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,4\text{ V}$	$f = 100\text{ Hz}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	PSRR	45,07 45,07 45,69		dB
Šum referenčního napětí 100 Hz až 100 kHz	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,4\text{ V}$	U_N		112,3		μV
Pracovní teplota okolí		T_A	-40		140	°C
Proudová spotřeba	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	I_C		1,55 1,80 2,06		μA

Reference 4 pracuje na principu kompenzace záporného teplotního koeficientu U_{GS} napětí tranzistoru nmos1p8v, který je součástí Widlarova proudového zdroje, proudem s kladným teplotním koeficientem a odporem typu rnplus, jehož hodnota má rovněž kladný teplotní koeficient.

V první řadě je možné si všimnout (příloha A.4.1), že do zapojení byly přidány další tranzistory M_3 až M_5 . Tyto tranzistory byly přidány pro dosažení vyššího výstupního odporu proudového zrcadla tvořeného tranzistory M_3 až M_5 . Prvotní návrh reference vykazoval příliš velkou závislost referenčního napětí U_{REF} na změně napájecího napětí U_{IN} .

Pomocí výše popsaného principu bylo dosaženo konstantního referenčního napětí nezávislého na teplotě při hodnotě $U_{REF} = 660,4$ mV při teplotě $T_A = 27$ °C. Závislost na napájecím napětí však nebyla pomocí kaskodování zcela odstraněna. Teplotní křivka se musí pro dané napájecí napětí vždy naladit pomocí změny parametrů odporu R_1 .

Nejnižší napájecí napětí, které bezpečně zajistí regulaci napěťové reference, bylo stanoveno na 1,2 V, což je jen o 0,3 V méně, než má reference 1. Zde se tedy nabízí otázka, jestli by bylo vhodné takovou referenci použít místo reference založené na bandgapovém principu za účelem snížení napájecího napětí.

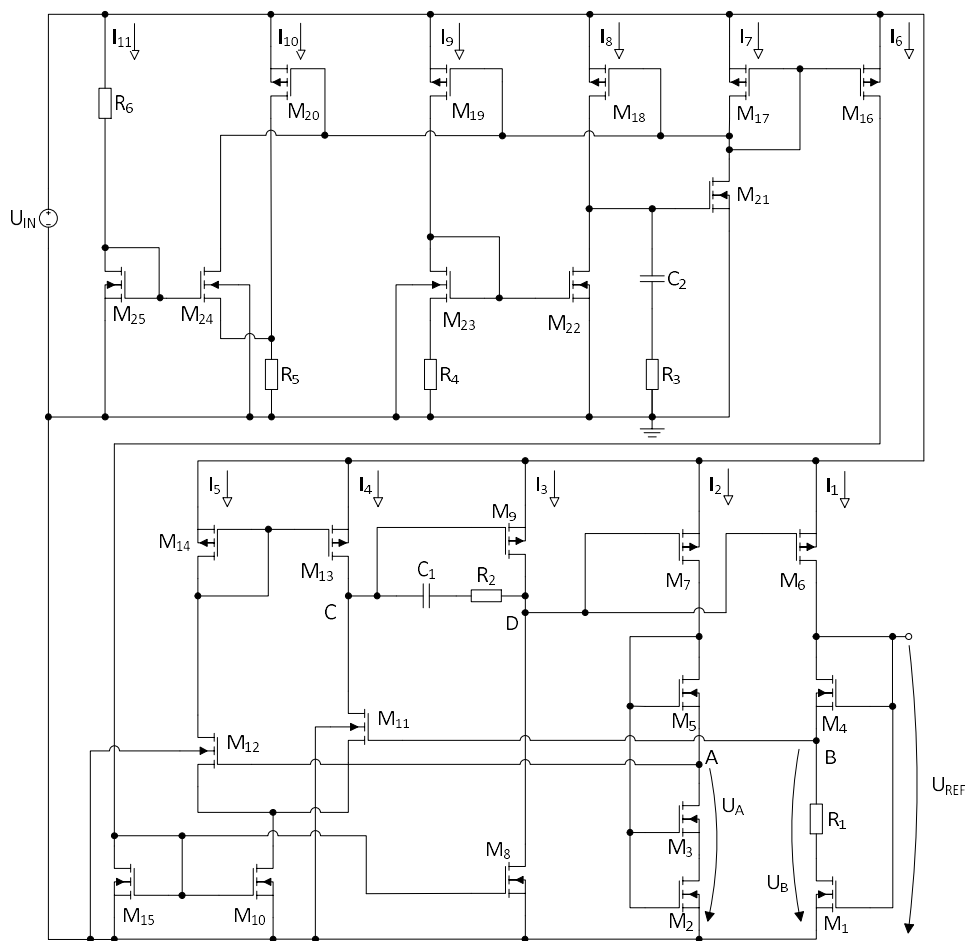
Reference 4 však mezi ostatními referencemi vyniká v průběhu teplotní křivky. Rozdíl maximální a minimální hodnoty typického průběhu závislosti referenčního napětí na teplotě v rozmezí teplot -40 °C až 140 °C je 1,1 mV při napájecím napětí 1,4 V.

Odolnost referenčního napětí U_{REF} vůči výrobnímu rozptylu je zde opět omezena výrobním rozptylem U_{GS} napětí tranzistoru nmos1p8v a reference 4 tak nesplňuje 2% limit. Pro dosažení co nejvyšší přesnosti byly maximalizovány rozměry odporů R_1 a R_2 . Oba odpory tak budou zabírat obrovskou plochu na čipu, což by mohlo být nevýhodou.

6 REFERENCE 5 KOMPENZACE CTAT U_{GS} NAPĚTÍ PTAT PROUDEM, TYP 3

Hlavní princip napěťové reference 5 byl převzat ze zdroje [9]. Většinu částí obvodů však bylo třeba do zapojení doplnit a samotnou výstupní buňku tvořenou tranzistory M_1 až M_5 s odporem R_1 bylo rovněž potřeba upravit. Následující kapitoly popisují, na jakém principu tato reference funguje a jak bylo postupováno při jejím návrhu. Dále jsou zde zavedeny nutné úpravy vyplývající z prvotní analýzy obvodu. Na konci této části budou popsány výsledky, kterých bylo s referencí 5 dosaženo.

6.1 Popis principu činnosti reference 5



Obrázek 30 Navrhovaná topologie Reference 5

Referenční napětí U_{REF} je rovno U_{GS} napětí tranzistoru M_1 . Pracovní body tranzistorů M_1 a M_2 musí být nastaveny tak, aby pracovaly v oblasti slabé inverze a jejich U_{GS} napětí tak bude s rostoucí teplotou klesat. Kompenzace klesající tendence U_{GS} napětí je zde opět provedena proudem I_1 , který musí mít závislost typu PTAT. Ke generování proudu

I_1 je zde využita větev tvořená tranzistory M_2 , M_3 a M_5 společně s dvoustupňovým OTA zesilovačem, který je tvořen tranzistory M_8 až M_{14} .

Pro pochopení funkce je důležité vyjádřit si napětí U_A v bodě A:

$$U_A = U_{GS2} - U_{GS5}. \quad (6.1)$$

Jestliže budou obě napětí U_{GS2} a U_{GS5} klesat s rostoucí teplotou, přičemž pokles napětí U_{GS5} bude strmější než pokles napětí U_{GS2} , bude napětí U_A s rostoucí teplotou také růst. Toho se dá s výhodou využít. Jedna z vlastností dvoustupňového OTA zesilovače (bude popsán dále v kapitole 6.1.1) je, že se snaží mezi svými vstupy udržet nulový rozdíl napětí. Bude-li připojen bod A na kladný vstup zesilovače a bod B na záporný vstup, bude se zesilovač snažit kopírovat průběh napětí z bodu A do bodu B, tedy držet nulový úbytek napětí mezi svorkami A a B. Napětí U_B tak bude mít rovněž charakter typu PTAT. Hodnota proudu I_1 tak bude dána vztahem:

$$I_1 = \frac{U_B - U_{DS1}}{R_1}. \quad (6.2)$$

Tranzistor M_3 pracuje v lineárním režimu, chová se tedy jako odpor a nastavuje tak hodnotu napětí U_A i U_B a tím i proudu I_1 . Tranzistory M_6 a M_7 tvoří proudové zrcadlo, které je řízeno výstupem zesilovače a napájí obě dvě výstupní větve. Oba tranzistory M_6 a M_7 mají stejnou velikost, to znamená, že proudy I_1 a I_2 budou také stejné.

Pro správnou funkci zapojení je důležité, aby tranzistory M_4 a M_5 měly stejnou velikost, stejně jako tranzistory M_1 a M_2 . Za těchto všech podmínek bude proud I_1 dán rovnicí:

$$I_1 = \frac{U_{DS3}}{R_1}. \quad (6.3)$$

6.1.1 Dvoustupňový OTA zesilovač

Jak již bylo zmíněno, nedílnou součástí reference 5 je dvoustupňový OTA, neboli *operational transconductance amplifier* [6], zesilovač.

Dvoustupňový OTA zesilovač na Obr. 30 se skládá ze dvou základních bloků. První blok (tranzistory M_{10} až M_{14}) tvoří tzv. diferenční pár. Diferenční pár na svém výstupu poskytuje signál, jenž je rozdílem napětí U_A a U_B , vynásobený zesílením daného diferenčního páru. Zesílení diferenčního A_{U1} páru je dáno vztahem [6]:

$$A_{U1} = g_{m11} R_C, \quad (6.4)$$

kde R_C je hodnota odporu v uzlu C a g_{m11} je transkonduktance tranzistoru M_{11} .

Druhý blok dvoustupňového OTA zesilovače je jednoduchý invertující zesilovač tvořený tranzistory M_8 a M_9 , tranzistor M_9 funguje jako převodník výstupního napětí diferenčního páru na proud I_3 . Tranzistor M_8 pak pracuje jako aktivní zátěž pro tranzistor M_9 a vytváří tak na sobě úbytek napětí, které kopíruje průběh napětí v bodě C a je zesíleno o další hodnotu A_{U2} . Výstupní napětí zesilovače U_{OUT} je pak dáno vztahem:

$$U_{OUT} = U_{IN} g_{m11} R_C g_{m9} R_D, \quad (6.5)$$

kde R_D je hodnota odporu v bodě D a napětí U_{IN} je dáno rozdílem napětí U_A a U_B .

Pro zajištění stability dvoustupňového OTA zesilovače je mezi výstup diferenčního páru a výstup jednoduchého zesilovače zapojen kompenzační člen tvořený odporem R_2 a kondenzátorem C_1 . Tato dvojice do přenosové funkce vnese nulu f_n a póly f_p na frekvencích [6]:

$$f_n = \frac{1}{2\pi C_1 \left(\frac{1}{g_{m9}} - R_2 \right)} \quad (6.6)$$

$$f_{p1} = \frac{g_{m9}}{2\pi C_1} \quad (6.7)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_1 g_{m9} R_C R_D}. \quad (6.8)$$

Tranzistory M_{16} až M_{20} tvoří proudové zrcadlo, které napájí dvoustupňový OTA zesilovač a startovací obvod. Nezávislým zdrojem proudu je zde opět Widlarův proudový zdroj tvořený tranzistory M_{21} až M_{23} společně s odporem R_4 . Funkce Widlarova proudového zdroje a startovacího obvodu, který tvoří tranzistory M_{21} a M_{22} , je popsána v kapitolách 3.1.1 a 3.1.2.

6.2 Návrh počátečních parametrů reference 5

Jak již bylo popsáno v kapitole 6.1, reference 5 se skládá ze 4 funkčních bloků. Jsou to: startovací obvod, nezávislý zdroj proudu, dvoustupňový OTA zesilovač a výstupní buňka zajišťující referenční napětí U_{REF} .

Prvním krokem návrhu bude zajištění proudu I_6 , který má napájet dvoustupňový OTA zesilovač. Ke generování tohoto proudu je použit stejný Widlarův proudový zdroj jako v kapitole 3.2.1. Reference 5 však obsahuje mnoho větví, což indikuje potenciální vysokou proudovou spotřebu celého zapojení. Z toho důvodu je snížen proud I_9 na 200 nA, což pro hodnotu odporu R_4 znamená:

$$R_4 = \frac{U_{R4}}{I_4} = \frac{72,1 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-9}} = 360,5 \text{ k}\Omega. \quad (6.9)$$

Z Obr. 30 lze také vyčíst, že referenční napětí U_{REF} není přímo závislé na hodnotě proudu I_6 , resp. I_9 . S výhodou lze tedy použít pro odpor R_4 odpor typu rppolyhr (viz Tab. 1.6) a snížit tak jeho fyzické rozměry.

Se snížením hodnoty proudu I_9 souvisí i zvýšení hodnoty odporu R_5 , aby došlo ke správnému odpojení startovacího obvodu:

$$R_5 = \frac{U_{GS24}}{I_{10}} = \frac{0,187}{200 \cdot 10^{-9}} = 935 \text{ k}\Omega. \quad (6.10)$$

Parametry tranzistorů M_{24} a M_{25} s odporem R_6 jsou ponechány stejné jako v kapitole 3.2.2.

Tranzistory M_{16} až M_{20} tvoří jednoduché proudové zrcadlo, které má za úkol zrcadlit proud I_7 a napájet startovací obvod a dvoustupňový OTA zesilovač. Jak již bylo řečeno, referenční napětí U_{REF} nezávisí přímo na proudu I_6 , proudové zrcadlo tak nemusí být zcela přesné. Z tohoto důvodu jsou voleny rozměry tranzistoru M_{16} až M_{20} na $W/L = 10/4$.

6.2.1 Návrh dvoustupňového OTA zesilovače

Návrh dvoustupňového OTA zesilovače je zahájen předpokladem, že na jeho výstup bude připojen uzel s kapacitou C_L maximálně 5 pF. Kondenzátor C_1 funguje jako tzv. Mullerova kapacita a pro jeho hodnotu platí přibližný vztah [6]:

$$C_1 = 0,22C_L = 0,22 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = 1,1 \text{ pF.} \quad (6.11)$$

Taková hodnota kondenzátoru C_1 by měla pomoci ke stabilitě zesilovače. Odpor R_2 nebude při prvotním návrhu využit.

Další kritérium stability je definováno vztahem [6]:

$$g_{m9} = 10g_{m11,12}. \quad (6.12)$$

Ze vztahu (6.12) vyplývá podmínka pro proudy I_3 , I_4 a I_5 , které musí téct přes tranzistory M_9 , M_{11} a M_{12} :

$$I_3 = 10I_{4,5}. \quad (6.13)$$

S ohledem na vztah (6.13) a proud $I_6 = 200 \text{ nA}$ jsou voleny proudy $I_3 = 2 \text{ uA}$ a proudy I_4 a $I_5 = 200 \text{ nA}$.

Jelikož tranzistor M_9 musí pracovat v režimu saturace lze pomocí vztahu (1.4) a Tab. 1.2 spočítat jeho rozměry:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_9 = \frac{2I_3}{KP(U_{GS}-U_{TH})^2} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{76,7 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2^2} = 1,3. \quad (6.14)$$

S ohledem na výsledek vztahu (6.14) a fakt, že tranzistor M_9 svým výrobním rozptylem nijak neovlivní referenční napětí, je zvolena délka $L_9 = 2 \text{ }\mu\text{m}$, šířka W_9 potom $2,6 \text{ }\mu\text{m}$.

V režimu saturace musí pracovat i tranzistory M_{11} a M_{12} , proud, který jimi protéká, je zvolen na 200 nA . Aby byl zesilovač schopen pracovat již od nízkých hodnot napětí na gatech tranzistorů M_{11} a M_{12} , je zvolen typ tranzistoru nmoslvt1p8v. Pro jejich rozměry tak platí:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{11,12} = \frac{2I_{11,12}}{KP(U_{GS}-U_{TH})^2} = \frac{2 \cdot 200 \cdot 10^{-9}}{380 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2^2} = 0,0263. \quad (6.15)$$

Tento poměr je velice malý, tranzistory budou dlouhé a velmi úzké. Tento fakt by mohl být příčinou špatného souběhu, proto je zvolena délka $L_{11,12} = 25 \mu\text{m}$ a šířka $W_{11,12} = 0,66 \mu\text{m}$.

Tranzistory M_{13} a M_{14} tvoří tzv. aktivní zátěž diferenčního páru M_{11} a M_{12} . Pro jejich správnou funkci je opět důležité, aby pracovaly v oblasti saturace. Proud, který teče přes tyto tranzistory, jsou známy, lze tak spočítat jejich rozměry stejným způsobem jako u tranzistoru M_9 .

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{13,14} = \frac{2I_{4,5}}{KP(U_{GS}-U_{TH})^2} = \frac{2.200.10^{-9}}{76,7.10^{-6}.0,2^2} = 0,13. \quad (6.16)$$

Pro dosažení vysoké přesnosti aktivní zátěže je zvolena délka kanálu $L_{13,14} = 20 \mu\text{m}$ a šířka $W_{13,14} = 2,6 \mu\text{m}$.

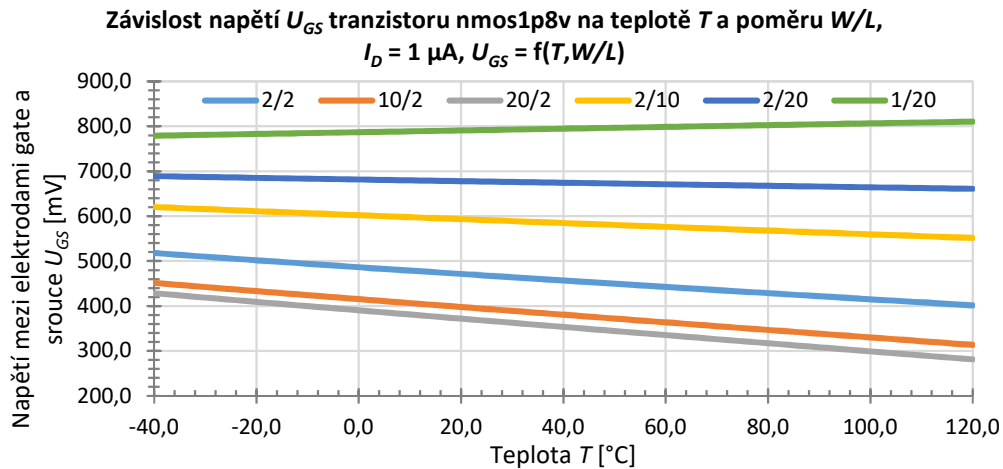
Tranzistory M_8 , M_{10} a M_{15} tvoří proudové zrcadlo pracující jako proudová nora napájející ostatní prvky dvoustupňového OTA zesilovače. Pro tyto tranzistory opět volím typ tranzistoru nmos1p8v s nízkým prahovým napětím U_{TH} . Pro jejich rozměry tak bude platit:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{8,10,15} = \frac{2I_6}{KP(U_{GS}-U_{TH})^2} = \frac{2.200.10^{-9}}{380.10^{-6}.0,2^2} = 0,0263. \quad (6.17)$$

Aby bylo možné v technologii oncl8 tranzistor s tak nízkým poměrem rozměrů W/L vyrobit, musí být jeho délka hradla L aspoň $20 \mu\text{m}$. Šířka tranzistorů pak bude $0,53 \mu\text{m}$.

Posledním blokem, který je třeba navrhnout, je výstupní buňka tvořená tranzistory M_1 až M_7 s odporem R_1 . Návrh této buňky bude zahájen velikostí proudů I_1 a I_2 . Hodnota těchto proudů je při správné funkci zapojení dána vztahem (6.3). Odpor R_1 přímo definuje hodnotu proudu I_1 , na kterém přímo závisí referenční napětí U_{REF} . Výhodné tedy bude použít typ odporu rnp1us pro dosažení vysoké přesnosti. Aby však byly fyzické rozměry odporu R_1 relativně malé, volím proudy $I_1 = I_2 = 1 \mu\text{A}$.

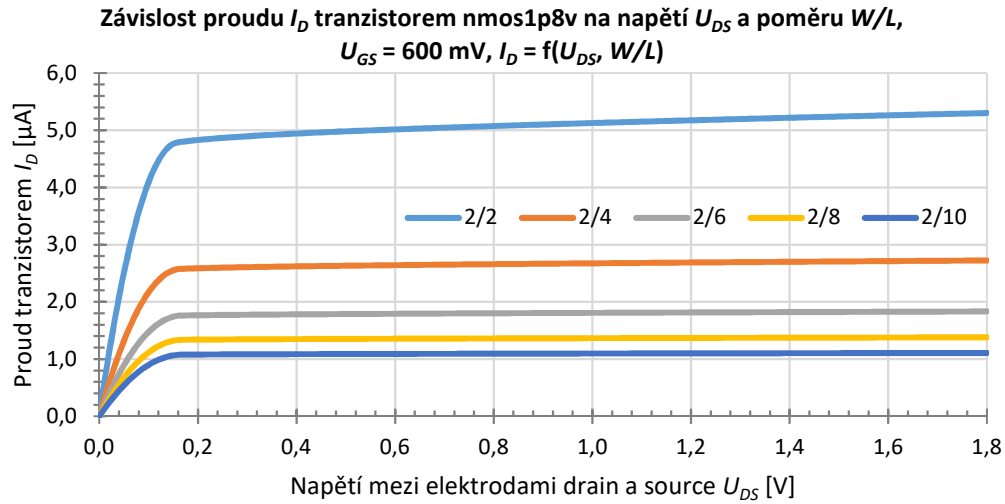
Pro další návrh bude výhodné udělat si jednoduchou simulaci závislosti napětí U_{GS} tranzistoru nmos1p8v na teplotě T a rozměrech W/L při napájení proudem $1 \mu\text{A}$.



Obrázek 31 Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmos1p8v na teplotě T

Jak popisuje vztah (6.1), je důležité, aby U_{GS} napětí tranzistoru M_5 a M_4 s rostoucí teplotou klesalo rychleji než U_{GS} napětí tranzistoru M_1 a M_2 . Na základě Obr. 31 jsou tak zvoleny počáteční rozměry tranzistorů M_1 a M_2 na $W/L = 2/20$ a rozměry tranzistorů M_4 a M_5 na $W/L = 2/10$.

Tranzistor M_3 by měl pracovat v lineárním režimu. Jeho rozměry lze také určit pomocí jednoduché simulace pracovního bodu.



Obrázek 32 Závislost proudu I_D tranzistoru nmos1p8v na jeho rozměrech W/L a napětí U_{DS}

Na základě Obr. 32 jsou zvoleny rozměry tranzistoru M_3 na $W/L = 2/6$. Tyto rozměry by měly zajistit lineární režim tranzistoru M_3 . Při proudu $1 \mu\text{A}$ tomu odpovídá hodnota napětí $U_{DS} = 60 \text{ mV}$. Pomocí vztahu (6.3) lze vypočítat přibližnou hodnotu odporu R_1 :

$$R_1 = \frac{U_{DS3}}{I_1} = \frac{60 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 60 \text{ k}\Omega. \quad (6.18)$$

V poslední řadě je třeba navrhnout parametry tranzistorů M_6 a M_7 , které jsou řízené výstupem dvoustupňového OTA zesilovače. Rozměry těchto tranzistorů lze vypočítat pomocí vztahu (1.4):

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{6,7} = \frac{2I_{1,2}}{KP(U_{GS}-U_{TH})^2} = \frac{2 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{76,7 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2^2} = 0,65. \quad (6.19)$$

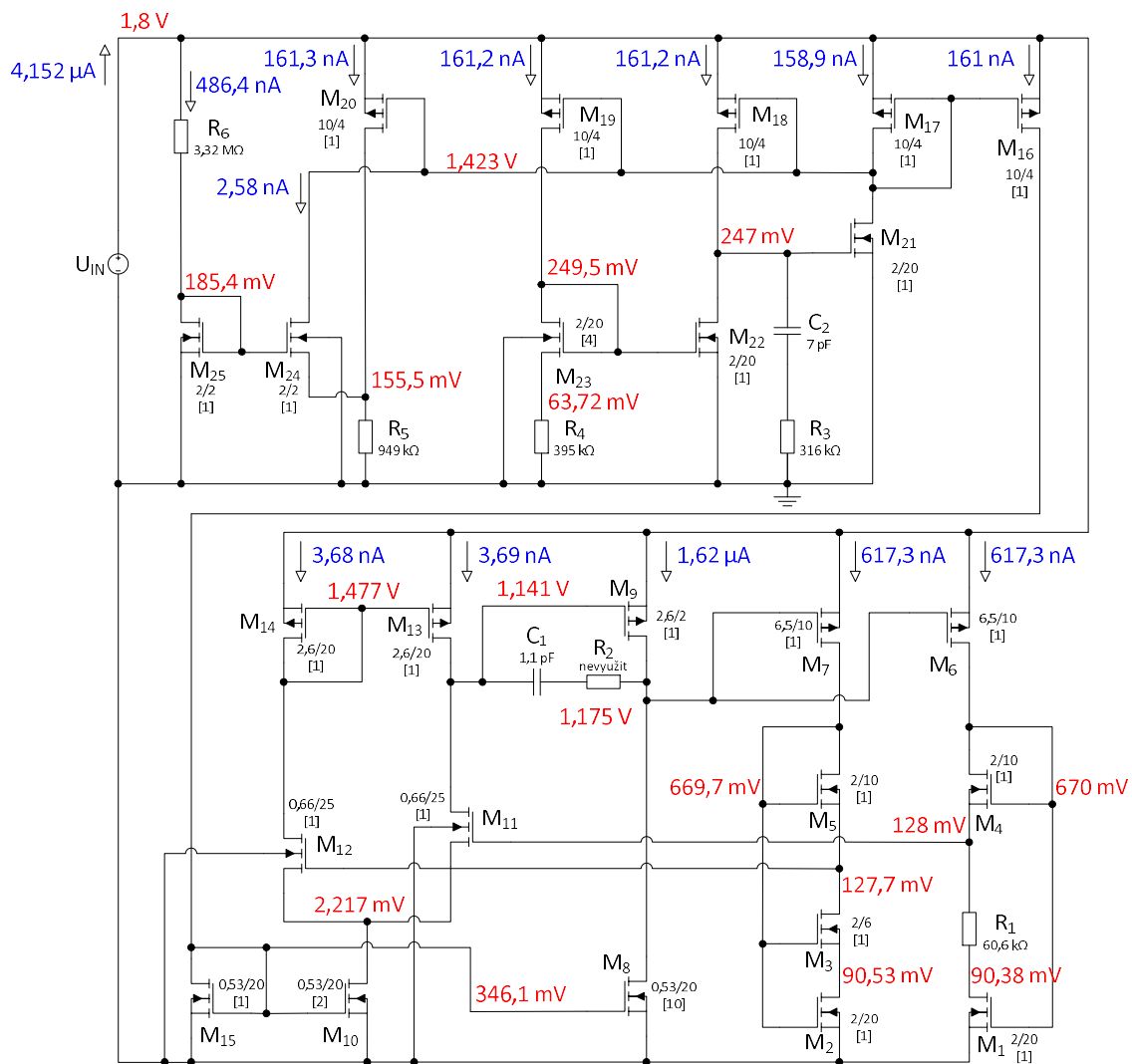
Pro zajištění malého výrobního rozptylu je zvolena délka hradla $L_{6,7} = 10 \mu\text{m}$, což odpovídá šířce $W_{6,7} = 6,5 \mu\text{m}$.

6.3 Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů

Obr. 33 vykresluje klidový pracovní bod reference 5 s parametry součástek podle návrhu v kapitole 6.2. Na jeho základě lze vyvodit několik závěrů. Widlarův proudový zdroj funguje správně, pro dosažení hodnoty proudu $I_6 = 200 \text{ nA}$ by však bylo třeba snížit

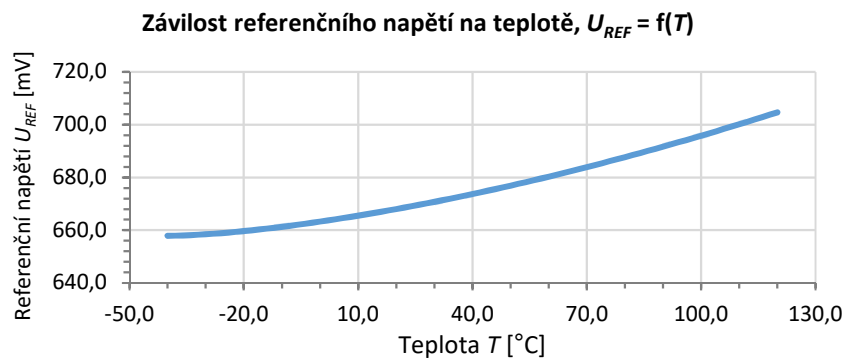
hodnotu odporu R_4 . Startovací obvod není od zbytku obvodu zcela odpojen. Tranzistorem M_{20} teče proud o hodnotě 2,58 nA. Snížení odporu R_4 by však mělo výrazně pomoci k lepšímu odpojení startovacího obvodu.

Samostatnou kapitolou je dvoustupňový OTA zesilovač. Je možné vidět, že nepracuje správně, neboť přes tranzistory M_{11} a M_{12} teče proud o hodnotě 3,7 nA. Stejně tak tranzistor M_{10} pracuje v lineárním režimu. Příčinou této skutečnosti je nízká hodnota napětí na gatech tranzistorů M_{11} a M_{12} , která se nachází pod hodnotou prahového napětí tranzistoru nmoslvt1p8v ($U_{TH} = 0,164$ V). Tranzistorům M_{11} a M_{12} tak bude třeba zvýšit poměr rozměrů W/L .



Obrázek 33 Klidový pracovní bod reference 5 s parametry součástek z prvotního návrhu

Z Obr. 34 vyplývá, že referenční napětí U_{REF} má příliš vysoký kladný teplotní koeficient TC . Pro dosažení ideálně nulového teplotního koeficientu TC je možno zvýšit poměr rozměrů W/L tranzistorů M_1 a M_2 , nebo naopak snížit poměr rozměrů W/L tranzistorů M_4 a M_5 . Další možností je zvýšit hodnotu odporu R_1 , což způsobí snížení proudů I_1 a I_2 .



Obrázek 34 Teplotní křivka reference 5 s parametry součástek z počátečního návrhu

6.4 Dosažené výsledky s referencí 5 po optimalizaci

Následující tabulka popisuje základní parametry, kterých bylo s referencí 5 dosaženo. Typické průběhy, které dále popisují chování reference 5, společně s klidovým pracovním bodem a parametry jednotlivých součástek lze vyhledat v příloze A.5.

Tabulka 6.1 Základní parametry navržené reference 5 po optimalizaci

<i>Parametr</i>	<i>Podmínky simulace</i>	<i>Symb.</i>	<i>Min</i>	<i>Typ</i>	<i>Max</i>	<i>Jed.</i>
Vstupní napájecí napětí		U_{IN}	0,9		1,7	V
Výstupní referenční napětí	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	U_{OUT}	608,3 602,6 604,2	626 621 624	641,2 641,5 652,6	mV
Potlačení zvlnění napájecího napětí	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 0,9\text{ V}$	$f = 100\text{ Hz}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	PSRR	76,43 57,68 37,64		dB
Šum referenčního napětí 100 Hz až 100 kHz	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 0,9\text{ V}$	U_N		172,3		μV
Pracovní teplota okolí		T_A	-40		140*	°C
Proudová spotřeba	$T_A = -40\text{ °C}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	I_C		3,17 4,03 5,12		μA

Reference 5 pracuje na principu kompenzace záporného teplotního koeficientu U_{GS} napětí pomocí proudu s kladným teplotním koeficientem, který je generován jako podíl napětí s kladným teplotním koeficientem na odporu R_1 .

Pomocí tohoto principu bylo dosaženo neměnného referenčního napětí při hodnotě $U_{REF} = 621\text{ mV}$ a teplotě $T_A = 27\text{ °C}$. Je však třeba podotknout, že tato reference vykazuje nejhorší průběh teplotní křivky ze všech navrhovaných referencí. Rozdíl maximální a minimální hodnoty referenčního napětí v závislosti na teplotě pro typický průběh je kolem 5,3 mV, jak je možno vidět v příloze A.5.3.

Nejnižší napájecí napětí, se kterým je reference 5 schopna správně pracovat, bylo stanoveno na 0,9 V při proudové spotřebě $I_C = 4,03 \mu\text{A}$, což je o 0,6 V nižší než reference 1. Reference 5 tak velice dobře splňuje cíl této práce.

Obrovskou nevýhodou reference 5 je však počet součástek, ze kterých je složena. Pro správnou funkci této reference je potřeba nejvyšší počet součástek ze všech navrhovaných referencí, což může znamenat nejvyšší zabranou plochu na čipu a tím pádem velkou finanční náročnost ve srovnání s ostatními referencemi.

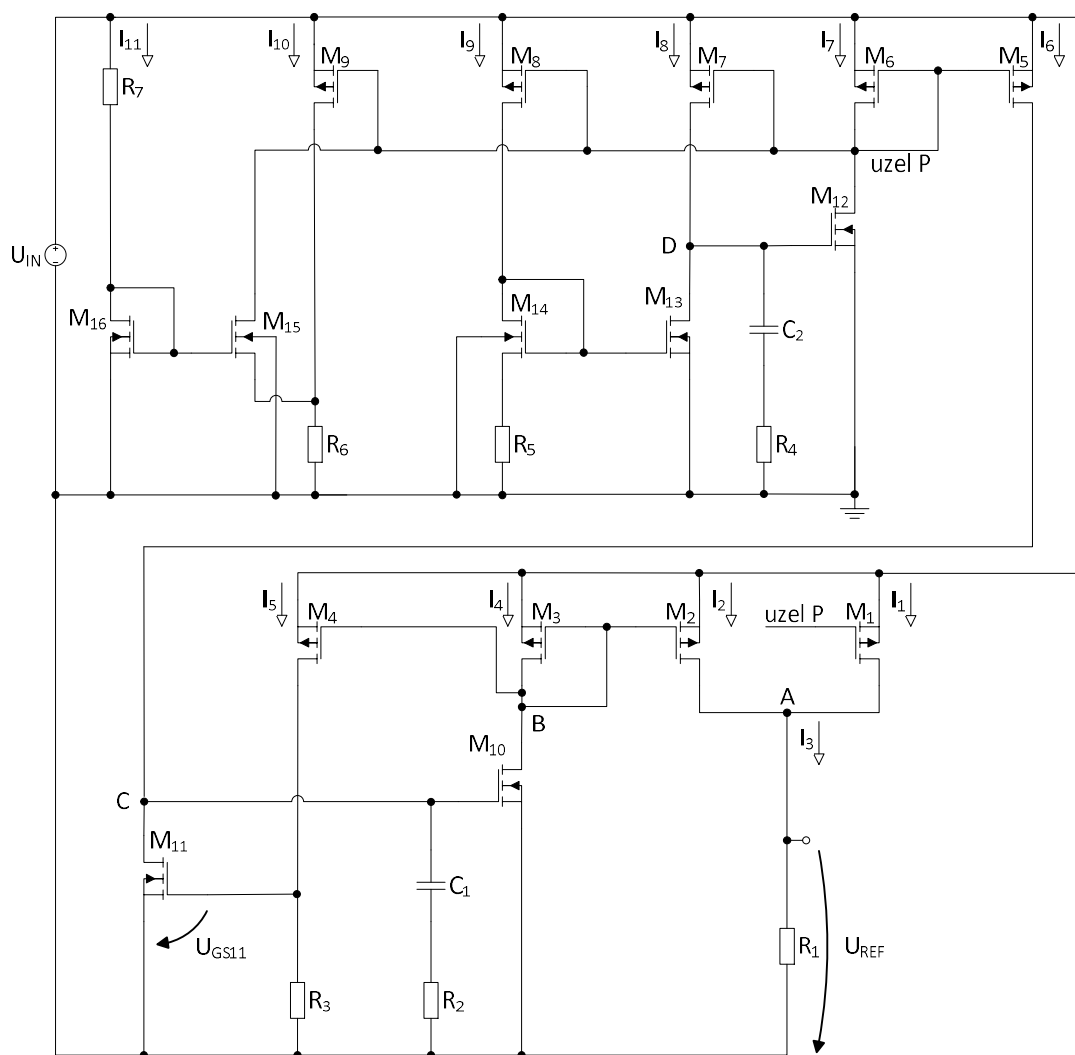
Ve srovnání s referencí 1 reference 5 vykazuje mnohem horší schopnost odolávat výrobnímu rozptylu. Ani v případě reference 5 není splněn 2% limit.

Dále si lze všimnout (příloha A.5.2), že pro dosažení co nejlepších parametrů reference 5 byly úplně změněny parametry dvoustupňového OTA zesilovače i výstupní buňky. V případě této reference dal původní návrh zcela špatný výchozí bod pro následnou iteraci. Nalezení správných parametrů jednotlivých součástek v případě reference 5 si žádalo nejvyšší počet návrhových iterací.

7 REFERENCE 6 KOMPENZACE PTAT PROUDU CTAT PROUDEM

Topologie zapojení reference 6 je přímo převzata ze zdroje [10]. Bez jakýchkoli modifikací byla tato reference navržena v technologii oncl8. V kapitole 7 bude představen princip této reference a postup při prvotním návrhu parametrů součástek. Následně zde budou uvedeny výsledky, kterých bylo dosaženo, a to jak před optimalizací, tak i po optimalizaci obvodu.

7.1 Popis principu činnosti reference 6



Obrázek 35 Navrhovaná topologie Reference 6

Ze schématu na Obr. 35 lze vyčíst, že referenční napětí U_{REF} reference 6 je rovno napětí na odporu R_1 .

$$U_{REF} = U_{R_1} = R_1 I_3 = R_1 (I_1 + I_2). \quad (7.1)$$

Z rovnice (7.1) vyplývá, že odpor R_1 plní funkci převodníku proudu na napětí. Klíčové, pro teplotní stabilizaci referenčního napětí U_{REF} , zde bude zajištění neměnnosti proudu I_3 s měnící se teplotou T . Této podmínky je zde dosaženo součtem proudů I_1 a I_2 v sumačním uzlu A . Jestliže proud I_1 bude mít charakter typu PTAT a proud I_2 charakter typu CTAT, jejich správným váhováním bude dosaženo s teplotou konstantního proudu I_3 .

Tranzistory M_1 a M_5 až M_9 tvoří proudové zrcadlo, které zrcadlí proud I_7 z Widlarova proudového zdroje tvořeného tranzistorem M_{13} a M_{14} a odporem R_5 . Funkce Widlarova proudového zdroje a jeho návrhové vztahy jsou popsány v kapitole 3.1.1, kde je vysvětlena i funkce tranzistoru M_{12} zapojeného ve zpětné vazbě. Tento blok součástek se tedy zajišťuje PTAT proud I_1 .

7.1.1 CTAT proudový zdroj

Blok zajišťující proud I_2 s CTAT závislostí je tvořen tranzistorem M_{10} a M_{11} společně s odporem R_3 .

Tranzistor M_{11} je napájen proudem I_6 , který je zrcadlen pomocí tranzistoru M_5 z Widlarova proudového zdroje. Proud I_6 tak nastavuje pracovní bod tranzistoru M_{11} . Důležité pro správnou funkci tohoto bloku je, aby tranzistor M_{11} pracoval v oblasti slabé inverze a aby tak napětí U_{GS11} s rostoucí teplotou T klesalo. Hodnota proudu I_5 , který je generován, je dána vztahem:

$$I_5 = \frac{U_{GS11}}{R_3}. \quad (7.2)$$

Odpor R_3 je tak jednou z možností, jak váhovat proud I_2 , který je odvozen z proudu I_5 .

Tranzistor M_{10} je zapojen ve zpětné vazbě a stabilizuje pracovní bod proudového zdroje. Funkce zpětné vazby může být vysvětlena následovně: zvýší-li se napětí v bodě B , dojde k zavírání tranzistorů M_3 a M_4 . Tím se sníží hodnota proudů I_4 a I_5 společně s úbytkem napětí na odporu R_3 . Tranzistor M_{11} se tak přivře, jeho drain společně s gatem tranzistoru M_{10} se napětíově přiblíží napájecímu napětí U_{IN} . Tranzistor M_{10} se tak víc otevře a sníží napětí v bodě B .

Kondenzátor C_1 s odporem R_2 tvoří kompenzační člen, který stabilizuje smyčku zpětné vazby a zabraňuje jejímu rozkmitání. Do přenosu zpětné vazby vnáší nulu na frekvenci f_n a pól na frekvenci f_p . Hodnoty těchto frekvencí jsou dány vztahy:

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (7.3)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_C C_1}, \quad (7.4)$$

kde R_C je hodnota odporu v uzlu C .

Tranzistory M_2 , M_3 a M_4 tvoří proudové zrcadlo, které zrcadlí proud I_5 z CTAT proudového zdroje do výstupní větve.

Poměrem zrcadlení proudových zrcadel M_2 až M_4 a M_1 , M_5 až M_9 lze váhovat proudy I_1 a I_2 za účelem dosažení konstantního proudu I_3 nezávislého na teplotě.

Tranzistory M_{15} a M_{16} společně s odpory R_6 a R_7 pracují jako startovací obvod, který je nutný pro správnou funkci Widlarova proudového zdroje, jak je popsáno v kapitolách 3.1.1 a 3.1.2.

7.2 Návrh počátečních parametrů reference 6

Na rozdíl od referencí předchozích, má u této návrhář poměrně volnou ruku v určení hodnoty referenčního napětí U_{REF} , neboť tato hodnota je dána vztahem (7.1). Z tohoto vztahu rovněž vyplývá přímá závislost na odporu R_1 . Za účelem dosažení velké přesnosti navrhované reference bude opět pro odpor R_1 použit typ odporu rnplus. Tato skutečnost s sebou přináší omezení pro hodnotu referenčního napětí U_{REF} . V případě, že by byla příliš vysoká, musel by být velký i součet proudů I_1 a I_2 a fyzické rozměry odporu R_1 by také byly příliš velké. Z těchto důvodů zvolím hodnotu referenčního napětí $U_{REF} = 500$ mV a proud $I_3 = 5 \mu\text{A}$. Pro odpor R_1 tak bude platit:

$$R_1 = \frac{U_{REF}}{I_3} = \frac{0,5}{5 \cdot 10^{-6}} = 100 \text{ k}\Omega. \quad (7.5)$$

Taková hodnota odporu R_1 dovolí velkou šířku W jednoho segmentu odporu rnplus a to zajistí vysokou přesnost výroby odporu R_1 .

Pro generování PTAT proudu I_1 je zde použit Widlarův proudový zdroj, který již byl navrhován v kapitole 3.2.1. Počáteční rozměry tranzistorů M_{13} a M_{14} jsou tedy převzaty z této kapitoly. Proud I_9 by však měl dosahovat vyšších hodnot než proud I_4 u reference 2, neboť je počítáno s proudem $I_3 = 5 \mu\text{A}$. To by znamenalo vysoký poměr zrcadlení, který může být zdrojem velkých nepřesností a odchylek referenčního napětí U_{REF} . Z tohoto důvodu je zvolen proud $I_9 = 1 \mu\text{A}$. Pro hodnotu odporu R_5 to pak znamená:

$$R_5 = \frac{U_{R5}}{I_9} = \frac{72,1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 72,1 \text{ k}\Omega. \quad (7.6)$$

Jednoduchou simulací bylo ověřeno, že taková hodnota odporu je zcela chybná, proud I_9 dosahoval hodnoty $2,6 \mu\text{A}$. Hodnota odporu R_5 je tak zvýšena na $121 \text{ k}\Omega$.

Do zpětné vazby Widlarova proudového zdroje je připojen stabilizační člen $C_2 = 7 \text{ pF}$ a $R_4 = 316 \text{ k}\Omega$, který do přenosu smyčky zpětné vazby vnese nulu a pól na frekvencích:

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} = \frac{1}{2\pi 316 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^{-12}} = 71,95 \text{ kHz} \quad (7.7)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_D C_2} = \frac{1}{2\pi R_D \cdot 7 \cdot 10^{-12}} = \frac{2,27 \cdot 10^{10}}{R_D} \text{ Hz}. \quad (7.8)$$

Tranzistor M_{11} je napájen proudem I_6 , který je kopírován z proudu I_7 . Proud I_6 nastavuje U_{GS11} napětí tranzistoru M_{11} , aby došlo aspoň k částečnému snížení proudové spotřeby zapojení, je hodnota proudu I_6 zvolena na $\frac{1}{4}$ hodnoty proudu I_7 . Tranzistor M_{11} tak bude napájen 250 nA. Na základě Obr. 19 jsou zvoleny rozměry tranzistoru M_{11} na $W/L = 2/20$. U_{GS} napětí tranzistoru nmoslvt1p8v s rozměry $W/L = 2/20$ dosahuje 280 mV. Aby měl proud I_3 hodnotu 5 μ A, musí mít proud I_5 hodnotu 4 μ A v případě poměru zrcadlení 1:1. Z této podmínky vyplývá hodnota odporu R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{GS11}}{I_5} = \frac{0,28}{4 \cdot 10^{-6}} = 70 \text{ k}\Omega. \quad (7.9)$$

Pro snížení proudové spotřeby zapojení bude výhodné, když bude hodnota proudu I_4 pouze 1 μ A, poměr zrcadlení proudů I_4 a I_5 tak bude 1:4. Rozměry tranzistoru M_{12} jsou voleny na $W/L = 2/20$.

Pro stabilizaci zpětnovazební smyčky CTAT proudového zdroje je zde zapojen stejný stabilizační člen C_1 , R_2 jako u Widlarova proudového zdroje.

Pro nastartování reference 6 je zde opět použit startovací obvod navržený v kapitole 3.2.2. Celková proudová spotřeba zapojení, se kterou je počítáno, je mnohem vyšší než u předešlých zapojení. Z tohoto důvodu je zvolen proud $I_{10} = 250$ nA. Poměr zrcadlení tranzistorů M_6 a M_9 tak bude 4:1 a hodnota odporu R_6 se bude muset zvýšit na:

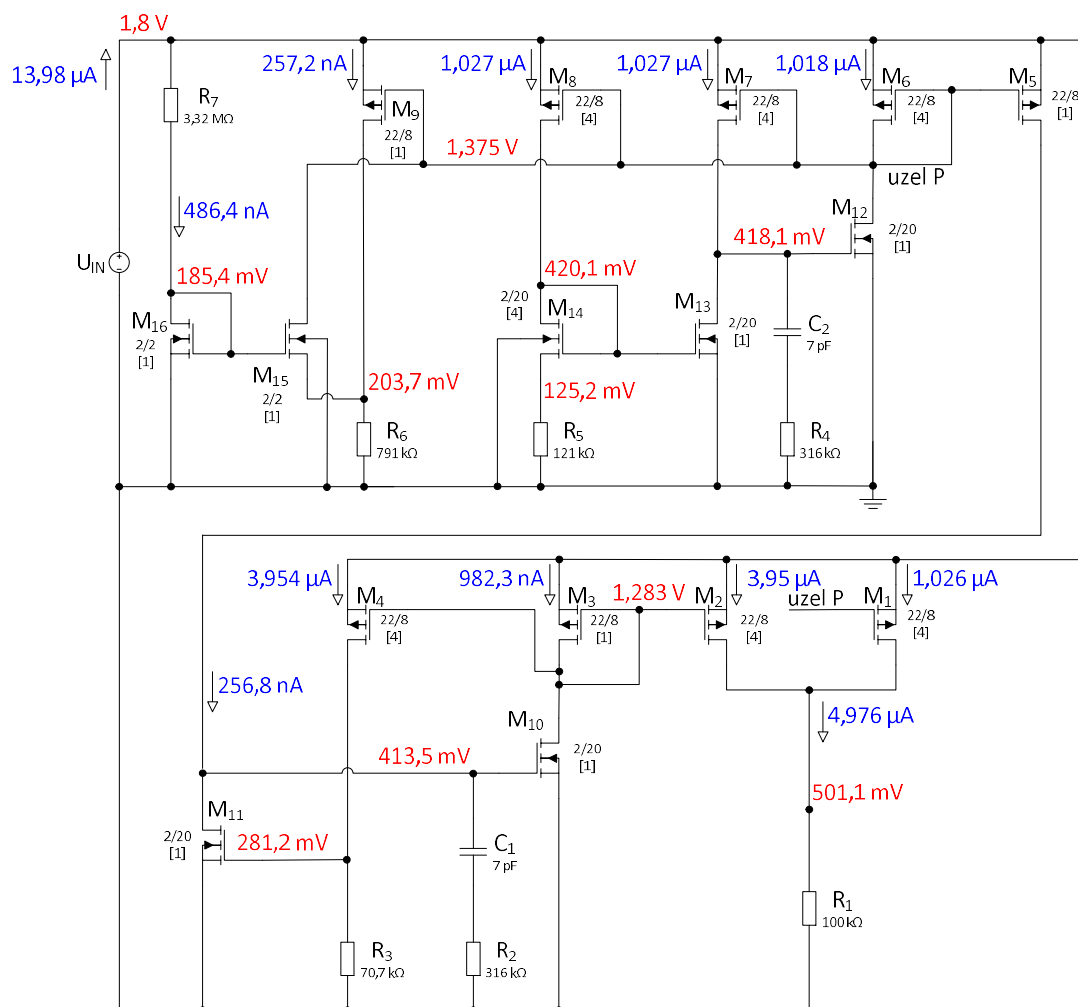
$$R_6 = \frac{U_{GS16}}{I_{10}} = \frac{0,187}{250 \cdot 10^{-9}} = 748 \text{ k}\Omega. \quad (7.10)$$

Tranzistory M_1 až M_9 tvoří proudové zrcadlo, u kterého je velice důležité, aby proudy I_1 a I_2 byly kopírovány s vysokou přesností z PTAT a CTAT proudových zdrojů. Proto je délka hradla jednotlivých tranzistorů volena $L = 8 \mu\text{m}$ a šířka $W = 22 \mu\text{m}$, což pomůže zapojení lépe pracovat s nižším napájecím napětím U_{IN} .

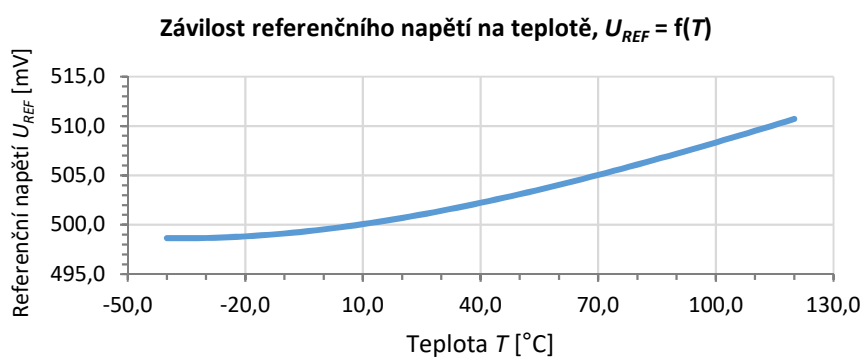
7.3 Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů

Na základě Obr. 36 a 37 lze prohlásit, že postup návrhu podle kapitoly 7.2 byl poměrně správný a přesný. Dále je možné vidět, že všechny simulované proudy odpovídají proudům vypočítaným s poměrně velkou přesností, stejně jako hodnota referenčního napětí U_{REF} . U takto navržené reference 6 bylo také dosaženo nejnižší závislosti referenčního napětí U_{REF} na teplotě T .

Teplotní křivku je však ještě třeba upravit za účelem dosažení co nejmenšího teplotního koeficientu. Toho lze dosáhnout například zvýšením hodnoty odporu R_5 , nebo naopak snížením hodnoty odporu R_3 . Další možností je úprava rozměrů W/L tranzistorů M_{13} a M_{14} , která zvýší či sníží teplotní koeficient TC proudu I_1 , nebo také úprava rozměrů W/L tranzistoru M_{10} , která změní hodnotu proudu I_2 ale taky zvýší či sníží teplotní koeficient TC tohoto proudu.



Obrázek 36 Klidový pracovní bod reference 6 s parametry součástek z prvotního návrhu



Obrázek 37 Teplotní křivka reference 6 s parametry součástek z počátečního návrhu

7.4 Dosažené výsledky s referencí 6 po optimalizaci

Následující tabulka popisuje základní parametry, kterých bylo s referencí 6 dosaženo. Typické průběhy, které dále popisují chování reference 6, společně s klidovým pracovním bodem a parametry jednotlivých součástek lze vyhledat v příloze A.6.

Tabulka 7.1 Základní parametry navržené reference 6 po optimalizaci

Parametr	Podmínky simulace	Symb.	Min	Typ	Max	Jed.
Vstupní napájecí napětí		U_{IN}	0,8		1,7	V
Výstupní referenční napětí	$T_A = -40\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	U_{OUT}	489,5 486,7 484,0	499,4 498,2 499,8	513,8 515,6 522,1	mV
Potlačení zvlnění napájecího napětí	$T_A = 27\text{ °C}$ $f = 100\text{ Hz}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	PSRR		66,38 66,33 61,27		dB
Šum referenčního napětí 100 Hz až 100 kHz	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$	U_N		156,9		μV
Pracovní teplota okolí		T_A	-40		120	°C
Proudová spotřeba	$T_A = -40\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,2\text{ V}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	I_C		13,81 13,17 12,45		μA

Princip reference 6 je založen na generování referenčního napětí na odporu R_1 pomocí proudu, který je součtem proudu se záporným teplotním koeficientem a proudu s kladným teplotním koeficientem.

Tento princip nabízí návrháři možnost zvolit si hodnotu referenčního napětí U_{REF} . Pro demonstraci vlastností této reference byla zvolena hodnota $U_{REF} = 500\text{ mV}$, návrhem byla dosažena hodnota $U_{REF} = 498,2\text{ mV}$ při teplotě $T_A = 27\text{ °C}$.

Nejnižší napájecí napětí, se kterým je reference 6 schopna pracovat, je 0,8 V, což je o 0,7 V nižší než reference 1. Je však potřeba upozornit, že tato hodnota závisí na zvolené hodnotě referenčního napětí. S vyšší hodnotou referenčního napětí vzroste i hodnota potřebného napájecího napětí. Pro referenční napětí $U_{REF} = 498,2\text{ mV}$ je hodnota napájecího napětí nízká a lze tak prohlásit, že reference 6 plní cíl této práce.

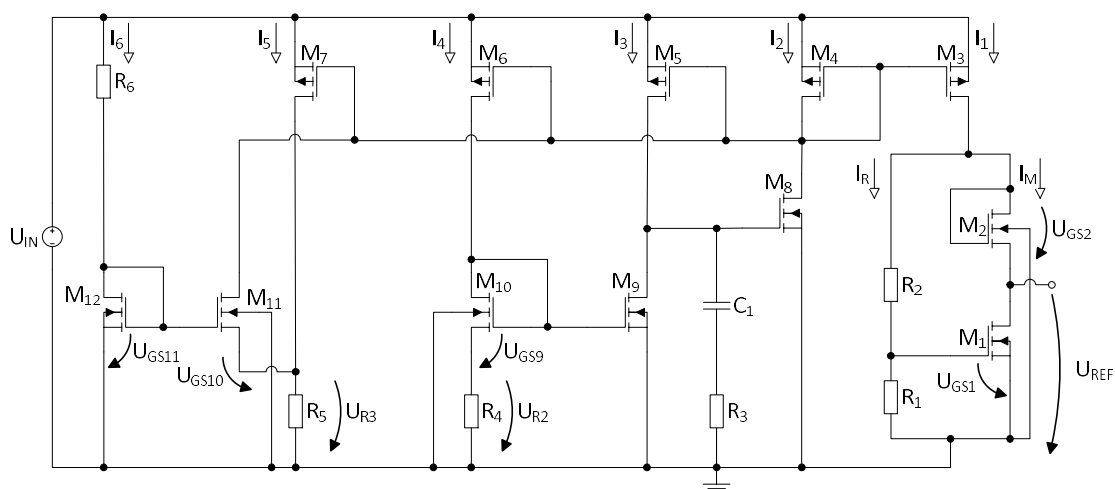
Při napájecím napětí $U_{IN} = 1,2\text{ V}$ a teplotě okolí $T_A = 27\text{ °C}$ reference 6 odebírá 13,17 μA , což je nejvyšší hodnota ze všech navrhovaných referencí. Tato hodnota je výsledkem snahy dosáhnout co nejvyšší odolnosti vůči výrobnímu rozptylu. Přesnost referenčního napětí závisí na odporech R_1 , R_3 a R_5 , a proto byl pro jejich realizaci vybrán odpor typu rnplus. Aby byla jejich hodnota odporu co možná nejnížší (a tím pádem jejich fyzické rozměry co možná nejmenší), bylo potřeba zařídit, aby jimi tekla velký proud.

I přes snahu maximalizovat přesnost referenčního napětí pomocí zvýšení proudové spotřeby a velkých rozměrů odporů R_1 , R_3 a R_5 však nebylo dosaženo 2% limitu jako u reference 1. Ani reference 6 tak nedosahuje takové přesnosti jako bandgapový etalon.

8 REFERENCE 7 REFERENČNÍ NAPĚTÍ JAKO ROZDÍL DVOU U_{GS} NAPĚTÍ

Topologie reference 7 je převzata ze zdroje [10] a upravena do podoby, jež je na Obr. 38. Následující čtyři části popisují princip činnosti této reference, postup při jejím návrhu a výsledky, kterých bylo pomocí této reference dosaženo.

8.1 Popis principu činnosti reference 7



Obrázek 38 Navrhovaná topologie Reference 7

Referenční napětí U_{REF} reference 7 je odebráno z drainu tranzistoru M_1 . Z Obr. 38 lze vyčíst, že jeho hodnota je dána vztahem:

$$U_{REF} = U_{GS1} + U_{R2} - U_{GS2}, \quad (8.1)$$

kde napětí pro napětí U_{R2} platí:

$$U_{R2} = I_R R_2, \quad (8.2)$$

kde proud I_R je definován napětím U_{GS1} :

$$I_R = \frac{U_{GS1}}{R_1}. \quad (8.3)$$

Dosazením (8.2) a (8.3) do (8.1) je získán konečný vztah pro referenční napětí U_{REF} :

$$U_{REF} = U_{GS1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_{GS2}. \quad (8.4)$$

Pro správnou funkci výstupní buňky je důležité, aby oba tranzistory M_1 a M_2 měly nastavený pracovní bod tak, aby jejich U_{GS} napětí klesalo s rostoucí teplotou. Správným poměrem odporů R_1 a R_2 pak lze dosáhnout neměnného referenčního napětí.

Tranzistor M_3 pracuje jako proudový zdroj pro výstupní buňku a je součástí proudového zrcadla tvořeného tranzistory M_3 až M_7 . Pro generování nezávislého proudu je zde opět použit Widlarův proudový zdroj, tvořený tranzistory M_9 a M_{10} společně s odporem R_4 , se zavedenou zpětnou vazbou (tranzistor M_8). Pro správné nastartování Widlarova proudového zdroje je zde opět použit startovací obvod tvořený tranzistory M_{11} a M_{12} společně s odpory R_5 a R_6 . Funkce těchto bloků a návrhové vztahy jsou popsány v kapitolách 3.1.1 a 3.1.2.

8.2 Návrh počátečních parametrů reference 7

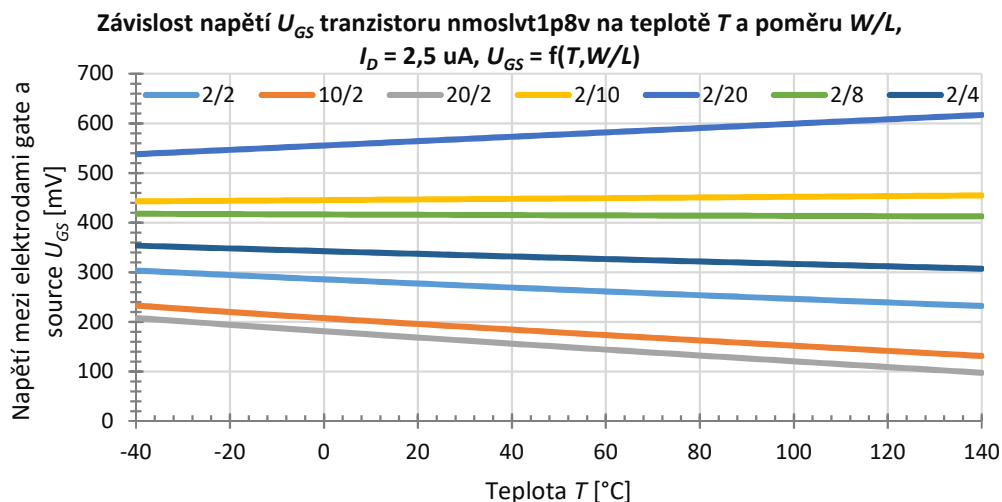
Návrh reference 7 je zahájen zajištěním proudu I_I . Tento proud je výsledkem Widlarova proudového zdroje a startovacího obvodu. Pro potřeby reference 7 je použit stejný Widlarův zdroj proudu a startovací obvod jako v případě reference 6. Parametry tranzistorů M_3 až M_{12} a odporů R_3 až R_6 jsou tak dány vztahy a popisem z kapitoly 7.2. V případě zrcadlení 1:1 je tak zajištěna hodnota proudu $I_I = 1 \mu A$. Tato hodnota však není fixní a dá se upravovat pomocí poměru zrcadlení.

Jediným rozdílem zde bude hodnota proudu I_5 , která bude také $1 \mu A$. To pro hodnotu odporu R_5 znamená snížení jeho hodnoty:

$$R_5 = \frac{U_{GS12}}{I_5} = \frac{0,187}{1 \cdot 10^{-6}} = 187 \text{ k}\Omega. \quad (8.5)$$

Za účelem dosažení co nejpřesnějšího referenčního napětí U_{REF} budou ve výstupní buňce opět použity odpory r_{nplus} (viz. Tab. 1.7). Proud I_R by tak měl být dostatečně velký, aby odpory R_1 a R_2 nedosahovaly příliš vysokých hodnot a tím i velkých fyzických rozměrů. Proto jsou voleny proudy $I_R = I_M = 2,5 \mu A$.

Hodnotu referenčního napětí si může návrhář určit, pro návrh reference 7 je zvolena hodnota 400 mV. Pro další návrh je vhodné udělat si jednoduchou simulaci závislosti napětí U_{GS} na teplotě T a rozměrech W/L tranzistoru `nmoslvt1p8v` při napájení proudem $2,5 \mu A$.



Obrázek 39 Závislost napětí U_{GS} tranzistoru nmoslvt1p8v na teplotě T a jeho rozměrech W/L při napájení proudem $2,5 \mu A$

Na základě Obr. 39 jsou zvoleny rozměry tranzistorů M_1 a M_2 na $W/L = 2/8$. Napětí U_{GS} dosahuje hodnoty 414 mV. Je tak možné spočítat potřebný poměr odporů R_1 a R_2 ze vztahu (8.1):

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_{REF} + U_{GS2}}{U_{GS1}} - 1 = \frac{0,4 + 0,414}{0,414} - 1 = 0,966. \quad (8.6)$$

Pro hodnotu odporu R_1 platí:

$$R_1 = \frac{U_{GS1}}{I_R} = \frac{0,414}{2,5 \cdot 10^{-6}} = 165,5 \text{ k}\Omega. \quad (8.7)$$

Dosažením (8.7) do (8.6) lze získat hodnotu odporu R_2 :

$$R_2 = 0,966 R_1 = 0,966 \cdot 165,5 \cdot 10^3 = 160 \text{ k}\Omega. \quad (8.8)$$

8.3 Prvotní analýza návrhu a popis zjištěných problémů

U reference 7 byl použit Widlarův proudový zdroj se stejnými parametry jako u reference 6. Z Obr. 40 lze vyčíst, že i zde funguje tento zdroj správně a poměrně přesně souhlasí s návrhem. Referenční napětí U_{REF} již však nedosahuje hodnoty 400 mV, se kterou bylo počítáno, a stejně tak teplotní koeficient TC tohoto napětí je příliš velký. Tento fakt je pravděpodobně způsoben skutečností, že napětí U_{GS2} tranzistoru M_2 klesá mnohem rychleji než napětí na drainu tranzistoru M_1 .

Pro dosažení konstantního referenčního napětí U_{REF} je možné podle rovnice (8.4) upravit rozměry tranzistorů M_1 a M_2 . Tato úprava změní závislost napětí U_{GS} těchto tranzistorů na teplotě T (viz. Obr. 19). Další možností je změna poměru odporů R_1 a R_2 . Ten by se měl v tomto případě zvýšit.

Tabulka 8.1 Základní parametry navržené reference 7 po optimalizaci

Parametr	Podmínky simulace	Symb.	Min	Typ	Max	Jed.
Vstupní napájecí napětí		U_{IN}	1,4		1,7	V
Výstupní referenční napětí	$T_A = -40\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,5\text{ V}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	U_{REF}	390,5 388,0 383,0	402,4 402,8 402,3	413,3 416,0 420,3	mV
Potlačení zvlnění napájecího napětí	$T_A = 27\text{ °C}$ $f = 100\text{ Hz}$ $U_{IN} = 1,5\text{ V}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 10\text{ kHz}$	PSRR		65,53 65,52 65,18		dB
Šum referenčního napětí 100 Hz až 100 kHz	$T_A = 27\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,5\text{ V}$	U_N		73,44		μV
Pracovní teplota okolí		T_A	-40		140	$^{\circ}\text{C}$
Proudová spotřeba	$T_A = -40\text{ °C}$ $U_{IN} = 1,5\text{ V}$ $T_A = 27\text{ °C}$ $T_A = 120\text{ °C}$	I_C		9,2 11,4 13,9		μA

Reference 7 pracuje na principu kompenzace záporného teplotního koeficientu napětí U_{GS} pomocí dalšího U_{GS} napětí se záporným teplotním koeficientem, který je zesílen o poměr hodnot odporů R_1 a R_2 .

Výhodou tohoto principu je možnost zvolit si hodnotu referenčního napětí U_{REF} . Při návrhu byla zvolena hodnota $U_{REF} = 400\text{ mV}$. Při optimalizaci bylo dosaženo hodnoty $U_{REF} = 402,8\text{ mV}$. Rozdíl maximální a minimální hodnoty závislosti referenčního napětí na teplotě pro typický průběh je pouhých $560\text{ }\mu\text{V}$ v rozsahu teplot -40 °C až 140 °C při napájení $1,5\text{ V}$.

Velkou nevýhodou této reference je však potřeba vysokého napájecího napětí. Nejnižší přípustná hodnota napájecího napětí, které bylo dosaženo, je $1,4\text{ V}$, což je o pouhých 100 mV nižší než u reference 1.

Další nevýhodou této reference je vysoká proudová spotřeba. Zapojení odebírá $11,4\text{ }\mu\text{A}$ při teplotě 27 °C a napájení $1,5\text{ V}$. Vysoká hodnota odebíraného proudu je opět výsledkem snahy dosáhnout co nejvyšší přesnosti referenčního napětí. I v případě této reference byla snaha o velkou hodnotu proudu procházejícího přes odpory R_1 , R_2 a R_4 . Tyto odpory pak dosahovaly relativně malých hodnot, což pomůže při snaze eliminovat jejich výrobní rozptyl.

I přes snahu eliminovat vliv výrobního rozptylu na přesnost referenčního napětí U_{REF} však nebylo dosaženo 2% limitu.

Potřeba vysokého napájecího napětí společně s velkým proudovým odběrem a špatnou odolností vůči výrobnímu rozptylu dělá z této reference, dle mého názoru, nejhoršího zástupce bandgapového etalonu.

ZÁVĚR A VYHODNOCENÍ ZAPOJENÍ

Následující tabulka shrnuje základní parametry všech navržených zapojení.

Tabulka 8.2 Základní parametry všech navržených referencí

Parametr		Ref. 1	Ref. 2	Ref. 3	Ref. 4	Ref. 5	Ref. 6	Ref. 7
U_{IN} [V] rozsah		1,5 ÷ 1,7	0,7 ÷ 1,7	0,9 ÷ 1,7	1,2 ÷ 1,7	0,9 ÷ 1,7	0,8 ÷ 1,7	1,4 ÷ 1,7
U_{IN} [V]		1,7	1,4	1,2	1,4	0,9	1,2	1,5
U_{REF}	-40 °C	1191	397,9	561,1	661,3	626,0	499,4	402,4
[mV]	27 °C	1193	399,1	561,1	660,4	621,0	498,2	402,8
	120 °C	1192	398,0	561,5	661,4	624,0	499,8	402,3
σU_{REF}	-40 °C	3,00	3,77	6,56	5,83	5,89	4,48	4,40
[mV]	27 °C	3,34	4,89	6,51	6,78	6,74	5,55	5,53
	120 °C	3,81	6,29	6,68	8,98	8,43	7,57	7,50
PSRR*	100 Hz	67,05	87,19	48,80	45,07	76,43	66,38	65,53
[dB]	1 kHz	59,94	85,81	48,74	45,07	57,68	66,33	65,52
	10 kHz	40,82	66,67	45,23	45,69	37,64	61,27	65,18
U_N^* [μV]		512,6	157,8	26,6	112,3	172,3	156,9	73,44
T_A [°C]		-40 ÷ 120	-40 ÷ 150	-40 ÷ 140	-40 ÷ 140	-40 ÷ 140	-40 ÷ 120	-40 ÷ 140
I_C^* [μA]		3,68	2,23	0,458	1,80	4,03	13,17	11,40

* hodnota veličiny při $T_A = 27$ °C

Z dosažených výsledků vyplývá, že všechny navržené reference jsou schopny pracovat pod limitem napájecího napětí bandgapového etalonu (reference 1). Nelze však říci, že všechny reference jsou vhodnými zástupci reference typu bandgap v případě potřeby pracovat s nízkým napájecím napětím U_{IN} .

V prvé řadě žádná z referencí 2 až 7 nedosahuje takové přesnosti jako bandgapový etalon, neboť se žádná nevlezla do 2% limitu při analýze vlivu výrobního rozptylu na teplotní křivku. Tento výsledek potvrzuje fakt, že nejmenšího výrobního rozptylu na čipu je možno dosáhnout pouze pomocí napětí přechodu báze emitor u bipolárního npn tranzistoru. U referencí 2 až 7 požadována přesnost vždy narazila na limit spojený s výrobním rozptylem parametrů NMOS tranzistoru. Všechny reference jsou tedy méně přesné než bandgapový etalon.

Zcela nevhodnou topologií se jeví reference 7, která je schopna pracovat pouze s o 100 mV nižším napájecím napětím než bandgapový etalon a to při mnohem vyšší proudové spotřebě.

Naopak zcela vyhovujícím zapojením se ukázala topologie podle reference 2, která je schopna pracovat s nejnižším napájecím napětím 0,7 V při proudové spotřebě 2 μA. Oproti referenci 1 je navíc schopna pracovat ve vyšších teplotách okolí (až 150 °C), dále vykazuje nejvyšší hodnoty parametru PSRR. Pokud by tedy kritickým parametrem byla co možná nejnížší hodnota napájecího napětí, byla by reference 2 nejvhodnějším zástupcem bandgapového etalonu.

V případě, že by zásadním požadavkem na obvod napěťové reference byla celková spotřeba a co nejmenší rozměry, tak by nejvhodnějším zástupcem byla topologie podle reference 3. Tato reference je schopna pracovat s napájecím napětím 0,9 V při proudové spotřebě 453 nA, což z ní dělá energeticky nejméně náročnou referenci. Jádrem této reference tvoří pouze 3 součástky, z nichž ani jedna není odpor. Celková plocha, kterou by tato reference zabrala na čipu, by tedy byla minimální.

Reference 4, 5 a 6 svými vlastnostmi nepředčí reference 2 a 3, ale také mají své výhody, které by mohly být rozhodující při návrhu větších systémů. Reference 4 je schopna dosáhnout nejkonstantnější teplotní křivky v rozsahu teplot $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $140\text{ }^{\circ}\text{C}$ při velice nízké proudové spotřebě ($1,8\text{ }\mu\text{A}$). Reference 5 je velice dobře imunní vůči změnám napájecího napětí v široké škále hodnot (0,9 V až 1,7 V). Její hlavní nevýhody ale tvoří vysoký počet součástek a velký rozdíl maximální a minimální hodnoty teplotní křivky pro typický průběh závislosti referenčního napětí na teplotě (5,3 mV). Reference 6 nabízí možnost nastavit si libovolnou hodnotu referenčního napětí, její hlavní nevýhodou je však vysoká proudová spotřeba ($13,6\text{ }\mu\text{A}$).

Z dosažených výsledků tedy vyplývá, že nelze přesně určit, která ze všech navržených referencí je nejlepším zástupcem bandgapového etalonu, neboť každá reference má svá pro a proti. Bude-li však zásadním kritériem pouze nízká hodnota napájecího napětí, pak se jako nejvhodnější jeví reference 2 a 3.

LITERATURA

- [1] Planet Analog - Steve Taranovich - Voltage Reference Fundamentals: The Shunt Reference. *Planet Analog: all signal no noise* [online]. [cit. 2016-09-05]. Dostupné z: http://www.planetanalog.com/author.asp?section_id=3065&doc_id=562991
- [2] Planet Analog - Steve Taranovich - Voltage Reference Fundamentals: The Series Reference. *Planet Analog: all signal no noise* [online]. [cit. 2016-09-05]. Dostupné z: http://www.planetanalog.com/author.asp?section_id=3065&doc_id=562989
- [3] ROBENEK, Jan. Úvod do světa napěťové reference – 1. díl. In: *Vyvoj.hw.cz: profesionální elektronika* [online]. 2009 [cit. 2016-09-09]. Dostupné z: <http://vyvoj.hw.cz/teorie-a-praxe/uvod-do-sveta-napetove-reference-1-dil.html>
- [4] GRAY, Paul R. *Analysis and design of analog integrated circuits*. 4th ed. New York: Wiley, c2001. ISBN 04-713-2168-0.
- [5] *ONC18 DEVICE CATALOG*. 2015.
- [6] KLEDROWETZ, Vilém a Jiří HÁZE. *Návrh analogových integrovaných obvodů*. Brno, 2015. Skriptum. Vysoké učení technické v Brně.
- [7] ONC18: 0.18 μm CMOS Process Technology. *ON semiconductor* [online]. [cit. 2016-09-06]. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/PowerSolutions/content.do?id=16678>
- [8] BRZOBOHATÝ, Jaromír, Vladislav MUSIL a Arnošt BAJER. *Elektronické součástky* [online]. Brno, 2002 [cit. 2016-09-06]. Skripta. FEKT VUT Brno.
- [9] *Low power voltage reference*. USA. US 2008/0218253 A1.
- [10] KOTRČ, Václav. *Napěťové reference v bipolárním a CMOS procesu* [online]. Brno, 2015 [cit. 2016-09-06]. Diplomová práce. VUT Brno. Vedoucí práce Ing. Petr Kadaňka.
- [11] RAZAVI, Behzad. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. Los Angeles: McGraw-Hill, 2001. ISBN 0-07-118839-8.

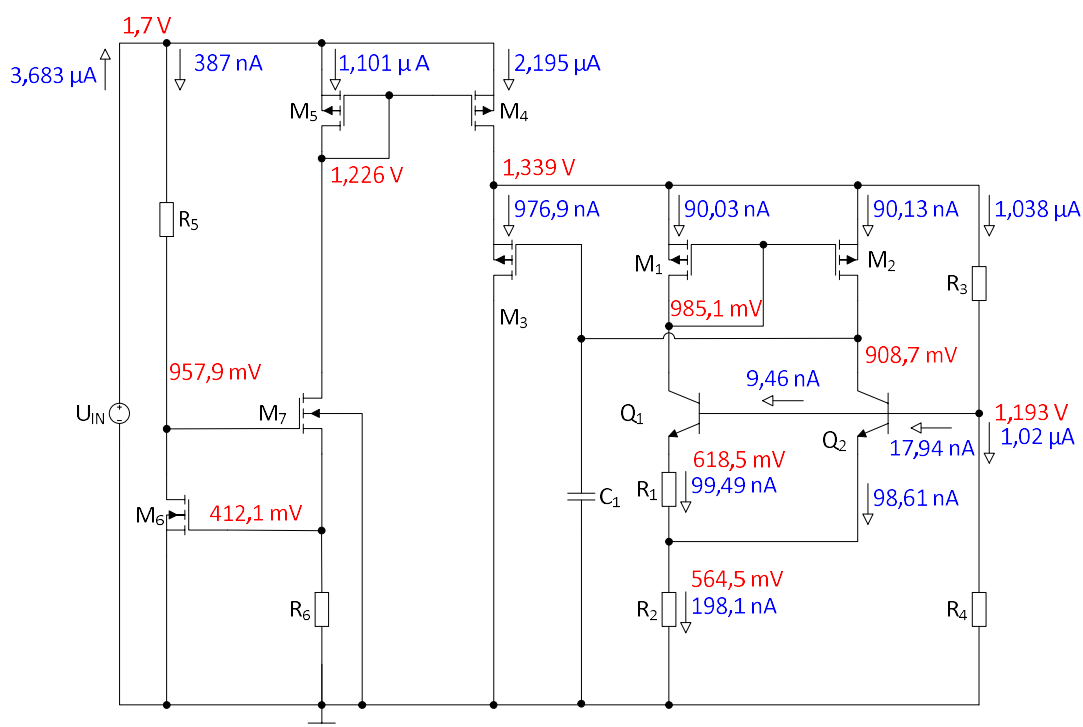
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

U_{OUT}	Výstupní napětí.
U_{REF}	Referenční napětí.
U_{IN}	Napájecí napětí.
T	Teplota.
TC	Teplotní koeficient.
U_{GS}	Napětí mezi elektrodami gate a source.
U_{DS}	Napětí mezi elektrodami drain a source.
U_{BS}	Napětí mezi elektrodami bulk a source.
U_{TH}	Prahové napětí tranzistoru.
U_T	Teplotní napětí.
U_{G0}	Bandgapové napětí křemíku při teplotě $T = 0$ K.
I_D	Proud tranzistorem.
W	Šířka hradla tranzistoru.
L	Délka hradla tranzistoru.
KP	Transkonduktační parametr.
β	Proudový zesilovací činitel.
R_S	Odpor na čtverec.
T_A	Teplota okolí.
I_C	Celková proudová spotřeba zapojení, součet proudů ve všech větvích.
LDO	low-dropout, nízký úbytek napětí.
AD	analog-to-digital, z analogové podoby do podoby digitální.
DA	digital-to-analog, z digitální podoby do podoby analogové.
PSRR	power supply rejection ratio, schopnost potlačit změny napájecího napětí.
PTAT	proportional to absolute temperature, uměrné s teplotou.
CTAT	complementary to absolute temperature, komplementární s teplotou.
CMOS	complementary metal-oxide-semiconductor.
FET	field-effect-transistor, tranzistor řízený polem.
OTA	operational transconductance amplifier, operační transkonduktační zesilovač.

A TYPICKÉ PRŮBĚHY A KLIDOVÉ PRACOVNÍ BODY NAVRŽENÝCH REFERENCÍ

A.1 Reference 1 Bandgapový princip

A.1.1 Klidový pracovní bod reference 1 pro teplotu okolí $T_A = 27^\circ\text{C}$



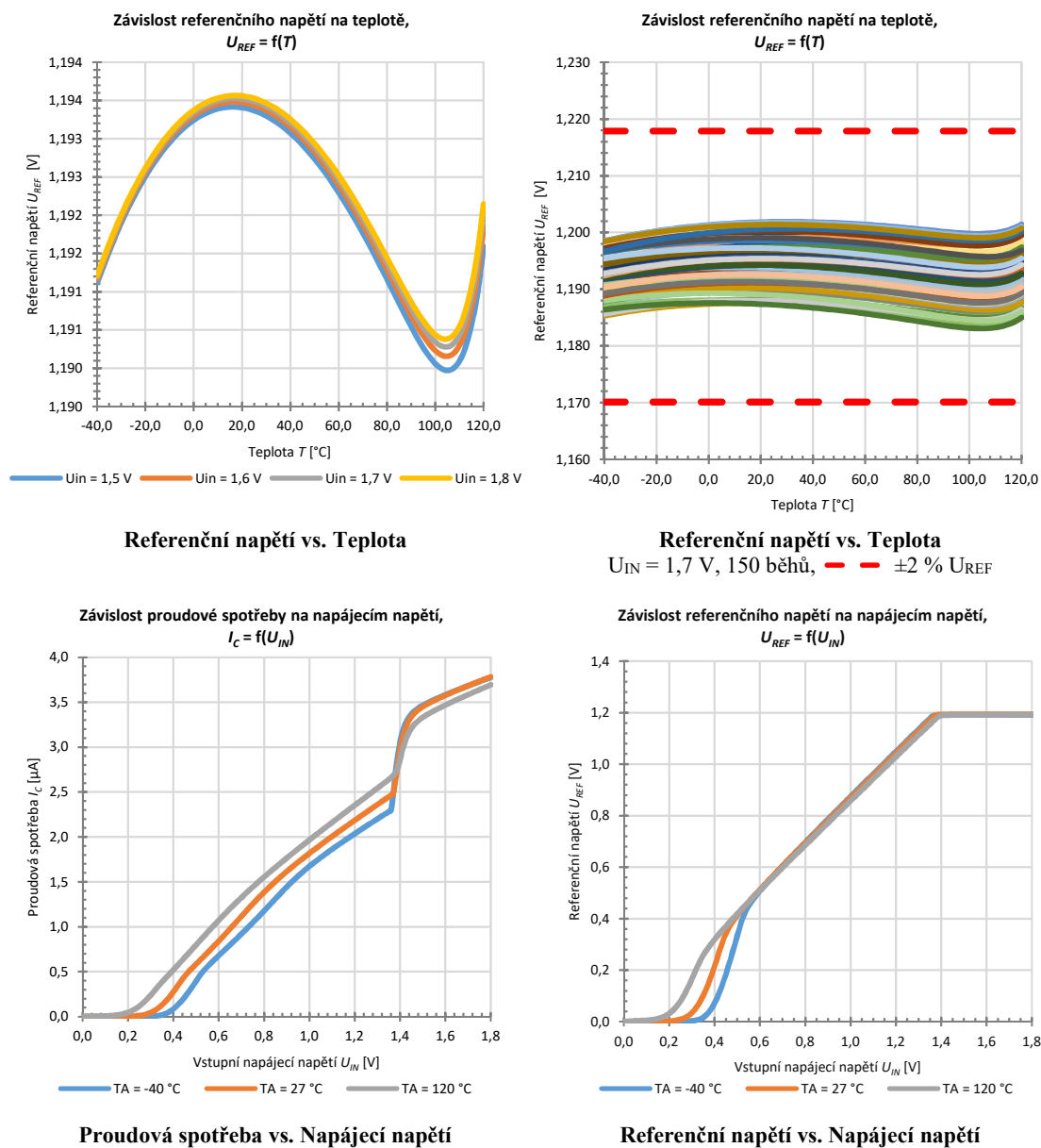
A.1.2 Parametry součástek reference 1 po optimalizaci

Součástka	Symbol	W	L	Jed.	ns	m	Hodnota	Jed.	typ
Odpor	R ₁	0,5	29	[μm]	8		543	[kΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₂	0,5	29	[μm]	42		2,85	[MΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₃	0,5	20	[μm]	3		140	[kΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₄	0,5	20	[μm]	25		1,17	[MΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₅	0,5	20	[μm]	41		1,92	[MΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₆	0,5	20	[μm]	8		374	[kΩ]	rppolyhr
MOS tranzistor	M ₁	30	15	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₂	30	15	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₃	15	2	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₄	10	2	[μm]		2			pmos1p8v

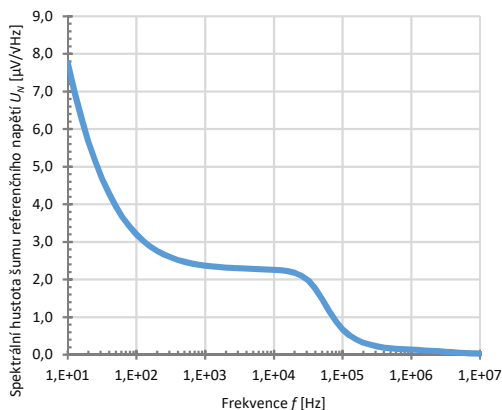
MOS tranzistor	M ₅	10	2	[μm]	1		pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₆	2	2	[μm]	1		nmos1p8v
MOS tranzistor	M ₇	2	2	[μm]	1		nmos1p8v
Bip. tranzistor	Q ₁	2	2	[μm]	8		npn
Bip. tranzistor	Q ₂	2	2	[μm]	1		npn
Kondenzátor	C ₁	9,05	5,7	[μm]		450 [fF]	cpnw1p8v

pozn.: ns – number in series, znamená počet segmentů v sérii, m – multiplier, znamená počet tranzistorů o velikosti W/L tvořících jeden tranzistor ve schématu (např. M₄).

A.1.3 Typické charakteristiky popisující referenci 1

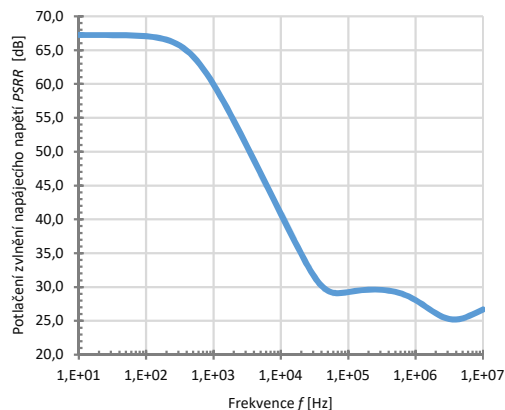


Závislost spektrální hustoty šumu výstupního napětí na frekvenci, $U_N = f(f)$



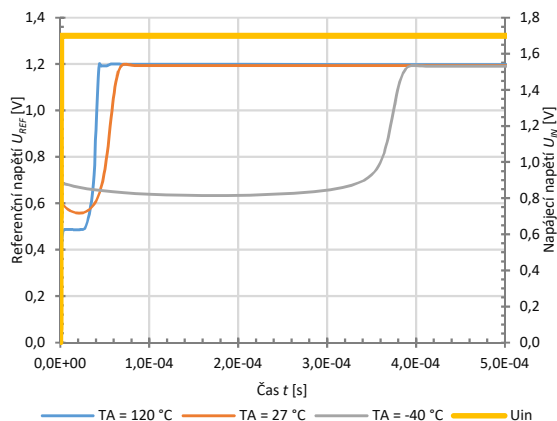
Spektrální hustota šumu ref. napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,7\text{ V}$

Závislost parametru PSRR na frekvenci, $PSRR = f(f)$



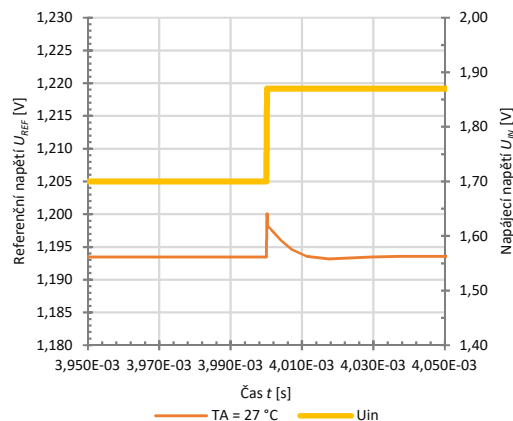
Potlačení zvlňení napájecího napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,7\text{ V}$

Závislost referenčního napětí na čase při připojení napájení, $U_{REF} = f(t)$



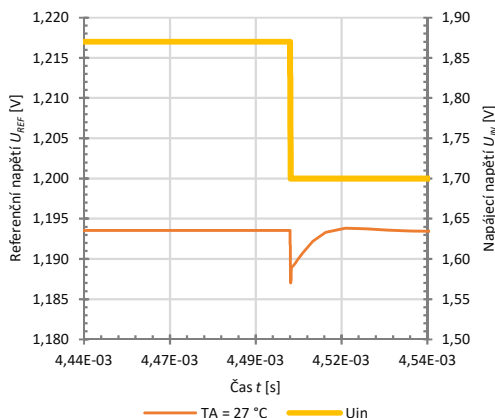
Odezva na připojení napájení
rychlost náběhu 1V/μs

Závislost referenčního napětí na čase při změně napájecího napětí o +10 %, $U_{REF} = f(t)$



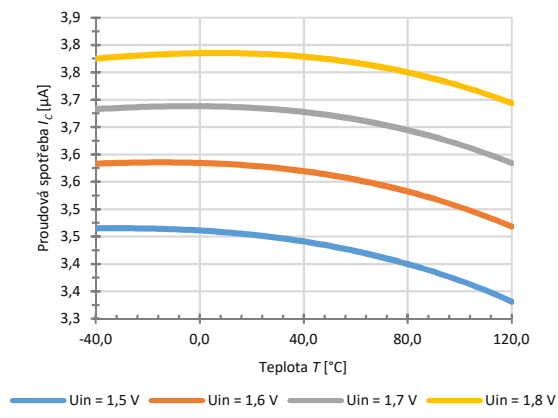
Odezva na změnu napájecího napětí o +10 %
rychlost náběhu 1V/μs

Závislost referenčního napětí na čase při připojení napájení, $U_{REF} = f(t)$



Odezva na změnu napájení z +10 % na nom. hodnotu
rychlost sestupu 1V/μs

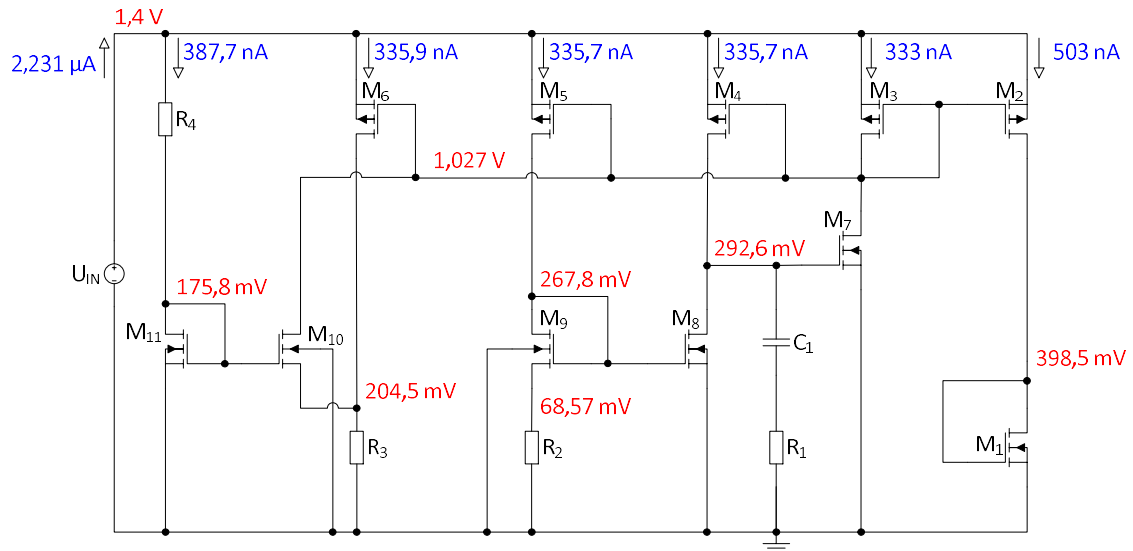
Závislost proudové spotřeby na teplotě, $I_C = f(T)$



Proudová spotřeba vs. Teplota

A.2 Reference 2 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem

A.2.1 Klidový pracovní bod reference 2 pro teplotu okolí $T_A = 27^\circ\text{C}$



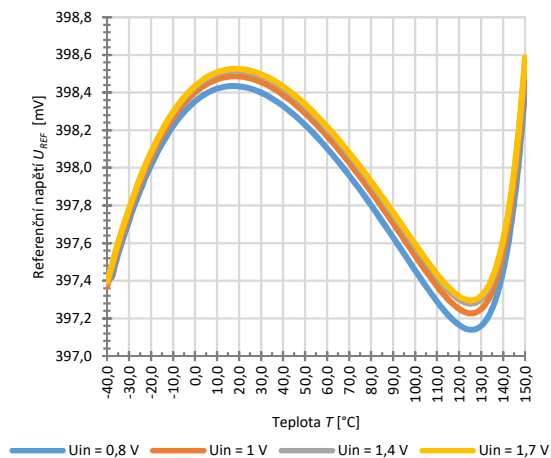
A.2.2 Parametry součástek reference 2 po optimalizaci

Součástka	Sym.	W	L	Jed.	ns	m	Hodnota	Jed.	typ
Odpor	R ₁	0,5	20	[μm]	5	234	[kΩ]		rppolyhr
Odpor	R ₂	1,2	60,4	[μm]	60	204	[kΩ]		rnplus
Odpor	R ₃	0,5	20	[μm]	13	608	[kΩ]		rppolyhr
Odpor	R ₄	0,5	30	[μm]	45	3,16	[MΩ]		rppolyhr
MOS tranzistor	M ₁	1,3	22,8	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₂	22	8	[μm]		3			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₃	22	8	[μm]		2			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₄	22	8	[μm]		2			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₅	22	8	[μm]		2			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₆	22	8	[μm]		2			nmos1p8v
MOS tranzistor	M ₇	2	18	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₈	2,9	18	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₉	2,9	18	[μm]		4			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₀	2	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₁	2	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
Kondenzátor	C ₁	28	28	[μm]		1 7	[pF]		cpnw1p8v

pozn.: ns – number in series, znamená počet segmentů v sérii, m – multiplier, znamená počet tranzistorů o velikosti W/L tvořících jeden tranzistor ve schématu

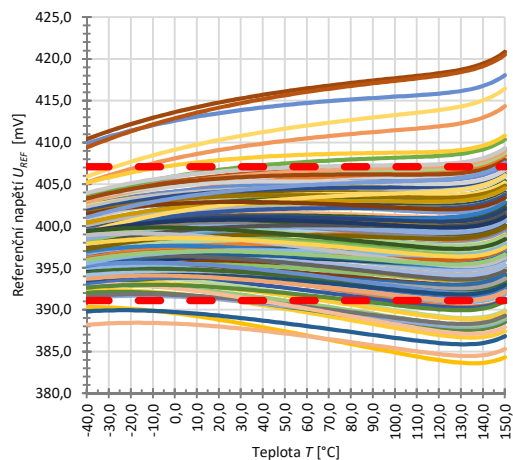
A.2.3 Typické charakteristiky popisující referenci 2

Závislost referenčního napětí na teplotě,
 $U_{REF} = f(T)$



Referenční napětí vs. Teplota

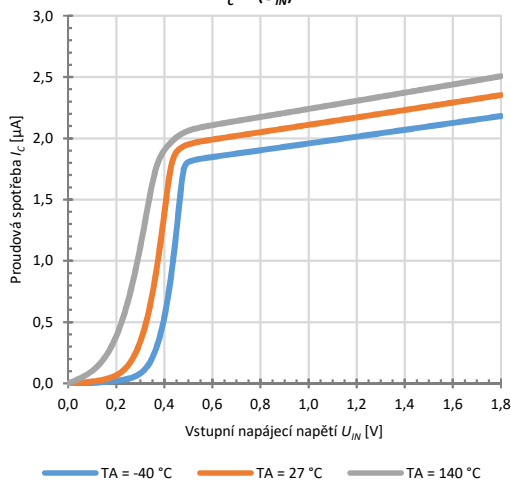
Závislost referenčního napětí na teplotě,
 $U_{REF} = f(T)$



Referenční napětí vs. Teplota

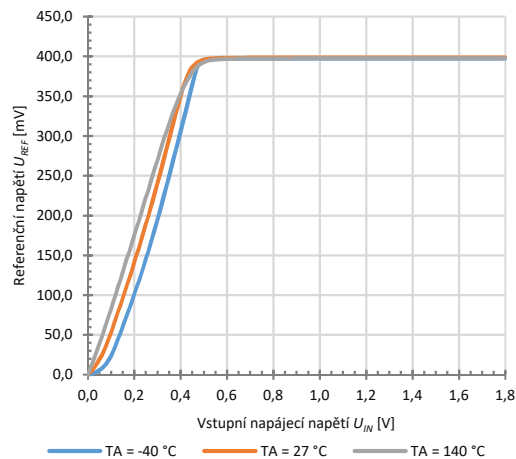
$U_{IN} = 1.4$ V, 150 běhů, — $\pm 2\%$ U_{REF}

Závislost proudové spotřeby na napájecím napětí,
 $I_C = f(U_{IN})$



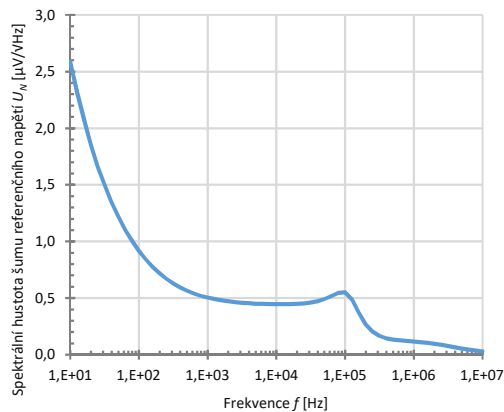
Proudová spotřeba vs. Napájecí napětí

Závislost referenčního napětí na napájecím napětí,
 $U_{REF} = f(U_{IN})$



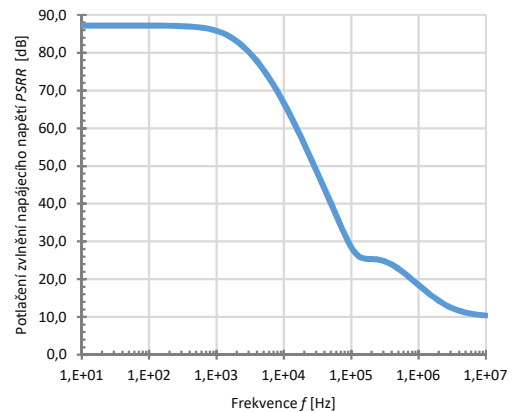
Referenční napětí vs. Napájecí napětí

Závislost spektrální hustoty šumu výstupního napětí na frekvenci, $U_N = f(f)$



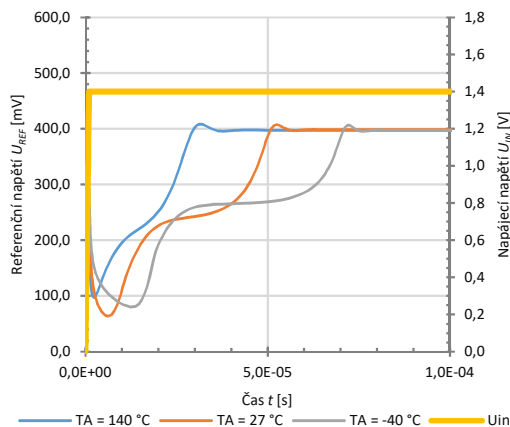
Spektrální hustota šumu ref. napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,4\text{ V}$

Závislost parametru $PSRR$ na frekvenci, $PSRR = f(f)$



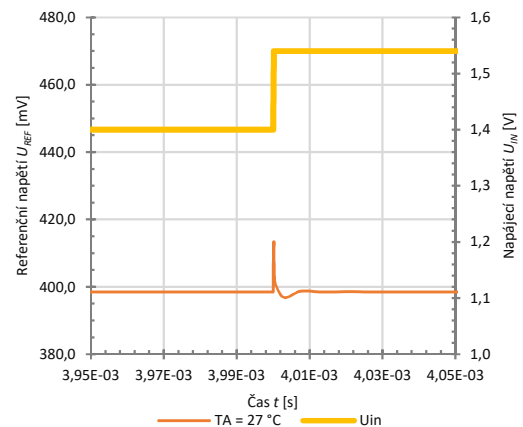
Potlačení zvlňení napájecího napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,4\text{ V}$

Závislost referenčního napětí na čase při připojení napájení, $U_{REF} = f(t)$



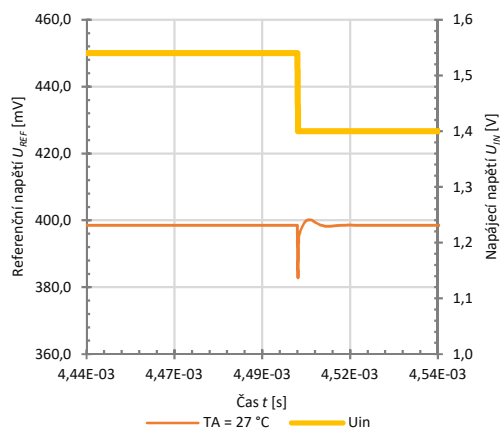
Odezva na připojení napájení
rychlost náběhu 1V/μs

Závislost referenčního napětí na čase při změně napájecího napětí o +10 %, $U_{REF} = f(t)$



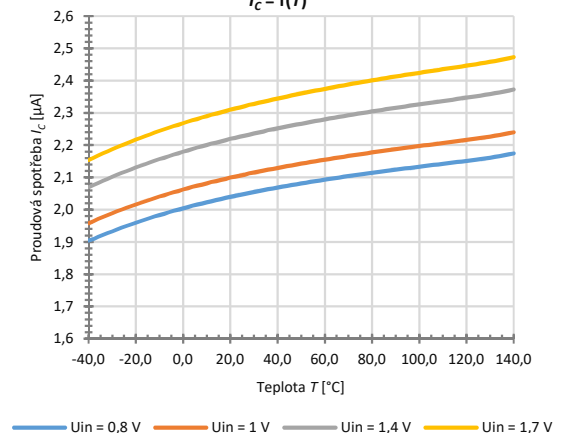
Odezva na změnu napájecího napětí o +10 %
rychlost náběhu 1V/μs

Závislost referenčního napětí na čase při změně napájení z +10 % na nom. hodnotu, $U_{REF} = f(t)$



Odezva na změnu napájení z +10 % na nom. hodnotu
rychlost sestupu 1V/μs

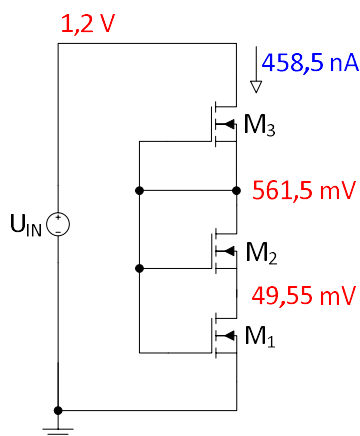
Závislost proudové spotřeby na teplotě, $I_C = f(T)$



Proudová spotřeba vs. Teplota

A.3 Reference 3 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem, typ 2

A.3.1 Klidový pracovní bod reference 3 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$

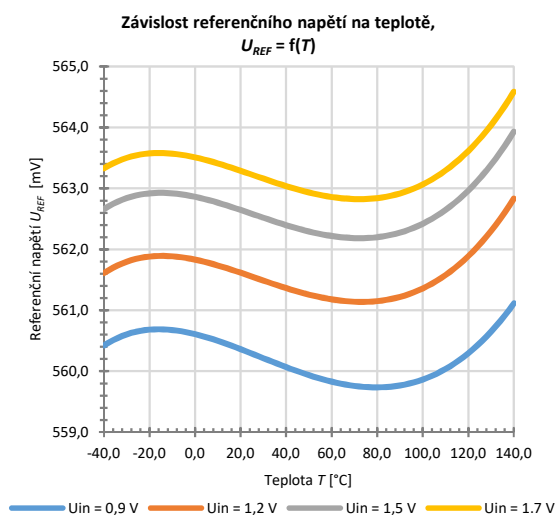


A.3.2 Parametry součástek reference 3 po optimalizaci

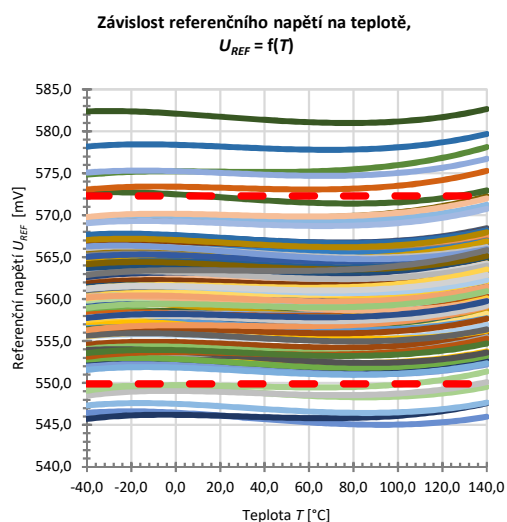
Součástka	Sym.	W	L	Jed.	ns	m	typ	poznámka
MOS tranzistor	M ₁	3,25	15	[μm]		1	nmos1p8v	
MOS tranzistor	M ₂	3,25	15	[μm]		1	nmos1p8v	izolovaný
MOS tranzistor	M ₃	4	20	[μm]		1	nmosnvt1p8v	izolovaný

pozn.: ns – number in series, znamená počet segmentů v sérii, m – multiplier, znamená počet tranzistorů o velikosti W/L tvořících jeden tranzistor ve schématu

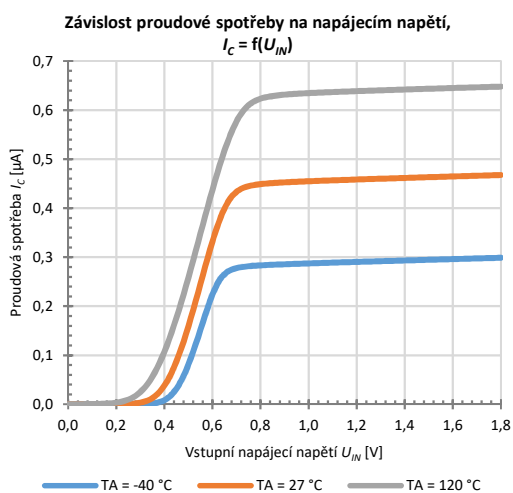
A.3.3 Typické charakteristiky popisující referenci 3



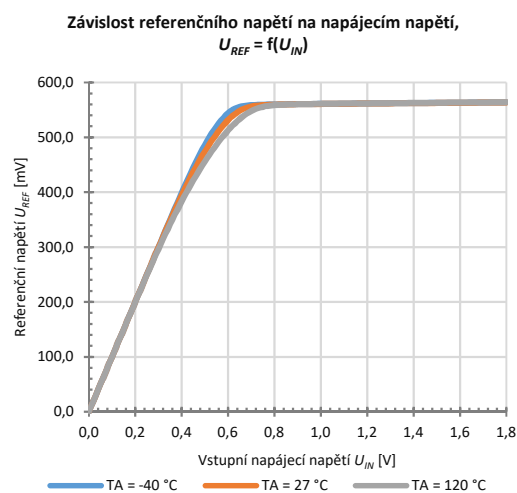
Referenční napětí vs. Teplota



Referenční napětí vs. Teplota
 $U_{IN} = 1,2\text{ V}$, 150 běhů, — $\pm 2\%$ U_{REF}



Proudová spotřeba vs. Napájecí napětí



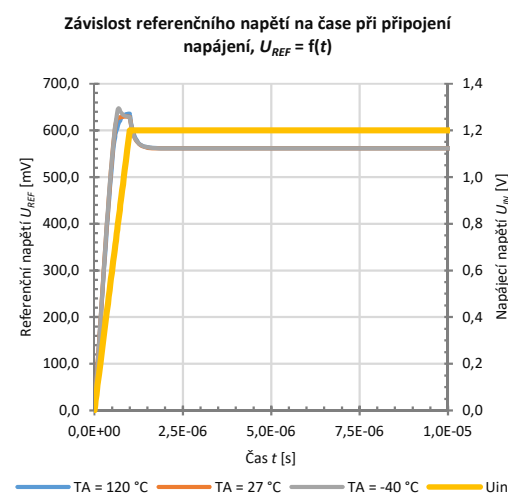
Referenční napětí vs. Napájecí napětí



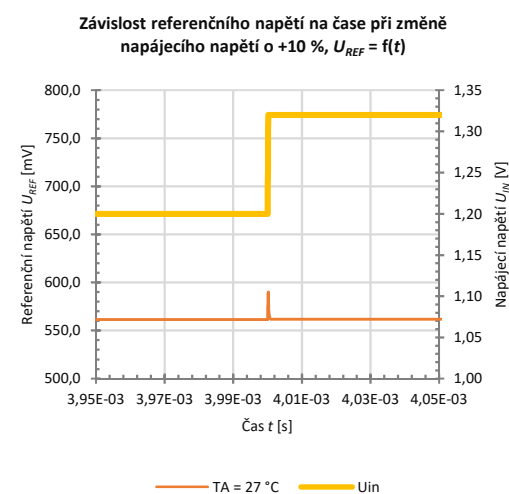
Spektrální hustota šumu ref. napětí $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,2\text{ V}$



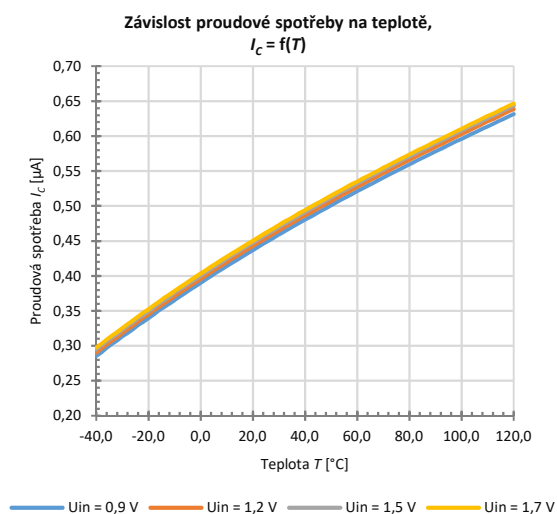
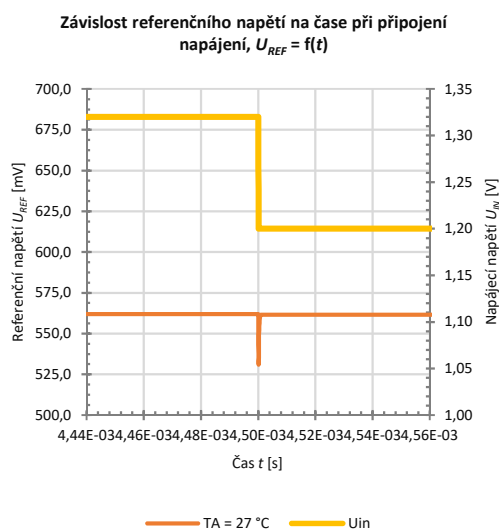
Potlačení zvlnění napájecího napětí $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,2\text{ V}$



Odezva na připojení napájení rychlost náběhu 1V/ μ s



Odezva na změnu napájecího napětí o +10 % rychlost náběhu 1V/ μ s

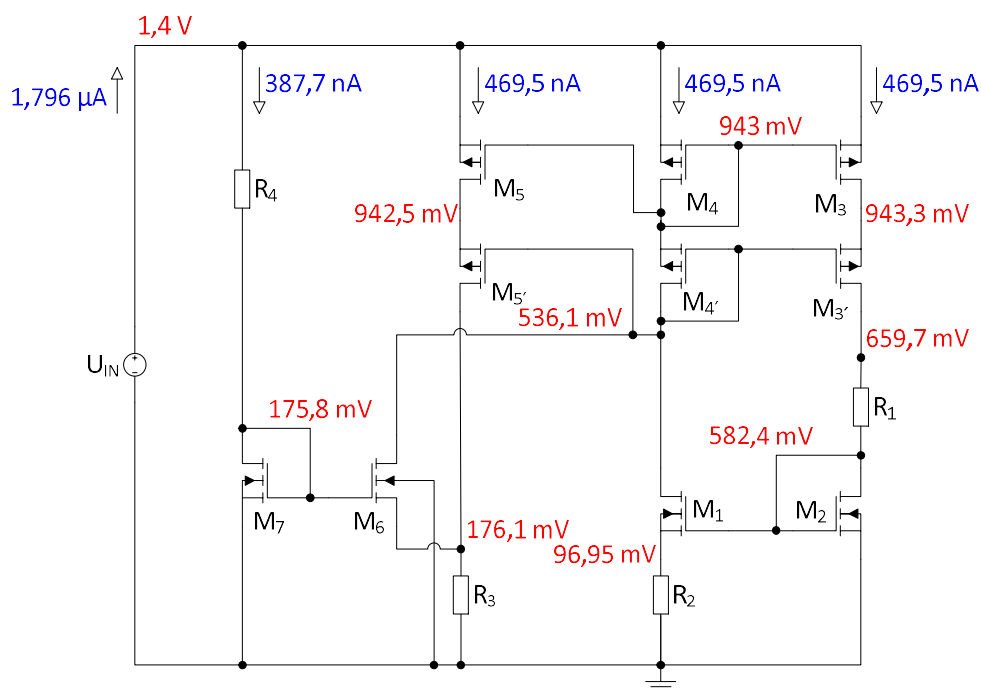


Odezva na změnu napájení z +10 % na nom. hodnotu
rychlost sestupu 1 V/ μ s

Proudová spotřeba vs. Teplota

A.4 Reference 4 Widlarův proudový zdroj jako reference

A.4.1 Klidový pracovní bod reference 4 pro teplotu okolí $T_A = 27$ °C

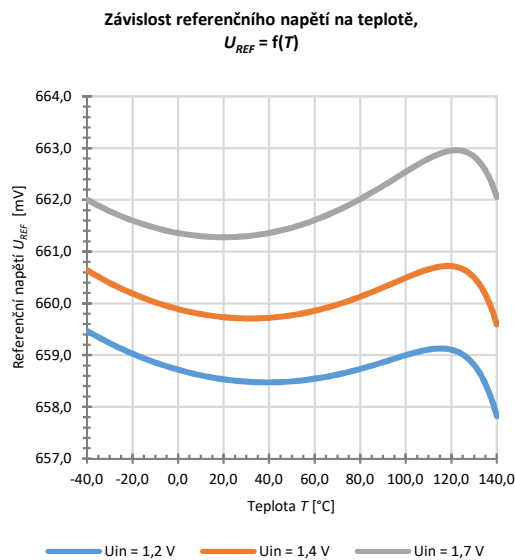


A.4.2 Parametry součástek reference 4 po optimalizaci

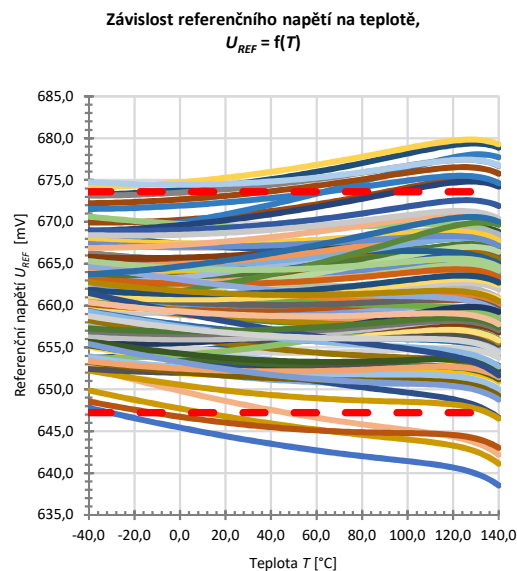
Součástka	Sym.	W	L	Jed.	ns	m	Hodnota	Jed.	typ
Odpor	R ₁	2	60	[μm]	80	164	[kΩ]		rnplus
Odpor	R ₂	2	76,5	[μm]	79	206	[kΩ]		rnplus
Odpor	R ₃	0,5	20	[μm]	8	374	[kΩ]		rppolyhr
Odpor	R ₄	0,5	30	[μm]	45	3,16	[MΩ]		rppolyhr
MOS tranzistor	M ₁	2	20	[μm]		3			nmos1p8v iso
MOS tranzistor	M ₂	2	20	[μm]		1			nmos1p8v
MOS tranzistor	M ₃	20	8	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M _{3'}	10	2	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₄	20	8	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M _{4'}	10	2	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₅	20	8	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M _{5'}	10	2	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₆	2	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₇	2	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v

pozn.: ns – number in series, znamená počet segmentů v sérii, m – multiplier, znamená počet tranzistorů o velikosti W/L tvořících jeden tranzistor ve schématu

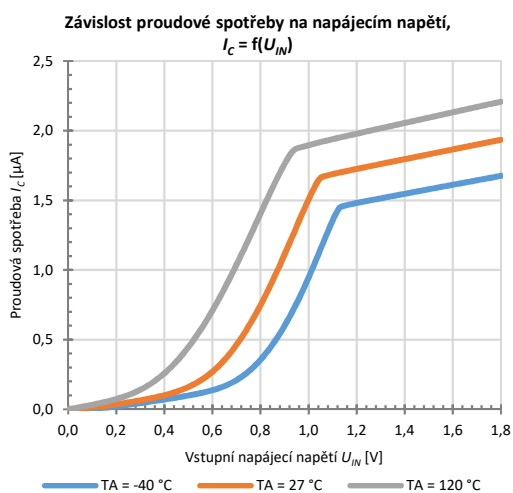
A.4.3 Typické charakteristiky popisující referenci 4



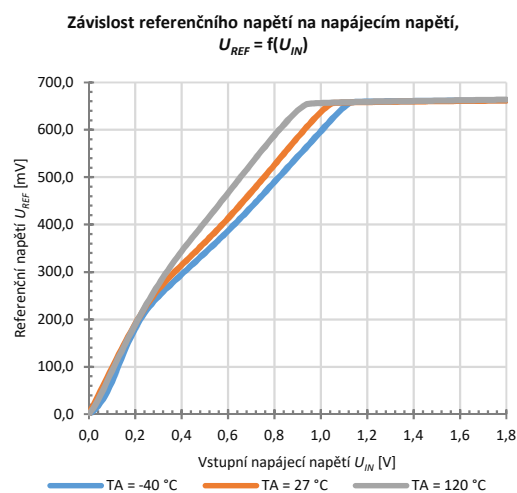
Referenční napětí vs. Teplota



Referenční napětí vs. Teplota
 $U_{IN} = 1,4$ V, 150 běhů, — $\pm 2\%$ U_{REF}



Proudová spotřeba vs. Napájecí napětí



Referenční napětí vs. Napájecí napětí



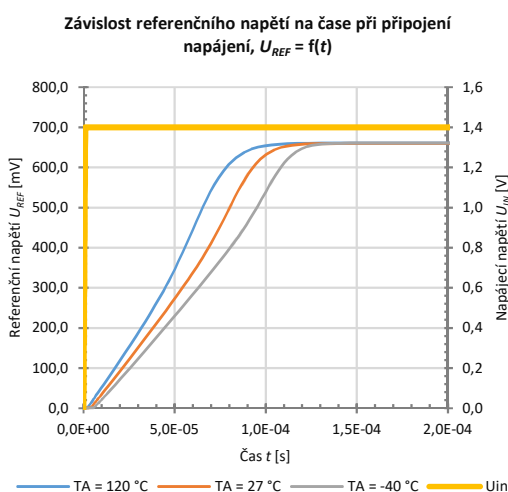
Spektrální hustota šumu ref. napětí

$T_A = 27\text{ °C}, U_{IN} = 1,4\text{ V}$



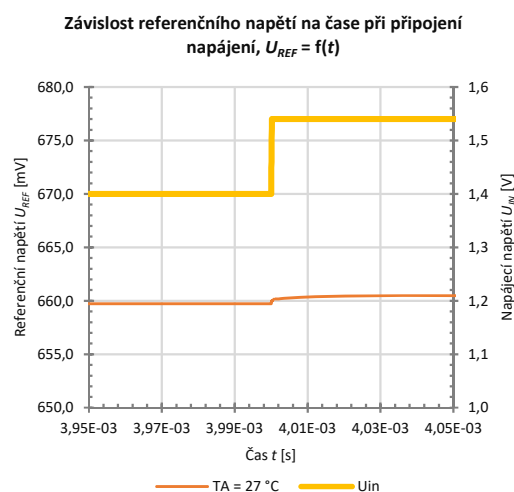
Potlačení zvlínění napájecího napětí

$T_A = 27\text{ °C}, U_{IN} = 1,4\text{ V}$



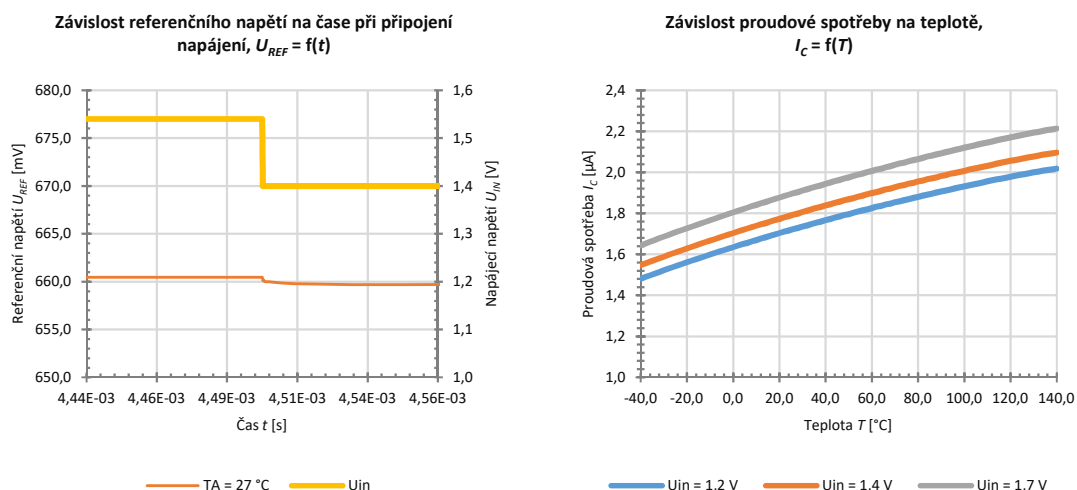
Odezva na připojení napájení

rychlost náběhu 1V/ μs



Odezva na změnu napájecího napětí o +10 %

rychlost náběhu 1V/ μs

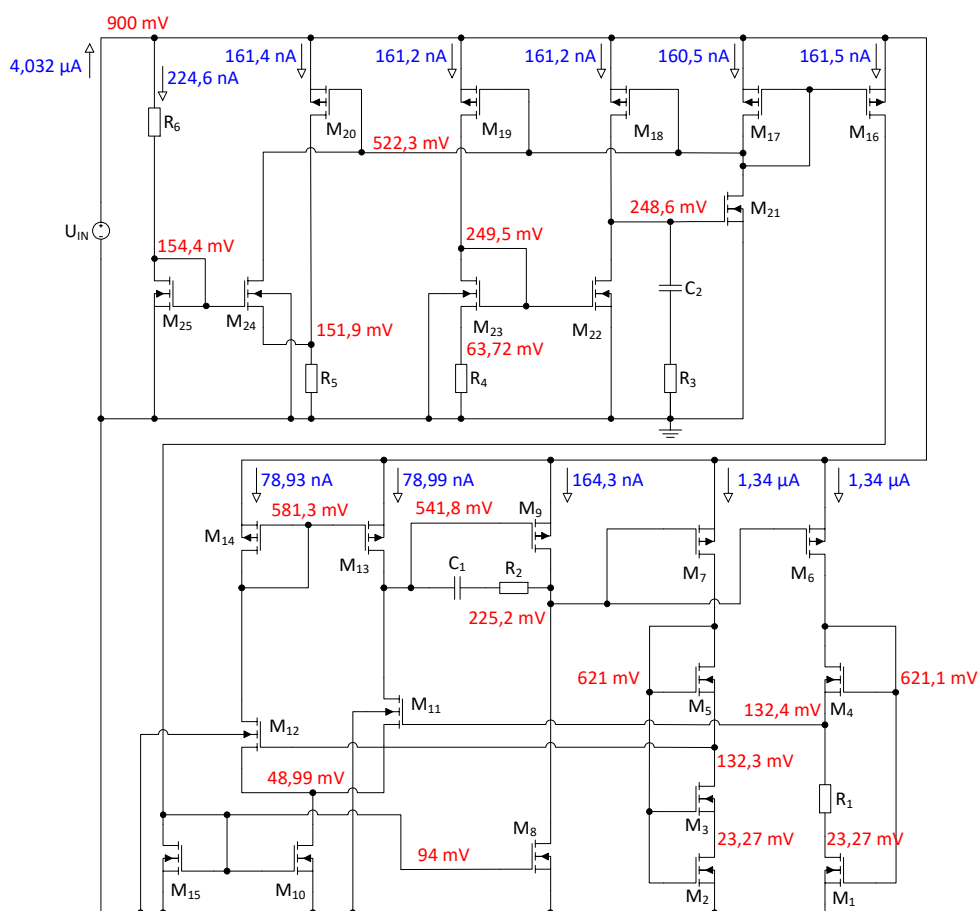


Odezva na změnu napájení z +10 % na nom. hodnotu
rychlost sestupu 1V/μs

Proudová spotřeba vs. Teplota

A.5 Reference 5 Kompenzace CTAT U_{GS} napětí PTAT proudem, typ 3

A.5.1 Klidový pracovní bod reference 5 pro teplotu okolí $T_A = 27\text{ °C}$



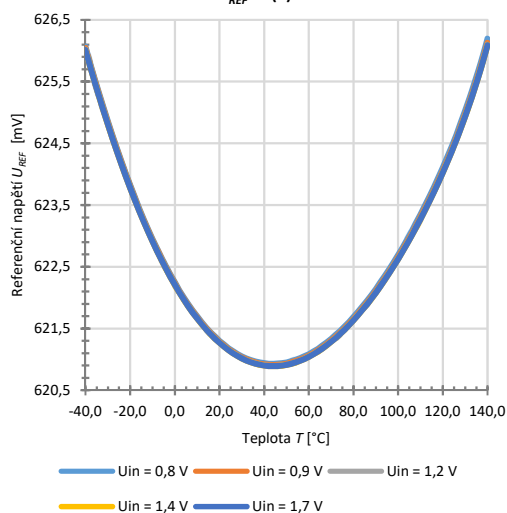
A.5.2 Parametry součástek reference 5 po optimalizaci

Součástka	Sym.	W	L	Jed.	ns	m	Hodnota	Jed.	typ
Odpor	R ₁	3,7	69,1	[μm]	63		81,2	[kΩ]	rnplus
Odpor	R ₂	0,5	20	[μm]	10		488	[kΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₃	0,45	30	[μm]	4		316	[kΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₄	0,45	30	[μm]	5		395	[kΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₅	0,5	20	[μm]	20		936	[kΩ]	rppolyhr
Odpor	R ₆	0,45	30	[μm]	42		3,32	[MΩ]	rppolyhr
MOS tranzistor	M ₁	5	17	[μm]		3			nmos1p8v
MOS tranzistor	M ₂	5	17	[μm]		3			nmos1p8v
MOS tranzistor	M ₃	5	17	[μm]		1			nmos1p8v iso
MOS tranzistor	M ₄	5	17	[μm]		3			nmos1p8v iso
MOS tranzistor	M ₅	5	17	[μm]		3			nmos1p8v iso
MOS tranzistor	M ₆	12	12	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₇	12	12	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₈	10	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₉	17	10	[μm]		2			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₁₀	10	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₁	20	10	[μm]		2			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₂	20	10	[μm]		2			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₃	17	10	[μm]		2			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₁₄	17	10	[μm]		2			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₁₅	10	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₆	10	4	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₁₇	10	4	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₁₈	10	4	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₁₉	10	4	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₂₀	10	4	[μm]		1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₂₁	2	20	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₂₂	2	20	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₂₃	2	20	[μm]		4			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₂₄	2	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₂₅	2	2	[μm]		1			nmoslvt1p8v
Kondenzátor	C ₁	40	23	[μm]			8	[pF]	cpnw1p8v
Kondenzátor	C ₂	28,7	28	[μm]			7	[pF]	cpnw1p8v

pozn.: ns – *number in series*, znamená počet segmentů v sérii, m – *multiplier*, znamená počet tranzistorů o velikosti W/L tvořících jeden tranzistor ve schématu

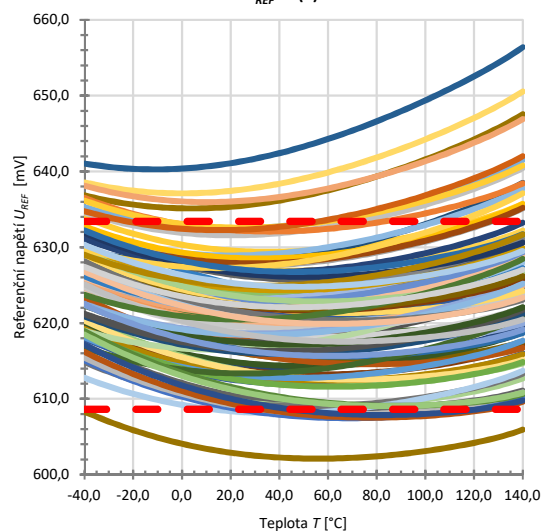
A.5.3 Typické charakteristiky popisující referenci 5

Závislost referenčního napětí na teplotě,
 $U_{REF} = f(T)$



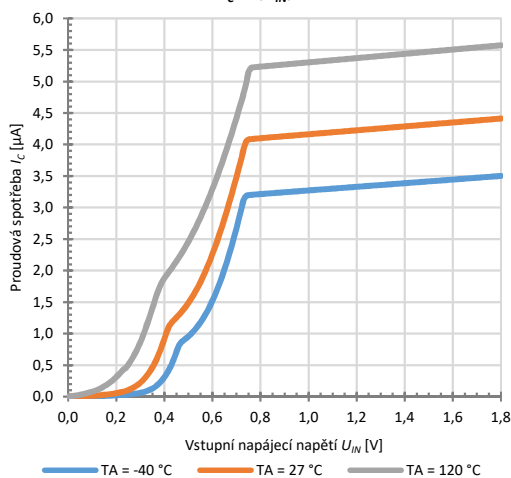
Referenční napětí vs. Teplota

Závislost referenčního napětí na teplotě,
 $U_{REF} = f(T)$



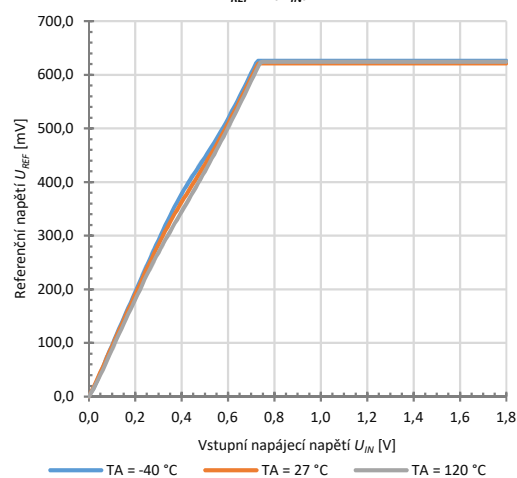
Referenční napětí vs. Teplota
 $U_{IN} = 0,9$ V, 150 běhů, — $\pm 2\%$ U_{REF}

Závislost proudové spotřeby na napájecím napětí,
 $I_C = f(U_{IN})$



Proudová spotřeba vs. Napájecí napětí

Závislost referenčního napětí na napájecím napětí,
 $U_{REF} = f(U_{IN})$



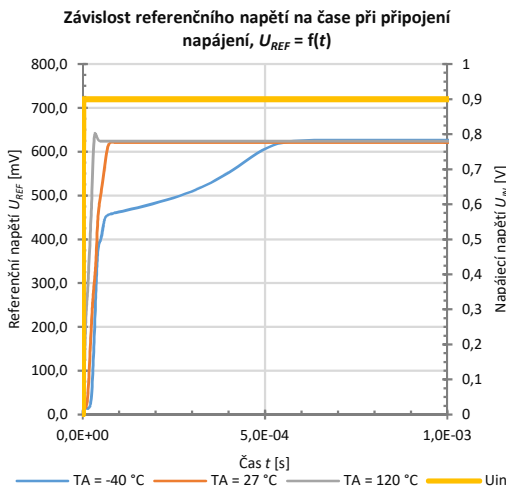
Referenční napětí vs. Napájecí napětí



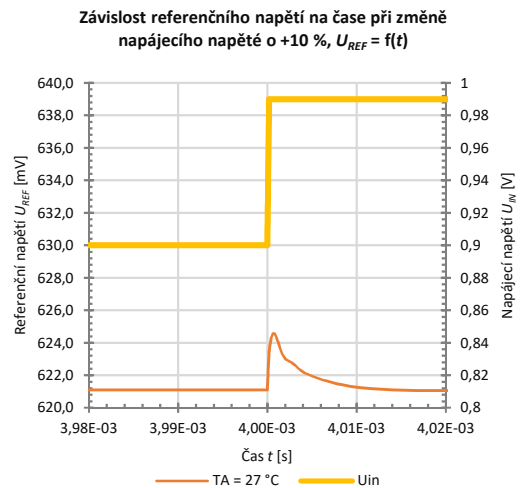
Spektrální hustota šumu ref. napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 0,9\text{ V}$



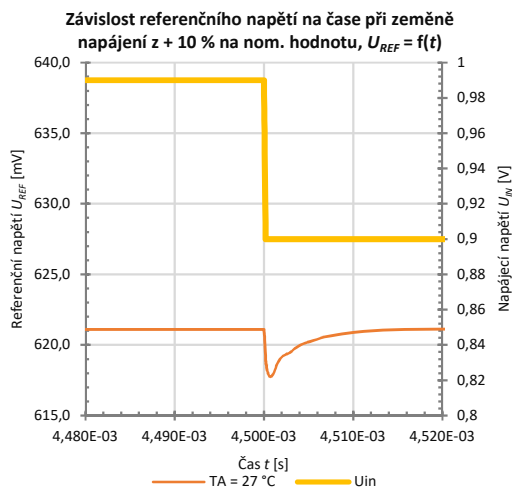
Potlačení zvlňení napájecího napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 0,9\text{ V}$



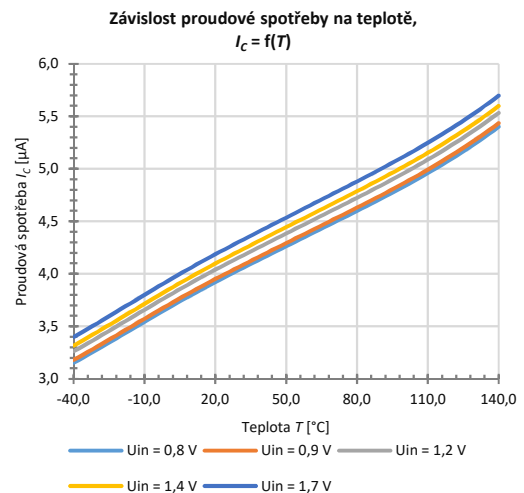
Odezva na připojení napájení
 rychlost náběhu $1\text{ V}/\mu\text{s}$



Odezva na změnu napájecího napětí o +10 %
 rychlost náběhu $1\text{ V}/\mu\text{s}$



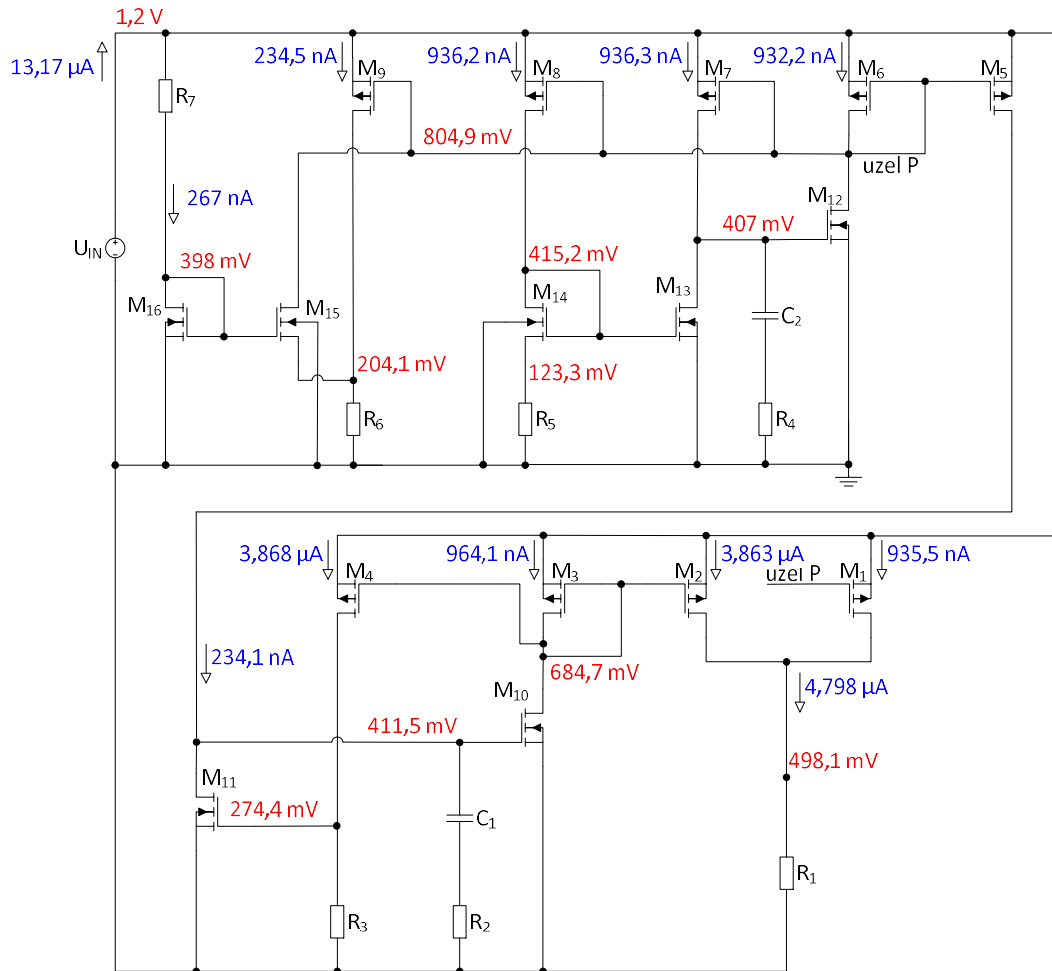
Odezva na změnu napájení z +10 % na nom. hodnotu
 rychlost sestupu $1\text{ V}/\mu\text{s}$



Proudová spotřeba vs. Teplota

A.6 Reference 6 Kompenzace PTAT proudu CTAT proudem

A.6.1 Klidový pracovní bod reference 6 pro teplotu okolí $T_A = 27^\circ\text{C}$



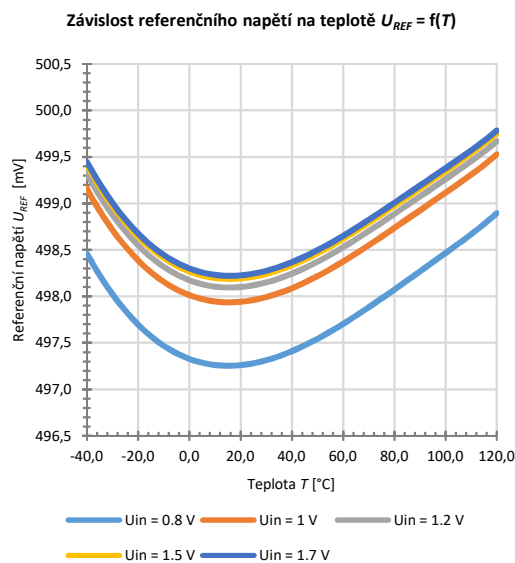
A.6.2 Parametry součástek reference 6 po optimalizaci

Součástka	Sym.	W	L	jed.	ns	m	Hodnota	jed.	typ
Odpor	R ₁	2	30	[μm]	100	103	[k Ω]		rnplus
Odpor	R ₂	0,45	20	[μm]	6	316	[k Ω]		rppolyhr
Odpor	R ₃	2	59,1	[μm]	35	70,7	[k Ω]		rnplus
Odpor	R ₄	0,45	20	[μm]	6	316	[k Ω]		rppolyhr
Odpor	R ₅	2	59,1	[μm]	65	131	[k Ω]		rnplus
Odpor	R ₆	0,45	30	[μm]	11	870	[k Ω]		rppolyhr
Odpor	R ₇	0,45	30	[μm]	38	3,00	[M Ω]		rppolyhr
MOS tranzistor	M ₁	22	8	[μm]		4			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₂	22	8	[μm]		4			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₃	22	8	[μm]		1			pmos1p8v

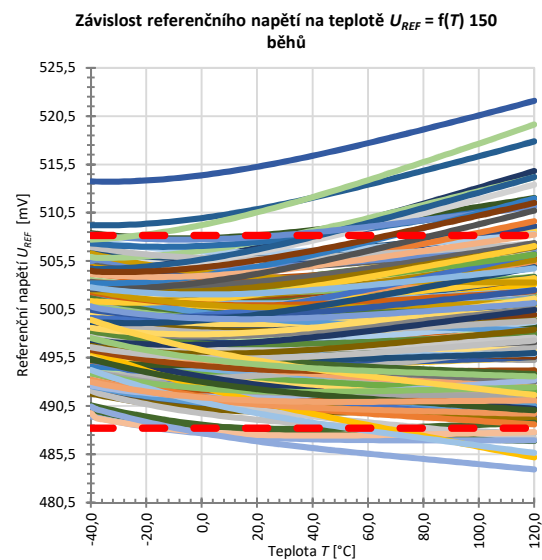
MOS tranzistor	M ₄	22	8	[μm]	4		pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₅	22	8	[μm]	1		pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₆	22	8	[μm]	4		pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₇	22	8	[μm]	4		pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₈	22	8	[μm]	4		pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₉	22	8	[μm]	1		pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₁₀	2	20	[μm]	1		nmos1vt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₁	2	20	[μm]	1		nmos1vt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₂	2	20	[μm]	1		nmos1vt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₃	1,89	20	[μm]	1		nmos1vt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₄	1,89	20	[μm]	4		nmos1vt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₅	2	2	[μm]	1		nmos1vt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₆	2	2	[μm]	1		nmos1vt1p8v
Kondenzátor	C ₁	28	28	[μm]	7	[pF]	cpnw1p8v
Kondenzátor	C ₂	28	28	[μm]	7	[pF]	cpnw1p8v

pozn.: ns – *number in series*, znamená počet segmentů v sérii, m – *multiplier*, znamená počet tranzistorů o velikosti W/L tvořících jeden tranzistor ve schématu

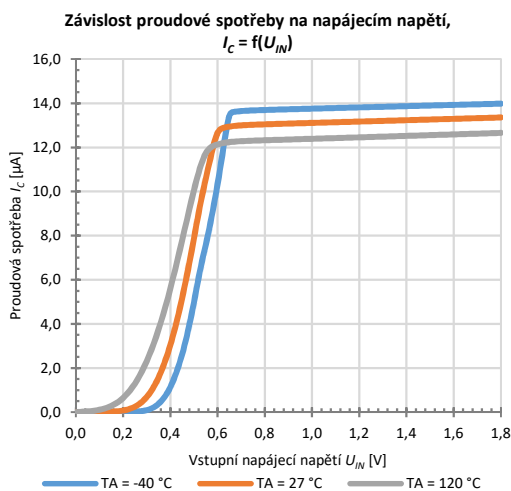
A.6.3 Typické charakteristiky popisující referenci 6



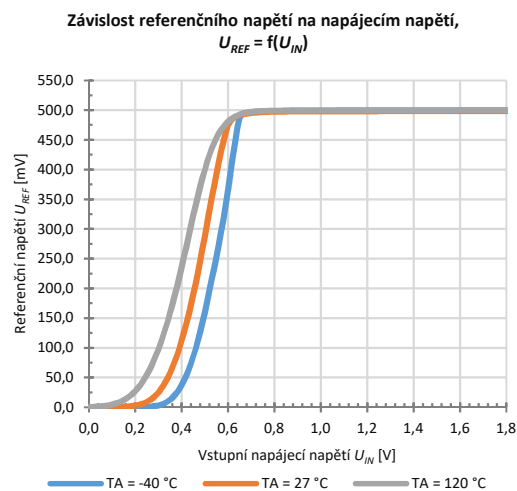
Referenční napětí vs. Teplota



Referenční napětí vs. Teplota
 $U_{IN} = 1,2\text{ V}$, 150 běhů, — $\pm 2\% U_{REF}$



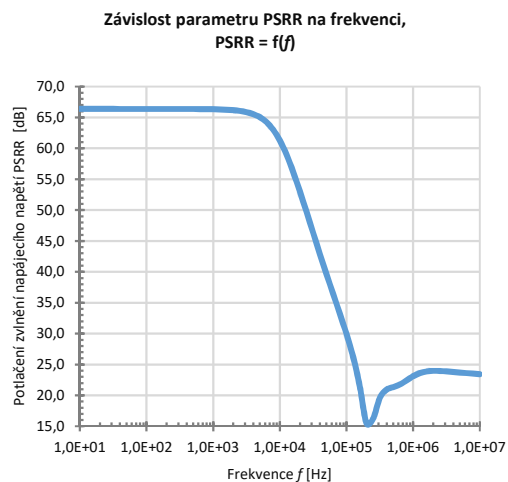
Proudová spotřeba vs. Napájecí napětí



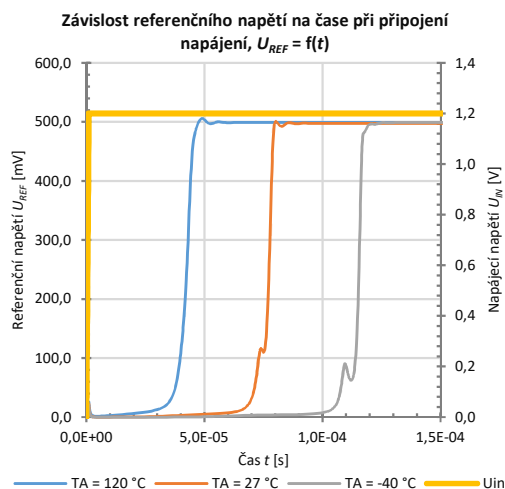
Referenční napětí vs. Napájecí napětí



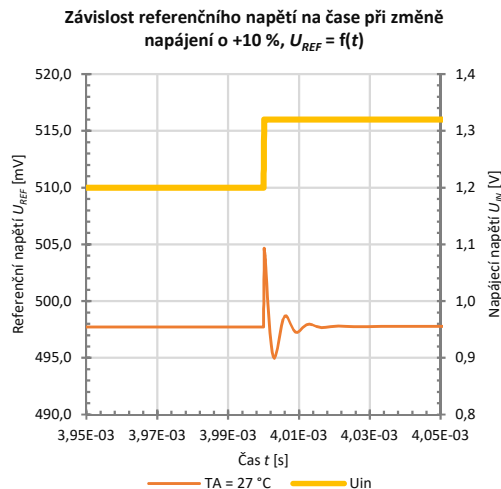
Spektrální hustota šumu ref. napětí
 $T_A = 27$ °C, $U_{IN} = 1,2$ V



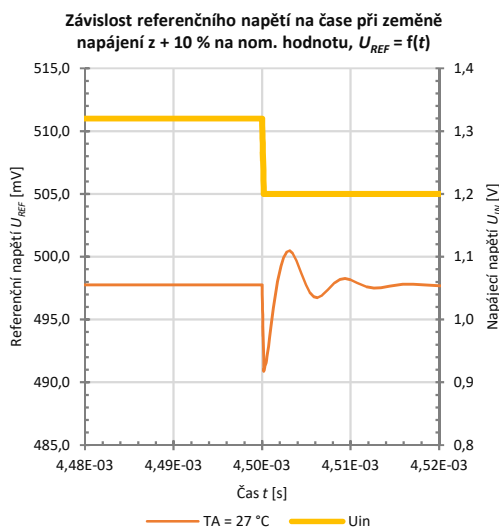
Potlačení zvlnění napájecího napětí
 $T_A = 27$ °C, $U_{IN} = 1,2$ V



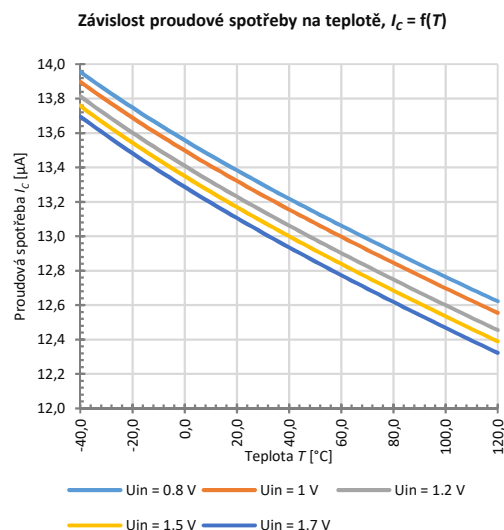
Odezva na připojení napájení
rychlost náběhu 1V/ μ s



Odezva na změnu napájecího napětí o +10 %
rychlost náběhu 1V/ μ s



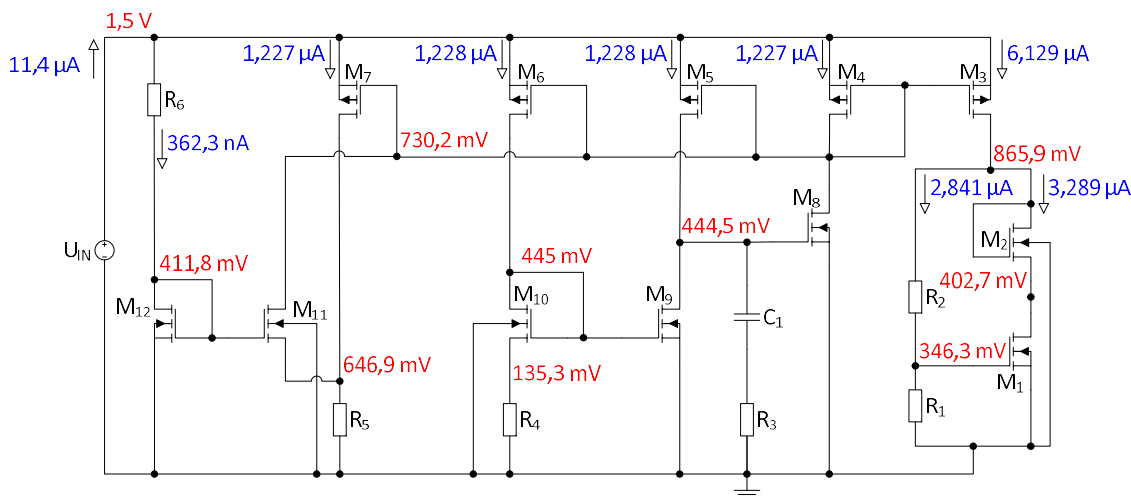
Odezva na změnu napájení z +10 % na nom. hodnotu
rychlost sestupu 1V/ μ s



Proudová spotřeba vs. Teplota

A.7 Reference 7 Referenční napětí jako rozdíl dvou U_{GS} napětí

A.7.1 Klidový pracovní bod reference 7 pro teplotu okolí $T_A = 27^\circ\text{C}$



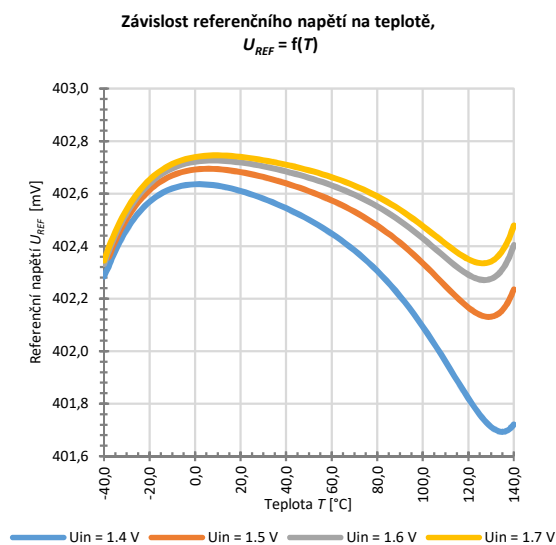
A.7.2 Parametry součástek reference 7 po optimalizaci

Součástka	Sym.	W	L	Jed.	ns	m	Hodnota	Jed.	typ
Odpor	R ₁	1	30	[μ m]	60	121	[k Ω]	rnplus	
Odpor	R ₂	1	30	[μ m]	90	182	[k Ω]	rnplus	
Odpor	R ₃	0,45	20	[μ m]	6	316	[k Ω]	rppolyhr	
Odpor	R ₄	2,2	43,95	[μ m]	80	110	[k Ω]	rnplus	
Odpor	R ₅	0,45	20	[μ m]	10	527	[k Ω]	rppolyhr	

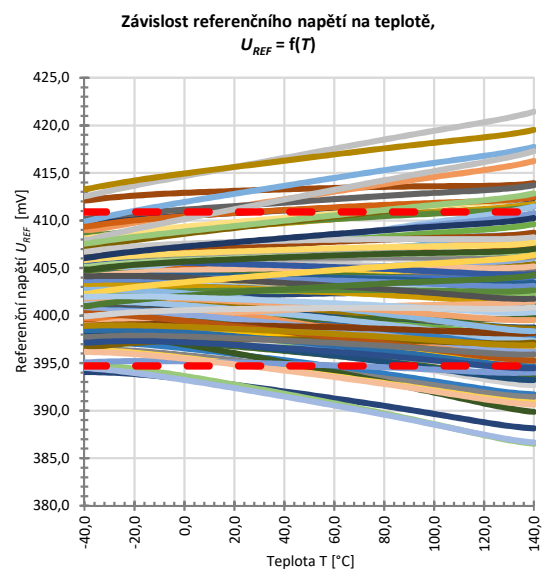
Odpor	R ₆	0,45	30	[μm]	38	3,00	[MΩ]	rppolyhr
MOS tranzistor	M ₁	2,42	8	[μm]	2			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₂	2,42	8	[μm]	1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₃	10	20	[μm]	5			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₄	10	20	[μm]	1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₅	10	20	[μm]	1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₆	10	20	[μm]	1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₇	10	20	[μm]	1			pmos1p8v
MOS tranzistor	M ₈	2	20	[μm]	1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₉	2	20	[μm]	1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₀	2	20	[μm]	4			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₁	2	2	[μm]	1			nmoslvt1p8v
MOS tranzistor	M ₁₂	2	2	[μm]	1			nmoslvt1p8v
Kondenzátor	C ₁	28,7	28	[μm]	7		[pF]	cpnw1p8v

pozn.: ns – *number in series*, znamená počet segmentů v sérii, m – *multiplier*, znamená počet tranzistorů o velikosti W/L tvořících jeden tranzistor ve schématu

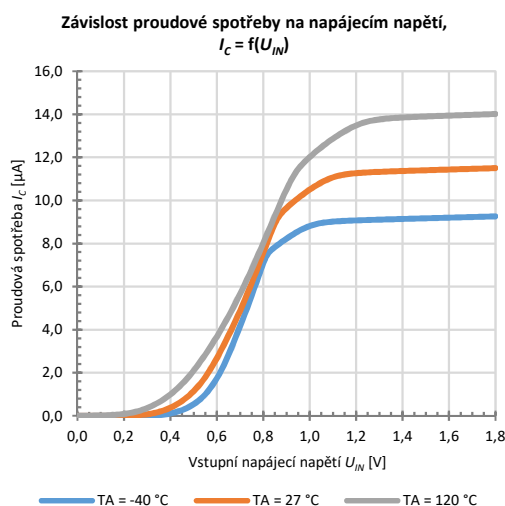
A.7.3 Typické charakteristiky popisující referenci 7



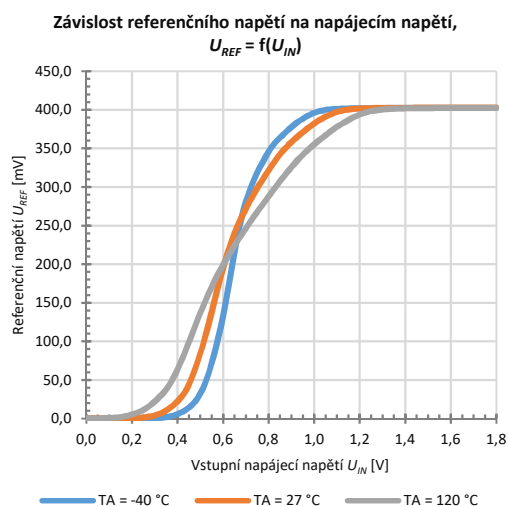
Referenční napětí vs. Teplota



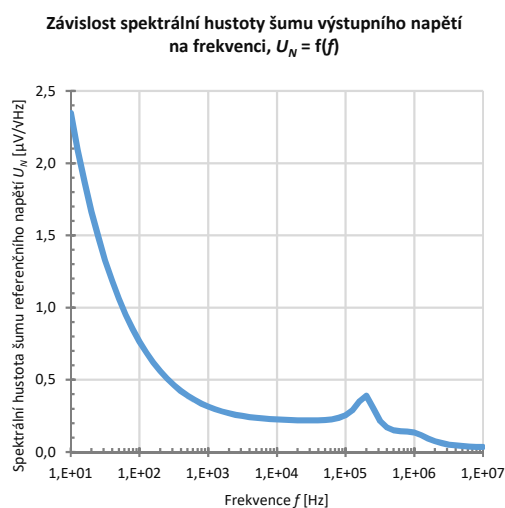
Referenční napětí vs. Teplota
 $U_{IN} = 1,5 \text{ V}$, 150 běhů, — ±2 % U_{REF}



Proudová spotřeba vs. Napájecí napětí



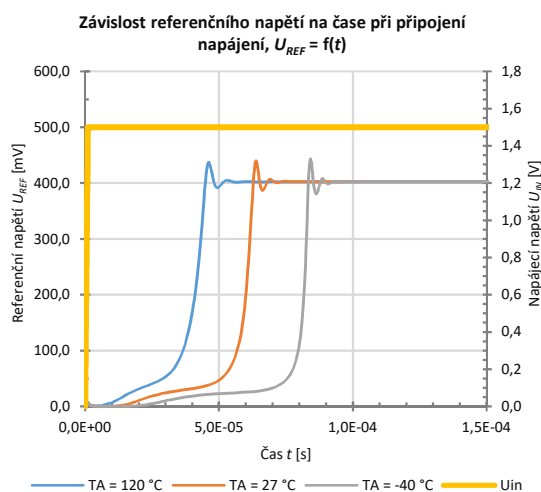
Referenční napětí vs. Napájecí napětí



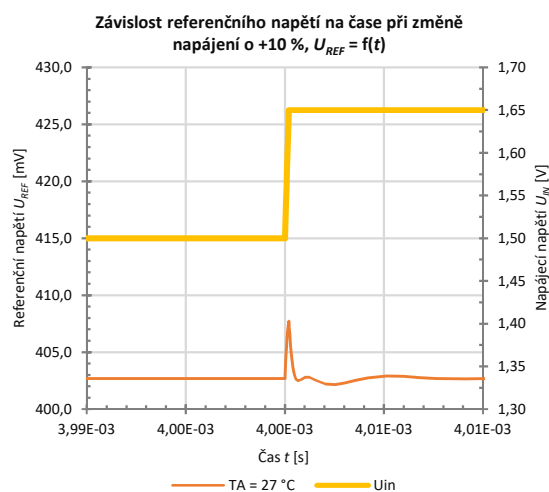
Spektrální hustota šumu ref. napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,5\text{ V}$



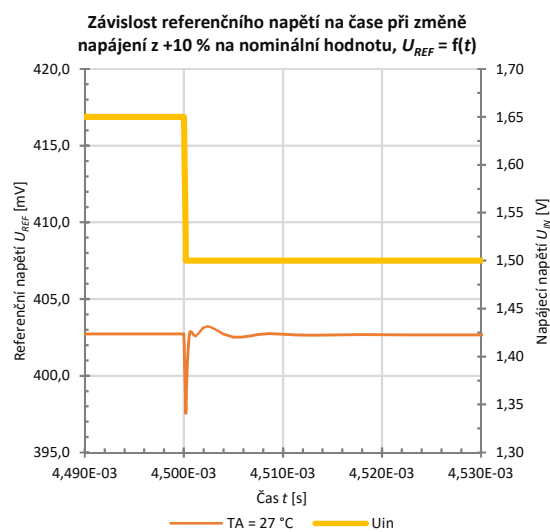
Potlačení zvlňení napájecího napětí
 $T_A = 27^\circ\text{C}$, $U_{IN} = 1,5\text{ V}$



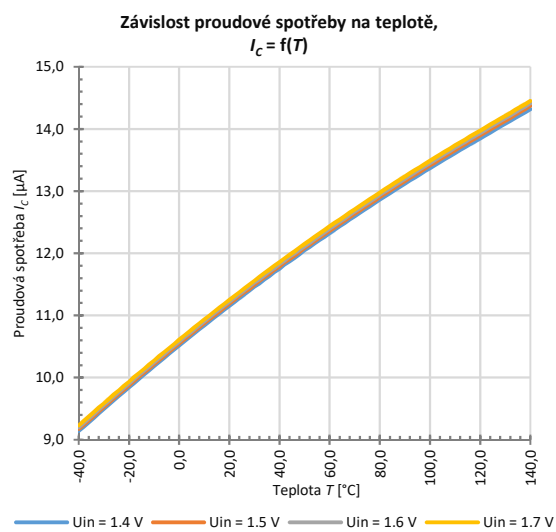
Odezva na připojení napájení
 rychlost náběhu 1V/ μ s



Odezva na změnu napájecího napětí o +10 %
 rychlost náběhu 1V/ μ s



Odezva na změnu napájení z +10 % na nom. hodnotu rychlost sestupu 1V/ μ s



Proudová spotřeba vs. Teplota