



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH PŘESNÉ NAPĚŤOVÉ REFERENCE S VELMI MALOU SPOTŘEBOU V TECHNOLOGII BICMOS 180 NM

DESIGN OF ULTRA-LOW CURRENT CONSUMPTION PRECISE VOLTAGE REFERENCE IN 180 NM BICMOS
TECHNOLOGY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jiří Varhaník

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Prokop, Ph.D.

BRNO 2023

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Jiří Varhaník

ID: 211246

Ročník: 2

Akademický rok: 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Návrh přesné napěťové reference s velmi malou spotřebou v technologii BiCMOS 180 nm

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte různé druhy napěťových referencí s ohledem na jejich přesnost z hlediska výrobního rozptylu a teplotní stálosti ve vztahu k celkové spotřebě. Pomocí simulací ověřte jejich parametry a vyberte nejvhodnější topologii. Dále prostudujte možnosti snížení spotřeby obvodu se zachováním dostatečné přesnosti bez nutnosti trimování. V prostředí Cadence Virtuoso na dané technologii navrhnete reálný systém napěťové reference na tranzistorové úrovni.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 6.2.2023

Termín odevzdání: 23.5.2023

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

doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá analýzou šumu a přesnosti integrovaných obvodů pro teplotně stabilní referenční zdroje napětí. Dále popisuje jednotlivé zdroje šumu. V první části diplomové práce byly realizovány tři možnosti provedení napěťové reference, s výsledným shrnutím dosažených parametrů. Druhá část práce se zabývá návrhem spínané reference, včetně zdrojových a ovládacích signálů. Výsledkem práce jsou odsimulované průběhy se stanovenou přesností při nízké spotřebě obvodu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Napěťová reference, spínaná napěťová reference, šum, přesnost, stabilita, slabá inverze, depleční reference, proudová reference, oscilátor, nízká spotřeba.

ABSTRACT

The diploma thesis deals with the analysis of noise and accuracy of integrated circuits for temperature stable reference voltage sources. It also describes the individual noise sources. In the first part of the thesis, three variants for the implementation of the voltage reference were tested, with a summary of the achieved parameters. The second part of the diploma thesis deals with the design of the switching reference, including source and control signals. The results of the work are presenting simulated waveforms with a specified accuracy at low circuit consumption.

KEYWORDS

Voltage reference, switched voltage reference, noise, accuracy, stability, weak inversion, depletion reference, current reference, oscillator for switched signals, low power consumption.

VARHANÍK, Jiří. *Návrh přesné napěťové reference s velmi malou spotřebou v technologii BiCMOS 180 nm*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2023, 92 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Roman Prokop, Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora: Bc. Jiří Varhaník
VUT ID autora: 211246
Typ práce: Diplomová práce
Akademický rok: 2022/23
Téma závěrečné práce: Návrh přesné napěťové reference s velmi malou spotřebou v technologii BiCMOS 180 nm

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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 autorského 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.

Brno

.....

podpis autora*

*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

PODĚKOVÁNÍ

V první řadě bych rád bych poděkoval panu Ing. Romanu Prokopovi, Ph.D. jakožto vedoucímu diplomové práce za jeho vedení práce v rámci fakulty.

Dále bych rád poděkoval panu Ing. Janu Matějovi za jeho odborné vedení, cenné rady a připomínky při psaní této práce doprovázené pozitivním přístupem a trpělivostí.

V neposlední řadě si velice vážím možnosti realizace diplomové práce pro firmu **onsemi**. Rovněž bych chtěl touto cestou poděkovat své rodině a blízkým za jejich podporu během celého studia.

Obsah

Úvod	13
1 Šum	14
1.1 Integrální hodnota šumu	14
1.2 Spektrální hustota šumu	15
1.3 Součet příspěvků zdrojů šumu	16
1.4 Zdroje šumu	16
1.4.1 Odpor	17
1.4.2 MOS tranzistor	17
1.4.3 Bipolární tranzistor	18
1.5 Šumová analýza	19
2 Přesnost návrhu	20
2.1 Přesnost odporů	21
3 Napěťové reference	22
3.1 Bandgap napěťové reference	22
3.2 Napěťová reference typu Brokaw	23
3.3 CMOS ve slabé inverzi	25
3.4 Depletiční reference	26
4 Reference s bipolárními tranzistory	28
4.1 Schéma simulovaného zapojení	29
4.2 Vzorové výpočty k nastavení reference	29
4.3 Výsledky simulací	29
4.3.1 DC - závislost referenčního napětí na teplotě	30
4.3.2 DC - závislost referenčního napětí na napájecím napětí	31
4.3.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh	31
4.3.4 Noise - šum	32
4.3.5 Přehled výsledků simulací	33
4.4 Parametry použitých součástek	34
5 Reference s tranzistory ve slabé inverzi	35
5.1 Schéma simulovaného zapojení	36
5.2 Vzorové výpočty k nastavení reference	36
5.3 Výsledky simulací	36
5.3.1 DC - závislost referenčního napětí na teplotě	37
5.3.2 DC - závislost referenčního napětí na napájecím napětí	38

5.3.3	Monte Carlo a dcmatch - souběh	38
5.3.4	Noise - šum	40
5.3.5	Přehled výsledků simulací	42
5.4	Parametry použitých součástek	44
6	Depletiční reference	46
6.1	Schéma simulovaného zapojení	46
6.2	Výsledky simulací	46
6.2.1	DC - závislost referenčního napětí na teplotě	47
6.2.2	DC - závislost referenčního napětí na napájecím napětí	48
6.2.3	Monte Carlo a dcmatch - souběh	49
6.2.4	Noise - šum	50
6.2.5	Přehled výsledků simulací	52
6.3	Parametry použitých součástek	53
7	Shrnutí zkoumaných referencí	54
8	Design spínané napěťové reference	55
8.1	Schéma simulovaného zapojení	56
8.2	Vstupní a výstupní signály	56
8.3	Výsledky simulací	57
8.3.1	Závislost referenčního napětí na teplotě	57
8.3.2	Závislost referenčního napětí na napájecím napětí	57
8.3.3	Monte Carlo a dcmatch - souběh	58
8.3.4	Frekvenční charakteristika - stabilita	58
8.3.5	Noise - šum	59
8.4	Shrnutí výsledků a simulací	60
9	Design proudové reference	61
9.1	Vstupní a výstupní signály	61
9.2	Schéma simulovaného zapojení	62
9.3	Výsledky simulací	62
9.3.1	Závislost referenčního proudu na teplotě	63
9.3.2	Závislost referenčního proudu na napájecím napětí	63
9.3.3	Monte Carlo a dcmatch - souběh	64
9.3.4	Frekvenční charakteristika - stabilita	64
9.3.5	Časový průběh I_{REF} při startu bloku	65
9.3.6	Časový průběh signálu START_INJ při startu bloku	65
9.3.7	Časový průběh I_{REF} při spínání signálem EXT_EN	66
9.4	Shrnutí výsledků a simulací	67

10 Design oscilátoru pro řídicí signály	68
10.1 Vstupní a výstupní signály	68
10.2 Schéma simulovaného zapojení	69
10.3 Výsledky simulací	69
10.3.1 Časový průběh vygenerovaného signálu EN	70
10.3.2 Časový průběh vygenerovaného signálu TRG	70
10.3.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh	71
10.3.4 Časový průběh reakce obvodu na výpadek napájení	72
10.3.5 Časový průběh reakce obvodu na signál EXT_EN	73
10.4 Shrnutí výsledků a simulací	74
11 Zapojení TOP úrovně	75
11.1 Blokové schéma simulovaného zapojení	75
11.2 Vstupní, výstupní a řídicí signály	75
11.3 Výsledky simulací	76
11.3.1 Časový průběh referenčního napětí	76
11.3.2 Časový průběh vygenerovaného signálu EN	77
11.3.3 Časový průběh vygenerovaného signálu TRG	77
11.3.4 Časový průběh vygenerovaného signálu START_INJ	78
11.3.5 Časový průběh reakce obvodu na výpadek napájení	78
11.3.6 Časový průběh reakce obvodu na signál EXT_EN	79
11.3.7 Monte Carlo - souběh	81
11.4 Shrnutí výsledků a simulací	83
Závěr	84
Literatura	86
Seznam symbolů a zkratk	87
Seznam příloh	89
A Zapojení bloku napěťové reference	90
B Zapojení bloku proudové reference	91
C Zapojení bloku oscilátoru	92

Seznam obrázků

1.1	Šumové spektrum.	14
1.2	Reálné šumové spektrum.	15
1.3	Nekorelované a korelované šumové příspěvky.	16
1.4	Modely pro jednotlivé šumové příspěvky odporu.	17
1.5	Model pro šumový příspěvek MOS tranzistoru.	18
1.6	Model pro jednotlivé šumové příspěvky bipolárního tranzistoru.	18
2.1	Hustota normálového rozložení pravděpodobností.	20
3.1	Brokawova bandgap buňka - určení závislosti proudů I_C	23
3.2	Brokawova bandgap buňka - závislost proudů I_{C0} a I_{C1}	24
3.3	Brokawova bandgap buňka.	25
3.4	CMOS - exponenciální oblast slabé inverze (weak inversion).	26
3.5	Depletiční reference.	26
4.1	Simulované schéma reference.	29
4.2	Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_C = 100$ nA.	30
4.3	Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_C = 1$ μ A.	30
4.4	Závislost referenčních napětí na napájecím napětí.	31
4.5	Histogram rozptylu referenčního napětí pro $I_C = 100$ nA.	31
4.6	Histogram rozptylu referenčního napětí pro $I_C = 1$ μ A.	32
4.7	Závislost šumových napětí na frekvenci.	32
5.1	Simulované schéma reference.	36
5.2	Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_D = 100$ nA.	37
5.3	Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_D = 1$ μ A.	37
5.4	Závislost referenčních napětí na napájecím napětí.	38
5.5	Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 100$ nA a $Area_t = 100$	38
5.6	Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 100$ nA a $Area_t = 1000$	39
5.7	Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 1$ μ A a $Area_t = 100$	39
5.8	Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 1$ μ A a $Area_t = 1000$	39
5.9	Závislost šumových napětí na frekvenci pro $I_D = 100$ nA.	40
5.10	Závislost šumových napětí na frekvenci pro $I_D = 1$ μ A.	41
6.1	Simulované schéma reference.	46
6.2	Závislost U_{ref} na teplotě pro $I_D = 200$ nA.	47
6.3	Závislost U_{ref} na teplotě pro $I_D = 40,5$ nA.	47
6.4	Závislost U_{ref} na teplotě pro $I_D = 39,99$ nA a větší rozměry.	48
6.5	Závislost referenčních napětí na napájecím napětí.	48
6.6	Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 200$ nA.	49
6.7	Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 40,5$ nA.	49
6.8	Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 39,99$ nA a větší rozměry.	50

6.9	Závislost šumových napětí na frekvenci.	51
8.1	Schéma simulovaného zapojení spínané napěťové reference.	56
8.2	Závislost U_{REF} na teplotě pro $U_{DD} = 3,3$ V.	57
8.3	Závislost U_{REF} na U_{DD} pro vybrané teploty.	57
8.4	Histogram rozptylu U_{REF} pro $U_{DD} = 3,3$ V a $T = 27$ °C.	58
8.5	Frekvenční charakteristika napěťové reference.	59
8.6	Závislost šumového napětí na frekvenci.	59
9.1	Schéma zapojení proudové reference bez startovacího obvodu.	62
9.2	Schéma zapojení startovacího obvodu proudové reference.	62
9.3	Závislost I_{REF} na teplotě pro $U_{DD} = 3,3$ V.	63
9.4	Závislost I_{REF} na U_{DD} pro zvolené teploty.	63
9.5	Histogram rozptylu I_{REF} pro $U_{DD} = 3,3$ V a $T = 27$ °C.	64
9.6	Frekvenční charakteristika proudové reference pro $U_{DD} = 3,3$ V.	65
9.7	Časový průběh I_{REF} při startu reference pro $U_{DD} = 3,3$ V.	65
9.8	Časový průběh signálu $START_INJ$ pro $U_{DD} = 3,3$ V.	66
9.9	Časový průběh signálu EXT_EN pro $U_{DD} = 3,3$ V.	66
10.1	Schéma simulovaného zapojení oscilátoru část první.	69
10.2	Schéma simulovaného zapojení oscilátoru část druhá.	69
10.3	Časový průběh signálu EN spouštějící napěťovou referenci.	70
10.4	Časový průběh signálu TRG spínající referenční kapacitu.	70
10.5	Histogram rozptylu periody signálu EN pro $U_{DD} = 3,3$ V.	71
10.6	Histogram rozptylu periody signálu TRG pro $U_{DD} = 3,3$ V.	71
10.7	Časový průběh řídicích signálů reagujících na výpadek napájení U_{DD}	72
10.8	Časový průběh řídicích signálů reagujících na vstupní signál EXT_EN	73
11.1	Schéma simulovaného zapojení spínané napěťové reference.	75
11.2	Časový průběh výstupního referenčního napětí U_{REF}	76
11.3	Časový průběh řídicího signálu EN spouštějícího napěťovou referenci.	77
11.4	Časový průběh řídicího signálu TRG spínajícího referenční kapacitu.	77
11.5	Časový průběh signálu $START_INJ$	78
11.6	Časový průběh řídicích signálů reagujících na výpadek napájení U_{DD}	79
11.7	Časový průběh řídicích signálů reagujících na vstupní signál EXT_EN	80
11.8	Histogram rozptylu referenčního napětí pro $U_{DD} = 3,3$ V.	81

Seznam tabulek

4.1	Výsledky analýzy dcmatch pro 1σ	32
4.2	Přehled výsledků simulací pro $I_C = 100$ nA a $U_{in} = 5$ V.	33
4.3	Přehled výsledků simulací pro $I_C = 1$ μ A a $U_{in} = 5$ V.	34
4.4	Přehled parametrů použitých součástek.	34
5.1	Výsledky analýzy dcmatch pro 1σ	40
5.2	Přehled výsledků simulací pro $I_D = 100$ nA a $Area_t = 100$	42
5.3	Přehled výsledků simulací pro $I_D = 100$ nA a $Area_t = 1000$	42
5.4	Přehled výsledků simulací pro $I_D = 1$ μ A a $Area_t = 100$	43
5.5	Přehled výsledků simulací pro $I_D = 1$ μ A a $Area_t = 1000$	43
5.6	Přehled parametrů použitých součástek pro $I_D = 100$ nA.	44
5.7	Přehled parametrů použitých součástek pro $I_D = 1$ μ A.	45
6.1	Výsledky analýzy dcmatch pro 1σ	50
6.2	Přehled výsledků simulací pro $I_C = 200$ nA.	52
6.3	Přehled výsledků simulací pro $I_C = 40,5$ nA.	52
6.4	Přehled výsledků simulací pro $I_C = 39,99$ nA a větší rozměry.	53
6.5	Přehled parametrů součástek pro $I_D = 200$ nA.	53
6.6	Přehled parametrů součástek pro $I_D = 40,5$ nA.	53
6.7	Přehled parametrů součástek pro $I_D = 39,99$ nA a větší rozměr.	53
8.1	Výsledky odchylek dcmatch s porovnáním s MC pro $T = 27$ °C.	58
8.2	Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3$ V.	60
9.1	Výsledky odchylek dcmatch s porovnáním s MC pro $T = 27$ °C.	64
9.2	Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3$ V.	67
10.1	Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3$ V.	74
11.1	Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3$ V.	83

Úvod

Tato diplomová práce se v první části věnuje problematice šumu a přesnosti, která bude využívána u simulovaných obvodů. Dále byly v teoretické části popsány různé typy napěťových referencí a následně objasněny principy, jak fungují.

Teoretický rozbor přechází k praktickému odsimulování navržených napěťových referencí z hlediska jejich teplotní závislosti, parametrů přesnosti a výrobního rozptylu. U navržených referencí se právě tyto zmíněné parametry sledují v závislosti na velikosti obvodu a jeho spotřebě. U zkoumaných referencí se práce zaměřuje hlavně na jejich přesnost při snižování spotřeby.

Ze získaných dat simulovaných referenčních obvodů v technologii ONC18 II. generace byla vybrána varianta, která dosahuje nejnižšího procesního rozptylu a nejvyšší přesnosti při zachování nízkého odběru. U zvolené varianty byla navržena další možnost snížení spotřeby využívající spínání referenčního bloku.

Druhá část diplomové práce se věnuje problematice designu spínané reference s jejími řídicími obvody. Obvody byly hierarchicky rozděleny do tří hlavních bloků, které byly konstruovány za účelem snížení jejich spotřeby při zachování hlavních funkcí.

Prvním blokem je reference, která v definovaných intervalech spíná výstupní referenční kapacitu. Ta při sepnutí zaznamená a dále udržuje referenční hodnotu napětí. Je nutné podotknout, že se referenční hodnota bude s časem měnit, z důvodu vybíjení referenční kapacity.

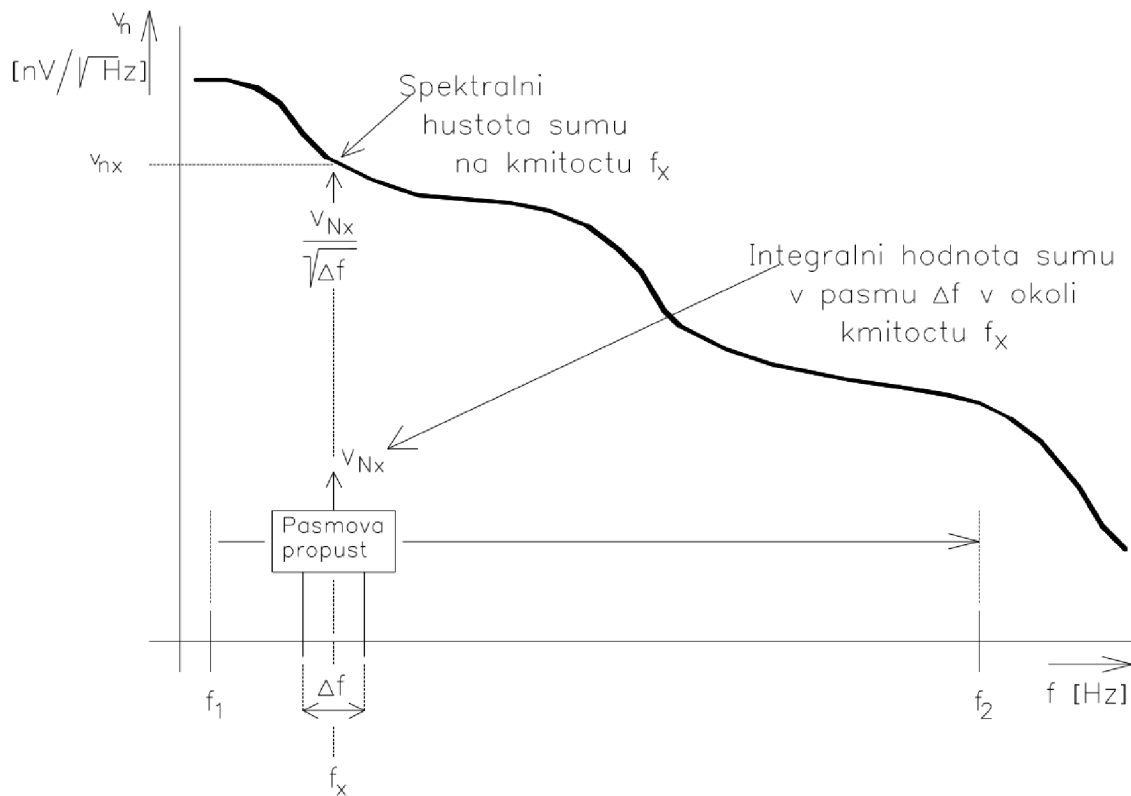
Dalším funkčním blokem je oscilátor generující obdélníkové pulsy pro spínání referenčního bloku včetně pulsu pro zaznamenání napětí na kapacitě. Délky signálů jsou definovány proudem, který nabíjí kapacitu a napětím, na které se kapacita nabíjí.

Posledním blokem je referenční proudový zdroj, který disponuje referenčním proudem s kladnou teplotní závislostí. Kladná teplotní závislost byla zvolena s myšlenkou určité kompenzace vybíjení referenční kapacity při vyšších teplotách.

Navržené bloky byly nejdříve testovány nezávisle na sobě, a následně propojeny mezi sebou na nejvyšší hierarchické úrovni (TOP) pro simulaci chování celé spínané napěťové reference.

1 Šum

Šum si lze představit jako určitý nežádoucí rušivý signál vznikající tepelnými a kvantovými jevy součástek. Je to matematicky popsateľný signál, který svou hodnotou reprezentuje šumové napětí nebo šumový proud. Protože okamžitou výchylku hodnoty šumu nelze definovat, musíme ho tedy vyjádřit statistickými veličinami jako spektrální hustota šumu nebo jeho integrální hodnota na určitém kmitočtovém pásmu.[1]



Obr. 1.1: Šumové spektrum.[1]

1.1 Integrální hodnota šumu

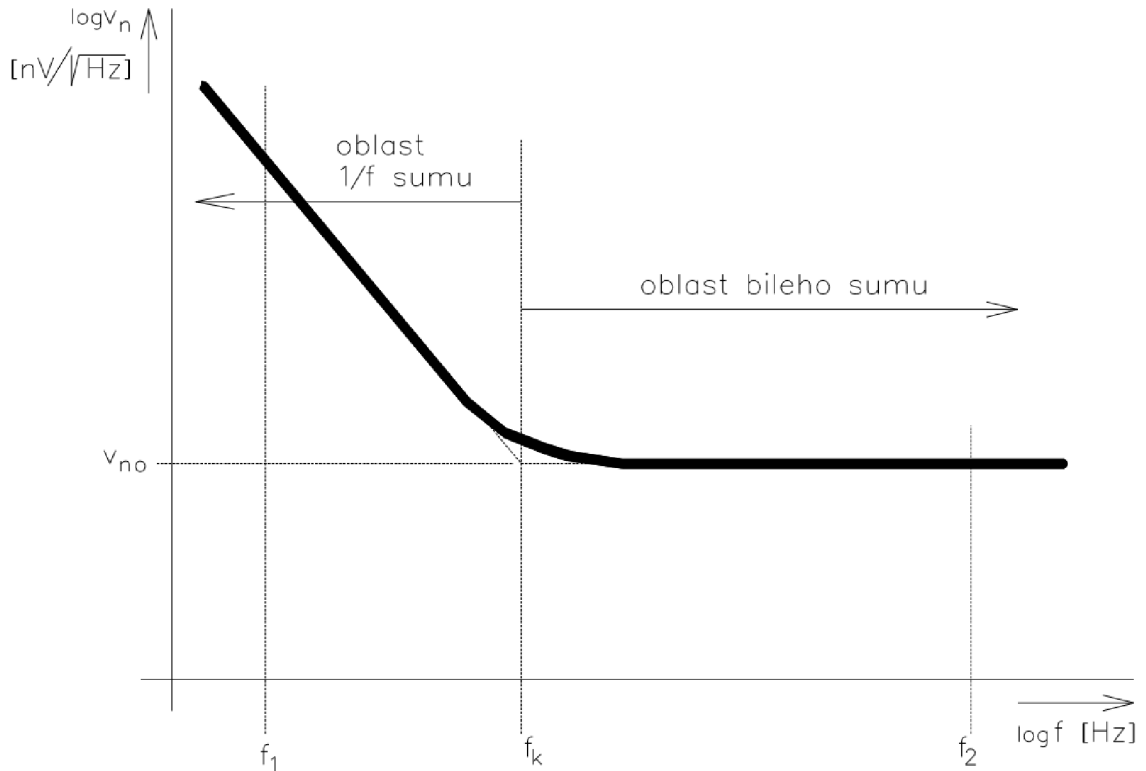
Hodnotu integrálního šumu lze stanovit z křivky spektrální hustoty šumu při rozdělení kmitočtového pásma na nekorelované diferenciály Δf (f_1-f_2). Pro hodnotu integrálního šumu U_N v kmitočtovém pásmu f_1-f_2 platí:

$$U_{N(f_1-f_2)} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} u_n^2 \cdot df}, \quad (1.1)$$

kde u_n je šumové napětí.[1]

1.2 Spektrální hustota šumu

Kmitočtové spektrum hustoty šumu u běžných součástek (bipolárních a MOS tranzistorů, odporů) se dělí do dvou oblastí. [1]



Obr. 1.2: Reálné šumové spektrum.[1]

První je oblast tzv. $\frac{1}{f}$ šumu, kde je hodnota šumového příspěvku nepřímo úměrná odmocnině kmitočtu:

$$u_n \approx \frac{1}{\sqrt{f}}. \quad (1.2)$$

Dále od tzn. lomové frekvence f_k je spektrum hustoty šumu tvořeno oblastí bílého šumu. Pro určení šumové hustoty pro celé kmitočtové pásmo pak platí:

$$u_n = u_{n0} \cdot \sqrt{1 + \frac{f_k}{f}}, \quad (1.3)$$

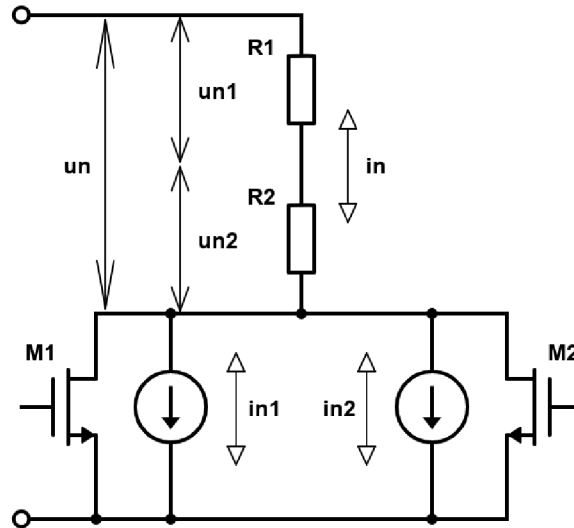
kde u_{n0} je spektrální hustota v oblasti bílého šumu, f_k je lomová frekvence $\frac{1}{f}$ šumu.[1]

Výsledná integrální hodnota šumu když platí $f_2 \gg f_1$:

$$U_N = u_{n0} \sqrt{f_2 + f_k \cdot \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right)} \quad (1.4)$$

1.3 Součet příspěvků zdrojů šumu

Šum lze sčítat dvěma způsoby v závislosti na jeho vzájemném ovlivňování. Proto byly zavedeny tzv. korelované (závislé) a nekorelované (nezávislé) příspěvky šumu.



Obr. 1.3: Nekorelované a korelované šumové příspěvky.[1]

Pokud například existují dva zdroje šumu, které se navzájem neovlivňují, ale jejich nekorelovaný šumový příspěvek (i_{n1} a i_{n2}) se projeví v jiné části obvodu (vznikají na zdrojích šumové proudy, které protékají zbytkem obvodu), je jejich výsledný příspěvek i_n dán geometrickým součtem šumových signálů těchto zdrojů.[1]

$$i_n = \sqrt{i_{n1}^2 + i_{n2}^2}. \quad (1.5)$$

Ve druhém případě, kdy se jednotlivé příspěvky vzájemně ovlivňují, jsou korelované. To je možné si představit jako vzniklé úbytky šumového napětí na sériově zapojených odporech (R_1 a R_2) při průtoku šumového proudu i_n . [1]

Pro součet těchto příspěvků platí, že:

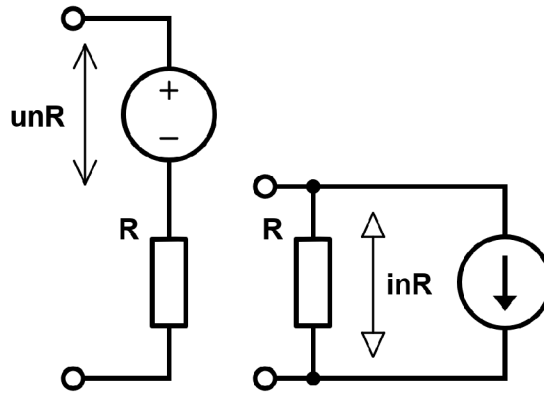
$$u_n = i_n \cdot R_1 + i_n \cdot R_2 = i_n \cdot (R_1 + R_2). \quad (1.6)$$

1.4 Zdroje šumu

Tento oddíl se věnuje popisu jednotlivých zdrojů šumu.

1.4.1 Odpor

Šum odporu je možné modelovat pomocí sériově zapojeného zdroje šumového napětí.[1]



Obr. 1.4: Modely pro jednotlivé šumové příspěvky odporu.[1]

Šumové napětí je pak dáno vztahem:

$$u_{nR} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R}, \quad (1.7)$$

kde k je Boltzmannova konstanta, T je teplota v Kelvinech a R je hodnota odporu.[1]

Pro získání šumového proudu pak z Ohmova zákona platí:

$$i_{nR} = \frac{u_{nR}}{R} = \frac{\sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R}}{R}. \quad (1.8)$$

1.4.2 MOS tranzistor

Šum MOS tranzistoru lze modelovat za pomoci paralelně připojeného proudového zdroje ke drainu a source tranzistoru. [1]

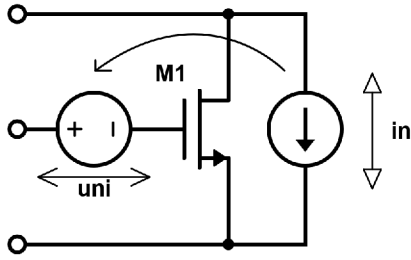
Pro proud je dán vztahem:

$$i_{nMOS} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot gm}, \quad (1.9)$$

kde k je Boltzmannova konstanta, T je teplota v Kelvinech a gm je transkonduktance. [1]

Pro převedení proudu na vstupní šumové napětí pak platí:[1]

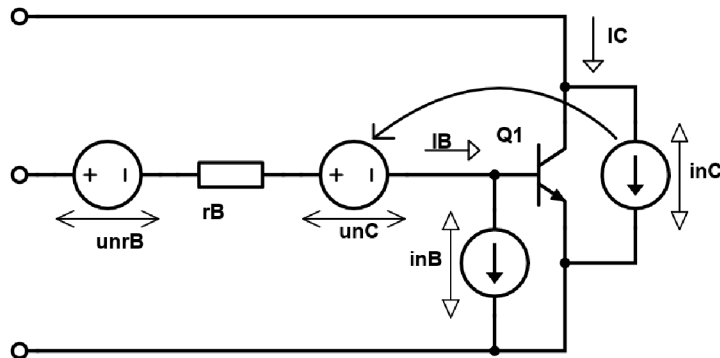
$$u_{nMOS} = \frac{i_{nMOS}}{gm} = \frac{\sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot gm}}{gm} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T}{gm}}. \quad (1.10)$$



Obr. 1.5: Model pro šumový příspěvek MOS tranzistoru.[1]

1.4.3 Bipolární tranzistor

Šum bipolárního tranzistoru (BJT - bipolar junction tranzistor) lze modelovat pomocí paralelně připojeného proudového zdroje, který modeluje šum kolektoru, dále pak proudový zdroj z báze do emitoru modelující šum báze (bývá obvykle zanedbán) a napěťový zdroj sériově spojený s odporem báze - r_b , který modeluje šum na bázevém odporu.[1]



Obr. 1.6: Model pro jednotlivé šumové příspěvky bipolárního tranzistoru.[1]

Šumový proud kolektoru je dán vztahem:

$$i_{nC} = \sqrt{2 \cdot I_c \cdot q}, \quad (1.11)$$

kde I_c je proud kolektorem a q je hodnota elektrického náboje.[1]

Tento proud lze vyjádřit jako vstupní šumové napětí přepočtem přes transkonduktanci tranzistoru.[1]

$$u_{nC} = \frac{i_{nC}}{gm} = \frac{\sqrt{2 \cdot I_c \cdot q}}{gm}. \quad (1.12)$$

Šumový proud báze je dán vztahem:

$$i_{nB} = \sqrt{2 \cdot I_B \cdot q}, \quad (1.13)$$

kde I_B je proud protékající kolektorem a q je hodnota elektrického náboje.[1]

Tento proud lze také přepočítat na vstupní šumové napětí díky parazitnímu odporu r_b , na kterém vznikne úbytek napětí odpovídající šumovému proudu i_{nB} . To je dáno následující rovnicí.[1]

$$u_{nB} = i_{nB} \cdot r_b = \sqrt{2 \cdot I_B \cdot q \cdot r_b}. \quad (1.14)$$

Zbývající šum bazového odporu odpovídá již zmíněnému šumu odporu v kapitole 1.4.1, který je dán rovnicí:

$$u_{nrB} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R}. \quad (1.15)$$

1.5 Šumová analýza

Šumová analýza je jednou z nedílných součástí analogového návrhu. V počátku je nutné určit všechny zdroje šumu v analyzovaném obvodu a přiřadit k těmto zdrojům či součástkám jejich odpovídající šumové modely. Dále je nutné stanovení všech šumových signálů, které svojí existencí ovlivňují zkoumané místo obvodu. V případě více zdrojů šumu je využita superpozice, kdy je vypočten příspěvek pouze jednoho ze zdrojů šumu a ostatní jsou v tu chvíli zanedbány. To se opakuje pro všechny zdroje šumu. Nakonec proběhne součet všech vypočtených zdrojů příspěvků.[1]

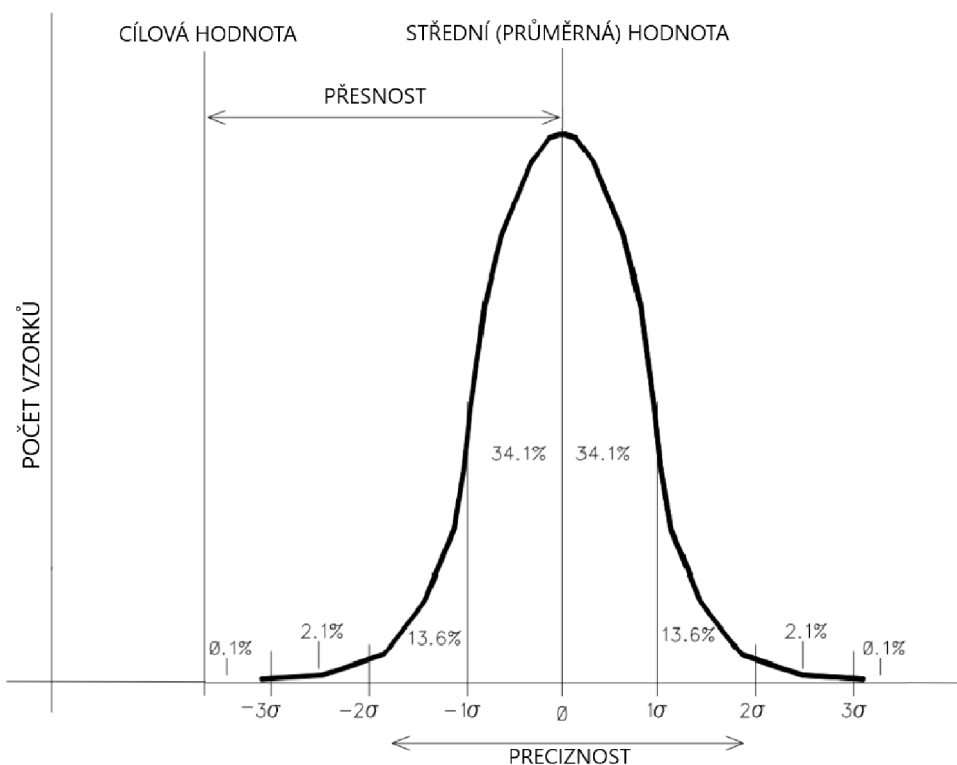
2 Přesnost návrhu

Při výrobě součástek dochází k různým odchylkám parametrů. Příkladem může být změna velikosti součástky při litografii, která je způsobena procesní nestálostí (určitá nedokonalost zachování homogenního prostředí pro všechny součástky). Takové odchylky lze dělit na systematické, kdy je zachována stálost odchylky, a náhodné, kdy je odchylka určena statistickými parametry výskytu rušivých jevů výrobního procesu.[1]

Náhodnou odchylku, značenou σ , charakterizuje tzv. křivka normálního rozdělení, která určuje rozložení hustoty pravděpodobnosti. V maximu křivky leží střední hodnota (které chceme docílit), ale vlivem neideálnosti procesu či rušivým vlivům dochází k vychýlení požadované hodnoty od střední hodnoty. [1]

Vzniklou odchylku lze popsat dvěma pojmy:

- přesnost (accuracy) - určitá vzdálenost mezi střední/průměrnou hodnotou a výsledkem zkoušky,
- preciznost (precision) - určitá vzdálenost mezi jednotlivými (nezávislými) výsledky zkoušek.



Obr. 2.1: Hustota normálového rozložení pravděpodobností.[1]

2.1 Přesnost odporů

Přesnost odporu udává převážně odchylka výrobního procesu jeho čtvercové vrstvy. Tuto odchylku návrhem nejsme schopni příliš ovlivnit. Ale naproti tomu poměry dvou odporů lze významně ovlivnit samotným návrhem, protože odpory jsou rozděleny do tzv. segmentů - obvykle čtverců.[1]

Nepřesnost fotolitografického procesu můžeme do jisté míry eliminovat. Pokud použijeme minimální šířku a stanovenou délku (odpor) tak dosahujeme nízké hodnoty přesnosti poměru. Naopak pokud zvýšíme šířku a následně i zvětšíme délku, aby byl zachován stanovený odpor, dosáhneme vyšší přesnosti poměru. To se projeví na konečné velikosti odporů, takže je nutné stanovit co nejmenší šířku, při které bude rozptyl odporu již minimálně ovlivňovat celkovou přesnost obvodu.[1]

3 Napětové reference

Existují různé možnosti vytváření napětových referencí v integrovaných obvodech, v základu lze využít například:

- Zenerových diod - jejich závěrné napětí,
- depletiční CMOS (Complementary Metal Oxid Semiconductor) reference - využití záporného U_{TH} (Threshold voltage) u depletičního tranzistoru,
- CMOS ve slabé inverzi (využití exponenciální charakteristiky, stejně jak tomu je u bipolárních tranzistorů)
- záporné teplotní závislosti (CTAT - complementary to absolute temperature) PN přechodu u bipolárních tranzistorů s kompenzací inverzně orientovanou tzv. pozitivní teplotní závislosti (PTAT - proportional to absolute temperature).

Z těchto možností nelze využít Zenerových diod z důvodu jejich vysokého závěrného napětí, které převyšuje napájecí napětí moderních nízkoodběrových obvodů. Dále by bylo možné využít MOS reference za předpokladu možnosti jejího následného trimování, protože CMOS tranzistory mají vyšší rozptyl referenčního napětí, který je dán zavedenou přesností výrobního procesu - zapříčiňující jejich rozdílné U_{TH} . To nám nechává možnost použití bandgap reference využívající závislosti U_{BE} (napětí Báze-Emitor).[3]

3.1 Bandgap napětové reference

Bipolární tranzistor vykazuje exponenciální závislost proudu protékajícím jeho kolektorem I_C na přiloženém napětí U_{BE} (Báze-Emitor) dle zjednodušené ronice:

$$I_c = I_s \cdot e^{\frac{q \cdot U_{BE}}{k \cdot T}}, \quad (3.1)$$

kde I_s je saturační proud - definován výrobním procesem, q je náboj elektronu (přibližně $1,602 \cdot 10^{-19} C$), U_{BE} je napětí přiložené mezi bází a emitorem bipolárního tranzistoru, k je Boltzmannova konstanta (přibližně $1,380 \cdot 10^{-23} J \cdot K^{-1}$) a T je absolutní teplota ve stupních Kelvina.[3]

Napětová reference typu bandgap je založena právě na napětí U_{BE} , které při konstantním proudu bude mít lineární teplotní závislost. Ta je kompenzována úbytkem napětí ΔU_{BE} na odporu s kladnou teplotní (PTAT) závislostí. Pokud je splněna tato podmínka kompenzace, při součtu těchto napětí se dosáhne teplotně nezávislé napětové reference.[2, 3]

K vytvoření rozdílového napětí ΔU_{BE} se využívá rozdílných proudových hustot v emitorech, které lze vyjádřit protékajícími proudy dle rovnice:

$$\Delta U_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C0}} \right), \quad (3.2)$$

kde I_{C0} je kolektorový proud tranzistoru Q_0 s větší plochou přechodu (bývá N-krát větší než Q_1), I_{C1} je kolektorový proud tranzistoru Q_1 . [2]

Ke zkrácení zápisu vzorce lze využít definování teplotního napětí U_T , definovaného dle rovnice 3.3.[2]

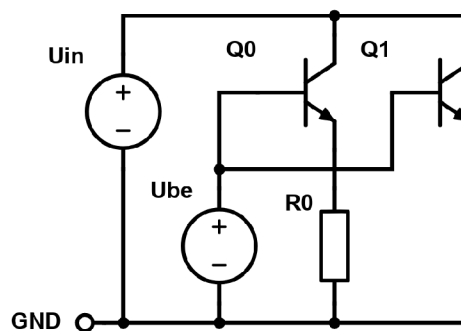
$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}. \quad (3.3)$$

Z toho vyplývá, že rozdíl napětí přechodů U_{BE} je úměrný absolutní teplotě, a to dostatečně přesně i v případě teplotní závislosti kolektorových proudů za předpokladu, že jejich poměr zůstává stejný.[2, 3]

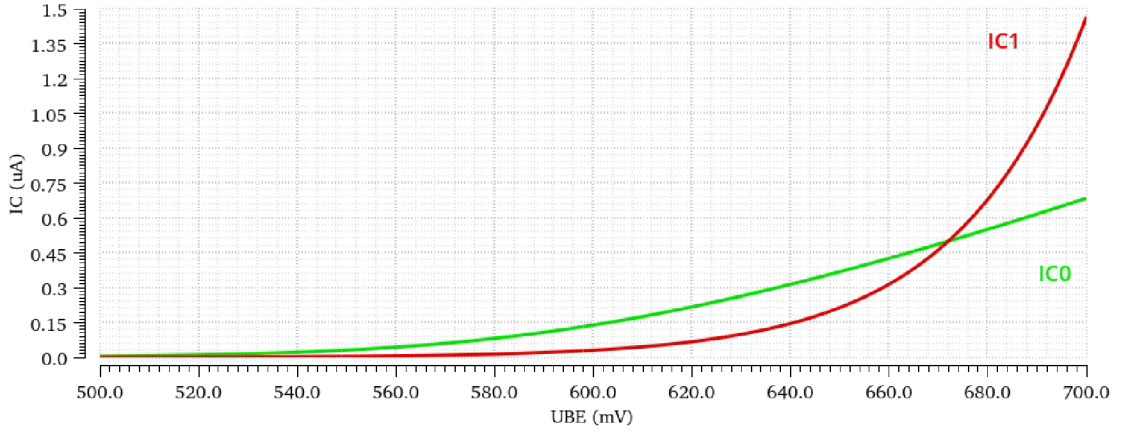
3.2 Napěťová reference typu Brokaw

Jak bylo řečeno v předchozí části, vytvoření teplotně nezávislé reference vyžaduje kompenzaci napětí U_{BE} se záporným teplotním koeficientem přechodu.

K realizaci napětí s kladným teplotním koeficientem je využito Brokawovy bandgap buňky. Za tímto účelem je vytvořen úbytek napětí ΔU_{BE} na rezistoru R_0 tranzistorem Q_0 , který má N-krát větší plochu emitoru, než má tranzistor Q_1 . Takže jím protéká větší proud než tranzistorem Q_1 do doby, než je proud omezen zapojeným odporem, jak je možné pozorovat v závislosti proudů I_C na napětí U_{BE} na obr. 3.2.[2]



Obr. 3.1: Brokawova bandgap buňka - určení závislosti proudů I_C .



Obr. 3.2: Brokawova bandgap buňka - závislost proudů I_{C0} a I_{C1} .

Ze závislosti na obr. 3.2 můžeme v místě průniku proudů I_{C0} a I_{C1} získat požadovaný stav referenční buňky - úbytek napětí ΔU_{BE} splňuje podmínku PTAT charakteru, ačkoliv zde může nastat i druhý průnik (či stav) při nulovém napětí U_{BE} . Tomuto je možné předejít různými metodami tzv. startovacích obvodů. Napětí ΔU_{BE} je pak určeno:

$$\Delta U_{BE} = U_T \cdot \ln(N), \quad (3.4)$$

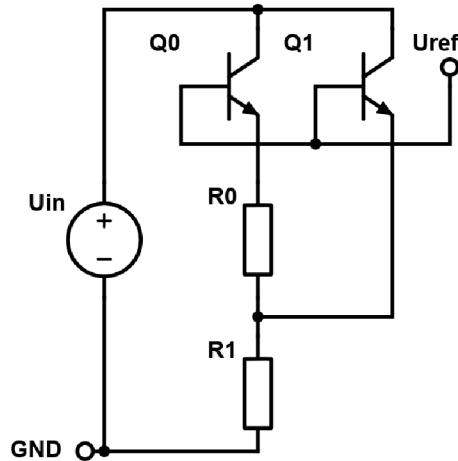
kde N je poměr ploch emitorů tranzistorů Q_0 a Q_1 . [2]

Z toho je patrné, že proud protékající odporem R_0 (I_{R0}) určuje proud protékající kolektorem (I_C). Z rovnice 3.4 pak vyplývá vztah:

$$I_{R0} = \frac{U_T \cdot \ln(N)}{R_0}. \quad (3.5)$$

Pro vytvoření teplotně nezávislé reference je nutné přidat druhý odpor R_1 , na kterém vznikne teplotně kladný úbytek napětí PTAT kompenzující záporně teplotně závislé napětí PN přechodu BJT tranzistorů. Pro výsledné referenční napětí U_{REF} s užitím kompletní Brokawovy buňky pak podle II. Kirchhoffova zákona platí rovnice 3.6. [2]

$$U_{REF} = U_{BE1} + U_{R1} = U_{BE1} + 2 \cdot I_0 \cdot R_0 = U_{BE1} + 2 \cdot \frac{\Delta U_{BE0}}{R_0} \cdot R_1. \quad (3.6)$$



Obr. 3.3: Brokawova bandgap buňka.

3.3 CMOS ve slabé inverzi

U této napěťové reference se využívá exponenciální závislosti CMOS tranzistorů ve slabé inverzi také nazývané jako oblast podprahového napětí (subthreshold region), kde platí $U_{GS} < U_{TH}$ (gate-source napětí < prahové napětí). Tranzistor se dostává do oblasti slabé inverze při splnění podmínky pro napětí U_{GS} , kdy platí 3.7.[4, 5]

$$U_{GS} < U_{TH} + n \cdot \frac{k \cdot T}{q}. \quad (3.7)$$

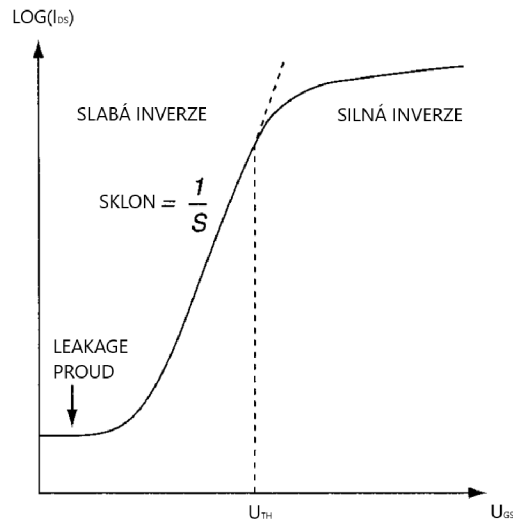
Proud NMOS tranzistoru ve slabé inverzi, I_D (drain), tvoří driftový proud s malou koncentrací elektronů. Ačkoliv je tato koncentrace malá, dochází u ní k exponenciálnímu nárůstu se zvyšujícím se napětím U_{GS} . To má za následek i exponenciální zvýšení proudu I_D , pro který podle zjednodušené rovnice platí:

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot I_{D0} \cdot e^{\frac{q \cdot U_{GS}}{n \cdot k \cdot T}}, \quad (3.8)$$

kde $\frac{W}{L}$ ($\frac{\text{šířka}}{\text{délka}}$) jsou rozměry daného tranzistoru, U_{GS} je napětí přiložené mezi gate a source NMOS tranzistoru. Konstanta I_{D0} [A] závisí na výrobním procesu, n [-] je parametr sklonu v podprahové oblasti (nabývá hodnot 1 až 3 a závisí na poměrech kapacit depletiční vrstvy a oxidu).[4, 5]

Transkonduktance je udána vztahem 3.9.[2]

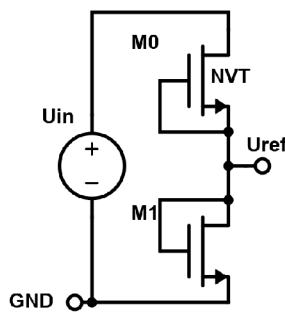
$$g_m = \frac{I_D}{n \cdot \left(\frac{k \cdot T}{q}\right)}. \quad (3.9)$$



Obr. 3.4: CMOS - exponenciální oblast slabé inverze (weak inversion).[5]

3.4 Depletiční reference

Depletiční reference je zajímavý typ reference z hlediska její jednoduchosti. Teoreticky je možné si vystačit pouze se dvěma tranzistory za předpokladu, že máme možnost použití NVT (native voltage threshold) tranzistoru se záporným prahovým napětím. Největším benefitem je malá velikost obvodu a jeho funkčnost již při velmi nízkých proudech.[6]



Obr. 3.5: Depletiční reference.

Depletiční tranzistor M_0 se záporným prahovým napětím plní v obvodu funkci zdroje proudu, takže jeho rozměry lze ovlivnit proud větví a zároveň se projevuje jeho kladný teplotní koeficient. Druhý tranzistor M_1 ve funkci diody kompenzuje teplotní koeficient svým záporným koeficientem napětí. Nastavení kompenzace se určí velikostí tranzistoru (jeho proudovou hustotou).[6]

Toto zapojení disponuje velkou tepelnou závislostí výsledného referenčního napětí, které lze vykompenzovat vhodnou volbou poměrů $\frac{W}{L}$ těchto dvou tranzistorů. Co již kompenzovat nelze je závislost prahového napětí U_{TH} z hlediska rozptylu procesu výroby. Navíc se jedná o dva odlišné tranzistory, takže se jejich souběh zaručuje velmi obtížně. Nabízí se použití trimování pro potlačení těchto problémů s rozptylem, na to je ale nutné použití nákladných procedur.[6]

4 Reference s bipolárními tranzistory

Pro realizaci reference s využitím bipolárních tranzistorů bylo použito reference typu Brokaw. Jak bylo již zmíněno v kapitole věnující se teorii, tento typ reference využívá základní rovnice proudu, kdy je proud exponenciálně závislý na přiloženém napětí. To znamená, že pokud nastane stav, kdy se lehce změní kolektorový proud, napětí na hradle se prakticky nezmění.

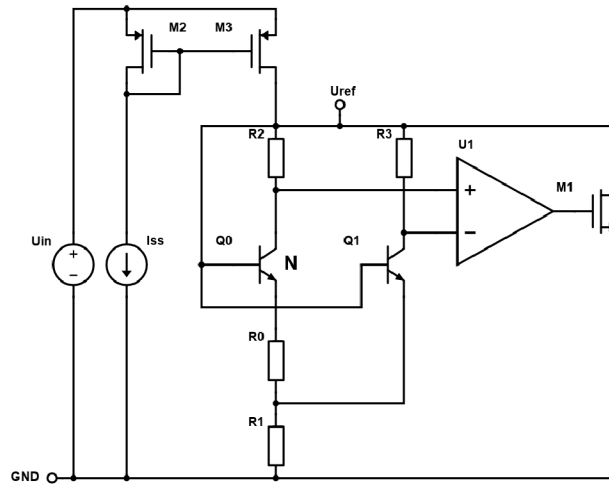
V hlavní části obvodu napěťové reference je využito dvou bipolárních NPN tranzistorů, které se násobně liší plochou svých emitorů. Tento násobek je uveden jako N faktor. Při protékajícím shodném proudu těmito tranzistory vzniká na jejich emitorech rozdílná proudová hustota, a tak i určitý rozdíl napětí označovaný jako ΔU_{BE} , který je zároveň kladně teplotně závislý (PTAT). Tento napěťový rozdíl je pak přenesen na přidáný odpor R_θ , který svojí velikostí určuje proud větvemi či hlavní větví (pokud se proudy liší zapojením proudového zrcadla v rozdílném poměru). Pro vykompenzování záporného teplotního koeficientu (CTAT) PN přechodů bipolárních tranzistorů byl do obvodu přidán další odpor R_1 , jehož velikost je udána poměrem ku odporu R_θ . Tento poměr je určen tak, aby došlo k sečtení kladně teplotně závislých napětí PTAT odporů se záporně závislým CTAT tranzistorů ve výsledné teplotně nezávislé referenční napětí U_{ref} na bázích tranzistorů.

Další částí obvodu jsou odpory R_3 a R_4 , které byly zvoleny hlavně kvůli možnosti dosažení lepšího souběhu, než by tomu bylo při užití proudového zrcadla. Dále jejich velikostí je možné korigovat napětí U_{CE} tranzistorů Q_0 a Q_1 , tudíž i výslednou teplotní charakteristiku.

Pro odstranění problému s nekonzistentním odběrem proudu, zejména zvyšováním odběru proudu referenční buňky ve vyšších teplotách, byl použit tzv. "shunt" tranzistor, který odvádí přebytečný proud a zároveň tak buňku stabilizuje do jejího pracovního bodu.

Simulované schéma zapojení využívá ideálních prvků, kromě použitých tranzistorů. To má za následek například nižší proudový odběr oproti skutečnému zapojení. Zejména na to má vliv použitý ideální operační zesilovač, jehož parametrů by šlo jen velmi obtížně dosáhnout zejména při nízkých prouděch. Dalšími ideálními prvky jsou použité odpory, které nezanášejí chybu nesouběhu (tuto chybu lze minimalizovat zvolením vhodného poměru šířky a délky odporu) a ovlivnění teplotní závislosti referenčního napětí svým vlastním teplotním koeficientem. Samotná hodnota odporu je závislá na použitém procesu, ale protože v obvodě jde hlavně o zachování poměru těchto odporů, závislost bude mít dopad pouze na změnu proudu.

4.1 Schéma simulovaného zapojení



Obr. 4.1: Simulované schéma reference.

4.2 Vzorové výpočty k nastavení reference

Stanovení velikosti odporu R_0 (s kladným teplotním koeficientem - PTAT) pro proud ve větvích referenční buňky 100 nA .

$$I = \frac{\Delta U_{BE}}{R_0}, R_0 = \frac{\Delta U_{BE}}{I} = \frac{\frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(N)}{I} \quad (4.1)$$

$$R_0 = \frac{\frac{k \cdot (27 + 273,15)}{q} \cdot \ln(8)}{100 \cdot 10^{-9}} = 537,847 \text{ k}\Omega. \quad (4.2)$$

Určení hodnoty druhého odporu R_1 se záporným teplotním koeficientem (CTAT):

$$U_{\text{ref}} = U_{BE} + 2 \cdot \frac{R_1}{R_0} \cdot U_T \cdot \ln(N), R_1 = \frac{(U_{\text{ref}} - U_{BE}) \cdot R_0}{2 \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(N)} \quad (4.3)$$

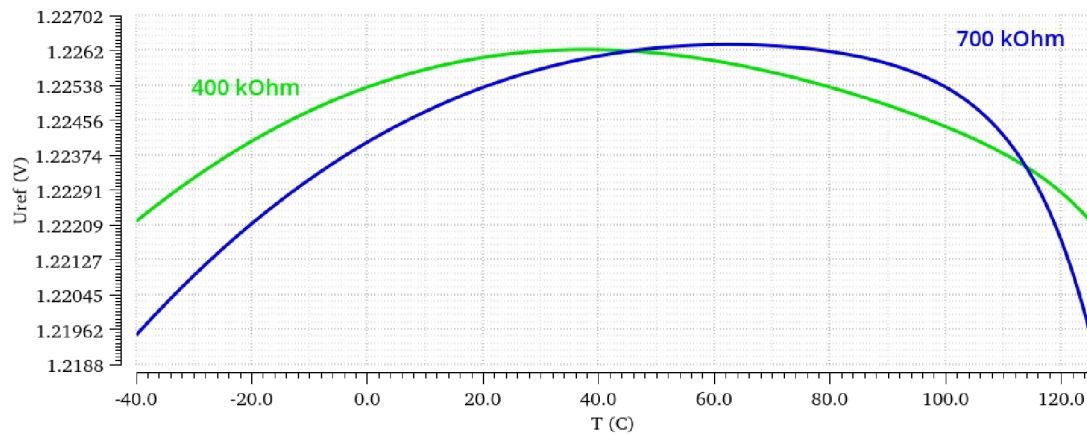
$$R_1 = \frac{(1,25 - 0,6) \cdot 537,847 \cdot 10^3}{2 \cdot \frac{k \cdot (27 + 273,15)}{q} \cdot \ln(8)} = 3,25 \text{ M}\Omega. \quad (4.4)$$

4.3 Výsledky simulací

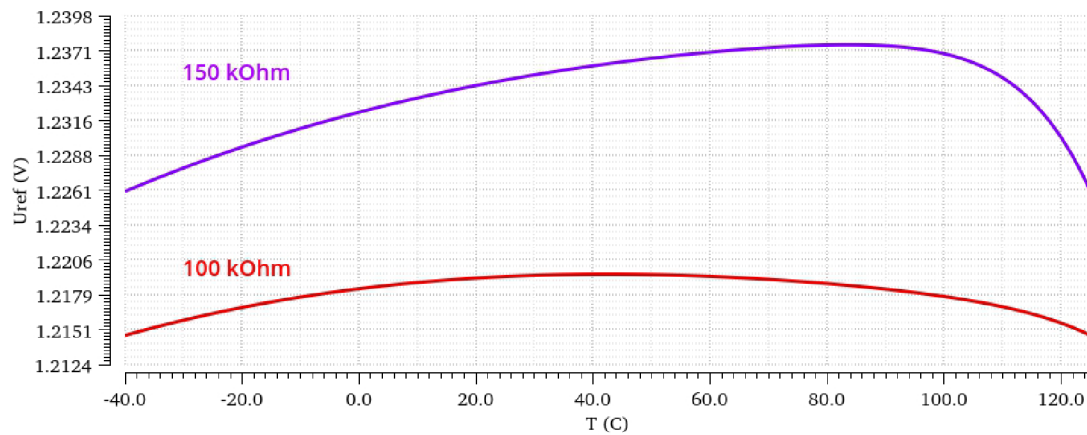
Tento oddíl se věnuje jednotlivým výsledkům simulací.

4.3.1 DC - závislost referenčního napětí na teplotě

Prvotní simulování obvodu vedlo k dosažení určeného proudu větve, modifikací R_0 a následovanou korekcí křivky závislosti napětí na teplotě. To bylo provedeno jak rozmítáním hodnoty R_1 , tak i určitou korekcí vrchních odporů $R_{2,3}$ pro symetrický průběh teplotní závislosti při rozpůlení intervalu. Pro tento úkon bylo využito DC (direct current - stejnosměrný proud) simulace.



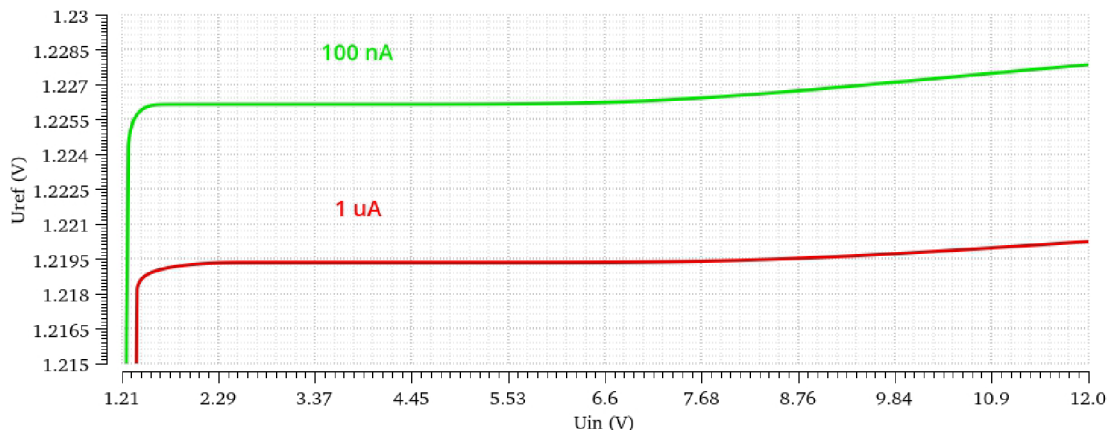
Obr. 4.2: Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_C = 100$ nA.



Obr. 4.3: Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_C = 1$ μ A.

4.3.2 DC - závislost referenčního napětí na napájecím napětí

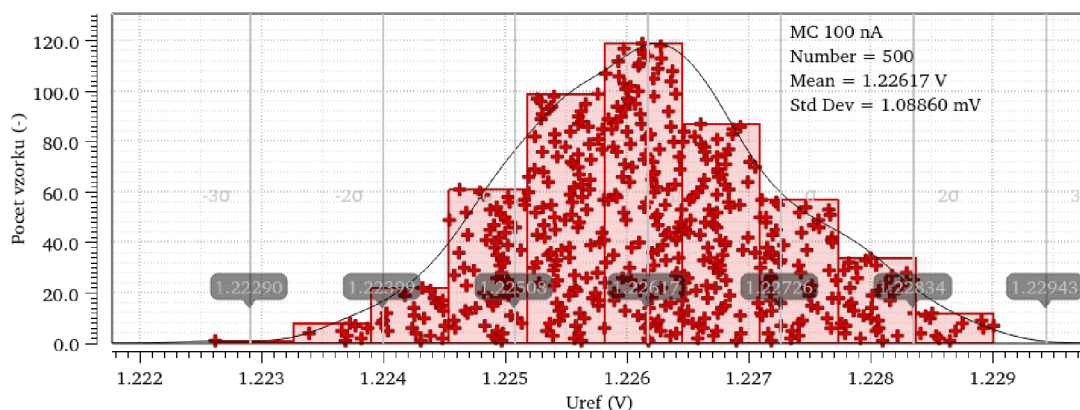
Simulací rozkmitu napájecího napětí od 0 až do 12 V byly získány charakteristiky závislosti referenčního napětí U_{ref} na napájecím napětí obvodu U_{in} pro obě proudové varianty (100 nA a $1 \mu\text{A}$).



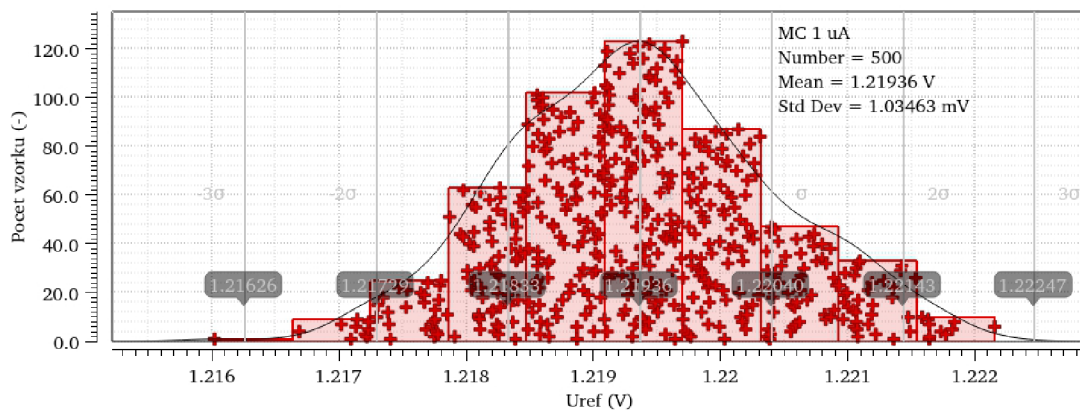
Obr. 4.4: Závislost referenčních napětí na napájecím napětí.

4.3.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh

Pro stanovení rozptylu referenčního napětí U_{ref} v rámci přesného návrhu a technologického procesu bylo využito statistické funkce simulace Monte Carlo v operačním bodě obvodu ($T = 27 \text{ }^\circ\text{C}$). Pro porovnání hodnot rozptylu bylo využito i analýzy dcmatch, která je rychlejší, ale méně přesná v porovnání s funkcí Monte Carlo s vyšším množstvím běhů.



Obr. 4.5: Histogram rozptylu referenčního napětí pro $I_C = 100 \text{ nA}$.



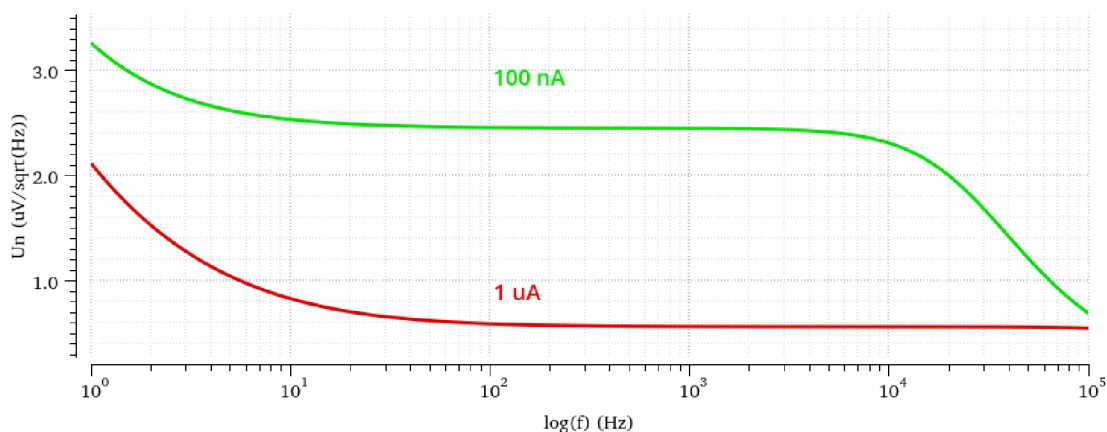
Obr. 4.6: Histogram rozptylu referenčního napětí pro $I_C = 1 \mu A$.

Tab. 4.1: Výsledky analýzy dcmatch pro 1σ .

I_C	1σ	Jednotky
100 nA	1,092	mV
1 μA	1,044	mV

4.3.4 Noise - šum

Ze simulovaných průběhů noise (šumové) analýzy pro frekvenční rozsah $1 Hz$ až $100 kHz$ byla odečtena hodnota výstupního šumu u_n v oblasti bílého šumu (zvoleno $1 kHz$). Dále došlo k určení lomového kmitočtu f_k a výpočtu integrální hodnoty šumu. Šumová analýza probíhala pro obě proudové varianty $100 nA$ i $1 \mu A$.



Obr. 4.7: Závislost šumových napětí na frekvenci.

Určení hodnoty integrálního šumu pro proud $I_C = 100 \text{ nA}$ ze závislosti na obr. 4.7 pro $f_k \approx 5,3 \text{ Hz}$.

$$U_N = u_n \cdot \sqrt{f_2 + f_k \cdot \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (4.5)$$

$$U_N = 2,4535 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 5,3 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 776,07 \text{ } \mu\text{V}. \quad (4.6)$$

Určení hodnoty integrálního šumu pro proud $I_C = 1 \text{ } \mu\text{A}$ ze závislosti na obr. 4.7 pro $f_k \approx 8 \text{ Hz}$.

$$U_N = 565,85 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 8 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 179,07 \text{ } \mu\text{V}. \quad (4.7)$$

4.3.5 Přehled výsledků simulací

Tab. 4.2: Přehled výsledků simulací pro $I_C = 100 \text{ nA}$ a $U_{in} = 5 \text{ V}$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	1,79	5	5,8	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	1,219	1,222	1,225	V
		27 °C	1,223	1,226	1,229	V
		125 °C	1,217	1,222	1,227	V
Souběh MC	3σ	-40 °C		2,658		mV
		27 °C		3,266		mV
		125 °C		4,527		mV
Souběh dematch	3σ	27 °C		3,275		mV
Šum	U_N	27 °C		776		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		173,3		nA
		27 °C		223,7		nA
		125 °C		302,3		nA

Tab. 4.3: Přehled výsledků simulací pro $I_C = 1 \mu\text{A}$ a $U_{in} = 5 \text{ V}$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	2,36	5	6,6	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	1,213	1,215	1,217	V
		27 °C	1,216	1,219	1,222	V
		125 °C	1,211	1,215	1,219	V
Souběh MC	3σ	-40 °C		2,429		mV
		27 °C		3,105		mV
		125 °C		4,337		mV
Souběh dematch	3σ	27 °C		3,113		mV
Šum	U_N	27 °C		179		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		1,708		μA
		27 °C		2,213		μA
		125 °C		2,999		μA

4.4 Parametry použitých součástek

Tab. 4.4: Přehled parametrů použitých součástek.

Součástka	Symbol	Hodnota	Šířka [μm]	Délka [μm]	Pozn
Bipolární tranzistor	Q_0		10	10	N = 8
Bipolární tranzistor	Q_1		10	10	
Rezistor	R_0	488 k Ω			
Rezistor	R_1	2,984 M Ω			
Rezistor	R_2	400 k Ω			
Rezistor	R_3	400 k Ω			
MOS tranzistor	M_1		40	2	
MOS tranzistor	M_2		5	20	
MOS tranzistor	M_3		5	20	
Operační zesilovač	U_1				A = 1k

5 Reference s tranzistory ve slabé inverzi

Jak bylo již zmíněno v kapitole věnující se teorii, tento typ reference využívá základní rovnice proudu, kdy je proud exponenciálně závislý na přiloženém napětí. To znamená, že pokud nastane stav, kdy se lehce změní kolektorový proud, napětí na hradle se prakticky nezmění.

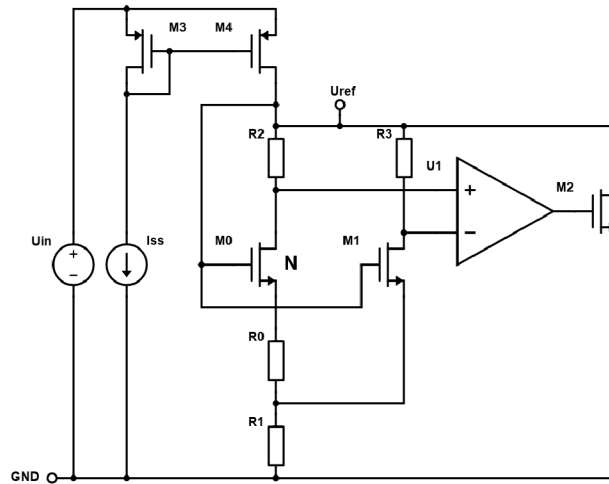
V hlavní části obvodu napěťové reference je využito dvou NMOS tranzistorů, které se násobně liší plochou emitoru, tento násobek je uveden jako N faktor. Při protékajícím shodném proudu těmito tranzistory vzniká na jejich emitorech rozdílná proudová hustota, a tak i určitý rozdíl napětí označovaný jako ΔU_{GS} , který je zároveň záporně teplotně závislý (CTAT). Tento napěťový rozdíl je pak přenesen na přidáný odpor R_0 , který svojí velikostí určuje proud větvemi či hlavní větví (pokud se proudy liší zapojením proudového zrcadla v rozdílném poměru). Zároveň tento odpor upravuje exponenciální charakter závislosti proudu na lineární, a tak se obvod dostává do jeho pracovního bodu. Pro vytvoření kladného teplotního koeficientu (PTAT) byl do obvodu přidán odpor R_1 , jehož velikost je udána poměrem ku odporu R_0 . Tento poměr je určen tak, aby došlo k sečtení těchto dvou teplotně závislých proudů PTAT a CTAT ve výsledný teplotně nezávislý proud generující referenční teplotně nezávislé napětí U_{ref} na "gatech" tranzistorů. Jak můžeme pozorovat i na teplotní závislosti referenčního napětí tak křivka má konvexní průběh, to je opačný stav vůči referenci s bipolárními tranzistory (konkávní průběh).

Další částí obvodu jsou odpory R_3 a R_4 , které byly zvoleny hlavně kvůli možnosti dosažení lepšího souběhu, než by tomu bylo při užití proudového zrcadla. Dále jejich velikostí je možné korigovat napětí U_{DS} tranzistorů M_0 a M_1 , tudíž i výslednou teplotní charakteristiku.

Pro odstranění problému s nekonzistentním odběrem proudu, zejména zvyšováním odběru proudu referenční buňky ve vyšších teplotách, byl použit tzv. "shunt" tranzistor, který odvádí přebytečný proud a zároveň tak buňku stabilizuje do jejího pracovního bodu.

Simulované schéma zapojení využívá ideálních prvků, kromě použitých tranzistorů. To má za následek například nižší proudový odběr oproti skutečnému zapojení. Zejména na to má vliv použitý ideální operační zesilovač, jehož parametrů by šlo jen velmi obtížně dosáhnout zejména při nízkých proudech. Dalšími ideálními prvky jsou použité odpory, které nezanášejí chybu nesouběhu (tuto chybu lze minimalizovat zvolením vhodného poměru šířky a délky odporu) a ovlivnění teplotní závislosti referenčního napětí svým vlastním teplotním koeficientem. Samotná hodnota odporu je závislá na použitém procesu, ale protože v obvodě jde hlavně o zachování poměru těchto odporů, závislost bude mít dopad pouze na změnu proudu.

5.1 Schéma simulovaného zapojení



Obr. 5.1: Simulované schéma reference.

5.2 Vzorové výpočty k nastavení reference

Stanovení velikosti odporu R_0 (se záporným teplotním koeficientem - CTAT) pro proud ve větvích referenční buňky 100 nA .

$$I = \frac{\Delta U_{GS}}{R_0}, R_0 = \frac{\Delta U_{GS}}{I} = \frac{\frac{k \cdot T}{q} \cdot n \cdot \ln(N)}{I} \quad (5.1)$$

$$R_0 = \frac{\frac{k \cdot (27 + 273,15)}{q} \cdot 1,5 \cdot \ln(8)}{100 \cdot 10^{-9}} = 806,770 \text{ k}\Omega \quad (5.2)$$

Určení hodnoty druhého odporu R_1 s kladným teplotním koeficientem (PTAT):

$$U_{\text{ref}} = U_{GS} + 2 \cdot \frac{R_1}{R_0} \cdot U_T \cdot n \cdot \ln(N), R_1 = \frac{(U_{\text{ref}} - U_{GS}) \cdot R_0}{2 \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot 1,5 \cdot \ln(N)} \quad (5.3)$$

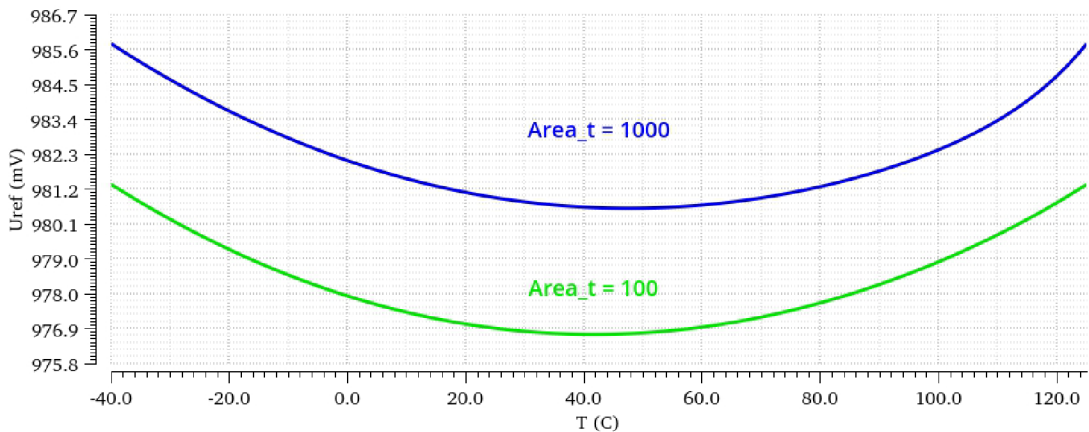
$$R_1 = \frac{(1,25 - 0,79) \cdot 806,770 \cdot 10^3}{2 \cdot \frac{k \cdot (27 + 273,15)}{q} \cdot 1,5 \cdot \ln(8)} = 2,3 \text{ M}\Omega \quad (5.4)$$

5.3 Výsledky simulací

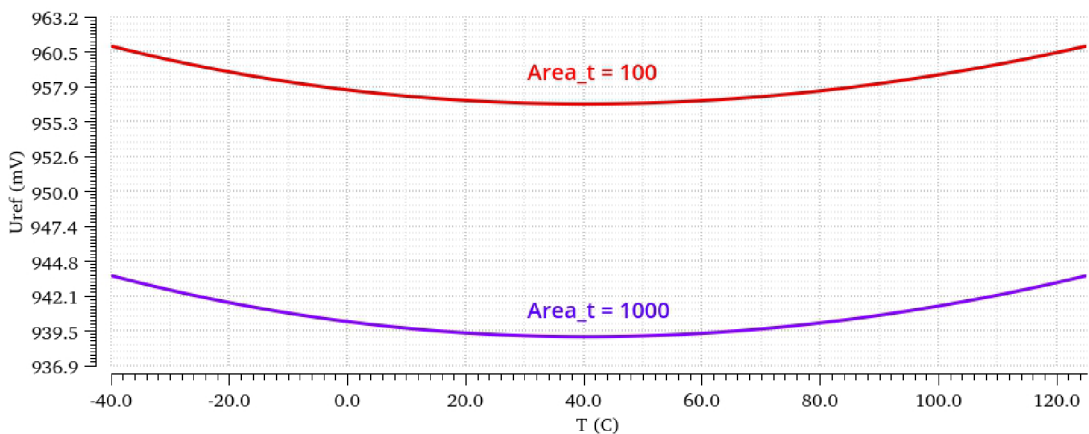
Tento oddíl se věnuje jednotlivým výsledkům simulací.

5.3.1 DC - závislost referenčního napětí na teplotě

Prvotní simulování obvodu vedlo k dosažení určeného proudu větve, modifikací R_0 a následovanou korekcí křivky závislosti napětí na teplotě. To bylo provedeno jak rozmítáním hodnoty R_1 , tak i určitou korekcí odporů $R_{2,3}$ pro symetrický průběh teplotní závislosti. Pro tento úkon bylo využito DC (direct current - stejnosměrný proud) simulace. Simulace zahrnovala obě proudové varianty s odlišnými rozměry tranzistorů (Area), 100 - shodné velikostí s bipolárními a 1000 jsou pak 10x větší.



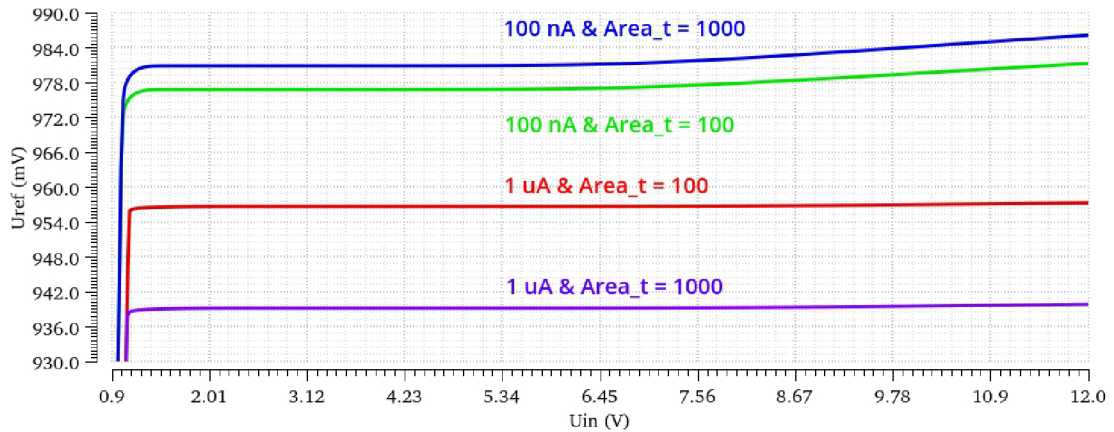
Obr. 5.2: Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_D = 100$ nA.



Obr. 5.3: Závislost referenčního napětí na teplotě pro $I_D = 1$ μ A.

5.3.2 DC - závislost referenčního napětí na napájecím napětí

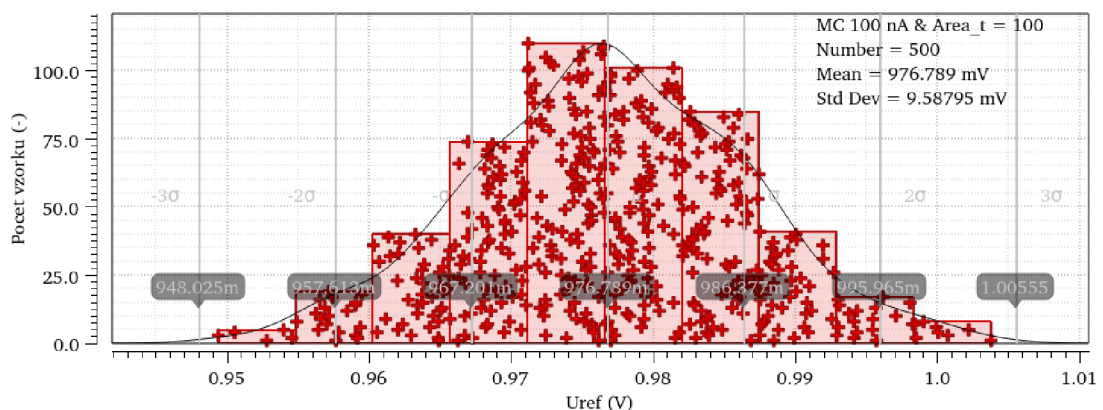
Simulací rozkmitu napájecího napětí od 0 až do 12 V byly získány charakteristiky závislosti referenčního napětí U_{ref} na napájecím napětí obvodu U_{in} pro obě proudové varianty (100 nA a $1\text{ }\mu\text{A}$) se dvěma definovanými rozměry (100 a 1000).



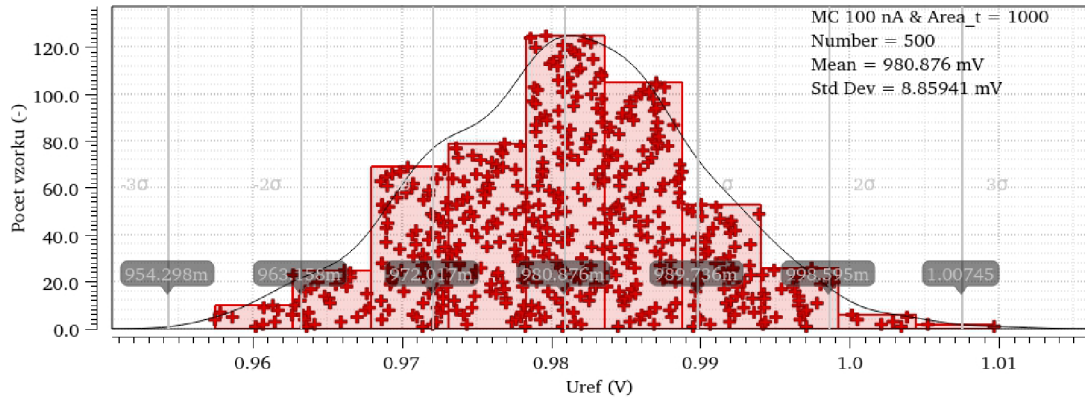
Obr. 5.4: Závislost referenčních napětí na napájecím napětí.

5.3.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh

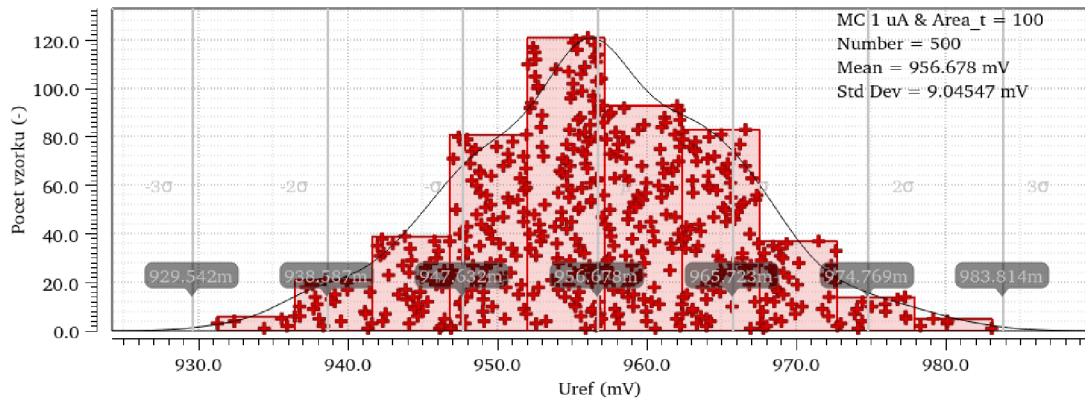
Pro stanovení rozptylu referenčního napětí U_{ref} v rámci přesného návrhu a technologického procesu bylo využito statistické funkce simulace Monte Carlo v operačním bodě obvodu ($T = 27\text{ }^\circ\text{C}$). Pro porovnání hodnot rozptylu bylo využito i analýzy dcmatch, která je rychlejší, ale méně přesná v porovnání s funkcí Monte Carlo s vyšším množstvím běhů.



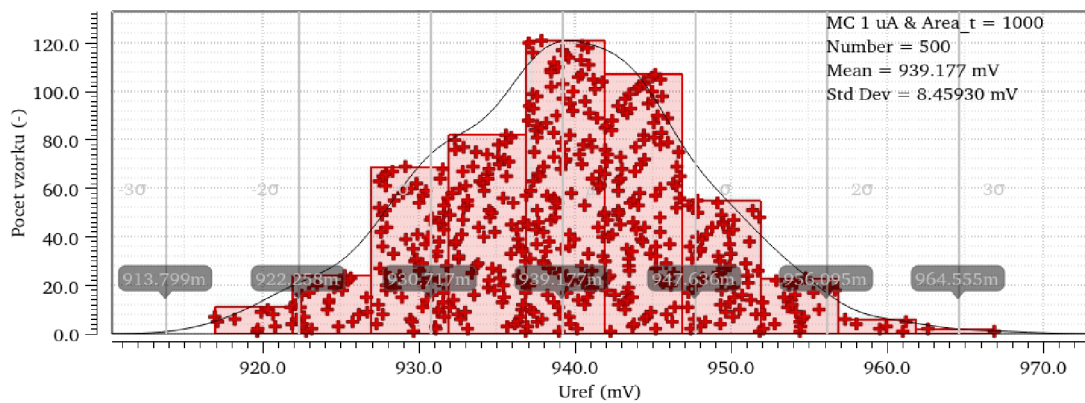
Obr. 5.5: Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 100\text{ nA}$ a $\text{Area}_t = 100$.



Obr. 5.6: Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 100 \text{ nA}$ a $Area_t = 1000$.



Obr. 5.7: Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 1 \mu\text{A}$ a $Area_t = 100$.



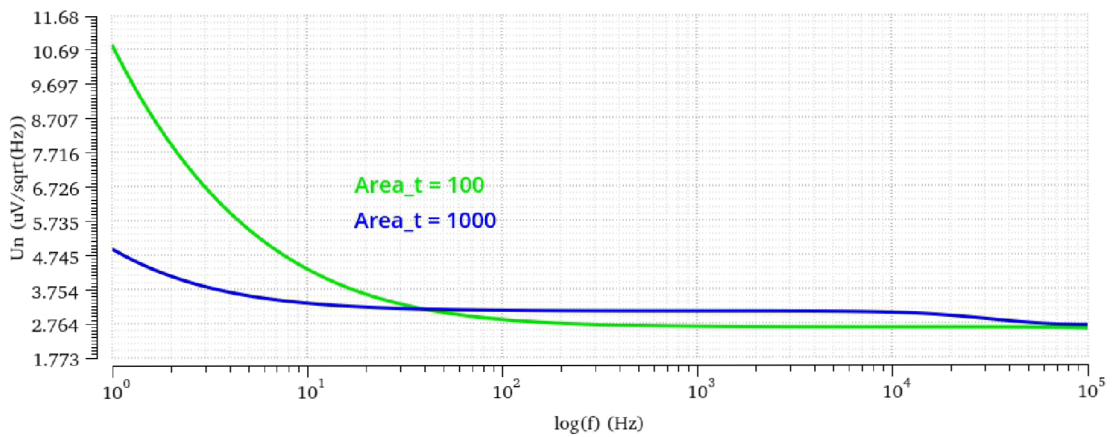
Obr. 5.8: Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 1 \mu\text{A}$ a $Area_t = 1000$.

Tab. 5.1: Výsledky analýzy dcmatch pro 1σ .

I_D	Area_t	1σ	Jednotky
100 nA	100	8,03	mV
100 nA	1000	6,83	mV
1 μ A	100	8,06	mV
1 μ A	1000	6,79	mV

5.3.4 Noise - šum

Ze simulovaných průběhů noise (šumové) analýzy pro frekvenční rozsah 1 Hz až 100 kHz byla odečtena hodnota výstupního šumu u_n v oblasti bílého šumu (zvoleno 1 kHz a 10 kHz). Dále došlo k určení lomového kmitočtu f_k a výpočtu integrální hodnoty šumu. Šumová analýza probíhala pro obě proudové varianty 100 nA i $1\text{ }\mu\text{A}$.



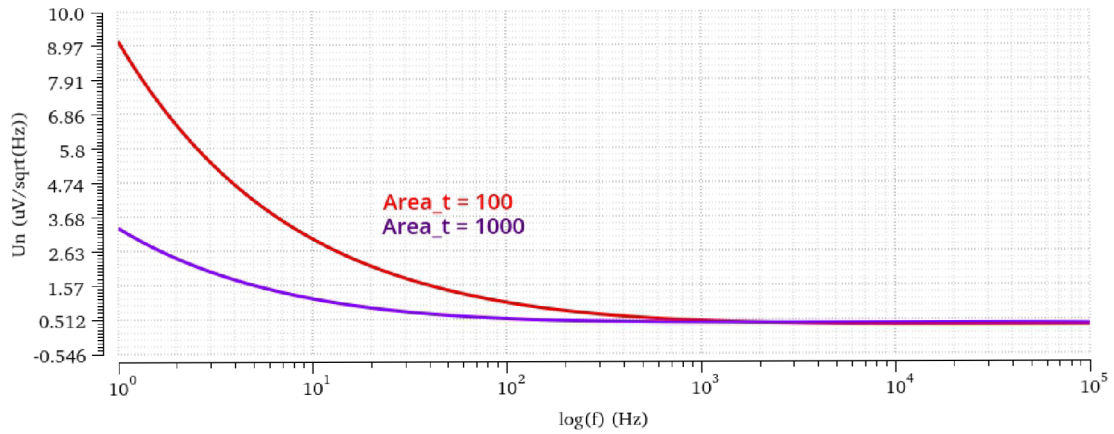
Obr. 5.9: Závislost šumových napětí na frekvenci pro $I_D = 100\text{ nA}$.

Určení hodnot integrálního šumu pro proud $I_D = 100\text{ nA}$ ze závislostí na obr. 5.9 pro $f_{k;100} \approx 10,5\text{ Hz}$ a $f_{k;1000} \approx 5,5\text{ Hz}$. U_n odečteno pro $f = 1\text{ kHz}$.

$$U_N = u_n \cdot \sqrt{f_2 + f_k \cdot \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (5.5)$$

$$U_N = 2,665 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 10,5 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 843,26\text{ }\mu\text{V}. \quad (5.6)$$

$$U_N = 3,112 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 5,5 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 984,41\text{ }\mu\text{V}. \quad (5.7)$$



Obr. 5.10: Závislost šumových napětí na frekvenci pro $I_D = 1 \mu A$.

Určení hodnot integrálního šumu pro proud $I_D = 1 \mu A$ ze závislostí na obr. 5.10 pro $f_{k;100} \approx 10,8 \text{ Hz}$ a $f_{k;1000} \approx 8,5 \text{ Hz}$. U_n odečteno pro $f = 10 \text{ kHz}$.

$$U_N = 350,1 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 10,8 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 110,78 \mu V. \quad (5.8)$$

$$U_N = 396,8 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 8,5 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 125,54 \mu V. \quad (5.9)$$

5.3.5 Přehled výsledků simulací

Napájecí napětí při simulacích bylo $U_{in} = 5 \text{ V}$.

Tab. 5.2: Přehled výsledků simulací pro $I_D = 100 \text{ nA}$ a $\text{Area}_t = 100$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	1,5	5	5,78	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	952,6	981,4	1010,2	mV
		27 °C	948,0	976,8	1005,6	mV
		125 °C	952,4	981,4	1010,4	mV
Souběh MC	3σ	-40 °C		28,815		mV
		27 °C		28,764		mV
		125 °C		28,953		mV
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		24,08		mV
Šum	U_N	27 °C		843,26		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		160,4		nA
		27 °C		206,7		nA
		125 °C		279,0		nA

Tab. 5.3: Přehled výsledků simulací pro $I_D = 100 \text{ nA}$ a $\text{Area}_t = 1000$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	1,63	5	5,57	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	959,5	985,8	1012,1	mV
		27 °C	954,3	980,9	1007,5	mV
		125 °C	958,4	985,8	1013,2	mV
Souběh MC	3σ	-40 °C		26,286		mV
		27 °C		26,577		mV
		125 °C		27,429		mV
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		20,48		mV
Šum	U_N	27 °C		984,41		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		160,1		nA
		27 °C		206,6		nA
		125 °C		279,6		nA

Tab. 5.4: Přehled výsledků simulací pro $I_D = 1 \mu A$ a $Area_t = 100$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	2	5	7,42	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	933,8	961,0	988,2	mV
		27 °C	929,6	956,7	983,8	mV
		125 °C	933,6	961,0	988,4	mV
Souběh MC	3σ	-40 °C		27,168		mV
		27 °C		27,135		mV
		125 °C		27,384		mV
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		24,18		mV
Šum	U_N	27 °C		110,78		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		1,549		μA
		27 °C		2,021		μA
		125 °C		2,754		μA

Tab. 5.5: Přehled výsledků simulací pro $I_D = 1 \mu A$ a $Area_t = 1000$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	1,84	5	7,25	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	918,6	943,7	968,8	mV
		27 °C	913,8	939,2	964,6	mV
		125 °C	917,5	973,7	969,9	mV
Souběh MC	3σ	-40 °C		25,101		mV
		27 °C		25,377		mV
		125 °C		26,178		mV
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		20,38		mV
Šum	U_N	27 °C		125,54		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		1,519		μA
		27 °C		2,008		μA
		125 °C		2,770		μA

5.4 Parametry použitých součástek

Tab. 5.6: Přehled parametrů použitých součástek pro $I_D = 100 \text{ nA}$.

Součástka	Symbol	Hodnota	Šířka [μm]	Délka [μm]	Pozn
MOS tranzistor	M_2		40	2	
MOS tranzistor	M_3		5	20	
MOS tranzistor	M_4		5	20	
Operační zesilovač	U_1				$A = 1\text{k}$
Area_t = 100					
MOS tranzistor	M_0		50	2	$N = 8$
MOS tranzistor	M_1		50	2	
Rezistor	R_0	811 $\text{k}\Omega$			
Rezistor	R_1	1,986 $\text{M}\Omega$			
Rezistor	R_2	100 $\text{k}\Omega$			
Rezistor	R_3	100 $\text{k}\Omega$			
Area_t = 1000					
MOS tranzistor	M_0		500	2	$N = 8$
MOS tranzistor	M_1		500	2	
Rezistor	R_0	792 $\text{k}\Omega$			
Rezistor	R_1	2,429 $\text{M}\Omega$			
Rezistor	R_2	100 $\text{k}\Omega$			
Rezistor	R_3	100 $\text{k}\Omega$			

Tab. 5.7: Přehled parametrů použitých součástek pro $I_D = 1 \mu A$.

Součástka	Symbol	Hodnota	Šířka [μm]	Délka [μm]	Pozn
MOS tranzistor	M_2		40	2	
MOS tranzistor	M_3		5	20	
MOS tranzistor	M_4		5	20	
Operační zesilovač	U_1				A = 1k
Area_t = 100					
MOS tranzistor	M_0		50	2	N = 8
MOS tranzistor	M_1		50	2	
Rezistor	R_0	84 k Ω			
Rezistor	R_1	148,1 k Ω			
Rezistor	R_2	100 k Ω			
Rezistor	R_3	100 k Ω			
Area_t = 1000					
MOS tranzistor	M_0		500	2	N = 8
MOS tranzistor	M_1		500	2	
Rezistor	R_0	79 k Ω			
Rezistor	R_1	186,8 k Ω			
Rezistor	R_2	100 k Ω			
Rezistor	R_3	100 k Ω			

6 Depletiční reference

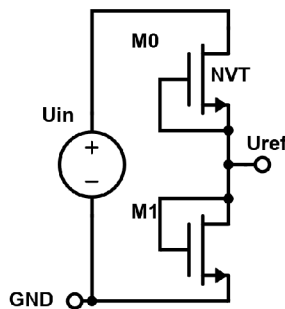
Depletiční reference představuje nízkoodběrovou a nízkorozměrovou možnost realizace napěťové reference. Využívá teoreticky pouze dvou MOS tranzistorů, tak se jedná o jednoduchou variantu s funkčností při velmi nízkých proudech.

První tranzistor M_0 se vyznačuje záporným prahovým napětím (NTV) a funguje v obvodu jako zdroj proudu (odpor), to znamená, že změnou jeho rozměrů (šířkou a délkou) určujeme jeho odpor a tak i protékající proud větvi reference I_D . Zároveň tento tranzistor M_0 ovlivňuje kladným teplotním koeficientem (PTAT) výsledný charakter referenčního napětí.

Druhý tranzistor M_1 pracuje v režimu diody a jeho rozměry (šířkou a délkou) kompenzujeme kladnou teplotní závislost (PTAT) NVT tranzistoru M_0 . Takže tranzistor M_1 disponuje záporným teplotním koeficientem (CTAT).

Jelikož se jedná o dva odlišné tranzistory z hlediska procesu výroby, je zaručení jejich souběhu velmi obtížné. Nabízí se tedy možnost korekce rozptylu trimovacím obvodem.

6.1 Schéma simulovaného zapojení



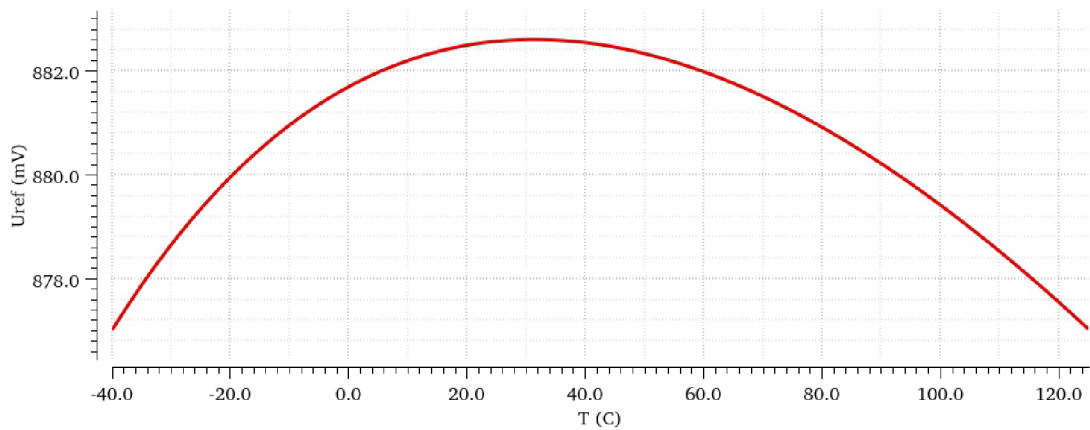
Obr. 6.1: Simulované schéma reference.

6.2 Výsledky simulací

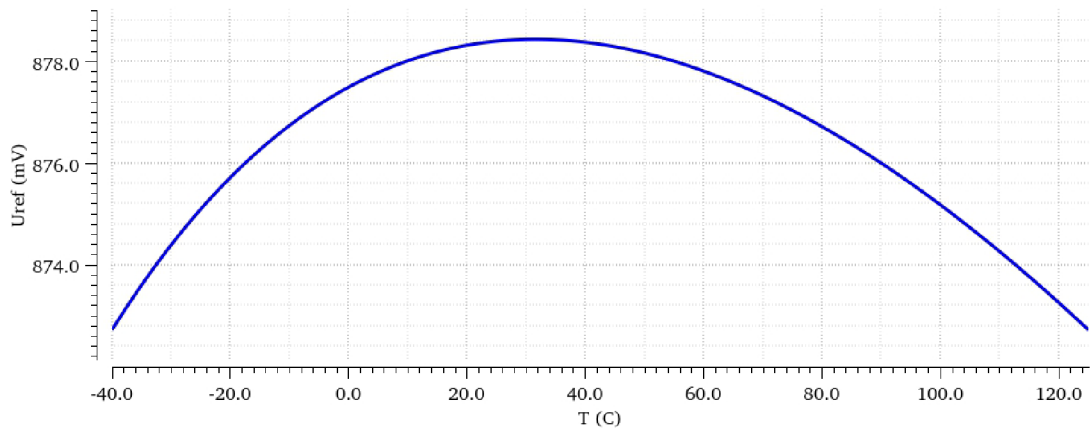
Tento oddíl se věnuje jednotlivým výsledkům simulací.

6.2.1 DC - závislost referenčního napětí na teplotě

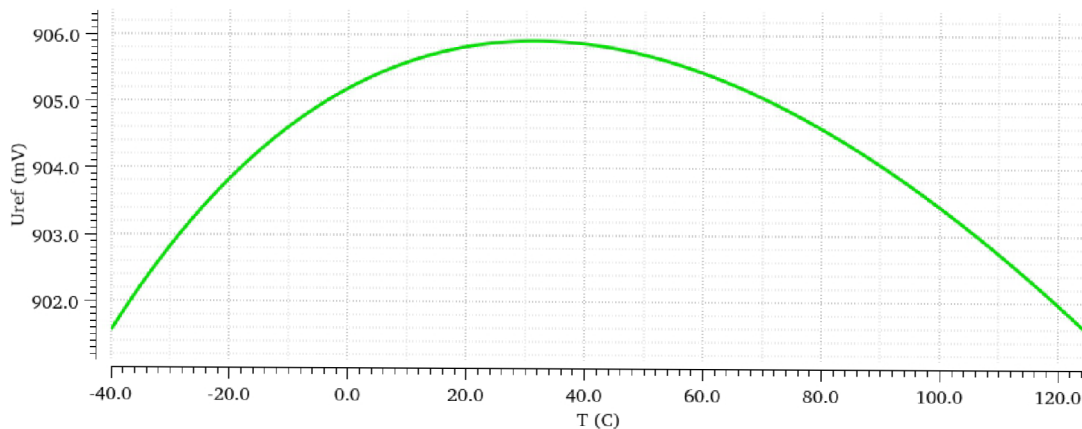
Prvotní simulování obvodu vedlo k dosažení určeného proudu větve, modifikací délky M_0 a následovanou korekcí křivky závislosti napětí U_{ref} na teplotě. To bylo provedeno rozmítáním délky M_1 pro symetrický průběh teplotní závislosti při rozpůlení intervalu. Pro tento úkon bylo využito DC (direct current - stejnosměrný proud) simulace.



Obr. 6.2: Závislost U_{ref} na teplotě pro $I_D = 200$ nA.



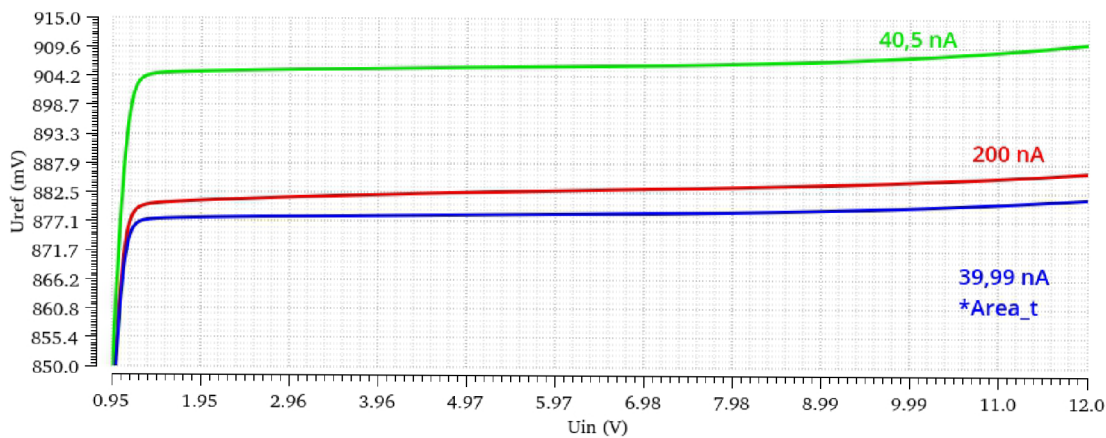
Obr. 6.3: Závislost U_{ref} na teplotě pro $I_D = 40,5$ nA.



Obr. 6.4: Závislost U_{ref} na teplotě pro $I_D = 39,99 \text{ nA}$ a větší rozměry.

6.2.2 DC - závislost referenčního napětí na napájecím napětí

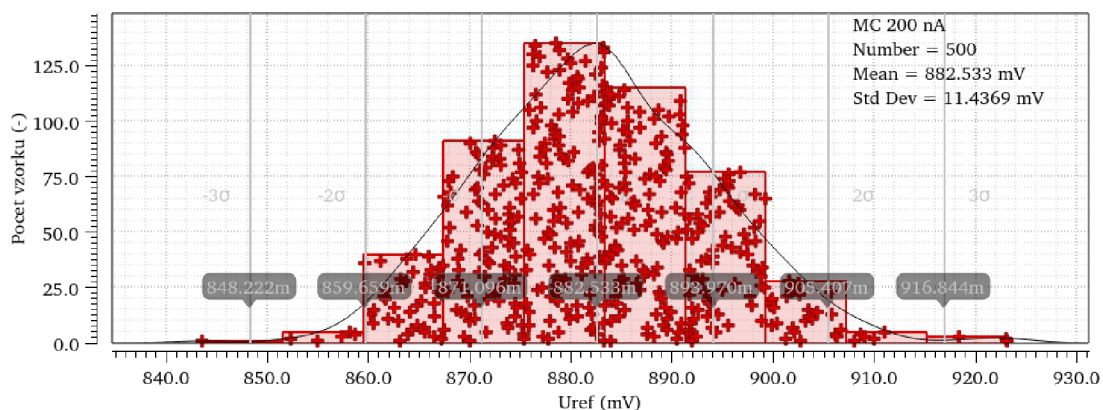
Simulací rozkmitu napájecího napětí od 0 až do 12 V byly získány charakteristiky závislosti referenčního napětí U_{ref} na napájecím napětí obvodu U_{in} pro všechny varianty. (Area_t - větší rozměry tranzistorů)



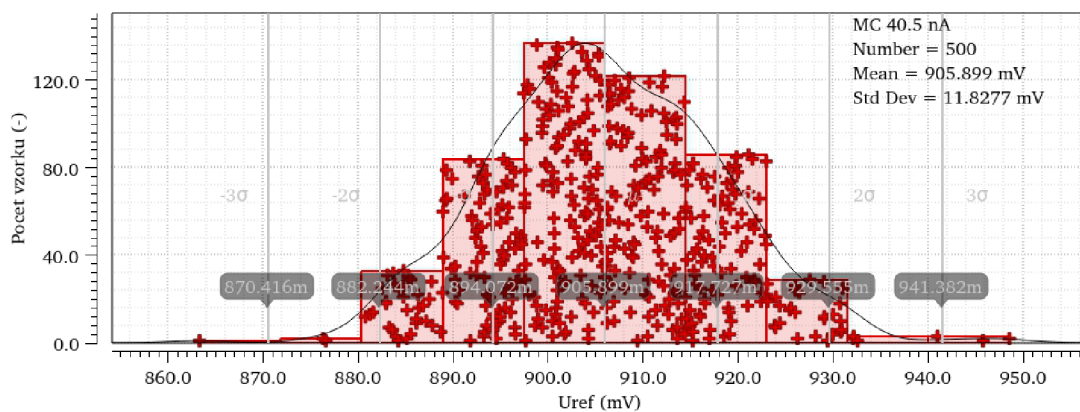
Obr. 6.5: Závislost referenčních napětí na napájecím napětí.

6.2.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh

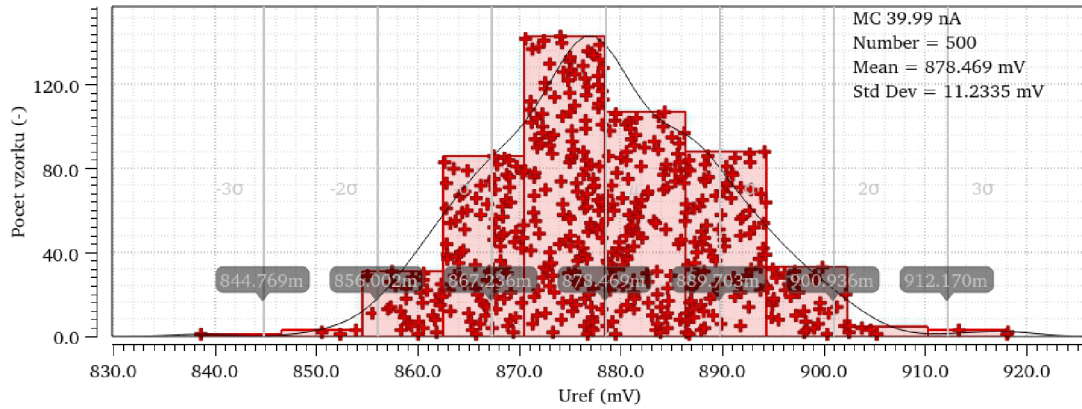
Pro stanovení rozptylu referenčního napětí U_{ref} v rámci přesného návrhu a technologického procesu bylo využito statistické funkce simulace Monte Carlo v operačním bodě obvodu ($T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$). Pro porovnání hodnot rozptylu bylo využito i analýzy dcmatch, která je rychlejší, ale méně přesná v porovnání s funkcí Monte Carlo s vyšším množstvím běhů.



Obr. 6.6: Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 200\text{ nA}$.



Obr. 6.7: Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 40,5\text{ nA}$.



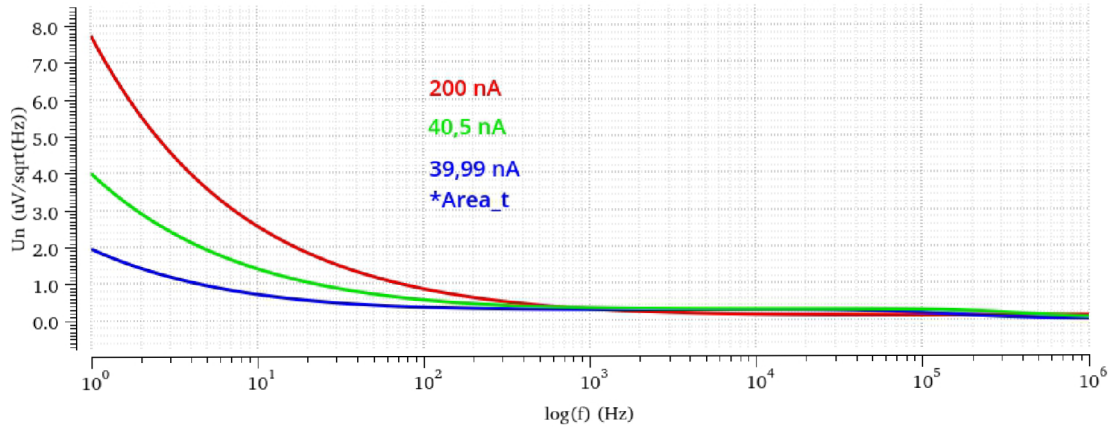
Obr. 6.8: Histogram rozptylu U_{ref} pro $I_D = 39,99 \text{ nA}$ a větší rozměry.

Tab. 6.1: Výsledky analýzy dematch pro 1σ .

I_D	1σ	Jednotky
200 nA	10,48	mV
40,5 nA	10,88	mV
39,99 nA	10,32	mV

6.2.4 Noise - šum

Ze simulovaných průběhů noise (šumové) analýzy pro frekvenční rozsah 1 Hz až 100 kHz byla odečtena hodnota výstupního šumu u_n v oblasti bílého šumu (zvoleno 10 kHz). Dále došlo k určení lomového kmitočtu f_k a výpočtu integrální hodnoty šumu. Šumová analýza probíhala pro všechny proudové varianty.



Obr. 6.9: Závislost šumových napětí na frekvenci.

Určení hodnoty integrálního šumu pro proud $I_D = 200 \text{ nA}$ ze závislostí na obr. 6.9 pro $f_k \approx 10,8 \text{ Hz}$.

$$U_N = u_n \cdot \sqrt{f_2 + f_k \cdot \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (6.1)$$

$$U_N = 158,8 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 10,8 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 50,25 \mu V. \quad (6.2)$$

Určení hodnoty integrálního šumu pro proud $I_D = 40,5 \text{ nA}$ ze závislostí na obr. 6.9 pro $f_k \approx 10,1 \text{ Hz}$.

$$U_N = 302,1 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 10,1 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 95,59 \mu V. \quad (6.3)$$

Určení hodnoty integrálního šumu pro proud $I_D = 39,99 \text{ nA}$ a větší rozměry ze závislostí na obr. 6.9 pro $f_k \approx 10,5 \text{ Hz}$.

$$U_N = 286,8 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{100 \cdot 10^3 + 10,5 \cdot \ln\left(\frac{100 \cdot 10^3}{1}\right)} = 90,75 \mu V. \quad (6.4)$$

6.2.5 Přehled výsledků simulací

Napájecí napětí při simulacích bylo $U_{in} = 5 \text{ V}$.

Tab. 6.2: Přehled výsledků simulací pro $I_C = 200 \text{ nA}$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	1,9	5	10,18	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	842,1	877	911,9	mV
		27 °C	848,3	882,6	916,9	mV
		125 °C	842,4	877	911,6	mV
Souběh MC	3σ	-40 °C		34,92		mV
		27 °C		34,32		mV
		125 °C		34,59		mV
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		31,43		mV
Šum	U_N	27 °C		50,25		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		105,3		nA
		27 °C		200		nA
		125 °C		308,1		nA

Tab. 6.3: Přehled výsledků simulací pro $I_C = 40,5 \text{ nA}$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	1,87	5	7,9	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	865,8	901,6	937,5	mV
		27 °C	870,4	905,9	941,4	mV
		125 °C	865,5	901,6	937,7	mV
Souběh MC	3σ	-40 °C		35,85		mV
		27 °C		35,49		mV
		125 °C		36,09		mV
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		32,64		mV
Šum	U_N	27 °C		95,59		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		24,36		nA
		27 °C		40,5		nA
		125 °C		58,3		nA

Tab. 6.4: Přehled výsledků simulací pro $I_C = 39,99$ nA a větší rozměry.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{in}	27 °C	1,645	5	9,51	V
Referenční napětí	U_{ref}	-40 °C	838,6	872,7	906,8	mV
		27 °C	844,7	878,4	912,1	mV
		125 °C	838,5	872,7	906,9	mV
Souběh MC	3σ	-40 °C		34,14		mV
		27 °C		33,69		mV
		125 °C		34,20		mV
Souběh dematch	3σ	27 °C		30,95		mV
Šum	U_N	27 °C		90,75		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		21,02		nA
		27 °C		39,99		nA
		125 °C		61,69		nA

6.3 Parametry použitých součástek

Tab. 6.5: Přehled parametrů součástek pro $I_D = 200$ nA.

Součástka	Symbol	Hodnota	Šířka [μm]	Délka [μm]	Pozn
MOS tranzistor	M_0		2	34,6	
MOS tranzistor	M_1		1	8,3	

Tab. 6.6: Přehled parametrů součástek pro $I_D = 40,5$ nA.

Součástka	Symbol	Hodnota	Šířka [μm]	Délka [μm]	Pozn
MOS tranzistor	M_0		1	106	
MOS tranzistor	M_1		1	53,19	

Tab. 6.7: Přehled parametrů součástek pro $I_D = 39,99$ nA a větší rozměr.

Součástka	Symbol	Hodnota	Šířka [μm]	Délka [μm]	Pozn
MOS tranzistor	M_0		2	170,8	
MOS tranzistor	M_1		1	84,51	

7 Shrnutí zkoumaných referencí

V předchozích kapitolách došlo k seznámení s různými problematikami návrhu integrovaných obvodů. Zejména se šumovou analýzou a přesností. Dále byla objasněna teorie zahrnující způsoby funkce použitých jednotlivých napěťových referencí.

První část diplomové práce byla rozdělena do tří hlavních částí, počínaje referencí typu Brokaw s NPN bipolárními tranzistory, dále s MOS tranzistory ve slabé inverzi a nakonec depletiční referencí se dvěma MOS tranzistory využívající záporného prahového napětí.

Pro tyto typy napěťových referencí a jejich různé variace byly odsimulovány jejich rozsahy napájecího napětí, teplotní závislosti referenčních napětí a spotřeby pro daný teplotní rozsah, rozptyly referenčních napětí v rámci procesů a nakonec analyzovány šумы referenčních napětí.

Nejlepších parametrů bylo dosaženo při použití bipolárních tranzistorů v referenci typu Brokaw, zejména proto, že obvod disponoval velmi nízkým rozptylem referenčního napětí v rámci výrobního procesu v porovnání s ostatními typy. Depletiční reference se vyznačovala velmi nízkou hodnotou šumu, ale vzhledem k vyžadovanému trimovacímu obvodu kvůli rozptylu by nedošlo ke splnění zadání vyžadující napěťovou referenci bez použití trimování. Nejhorších parametrů dosahovala reference s použitými MOS tranzistory ve slabé inverzi, ať už se jednalo o velký výrobní rozptyl či vysokou hodnotu šumu.

K realizaci přesné napěťové reference s velmi nízkou spotřebou bude pro další část práce zvoleno použití bipolárních tranzistorů v zapojení typu Brokaw, kde se nabízí možnost snížení spotřeby spínáním referenčního bloku. Tato myšlenka bude dále rozpracována v dalších kapitolách.

8 Design spínané napěťové reference

Základním stavebním blokem napěťové reference je referenční buňka dle Paula Brokawa s využitím bipolárních tranzistorů. Pro realizaci bylo využito designu, který nevyužívá "shuntovacího" tranzistoru a není přímo řízený proudovým zdrojem. Toto zapojení je více hospodárné, využívá všechny odebírané prostředky a nastaví si odebíraný proud zpětnou vazbou, viz. 8.1.

Odebíraný proud obvodu omezují dva NVT (native voltage threshold, tranzistory se záporným prahovým napětím) MOS tranzistory. Proud teče tranzistorem M_1 , který je řízen zpětnou vazbou tranzistoru M_2 , tzn. při zvýšení napětí na gate U_{GSM2} se snižuje potenciál na U_{GSM1} a omezuje jeho protékající proud. Tento jev funguje i obráceně. V případě, že je omezen a nedodává požadovaný proud, má snížené U_{GSM2} za následek zvýšení U_{GSM1} .

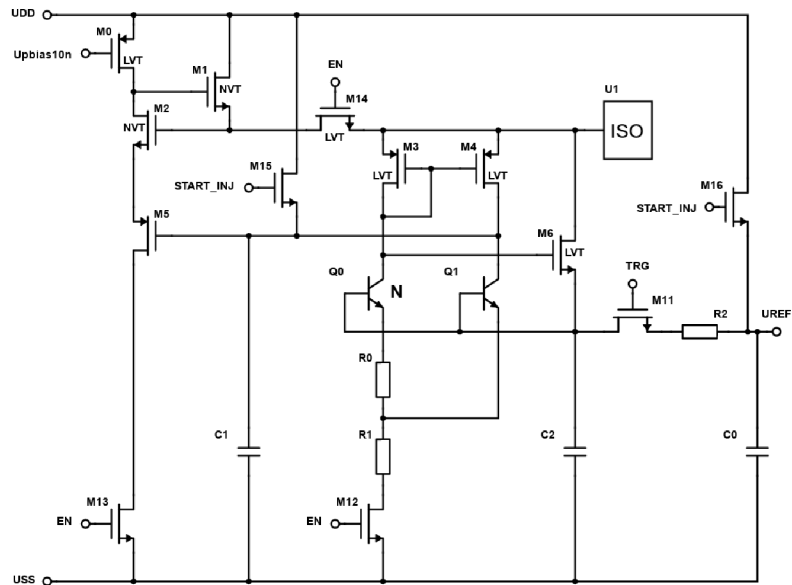
Řízení odebíraného proudu reference zprostředkovává tranzistor M_5 , který je ve zpětné vazbě přímo z referenční větve. Ten přímo ovlivňuje source M_2 , který řídí zpětnou vazbu zmíněnou výše.

Zapojení bylo navrženo s vizí, co nejvíce omezit odebíraný proud mimo hlavní větve reference. Byl tak odstraněn dělič napětí. Tento krok má za následek, že výstupní napětí je fixně jen referenční a neexistují uzly s vyšším referenčním napětím vztahenému poměrem k referenčnímu. Byla navržena úprava reference bez použití větve s děličem, který byl nahrazen MOS tranzistorem M_6 ve zpětné vazbě. Tento tranzistor zároveň kompenzuje odběr bázevých proudů bipolárních tranzistorů a navíc stabilizuje referenční bod v případě odběru proudu.

Dalším krokem v omezení proudového odběru reference bylo navržení jejího spínání. Podstatou funkce je výstupní kapacita, která je v pravidelných cyklech dobíjena referenčním napětím. Pro správnou funkci je nutné referenci uvést do jejího pracovního bodu, spustit ji a až po její stabilizaci sepnout výstupní kapacitu, na které se zaznamená referenční hodnota. Dále je odepnuta prvně kapacita a po krátké prodlevě i referenční blok. Tento cyklus se opakuje. Výhoda je v nižším proudovém odběru, než by reference odebírala v kontinuálním režimu. Nevýhodou je požadavek přesných spínacích signálů.

Po odpojení referenčního bloku je blok ve stavu, kdy by si při ideálních parametrech zanechal nastavený pracovní bod. To se neděje, a bod je skrze parazity částečně ovlivněn. Referenční buňka je náchylná k jevu "latch-up", což je uzavření smyčky díky parazitním vlastnostem tranzistorů. Zmíněná interference by mohla ovlivnit chování obvodu, proto je vysoko-impedanční bod (uzel se zapojeným izolačním blokem *ISO*) odizolován od zbytku polovodičové struktury.

8.1 Schéma simulovaného zapojení



Obr. 8.1: Schéma simulovaného zapojení spínané napěťové reference.

8.2 Vstupní a výstupní signály

V následujícím oddíle budou představeny vstupní/výstupní signály a jejich základní funkce. Pro testování reference jsou uvedené vstupní signály v ustáleném sepnutém stavu.

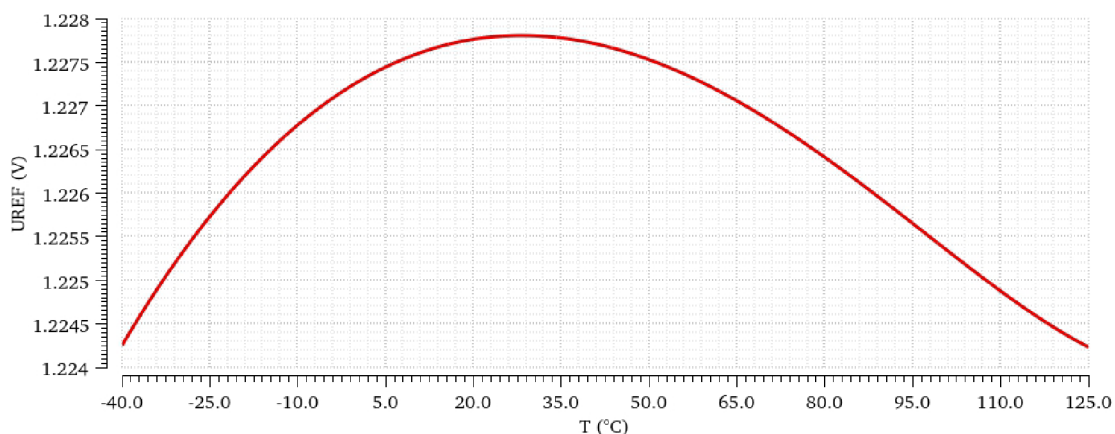
- Operační napětí U_{DD} (horní úroveň) a U_{SS} (spodní úroveň - GND).
- Vstupní biasovací napětí PMOS (proudových zdrojů) $U_{pbias10n}$.
- Vstupní signál $START_INJ$ reprezentuje krátký impuls při spouštění všech funkčních bloků a slouží ke zrychlení náběhu reference do pracovního bodu. Ve schématu je signál využit k částečnému nabití stabilizační kapacity a výstupní kapacity.
- Vstupní signál EN slouží ke spuštění/odpojení reference, konkrétně odepíná referenční blok od zdroje proudu a od spodní napěťové linky U_{SS} (v tomto případě země - GND).
- Vstupní signál TRG připojuje výstupní referenční kapacitu, na kterou je následně zaznamenána referenční hodnota napětí referenčního bloku.
- Výstupní referenční napěťová úroveň U_{REF} .

8.3 Výsledky simulací

Následující oddíl se věnuje jednotlivým výsledkům simulací.

8.3.1 Závislost referenčního napětí na teplotě

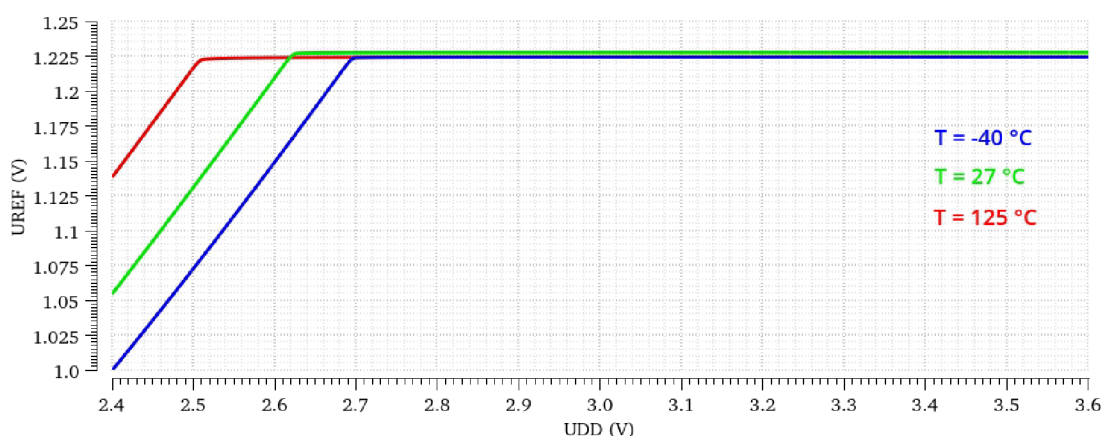
Nastavení pracovního bodu se věnuje kapitola 4. Charakteristika byla získána rozmítáním teploty při $U_{DD} = 3,3 \text{ V}$.



Obr. 8.2: Závislost U_{REF} na teplotě pro $U_{DD} = 3,3 \text{ V}$.

8.3.2 Závislost referenčního napětí na napájecím napětí

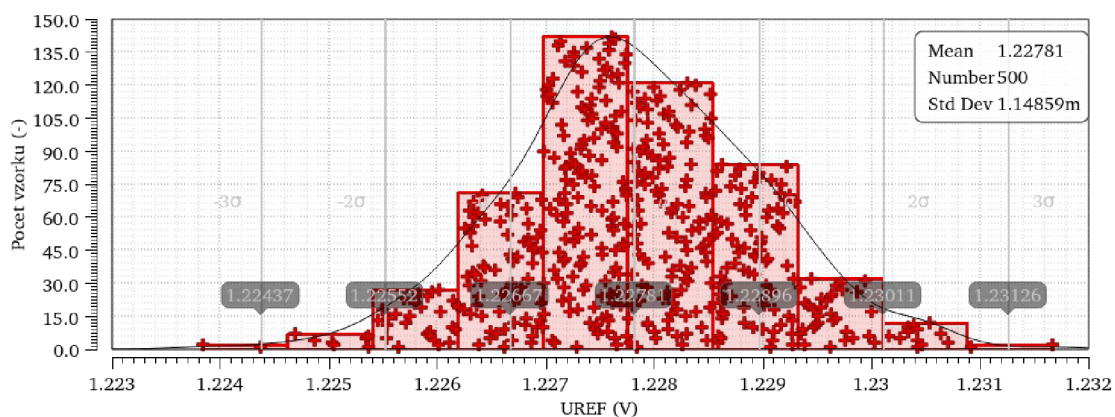
Rozmítáním napájecího napětí U_{DD} od 0 V až do 3,6 V byly získány charakteristiky závislosti referenčního napětí U_{REF} na U_{DD} pro teploty -40, 27 a 125 $^{\circ}\text{C}$.



Obr. 8.3: Závislost U_{REF} na U_{DD} pro vybrané teploty.

8.3.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh

Pro stanovení rozptylu referenčního napětí U_{REF} v rámci přesného návrhu a technologického procesu bylo využito statistické metody Monte Carlo (MC) v operačním bodě obvodu pro $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$. Pro porovnání hodnot rozptylu bylo využito i analýzy dcmatch, která je rychlejší, ale méně přesná v porovnání s metodou Monte Carlo s vyšším množstvím běhů (v tomto případě 500).



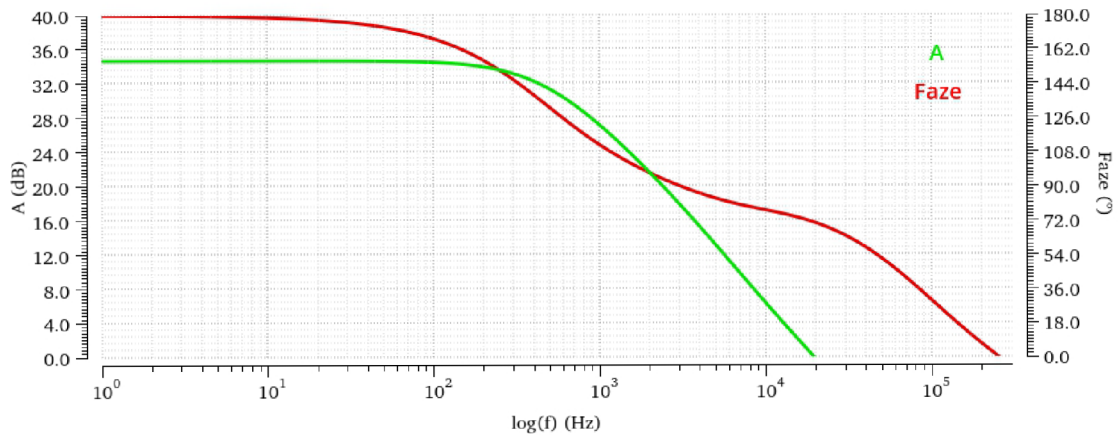
Obr. 8.4: Histogram rozptylu U_{REF} pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$ a $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Tab. 8.1: Výsledky odchylek dcmatch s porovnáním s MC pro $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$.

U_{DD} [V]	dcmatch 1σ [mV]	MC 1σ [mV]
3,3	1,180	1,149

8.3.4 Frekvenční charakteristika - stabilita

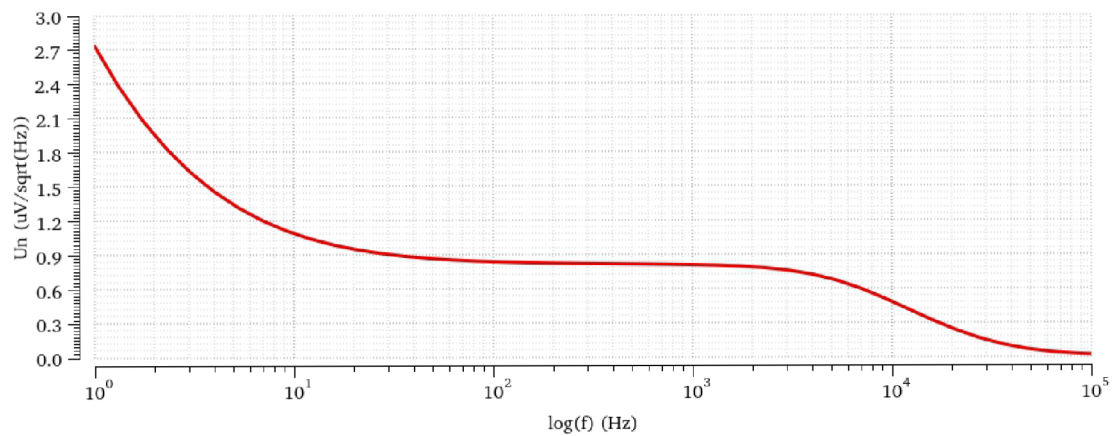
Pro zobrazení frekvenční charakteristiky bylo využito analýzy pro stanovení stability - stb. Z frekvenční charakteristiky byla následně odečtena fázová bezpečnost, která se značí PM , při zisku 0 dB , o hodnotě $70,77^{\circ}$. Tak byla splněna i obecně známá podmínka $PM > 60^{\circ}$ pro zachování stability obvodu či zpětnovazební smyčky.[7]



Obr. 8.5: Frekvenční charakteristika napěťové reference.

8.3.5 Noise - šum

Ze simulovaných průběhů noise (šumové) analýzy pro frekvenční rozsah 10 Hz až 100 kHz byla odečtena hodnota výstupního šumu u_n v oblasti bílého šumu (zvoleno 1 kHz). Dále došlo k určení lomového kmitočtu f_k a výpočtu integrální hodnoty šumu.



Obr. 8.6: Závislost šumového napětí na frekvenci.

Určení hodnoty integrálního šumu pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$ ze závislosti na obr. 8.6 pro $f_k \approx 25\text{ Hz}$.

$$U_N = u_n \cdot \sqrt{f_2 + f_k \cdot \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (8.1)$$

$$U_N = 810,2 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{1 \cdot 10^5 + 25 \cdot \ln\left(\frac{1 \cdot 10^5}{10}\right)} = 256,5 \mu V. \quad (8.2)$$

8.4 Shrnutí výsledků a simulací

Referenční blok byl nastaven pro napájecí napětí $3,3 V$ a teplotu $27 ^\circ C$, aby proud protékající bipolárním tranzistorem byl přibližně $500 nA$. Celý obvod odebírá $1,1 \mu A$, kdy referenční blok využívá přibližně $1 \mu A$ a tranzistor zpětné vazby (řídící odběr proudu) $100 nA$.

Tab. 8.2: Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3 V$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{DD}		2,7	3,3	3,6	V
Referenční napětí	U_{REF}	-40 °C	1,221	1,224	1,227	V
		27 °C	1,225	1,228	1,231	V
		125 °C	1,219	1,224	1,229	V
Souběh MC	3σ	-40 °C		2,683		mV
		27 °C		3,447		mV
		125 °C		4,836		mV
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		3,541		mV
Šum	U_N	27 °C		256,5		μV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		868,2		nA
		27 °C		1,102		μA
		125 °C		1,452		μA

9 Design proudové reference

Základním stavebním blokem proudového zdroje je proudová reference s využitím bipolárních tranzistorů pro realizaci stabilního rozdílového napětí ΔU_{BE} , ze kterého je pak odvozen referenční proud ve větvi. Design nekompensuje kladný teplotní koeficient. Teplotní koeficient by bylo možné kompenzovat druhým odporem, stejným způsobem, jak funguje Brokawova buňka. Pro tento design bude uvažována PTAT závislost proudu, s předpokladem, že se referenční kapacita vybíjí ve vyšších teplotách rychleji.

Obvod využívá zpětné vazby tvořené tranzistorem M_3 , který v obvodě řídí hlavní referenční proudovou větev, a proto je nutná stabilizace smyčky. Dále jsou kompenzovány báze proudy tranzistorem M_4 . Referenční signály nejsou odvozeny přímo z referenční větve, to by znamenalo využití biasovacího napětí tranzistoru M_2 . Prvním důvodem byla nezanedbatelná kapacita připojených tranzistorů, jež vedla k pomalému startu referenčního bloku zvláště při nízkém napájecím napětí a nízkých teplotách. Druhým důvodem byly vysoké napěťové špičky při spínání zbývajících obvodů. Proto bylo nutné vytvořit přidružené větve vázané na referenční, které významně potlačily napěťové špičky a snížily kapacitu v referenčním U_{pbias} uzlu. Tak vznikla dále rozvedená napětí $U_{nbias5n}$ a $U_{pbias10n}$. Vytvořené větve mají nezanedbatelný vliv na celkovou spotřebu proudové reference.

Hlavní výhodou tohoto zapojení je minimální závislost hodnoty referenčního proudu na napájecím napětí a funkčnost při velmi nízkých prouděch. Oproti tomu nevýhodou je nutnost stabilizace zpětné vazby.

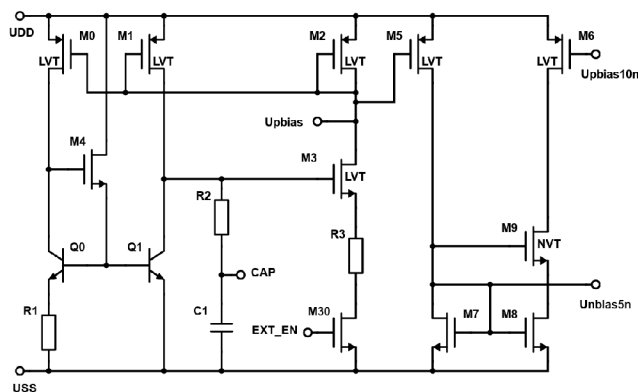
9.1 Vstupní a výstupní signály

V následujícím oddíle budou představeny vstupní/výstupní signály a jejich základní funkce.

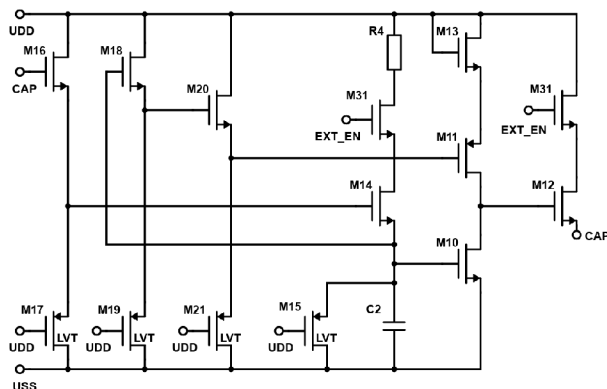
- Operační napětí U_{DD} (horní úroveň) a U_{SS} (spodní úroveň - GND).
- Vstupní signál EXT_EN je externí řídicí signál umožňující zapnutí či vypnutí bloku.
- Výstupní biasovací napětí PMOS (proudových zdrojů) $U_{pbias10n}$ a NMOS $U_{nbias5n}$.
- Výstupní signál $START_INJ$ je startovací signál nabíjející stabilizační kapacitu, která otvírá tranzistor M_3 s funkcí zpětné vazby. Odpor R_2 u stabilizační kapacity se podílí nejen na stabilitě, ale také na chování při startu obvodu, kdy omezuje vybíjecí proud kapacity. Při sepnutí obvodu způsobuje zpětná vazba vysoké proudy ve větvích. Proto bylo zapotřebí realizovat další omezení. Odpor R_3 v referenční větvi omezuje řídicí proud při startu. Takto bylo zaručeno

rychlé uvedení proudového zdroje do jeho pracovního bodu.

9.2 Schéma simulovaného zapojení



Obr. 9.1: Schéma zapojení proudové reference bez startovacího obvodu.



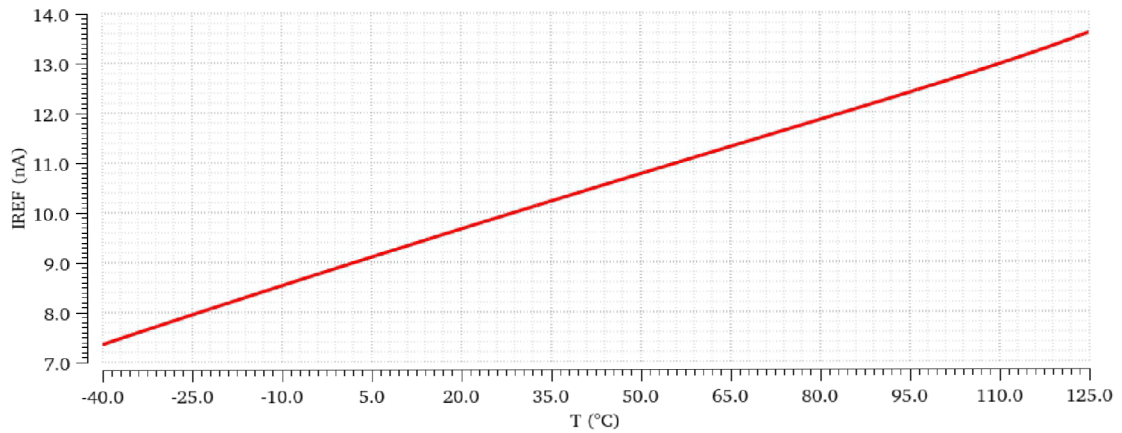
Obr. 9.2: Schéma zapojení startovacího obvodu proudové reference.

9.3 Výsledky simulací

Následující oddíl se věnuje jednotlivým výsledkům simulací. Signál *EXT_EN* je pro simulace v sepnutém stavu, pokud není uvedeno jinak.

9.3.1 Závislost referenčního proudu na teplotě

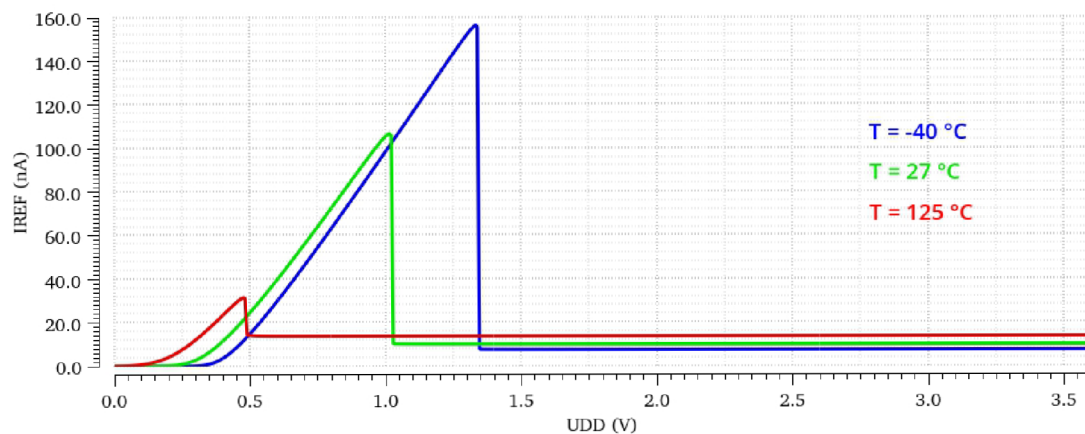
Proudový zdroj využívá PTAT závislosti referenčního proudu I_{REF} , který protéká tranzistorem M_2 v řídicí větvi. Nastavení pracovního bodu se věnuje kapitola 4. Charakteristika byla získána rozmittáním teploty při $U_{DD} = 3,3$ V.



Obr. 9.3: Závislost I_{REF} na teplotě pro $U_{DD} = 3,3$ V.

9.3.2 Závislost referenčního proudu na napájecím napětí

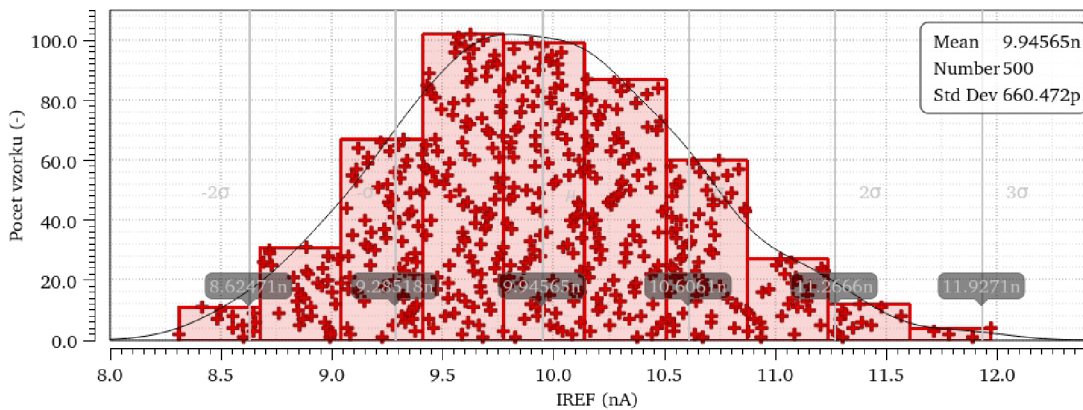
Rozmittáním napájecího napětí U_{DD} od 0 V až do 3,6 V byly získány závislosti referenčního proudu I_{REF} na U_{DD} pro teploty -40 , 27 a 125 °C.



Obr. 9.4: Závislost I_{REF} na U_{DD} pro zvolené teploty.

9.3.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh

Stanovení rozptylu referenčního proudu I_{REF} v rámci přesného návrhu a technologického procesu bylo využito statistické metody Monte Carlo (MC) v operačním bodě obvodu pro $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$. Pro porovnání hodnot rozptylu bylo využito i analýzy dcmatch, která je rychlejší, ale méně přesná v porovnání s metodou Monte Carlo s vyšším množstvím běhů (v tomto případě 500).



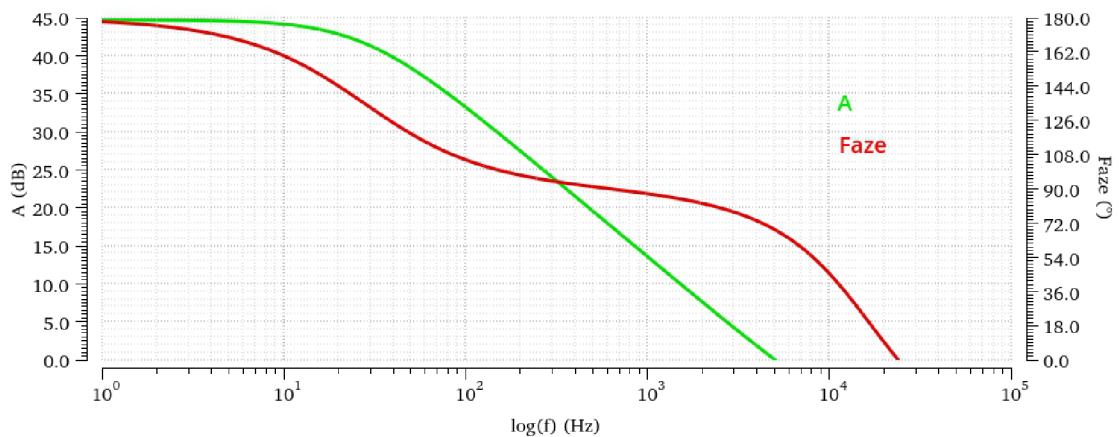
Obr. 9.5: Histogram rozptylu I_{REF} pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$ a $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Tab. 9.1: Výsledky odchylek dcmatch s porovnáním s MC pro $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$.

U_{DD} [V]	dcmatch 1σ [pA]	MC 1σ [pA]
3,3	647,3	660,5

9.3.4 Frekvenční charakteristika - stabilita

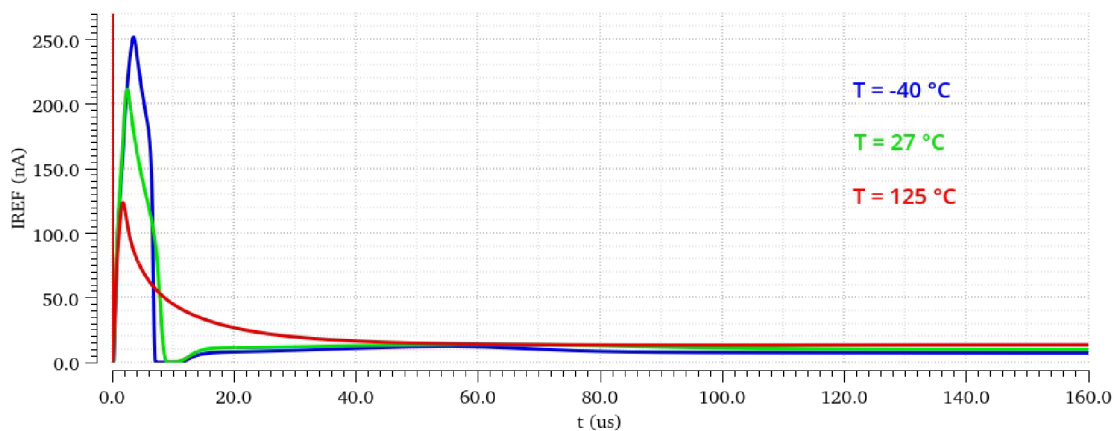
Pro zobrazení frekvenční charakteristiky bylo využito analýzy pro stanovení stability - stb. Z frekvenční charakteristiky byla odečtena fázová bezpečnost, která se značí PM , při zisku 0 dB , o hodnotě $68,43^{\circ}$. Tak byla splněna i obecně známá podmínka $PM > 60^{\circ}$ pro zachování stability obvodu či zpětnovazební smyčky.[7]



Obr. 9.6: Frekvenční charakteristika proudové reference pro $U_{DD} = 3,3$ V.

9.3.5 Časový průběh I_{REF} při startu bloku

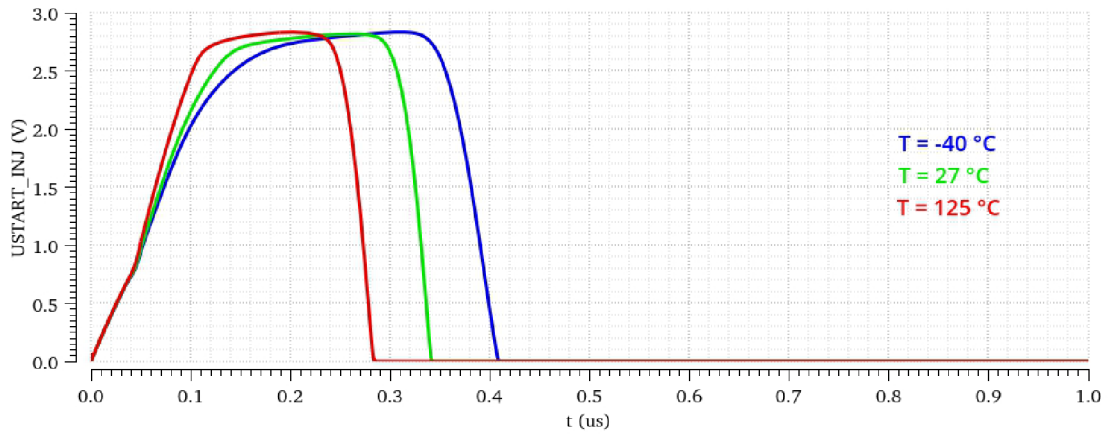
Zaznamenaná odezva reference v čase při jejím spuštění, přiložením napětí $U_{DD} = 3,3$ V. Na počátku je využit signál $START_INJ$, který nabije stabilizační kapacitu a nastartuje obvod. Díky startovacímu obvodu je reference připravena v požadovaném pracovním bodě v čase přibližně $150 \mu s$.



Obr. 9.7: Časový průběh I_{REF} při startu reference pro $U_{DD} = 3,3$ V.

9.3.6 Časový průběh signálu $START_INJ$ při startu bloku

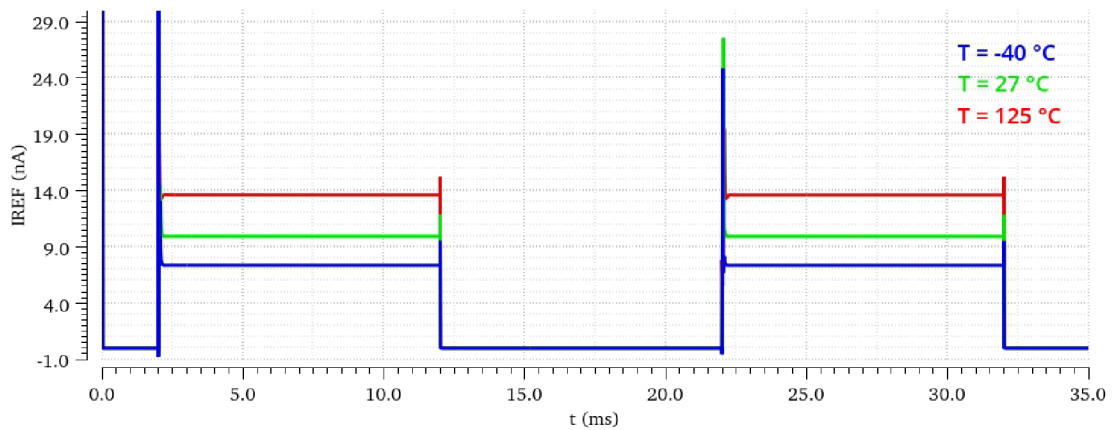
Rychlé uvedení proudové reference do pracovního bodu funguje právě díky startovacímu obvodu s řídicím signálem $START_INJ$. Signál je generován nabíjením kondenzátoru C_2 omezeným proudem skrze rezistor R_4 .



Obr. 9.8: Časový průběh signálu $START_INJ$ pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$.

9.3.7 Časový průběh I_{REF} při spínání signálem EXT_EN

Referenční blok byl navržen, aby vyžadoval externí zapínací signál EXT_EN , případně jím byl spínán bez nutnosti přímého odpojení napájecích větví. Na časové odezvě je vloženo úvodní zpoždění 4 ms pro kontrolu startu, poté je sepnut signálem EXT_EN , a po dalších 10 ms odpojen.



Obr. 9.9: Časový průběh signálu EXT_EN pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$.

9.4 Shrnutí výsledků a simulací

Referenční blok byl nastaven pro napájecí napětí $3,3\text{ V}$ a teplotu $27\text{ }^\circ\text{C}$ tak, aby proud protékající bipolárním tranzistorem byl přibližně 5 nA . Celý obvod odebírá do 38 nA , kdy referenční blok využívá přibližně 20 nA a další oddělené větve odebírají 15 nA . Zbývajících 3 nA je odchylka způsobená startovacím obvodem, odběrem bází bipolárních tranzistorů a chybou zrcadel.

Tab. 9.2: Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{DD}		1,5	3,3	3,6	V
Referenční proud	I_{REF}	-40 °C	5,718	7,358	8,998	nA
		27 °C	7,943	9,925	11,91	nA
		125 °C	11,10	13,59	16,08	nA
Souběh MC	3σ	-40 °C		1,640		nA
		27 °C		1,982		nA
		125 °C		2,492		nA
Souběh dcmatch	3σ	27 °C		1,942		nA
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud	I	-40 °C		26,91		nA
		27 °C		35,74		nA
		125 °C		48,58		nA

10 Design oscilátoru pro řídicí signály

Základní zapojení oscilátoru zahrnuje kapacity nabíjené definovaným proudem, jejichž napětí se dále komparátorem porovnává s definovaným referenčním napětím. V ideálním případě se při překročení referenčního napětí na kapacitě následně sepne RS obvod (bistabilní klopný obvod). RS obvod vytváří obdélníkové pulsy s definovanou periodou a střídou, určenou právě dobou nabíjení kapacit na referenční úroveň. V reálném zapojení je nutné brát v úvahu zesílení, rychlost a offset komparátoru, případně další nedokonalosti jako je parazitní odpor kondenzátoru, nesymetrie proudových zrcadel či odchylka referenčního napětí.

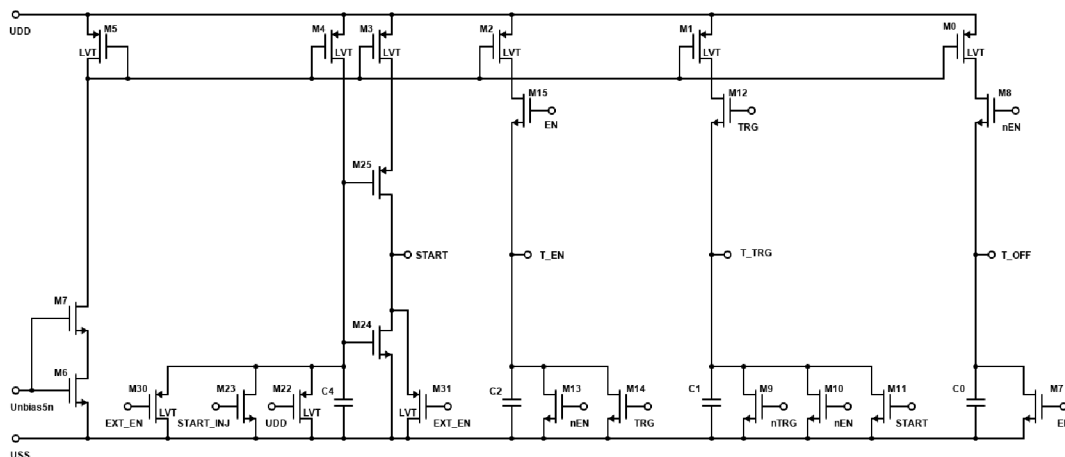
Hlavním cílem návrhu je nízká spotřeba. Následující design uvažuje, že zmíněné neideálnosti komparátoru na samotný řídicí signál nemají vliv. Jestliže se bude zesílení, rychlost a offset blížit konstantní hodnotě přes napájecí napětí a teploty, je možné tyto parametry v reálném stavu zanedbat. To vede k požadavku na další regulaci zejména při použití RS obvodů, které při spínání očekávají strmou hranu k horní/spodní napěťové úrovni. Pomalý a nedokonale zesílený signál má za následek výskyt tzv. "cross-proudů" (zkratové proudy), které vedou k dlouhým proudovým špičkám při pomalém spínání klopných obvodů. Regulace tak spočívá v proudovém omezení těchto klopných obvodů. V opačném případě by bylo nutné dosáhnout u komparátorů zejména vysokého zesílení a rychlosti, což vyžaduje kontinuálně vysoké proudy. Proudové omezení má za následek nižší strmosti hran spínajících signálů.

10.1 Vstupní a výstupní signály

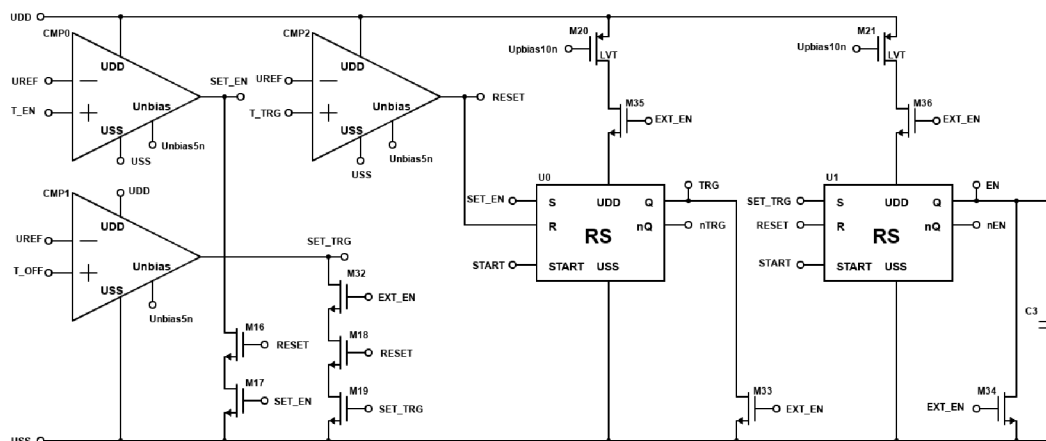
V následujícím oddíle budou představeny vstupní/výstupní signály a jejich základní funkce.

- Operační napětí U_{DD} (horní úroveň) a U_{SS} (spodní úroveň - GND).
- Vstupní biasovací napětí PMOS (proudových zdrojů) $U_{pbias10n}$ a NMOS $U_{nbias5n}$.
- Vstupní signál EXT_EN je externí řídicí signál umožňující zapnutí či vypnutí bloku.
- Vstupní referenční napěťová úroveň U_{REF} použitá jako komparační úroveň.
- Vstupní signál $START_INJ$ reprezentuje krátký impuls při spouštění všech funkčních bloků a slouží k dynamické změně $START$ signálu, který tak čeká na spuštění proudového zdroje.
- Výstupní signál EN o délce $505 \mu s$ vztažený k hlavní periodě $14 ms$.
- Výstupní signál TRG , navazující na EN , o délce $83 \mu s$ vztažený k hlavní periodě .

10.2 Schéma simulovaného zapojení



Obr. 10.1: Schéma simulovaného zapojení oscilátoru část první.



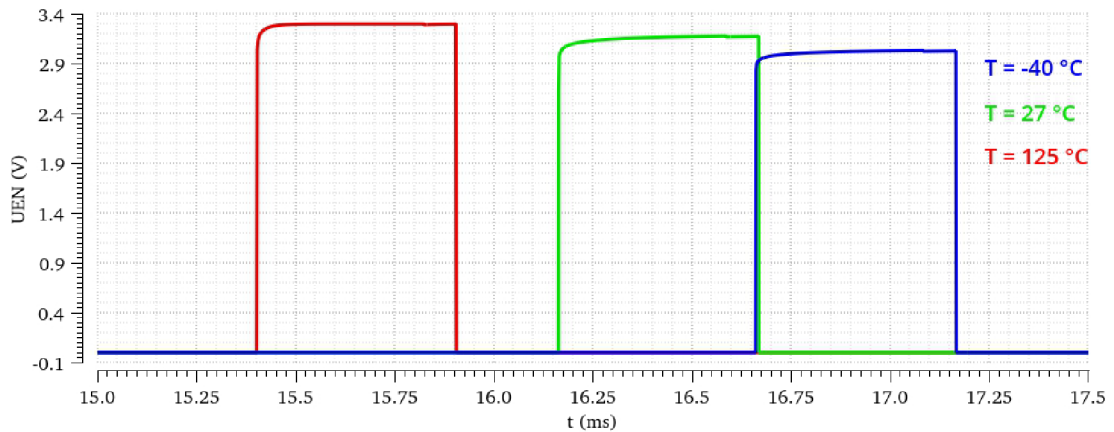
Obr. 10.2: Schéma simulovaného zapojení oscilátoru část druhá.

10.3 Výsledky simulací

Následující oddíl se věnuje jednotlivým výsledkům simulací. Signál *EXT_EN* je pro simulace v sepnutém stavu, pokud není uvedeno jinak. Signál *START_INJ* je pro simulace ve vypnutém stavu, pokud není uvedeno jinak.

10.3.1 Časový průběh vygenerovaného signálu EN

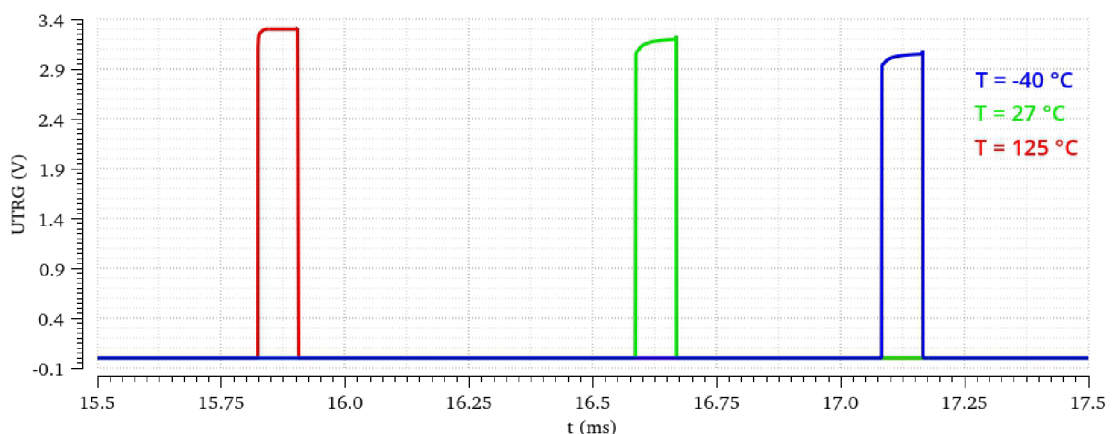
První vygenerovaný signál EN je impuls spouštějící napětovou referenci, aby se dostala do svého pracovního bodu před tím, než dojde k zaznamenání referenční hodnoty. Ze simulovaného průběhu signálu EN byla odečtena hodnota šířky pulsu odpovídající $505 \mu s$ pro $T = 27 \text{ }^\circ C$.



Obr. 10.3: Časový průběh signálu EN spouštějící napětovou referenci.

10.3.2 Časový průběh vygenerovaného signálu TRG

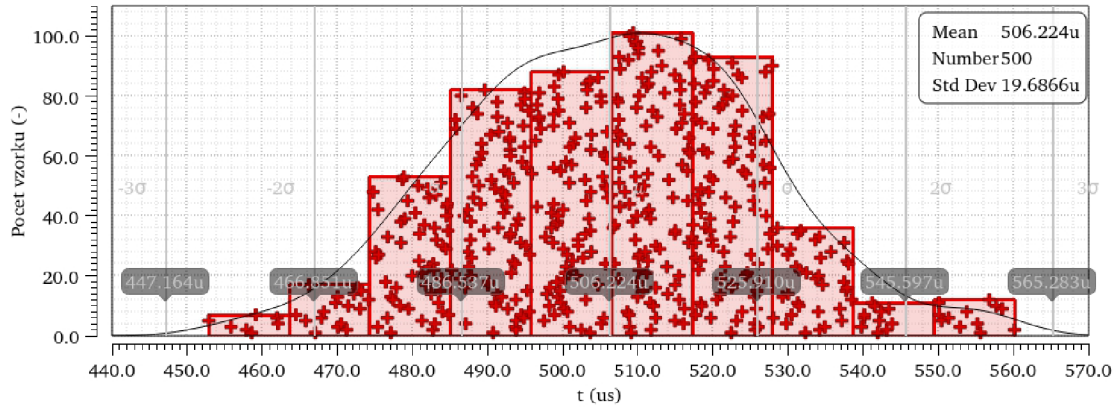
Druhý vygenerovaný signál TRG je krátký impuls spínající vzorkovací kapacitu pro zaznamenání referenční hodnoty napětí. Ze simulovaného průběhu signálu TRG byla odečtena hodnota šířky pulsu odpovídající $83 \mu s$ pro $T = 27 \text{ }^\circ C$.



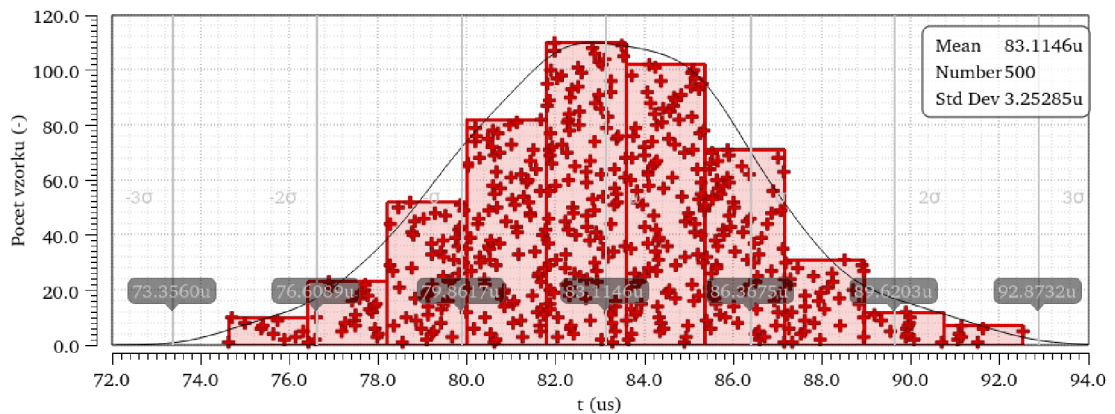
Obr. 10.4: Časový průběh signálu TRG spínající referenční kapacitu.

10.3.3 Monte Carlo a dcmatch - souběh

Pro stanovení rozptylu referenčních signálů *EN* a *TRG* v rámci přesného návrhu a technologického procesu bylo využito statistické metody Monte Carlo (MC) pro $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$.



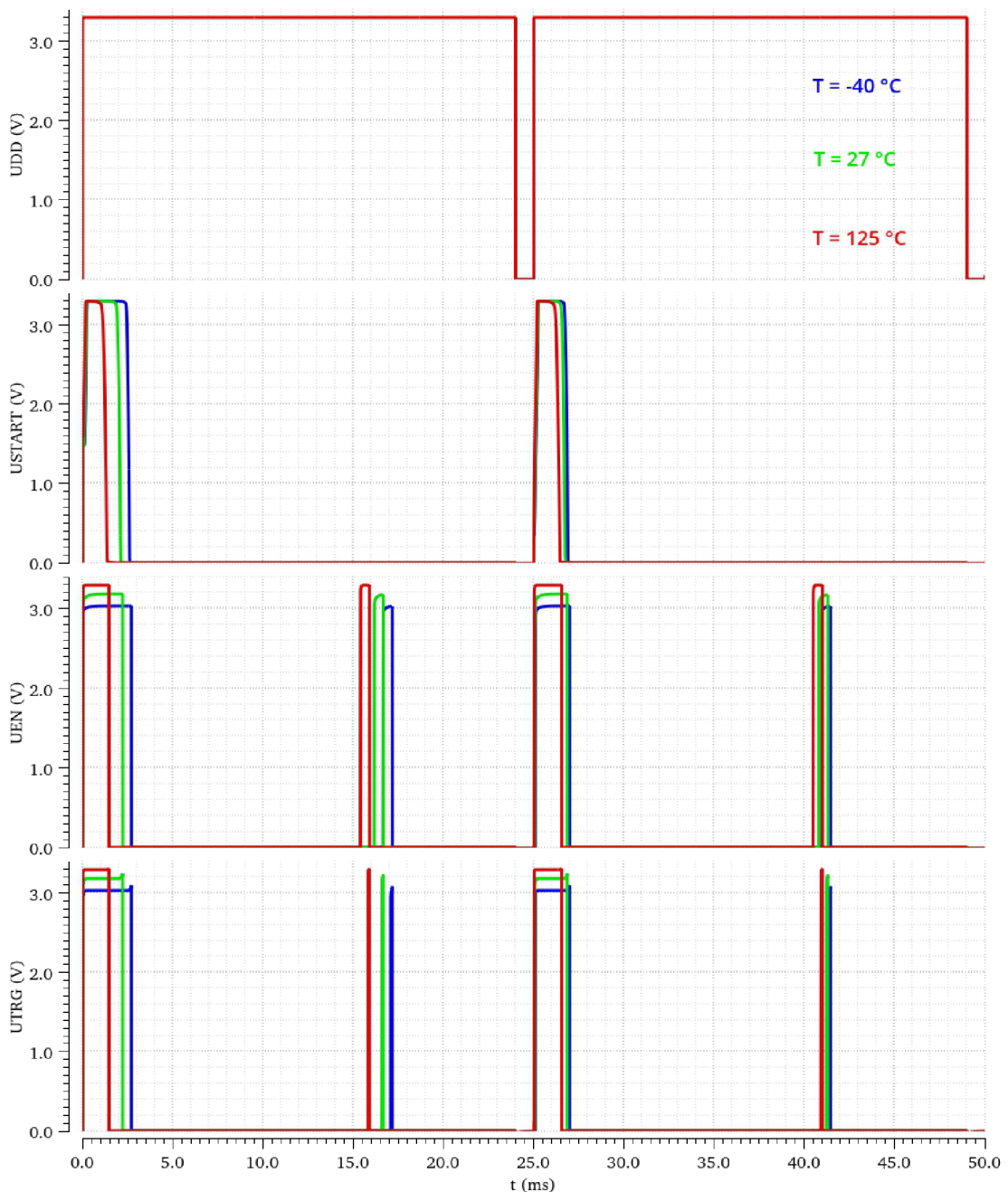
Obr. 10.5: Histogram rozptylu periody signálu EN pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$.



Obr. 10.6: Histogram rozptylu periody signálu TRG pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$.

10.3.4 Časový průběh reakce obvodu na výpadek napájení

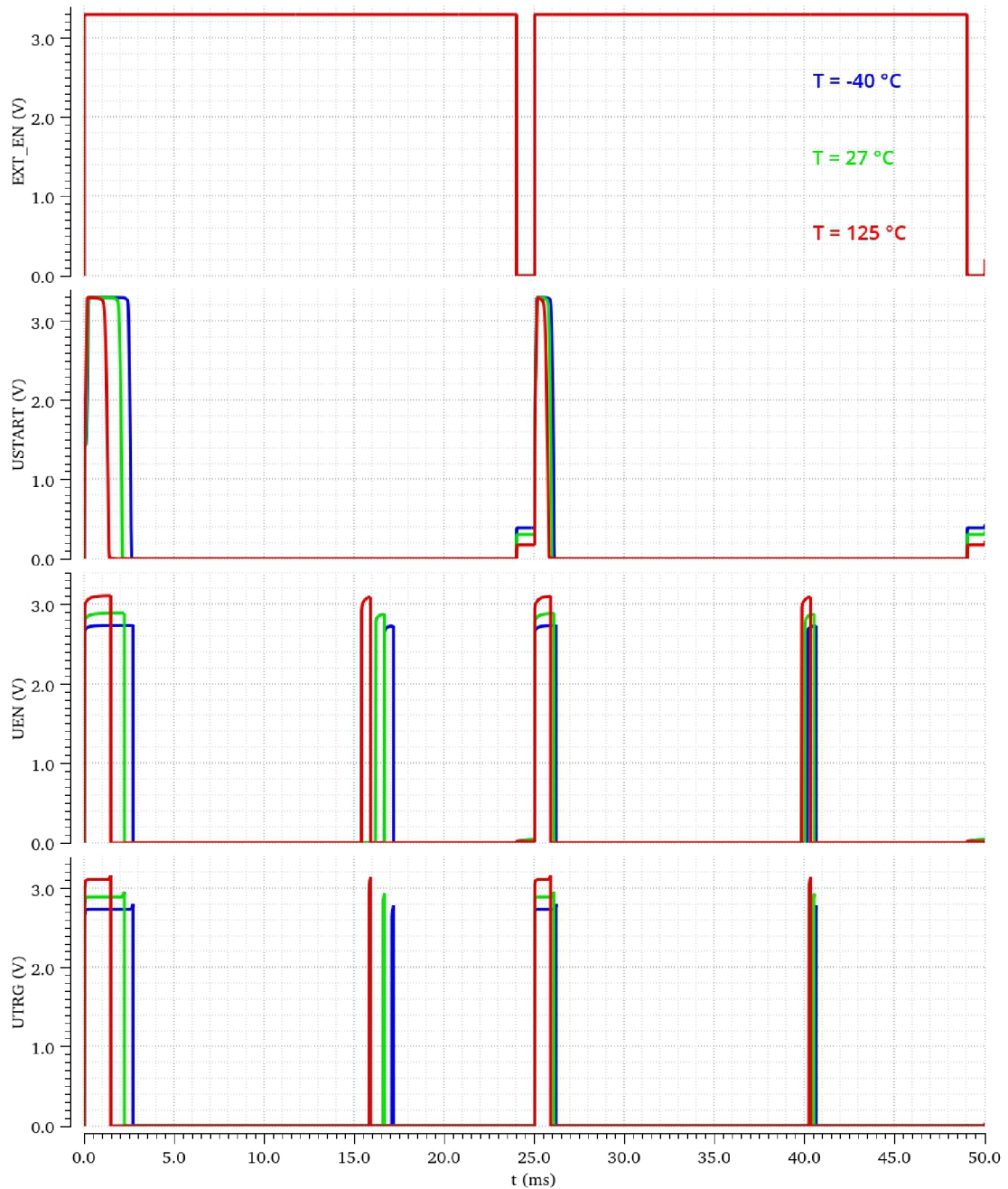
V případě, že dojde k odpojení napájecího napětí U_{DD} , je blok oscilátoru resetován do definovaného stavu. Při jeho opětovném spuštění je využito startovacího obvodu s nabíjenou kapacitou, která zajistí určitou prodlevu pro start a stabilizaci napěťové reference přímým sepnutím obou signálů (EN a TRG). Prodleva odpovídá hodnotě $2,1\text{ ms}$ pro $T = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$.



Obr. 10.7: Časový průběh řídicích signálů reagujících na výpadek napájení U_{DD} .

10.3.5 Časový průběh reakce obvodu na signál EXT_EN

Signál externího spínání *EXT_EN*, přímo odepíná blok oscilátoru bez nutnosti vypnutí napájecího napětí U_{DD} . Tento signál resetuje i startovací obvod, a tak zajišťuje definovaný stav při opětovném sepnutí.



Obr. 10.8: Časový průběh řídicích signálů reagujících na vstupní signál *EXT_EN*.

10.4 Shrnutí výsledků a simulací

Blok řídicího oscilátoru byl nastaven pro napájecí napětí $3,3\text{ V}$ a teplotu $27\text{ }^{\circ}\text{C}$, s kontinuálním odběrem proudu celého obvodu do $21,5\text{ nA}$.

Tab. 10.1: Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{DD}		2,3	3,3	3,6	V
Perioda signálu EN	EN	-40 °C	429,3	506,3	583,3	μs
		27 °C	447,1	506,2	565,3	μs
		125 °C	450,7	503,5	556,3	μs
Perioda signálu TRG	TRG	-40 °C	71,11	83,65	96,19	μs
		27 °C	73,29	83,05	92,81	μs
		125 °C	73,18	81,58	89,98	μs
Souběh MC periody signálu EN	$3\sigma\text{EN}$	-40 °C		77,01		μs
		27 °C		59,07		μs
		125 °C		52,83		μs
Souběh MC periody signálu TRG	$3\sigma\text{TRG}$	-40 °C		12,54		μs
		27 °C		9,759		μs
		125 °C		8,403		μs
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	$^{\circ}\text{C}$
Odebíraný proud	I	-40 °C		21,12		nA
		27 °C		21,26		nA
		125 °C		21,57		nA

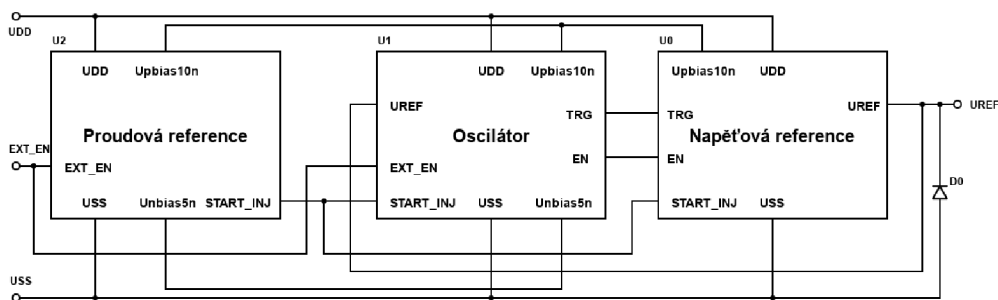
11 Zapojení TOP úrovně

Zapojení TOP či vrchní úrovně je schéma na hierarchicky nejvyšší úrovni, kdy jsou jednotlivé navržené bloky spojeny do funkčního celku s přiloženým napájecím napětím bez dalších ideálních součástek.

V předešlých kapitolách došlo k objasnění funkcí jednotlivých bloků nezávisle na sobě a s ideálními vstupními podmínkami. Nyní se bloky budou vzájemně ovlivňovat zejména spínáním v čase, tudíž DC simulace v ustáleném stavu není relevantní.

Přesnost reference ovlivňují hlavně dva faktory. Samotný referenční blok a vybíjení referenční kapacity. Odchylku referenčního napětí lze upravovat délkou periody spínání vybíjené kapacity. Z tohoto je patrné, že referenční napětí nikdy nebude přesnější, než výstupní napětí nespínané napěťové reference.

11.1 Blokové schéma simulovaného zapojení



Obr. 11.1: Schéma simulovaného zapojení spínané napěťové reference.

11.2 Vstupní, výstupní a řídicí signály

V následujícím oddíle budou představeny vstupní/výstupní a řídicí signály, jejich základní funkce.

- Operační napětí U_{DD} (horní úroveň) a U_{SS} (spodní úroveň - GND).
- Biasovací napětí PMOS (proudových zdrojů) $U_{pbias10n}$ a NMOS $U_{nbias5n}$.
- Vstupní signál EXT_EN je externí řídicí signál umožňující zapnutí či vypnutí kontinuálně aktivních bloků.
- Řídicí signál $START_INJ$ reprezentuje krátký impuls při spouštění všech funkčních bloků a slouží ke zrychlení náběhu referencí do pracovního bodu.

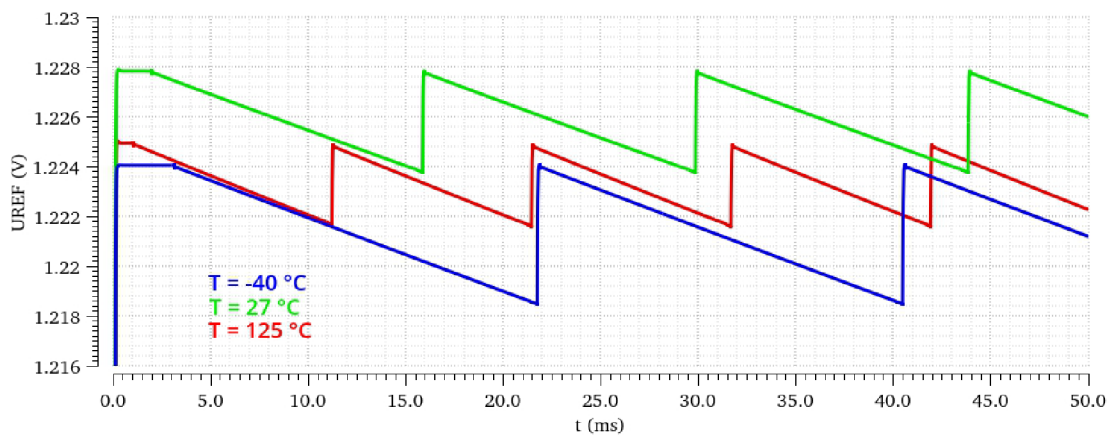
- Řídicí signál EN slouží ke spuštění/odpojení napěťové reference od zdroje proudu a od spodní napěťové linky U_{SS} (GND).
- Řídicí signál TRG připojuje výstupní referenční kapacitu, na kterou je zaznamenávána hodnota napětí referenčního bloku.
- Výstupní referenční napěťová úroveň U_{REF} .

11.3 Výsledky simulací

Následující oddíl se věnuje jednotlivým výsledkům simulací. Signál EXT_EN je pro simulace v sepnutém stavu, pokud není uvedeno jinak.

11.3.1 Časový průběh referenčního napětí

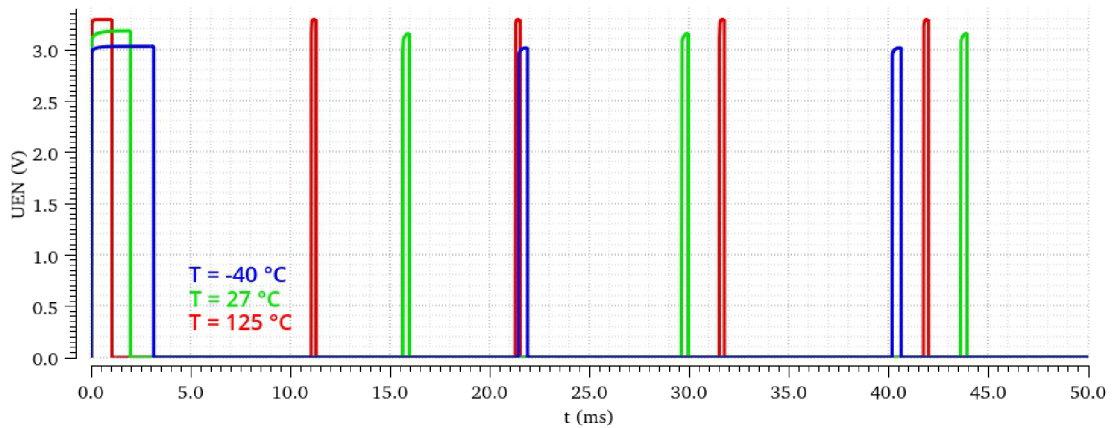
Časový průběh referenčního napětí byl simulován pro tři teploty -40 , 27 a 125 °C. Na obr. 11.2 s vynesenu závislosti referenčního napětí U_{REF} je možné pozorovat chování uvedeného napětí při startu celého obvodu, a následně v jeho chodu. Start reference probíhal přibližně do prvních 3 ms, pak bylo navázáno na vybíjení referenční kapacity. Ta je dobývána v definovaných časových intervalech pro danou teplotu.



Obr. 11.2: Časový průběh výstupního referenčního napětí U_{REF} .

11.3.2 Časový průběh vygenerovaného signálu EN

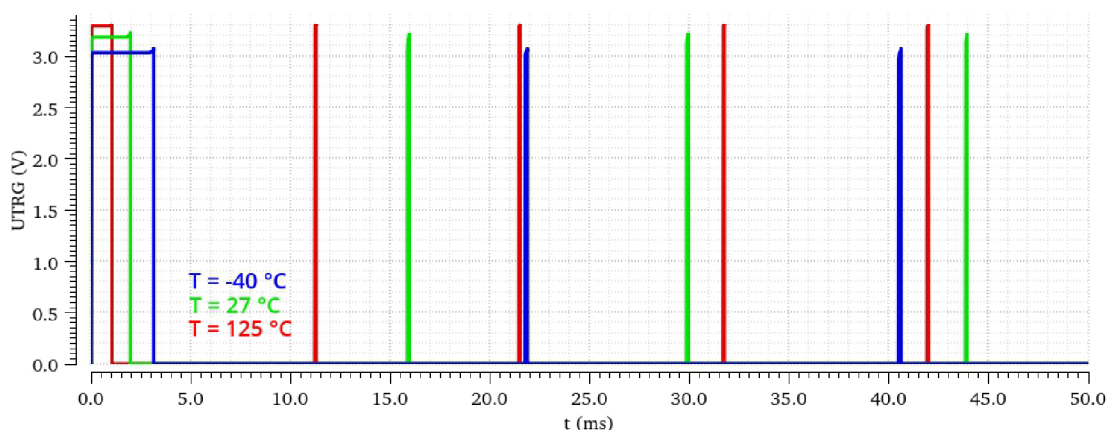
Signál EN je impuls spouštějící referenci, aby byla uvedena do jejího pracovního bodu před tím, než dojde k zaznamenání referenční hodnoty. Šířka řídicího signálu nepřímo závisí na hodnotě referenčního proudu I_{REF} . To znamená, že pokud vzroste protékající proud (PTAT), zúží se šířka impulsu, který zvýší počet vzorkovacích cyklů, jež zvyšuje přesnost reference.



Obr. 11.3: Časový průběh řídicího signálu EN spouštějícího napětovou referenci.

11.3.3 Časový průběh vygenerovaného signálu TRG

Signál TRG je krátký impuls spínající vzorkovací kapacitu pro zaznamenání referenční hodnoty napětí. Šířka řídicího signálu nepřímo závisí na referenčním proudu.

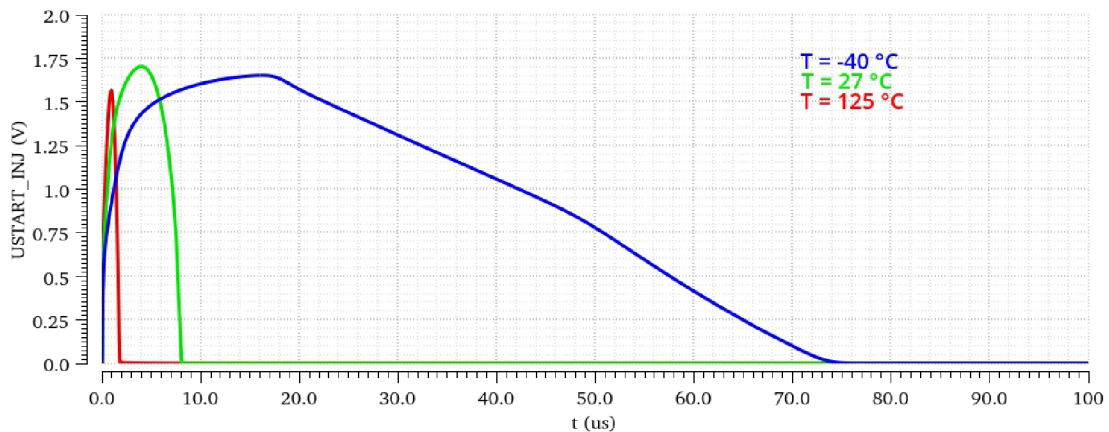


Obr. 11.4: Časový průběh řídicího signálu TRG spínajícího referenční kapacitu.

To znamená, že pokud vzroste protékající proud (PTAT), zúží se šířka impulsu a sníží se vzorkovací doba, která je nutná pro vyrovnaní výstupní napětí referenční kapacity s referenčním napětím. Proto je důležité nastavit dostatečnou délku impulsu, aby "uměle" neklesala hodnota referenčního napětí, ve stavu, kdy se referenční kondenzátor nebyl schopen za krátký impuls dobít na referenční hodnotu napětí.

11.3.4 Časový průběh vygenerovaného signálu $START_INJ$

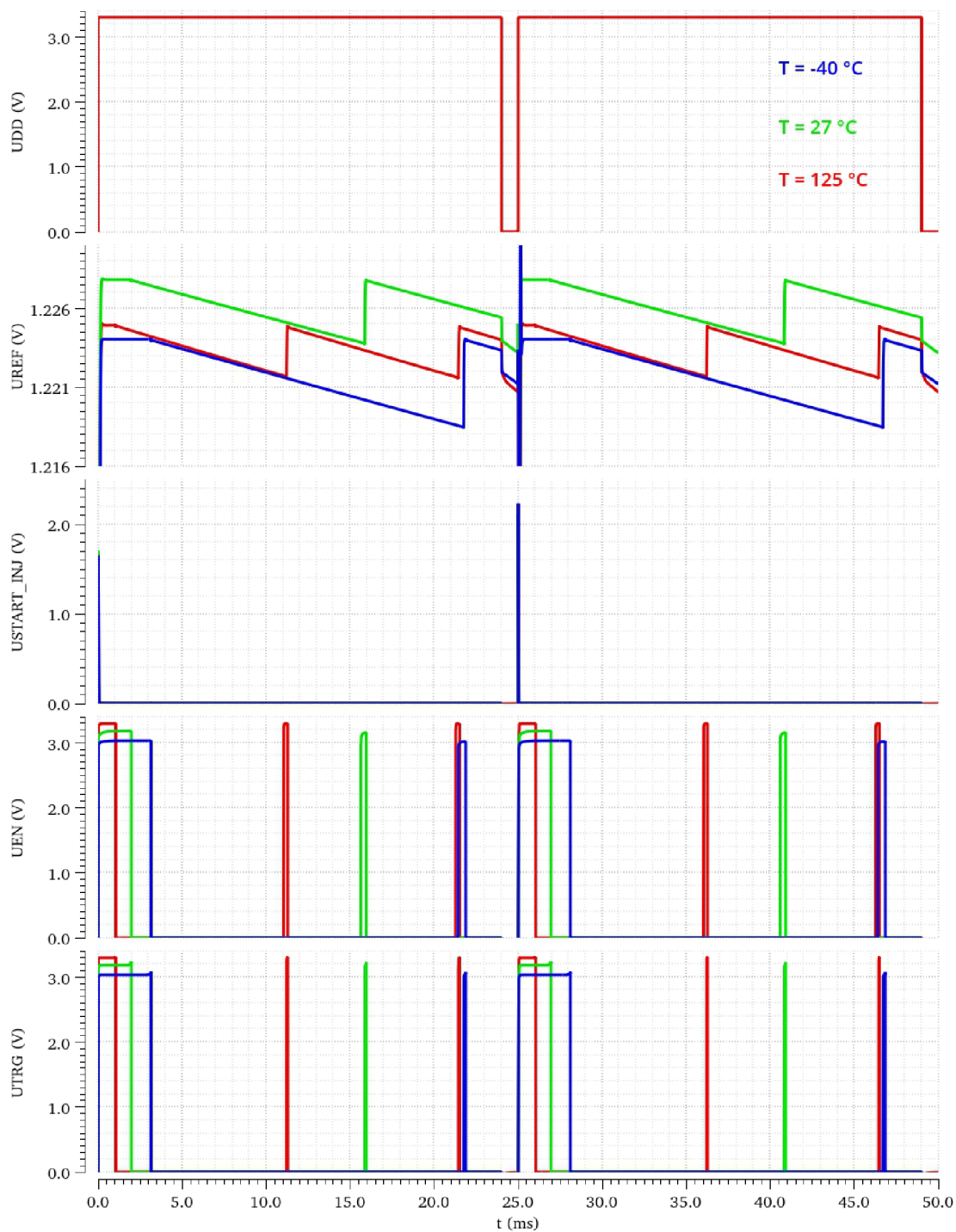
Signál $START_INJ$ je krátký impuls vytvořený při spuštění proudové reference a slouží především k nabití stabilizačních kapacit v celé struktuře. Signál $START_INJ$ přímo řídí startovací obvod oscilátoru, kdy do doby nastartování proudové reference udržuje oscilátor ve startovacím stavu. Blok napěťové reference využívá signál k nabití stabilizační a výstupní kapacity (přibližně na 50%). Signál kompenzuje pomalé spínání při nízkých teplotách dané fyzikou polovodičů viz. 11.5.



Obr. 11.5: Časový průběh signálu $START_INJ$.

11.3.5 Časový průběh reakce obvodu na výpadek napájení

V případě, že dojde k odpojení napájecího napětí U_{DD} , je blok oscilátoru resetován do definovaného stavu. Při jeho opětovném spuštění je využit signál $START_INJ$ a startovací obvod s nabíjenou kapacitou, která zajistí definovanou prodlevu pro start a stabilizaci napěťové reference přímým sepnutím obou signálů (EN a TRG).

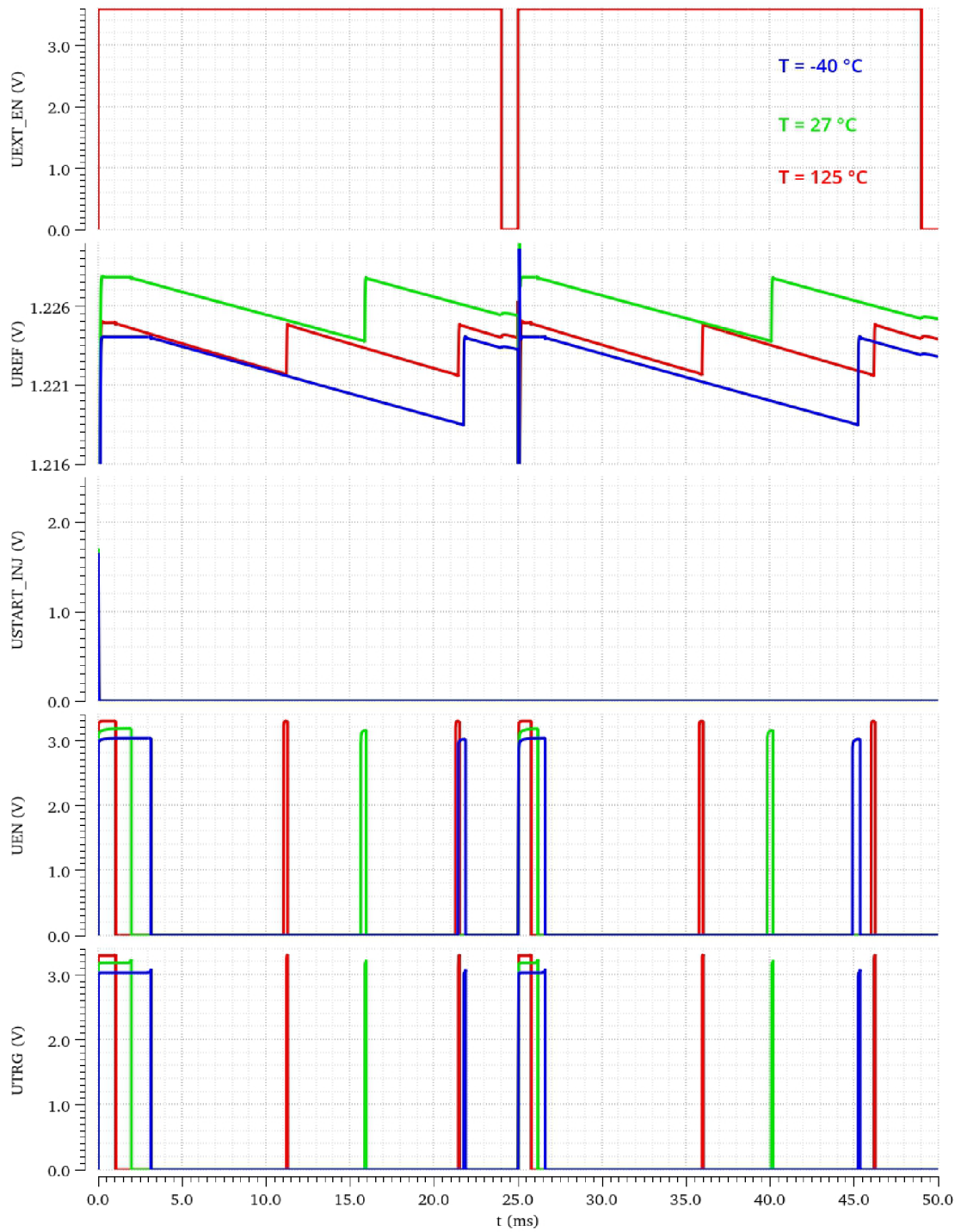


Obr. 11.6: Časový průběh řídicích signálů reagujících na výpadek napájení U_{DD} .

11.3.6 Časový průběh reakce obvodu na signál EXT_EN

Signál externího spínání EXT_EN , přímo odepíná řídicí bloky, tzn. proudovou referenci a oscilátor bez nutnosti vypnutí napájecího napětí U_{DD} . Tento signál resetuje

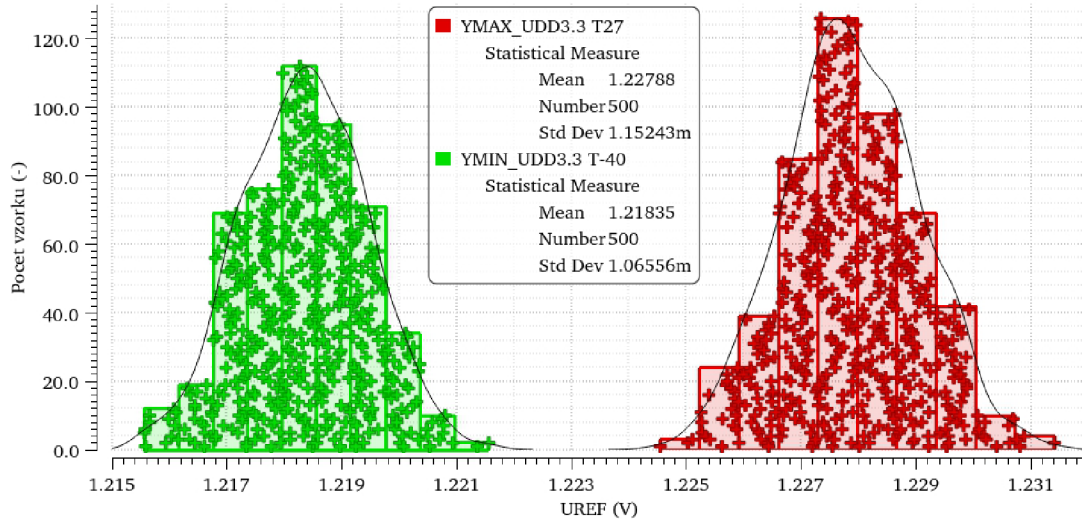
i startovací obvod, a tak zajišťuje definovaný stav při opětovném sepnutí.



Obr. 11.7: Časový průběh řídicích signálů reagujících na vstupní signál EXT_EN .

11.3.7 Monte Carlo - souběh

Pro stanovení rozptylu výstupního referenčního napětí U_{REF} v rámci přesného návrhu a technologického procesu bylo využito statistické metody Monte Carlo (MC) pro zvolené teploty (-40 , 27 a 125 °C). Ze získaných dat byly určeny krajní hodnoty rozptylu referenčního napětí U_{REF} . Krajní hodnota minima nastala pro teplotu -40 °C a maxima pro teplotu 27 °C. Po stanovení rozptylů těchto dvou krajních podmínek je možné určit celkový rozptyl.



Obr. 11.8: Histogram rozptylu referenčního napětí pro $U_{DD} = 3,3$ V.

Odečtením měření z grafu 11.8 získáváme střední hodnotu - Mean a odchylku σ - Std Dev. Krajní hodnotu odchylky získáme dle rovnice:

$$x_{\min} = \text{stredni_hodnota} - (3 \cdot \sigma x). \quad (11.1)$$

$$U_{REF\min} = 1,21835 - (3 \cdot 1,06556 \cdot 10^{-3}) = 1,21515 \text{ V} \quad (11.2)$$

$$U_{REF\max} = 1,22788 + (3 \cdot 1,15243 \cdot 10^{-3}) = 1,23134 \text{ V} \quad (11.3)$$

Dále je možné určit celkovou odchylku jejich rozdílem a dělením dvěma (odchylka je uvedena jako \pm hodnota), viz rovnice:

$$3\sigma_{U_{REF}} = \frac{U_{REF\max} - U_{REF\min}}{2}. \quad (11.4)$$

$$3\sigma_{U_{REF}} = \frac{1,23134 - 1,21515}{2} = \pm 8,092 \text{ mV} \quad (11.5)$$

Pro vyjádření odchylky referenčního napětí v procentech je potřeba nejprve stanovit střední hodnotu U_{REF} na celém intervalu.

$$U_{REFavg} = \frac{U_{REFmax} - U_{REFmin}}{2} + U_{REFmin} \quad (11.6)$$

$$U_{REFavg} = \frac{1,23134 - 1,21515}{2} + 1,21515 = 1,22325 \text{ V} \quad (11.7)$$

Odchylka referenčního napětí U_{REF} je uvedena v procentech vůči střední hodnotě napětí, dle rovnice:

$$3\sigma\%_{U_{REF}} = \frac{3\sigma_{U_{REF}}}{U_{REFavg}} \cdot 100 \quad (11.8)$$

$$3\sigma\%_{U_{REF}} = \frac{8,092 \cdot 10^{-3}}{1,22325} \cdot 100 = \pm 0,6615 \% \quad (11.9)$$

11.4 Shrnutí výsledků a simulací

Zapojení celé struktury bylo nastaveno pro napájecí napětí $3,3\text{ V}$ a teplotu 27 °C , s kontinuálním odběrem proudu celé struktury do 86 nA se spotřebou $283,8\text{ nW}$.

V následující tabulce jsou uvedeny hodnoty pro plynulý běh reference bez výpadku napájecího napětí U_{DD} nebo přerušení obvodu ve formě signálu EXT_EN . V tabulce je uvedena hodnota rozptylu napětí 3σ a U_{REF} pro celý teplotní rozsah značen T . Tyto dvě hodnoty můžeme brát jako výsledek nejhoršího případu – Worst Case rozptylu.

Tab. 11.1: Přehled výsledků simulací pro $U_{DD} = 3,3\text{ V}$.

Parametr	Symbol	Teplota	Min.	Typ.	Max.	Jednotky
Napájecí napětí	U_{DD}		3	3,3	3,6	V
Referenční napětí	U_{REF}	-40 °C	1,215	1,221	1,227	V
		27 °C	1,220	1,226	1,231	V
		125 °C	1,217	1,223	1,230	V
Střední referenční napětí	U_{REFavg}	T	1,215	1,223	1,231	V
Souběh MC pro U_{REF}	$3\sigma U_{REF}$	-40 °C		5,966		mV
		27 °C		5,531		mV
		125 °C		6,315		mV
Souběh MC pro U_{REFavg}	$3\sigma U_{REFavg}$	T		8,092		mV
Teplotní rozsah	T		-40	27	125	°C
Odebíraný proud napětovou referencí	I_{UREF}	-40 °C		19,16		nA
		27 °C		27,94		nA
		125 °C		36,36		nA
Odebíraný proud proudovou referencí	I_{IREF}	-40 °C		26,92		nA
		27 °C		35,75		nA
		125 °C		48,59		nA
Odebíraný proud oscilátorem	I_{OSC}	-40 °C		15,81		nA
		27 °C		21,37		nA
		125 °C		29,54		nA
Celkový odebíraný proud	I	-40 °C		61,89		nA
		27 °C		85,06		nA
		125 °C		114,5		nA

Závěr

V první části diplomové práce došlo k seznámení s různými problematikami návrhu integrovaných obvodů. Zejména se šumovou analýzou a přesností. Dále byla objasněna teorie popisující, jak fungují jednotlivé napěťové reference.

Dvě reference využívaly zapojení typu Brokaw, první s bipolárními tranzistory, pak druhá s MOS tranzistory ve slabé inverzi. Třetím zkoumaným typem byla depletiční reference využívající dvou MOS tranzistorů, kdy je NVT (native voltage threshold) tranzistor se záporným prahovým napětím ve funkci proudového zdroje.

Pro zmíněné typy napěťových referencí a jejich různé variace byly odsimulovány jejich rozsahy napájecího napětí, teplotní závislost referenčních napětí. Dále byly uvedeny spotřeby pro daný teplotní rozsah, rozptýly referenčních napětí v rámci procesů a integrální hodnoty šumu.

Nejlépeších parametrů bylo dosaženo při použití bipolárních tranzistorů v referenci typu Brokaw, zejména proto, že obvod disponoval velmi nízkým rozptylem referenčního napětí v rámci výrobního procesu v porovnání s ostatními typy. K realizaci přesné napěťové reference s velmi nízkou spotřebou bylo pro další část práce zvoleno použití bipolárních tranzistorů v zapojení typu Brokaw. Snížení spotřeby bylo provedeno spínáním referenčního bloku.

Druhá část diplomové práce se zabývala návrhem a testováním tří funkčních bloků, které byly následně spojeny v jeden funkční obvod na nejvyšší hierarchické úrovni (TOP). Pro možnost zapínání celého obvodu, bez nutnosti odepínání od napájecího napětí, byl implementován externí spínací signál.

Prvním blokem je napěťová reference, u které bylo nutné zvolit pracovní proud a nastavit přesnost hodnoty výstupního referenčního napětí. Dále byl navržen design napěťové reference s implementací spínání jak samotného bloku pro nižší spotřebu, tak výstupní kapacity. Výstupní kapacita zaznamenává a udržuje na výstupu hodnotu referenčního napětí, která je v pravidelných cyklech obnovována.

Druhým blokem je proudová reference, jejíž výstupem jsou hlavně tzv. biasovací napětí pro nastavení požadovaných hodnot protékajících proudů u zrcadlených tranzistorů. Dalším výstupem je určitý typ startovacího signálu, jež definuje spuštění ostatních bloků, zejména jejich rychlost spuštění.

Třetím blokem je oscilátor generující řídicí pulsy pro ovládání napěťové reference. Výstupem bloku jsou dva signály. První z nich spíná referenční blok, aby byl uveden do pracovního bodu před spuštěním druhého signálu. Druhý signál spíná výstupní referenční kapacitu, na které se zaznamená referenční hodnota napětí. Při ukončení vzorkování, tj. druhého signálu, bylo nutné zpozdit vypnutí prvního signálu, aby nedocházelo k současnému odpojení a možným výskytům napěťových "špiček" u referenční hodnoty.

Výsledkem testování celé struktury spínané reference bylo dosaženo následujících parametrů. Prvním z nich je teplotní rozptyl referenčního napětí, který byl stanoven jako výsledek největší odchylky v celém teplotním rozsahu, tzn. pro nejhorší možný případ (Worst Case). Výsledný rozptyl dosahuje hodnoty $\pm 8,092 \text{ mV}$ na stanovené střední hodnotě referenčního napětí $1,223 \text{ V}$. Uvedený rozptyl lze vyjádřit i procentech, kdy činí $\pm 0,6615 \%$. Parametr rozptylu splňuje zadání a je výrazně nižší, než bylo původně očekáváno (do $\pm 1 \%$). Existuje možnost dosažení nižší odchylky upravením délky period řídicích signálů oscilátoru, ovšem s vyšší spotřebou obvodů. A právě spotřeba je dalším stěžejním parametrem při požadavku velmi nízkého proudového odběru. Spotřeba obvodu byla stanovena jako průměrná spotřeba jednotlivých bloků v čase. Spotřeba celého obvodu dosahuje velmi nízké hodnoty, a to pouhých $280,7 \text{ nW}$ (pro odebíraný proud $85,06 \text{ nA}$, napájecí napětí $U_{DD} = 3,3 \text{ V}$ a $T = 27 \text{ }^\circ\text{C}$) v závislosti jak vysoké přesnosti navržený obvod dosahuje.

Literatura

- [1] Kadaňka, P. *Metody návrhu analogových integrovaných obvodů* [online]. VUT FEKT Brno, 2022 [cit. 20. 11. 2022]. Dostupné z URL:
<<https://moodle.vut.cz/mod/resource/view.php?id=243225>>.
- [2] Kadaňka, P. *ANALOGOvé INTEGROVANÉ OBVODY* [online]. VUT FEKT Brno, 2015 [cit. 20. 11. 2022]. Dostupné z URL:
<https://www.vut.cz/www_base/priloha_fs.php?dpid=201737&skupina=dokument_priloha>.
- [3] Johns, D. and Martin, K.W. *Analog Integrated Circuit Design* [online]. 1997 [cit. 20. 11. 2022]. ISBN 0-471-14448-7. Dostupné z URL:
<https://xdevs.com/doc/_Books/ASIC_Design/analog%20integrated%20circuits%20design%20%28johns%2Cmartin-1997%29.pdf>.
- [4] Allen Phillip E and Douglas R Holberg. *CMOS Analog Circuit Design. 2nd ed.* [online]. New York: Oxford University Press, 2002 [cit. 20. 11. 2022]. Dostupné z URL:
<https://xdevs.com/doc/_Books/ASIC_Design/cmos%20analog%20circuit%20design%20%28allen%2Cholberg-2002%29.pdf>.
- [5] Veena Misra and Mehmet C. Öztürk *The Electrical Engineering Handbook, 3 - Field Effect Transistors* [online]. Academic Press, 2005 [cit. 20. 11. 2022]. Dostupné z URL:
<<https://doi.org/10.1016/B978-012170960-0/50012-8>>.
- [6] Azimi Dastgerdi, M., Habibi, M. & Dolatshahi, M. *A novel two stage cross coupled architecture for low voltage low power voltage reference generator.* [online]. 2019 [cit. 20. 11. 2022]. Dostupné z URL:
<<https://doi.org/10.1007/s10470-018-1379-y>>.
- [7] Behzad Razavi *Design of Analog CMOS Integrated Circuits, II. ed.* [online]. 2017 [cit. 20. 04. 2023]. ISBN 978-0-07-252493-2. Dostupné z URL:
<https://electrovolt.ir/wp-content/uploads/2014/08/Design-of-Analog-CMOS-Integrated-Circuit-2nd-Edition-ElectroVolt.ir_.pdf>.

Seznam symbolů a zkratek

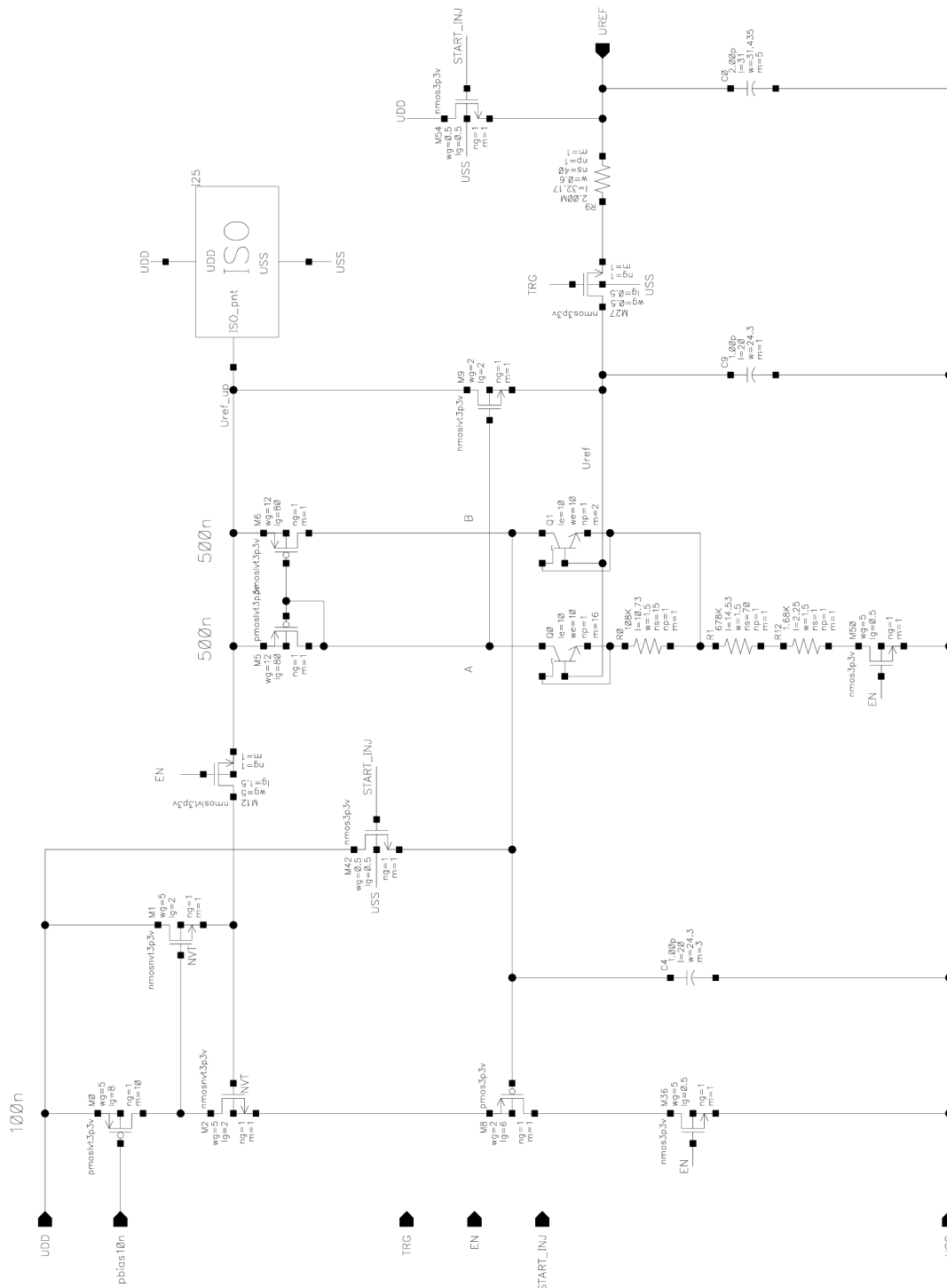
<i>A</i>	zesílení
BJT	bipolární tranzistor (bipolar junction tranzistor)
CMOS	complementary metal oxid semiconductor
CTAT	záporně teplotně závislý (complementary to absolute temperature)
EN	signál enable
EXT_EN	externí signál enable
<i>f_k</i>	lomový kmitočet
<i>gm</i>	transkonduktance
<i>I_C</i>	kolektorový proud
<i>I_D</i>	drainový proud
<i>I_{D0}</i>	saturační drainový proud
<i>I_S</i>	saturační proud bipolárního tranzistoru
L	délka
MC	Monte Carlo - simulace
MOS	metal oxid semiconductor
<i>N</i>	násobný koeficient velikosti tranzistoru
<i>n</i>	parametr sklonu v podprahové oblasti
<i>NVT</i>	záporné prahové napětí (negative voltage threshold)
PTAT	kladně teplotně závislý (proportional to absolute temperature)
σ	rozptyl (přesnost)
<i>T</i>	teplota
TRG	signál trigger
<i>U_{BE}</i>	napětí báze-emitor
<i>U_{CE}</i>	napětí kolektor-emitor

U_{DD}	horní napájecí úroveň
U_{GS}	napětí gate-source
U_{in}	napájecí/vstupní napětí
U_{SS}	spodní napájecí úroveň
U_N	integrální hodnota šumového napětí
u_n	šumové napětí
U_{ref}	referenční napětí
U_T	teplotní napětí
U_{TH}	prahové napětí (threshold voltage)
W	šířka

Seznam příloh

A	Zapojení bloku napěťové reference	90
B	Zapojení bloku proudové reference	91
C	Zapojení bloku oscilátoru	92

A Zapojení bloku napěťové reference



C Zapojení bloku oscilátoru

