



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 OBVODŮ PRO ŘÍZENÍ ELEKTROCHROMICKÉHO ZPĚTNÉHO ZRCÁTKA V AUTOMOBILU

DESIGN OF A DRIVER FOR ELECTROCHROMIC REAR-VIEW MIRROR IN A CAR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Nikola Musilová

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Vilém Kledrowetz,
Ph.D.

BRNO 2024

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Studentka: Bc. Nikola Musilová

ID: 220840

Ročník: 2

Akademický rok: 2023/24

NÁZEV TÉMATU:

Návrh obvodů pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka v automobilu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte obvody pro řízení elektrochromických zpětných zrcátek v automobilech. Zaměřte se především na OTA zesilovač pro obvod řízení a zabezpečení stability zpětnovazební smyčky. Zvolte potřebné externí komponenty a vhodnou topologii zesilovače a proveďte kompletní obvodový návrh operačního zesilovače pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka v automobilu včetně charakterizace převodníku v prostředí Cadence Virtuoso s použitím simulátoru Spectre. Proveďte optimalizaci návrhu na minimální plochu layoutu výsledného obvodu. Po dokončení návrhu OTA zesilovače ověřte stabilitu celého systému řízení elektrochromického zrcátka včetně potřebných externích komponent pro zajištění stability systému. Vypracujte detailní technickou dokumentaci.

Použitá technologie BCD65 MV firmy onsemi, napájecí napětí 2,5 V $\pm 10\%$ a 12 V (7 V až 19 V, funkční rozsah 7V až 35 V), rozsah pracovních teplot od $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $150\text{ }^{\circ}\text{C}$.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 5.2.2024

Termín odevzdání: 21.5.2024

Vedoucí práce: doc. Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.

Konzultant: doc. Dr. Ing. Pavel Horský, onsemi

doc. Ing. Lukáš Fucik, 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

Cílem práce je navrhnout vhodnou topologii OTA zesilovače v onkbcd65 technologii použitelnou pro vstupní napětí 1,5 V, napájecí napětí 2,5 V +/- 10 % a 12 V a pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka. Úkolem je zabezpečit stabilitu zpětnovazební smyčky. Požadovanými parametry jsou velké zesílení, dostatečná velikost *GBW* a fázová bezpečnost za případného použití stabilizačních komponent.

Klíčová slova

Elektrochromický jev, elektrochromická zpětná zrcátka, OTA zesilovač, bulk, Millerova kapacita, omezovač, převodník

Abstract

The aim of this work is to design a suitable topology of OTA amplifier using onkbcd65 technology applicable for input voltage of 1.5 V, supply voltage of 2.5 V +/- 10% and 12 V and to control electrochromic rear view mirror. The task is to provide the stability of the feedback loop. The required parameters are high gain, sufficient GBW, and phase margin, possibly using stabilizing components.

Keywords

Electrochromic effect, electrochromic rear-view mirrors, OTA amplifier, bulk, Miller capacitance, clamp, converter

Bibliografická citace

MUSILOVÁ, Nikola. *Návrh obvodů pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka v automobilu* [online]. Brno, 2024 [cit. 2024-05-20]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/159943>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Vilém Kledrowetz.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Nikola Musilová*

VUT ID studenta: *220840*

Typ práce: *Diplomová práce*

Akademický rok: *2023/24*

Téma závěrečné práce: *Návrh obvodů pro řízení
elektrochromického zpětného zrcátka v automobilu*

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 jsem si 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.

V Brně dne: 21. května 2024

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Vilému Kledrowetzovi, Ph.D., doc. Dr. Ing. Pavlovi Horskému, onsemi a pracovníkům firmy onsemi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 21. května 2024

podpis autora

Obsah

| | |
|--|-----------|
| SEZNAM OBRÁZKŮ | 8 |
| SEZNAM TABULEK | 9 |
| ÚVOD | 10 |
| 1 ELEKTROCHROMICKÁ ZPĚTNÁ ZRCÁTKA | 11 |
| 1.1 ZÁKLADNÍ CHARAKTERISTIKA | 11 |
| 1.2 FUNGOVÁNÍ SVĚTELNÝCH SENZORŮ | 12 |
| 1.3 MATERIÁLY | 13 |
| 1.3.1 <i>Elektrochromická vrstva</i> | 13 |
| 1.3.2 <i>Elektrolyt</i> | 14 |
| 1.3.3 <i>Elektrody</i> | 14 |
| 1.3.4 <i>Vrstva proti elektrodě</i> | 15 |
| 1.4 ŘÍZENÍ ZPĚTNÝCH ZRCÁTEK | 15 |
| 2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČ (OTA) | 17 |
| 2.1 ZÁKLADNÍ CHARAKTERISTIKA | 17 |
| 2.2 ZÁKLADNÍ STRUKTURA OTA | 18 |
| 2.3 KMITOČTOVÁ KOMPENZACE | 20 |
| 3 PRAKTICKÁ ČÁST | 22 |
| 3.1 „RAIL-TO-RAIL“ DVOUSTUPŇOVÝ OTA | 22 |
| 3.2 „RAIL-TO-RAIL“ JEDNOSTUPŇOVÝ OTA | 28 |
| 3.3 JEDNOSTUPŇOVÝ OTA S ŘÍZENÍM NAPĚTÍ BULKU TRANZISTORŮ DIFERENČNÍHO STUPNĚ | 32 |
| 3.3.1 <i>Návrh obvodu elektrochromického zpětného zrcátka</i> | 35 |
| 3.3.2 <i>Specifické parametry</i> | 37 |
| 3.3.3 <i>Omezovač napětí 1 (CLAMP 1)</i> | 39 |
| 3.3.4 <i>Omezovač 2 (CLAMP 2)</i> | 40 |
| 3.3.5 <i>Omezovač 3 (CLAMP 3)</i> | 43 |
| 3.4 PŘEVODNÍK DA..... | 48 |
| 3.5 CELKOVÉ FUNKČNÍ ZAPOJENÍ | 52 |
| 4 ZÁVĚR | 56 |
| LITERATURA | 58 |
| SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK | 60 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Struktura elektrochromického zpětného zrcátka [2]..... | 11 |
| 1.2 | Srovnání elektrochromického zpětného zrcátka s klasickým zrcátkem [2] | 13 |
| 1.3 | Prostorové rozložení jednotlivých vrstev zrcátka [10] | 15 |
| 1.4 | Zapojení pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka [11]..... | 16 |
| 2.1 | Symbol OTA | 17 |
| 2.2 | První stupeň OTA – diferenční pár [13]..... | 19 |
| 2.3 | Jednostupňový OTA s více výstupními proudy [14]..... | 19 |
| 2.4 | Dvoustupňový OTA [13]..... | 20 |
| 3.1 | Rail-to-rail dvoustupňový OTA..... | 22 |
| 3.2 | Modulová a fázová kmitočtová charakteristika dvoustupňového OTA..... | 25 |
| 3.3 | Tranzientní analýza pro zjištění parametru <i>SR</i> pro nástupnou hranu dvoustupňového OTA..... | 26 |
| 3.4 | Tranzientní analýza pro zjištění parametru <i>SR</i> pro sestupnou hranu dvoustupňového OTA | 26 |
| 3.5 | Stejnoseměrná analýza pro zjištění systematického offsetu dvoustupňového OTA | 27 |
| 3.6 | Výsledky z výstupního souboru dcmatch analýzy pro zjištění náhodného offsetu za typických podmínek..... | 27 |
| 3.7 | Rail-to-rail jednostupňový OTA..... | 28 |
| 3.8 | Modulová a fázová kmitočtová charakteristika jednostupňového OTA..... | 30 |
| 3.9 | Tranzientní analýza pro zjištění parametru <i>SR</i> pro nástupnou hranu jednostupňového OTA | 30 |
| 3.10 | Tranzientní analýza pro zjištění parametru <i>SR</i> pro sestupnou hranu jednostupňového OTA | 31 |
| 3.11 | Stejnoseměrná analýza pro zjištění systematického offsetu jednostupňového OTA | 31 |
| 3.12 | Výsledky z výstupního souboru dcmatch analýzy pro zjištění typického náhodného offsetu | 32 |
| 3.13 | Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku tranzistorů diferenčního páru..... | 33 |
| 3.14 | Princip řízení napětí bulku..... | 34 |
| 3.15 | Kompletní obvod řízení elektrochromického zpětného zrcátka | 35 |
| 3.16 | Modifikovaný jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru pro dosažení specifických parametrů | 37 |
| 3.17 | Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru se zvýrazněným omezovačem č. 1 | 39 |
| 3.18 | Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru s omezovačem č. 2 | 41 |
| 3.19 | Závislost parametru <i>ECM_VOUTH</i> na teplotě | 42 |
| 3.20 | Závislost parametru <i>ECM_VOUTH</i> na šířce tranzistoru DMP8 při $T = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ | 42 |
| 3.21 | Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru s omezovačem č. 3 | 44 |
| 3.22 | Modulová a fázová kmitočtová charakteristika jednostupňového OTA..... | 44 |
| 3.23 | Tranzientní analýza pro zjištění parametru <i>SR</i> pro nástupnou hranu jednostupňového OTA..... | 45 |
| 3.24 | Tranzientní analýza pro zjištění parametru <i>SR</i> pro sestupnou hranu jednostupňového OTA | 45 |
| 3.25 | Stejnoseměrná analýza pro zjištění systematického offsetu jednostupňového OTA | 46 |
| 3.26 | Výsledky z výstupního souboru dcmatch analýzy pro zjištění typického náhodného offsetu | 46 |
| 3.27 | Základní struktura 6 – bitového DAC | 49 |
| 3.28 | Převodní charakteristika převodníku DAC..... | 51 |
| 3.29 | Závislost INL na výstupním napětí převodníku DAC..... | 51 |
| 3.30 | Závislost DNL na výstupním napětí převodníku DAC | 52 |
| 3.31 | Celkové funkční zapojení..... | 53 |
| 3.32 | Závislost výstupního napětí celkového funkčního zapojení na vstupním signálu..... | 54 |
| 3.33 | Závislost offsetu celkového funkčního zapojení na vstupním signálu | 54 |

SEZNAM TABULEK

| | | |
|------|--|----|
| 3.1 | Rozměry tranzistorů dvoustupňového OTA pro typické podmínky | 24 |
| 3.2 | Výsledné parametry dvoustupňového OTA..... | 27 |
| 3.3 | Rozměry tranzistorů jednostupňového OTA | 29 |
| 3.4 | Tabulka výsledných parametrů jednostupňového OTA | 32 |
| 3.5 | Rozměry tranzistorů jednostupňového OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru..... | 34 |
| 3.6 | Parametry externích součástek..... | 36 |
| 3.7 | Simulované parametry OTA zahrnující externích součástky..... | 36 |
| 3.8 | Požadované specifické parametry OTA | 37 |
| 3.9 | Přehled odsimulovaných parametrů OTA s implementovaným omezovačem 1 získaných z corner simulací..... | 40 |
| 3.10 | Přehled odsimulovaných parametrů OTA s druhým omezovačem získaných z corner simulací..... | 43 |
| 3.11 | Přehled parametrů OTA s implementovaným omezovačem 3 získaných z corner simulací..... | 47 |
| 3.12 | Přehled parametrů OTA s implementovaným omezovačem 3 získaných ze simulačního softwaru Solido..... | 47 |
| 3.13 | Interní parametry DAC z Corner analýzy..... | 49 |
| 3.14 | Parametry DAC z Corner analýzy | 50 |
| 3.15 | Parametry DAC získané ze simulačního softwaru Solido | 50 |

ÚVOD

Práce se zabývá návrhem transkonduktančního zesilovače (OTA) pro řízení elektrochromických zpětných zrcátek se dvěma napájecími napětími. Cílem je návrh vhodné topologie, která bude odpovídat požadavkům jako je velké zesílení, dostatečná fázová bezpečnost a dostatečně velký mezní kmitočet. Jelikož se jedná o vysokonapěťový návrh, jsou v navržených topologiích využity i tranzistory DMOS. Pro návržení ideové topologie byla využita pouze kapacitní zátěž. Výslednou zátěží bude ale nakonec samotné zpětné zrcátko.

Rozvoj elektrochromických zpětných zrcátek započal ve 20. století. První obyčejné zpětné zrcátko začalo postupně vznikat od roku 1906, kdy závodník Ray Harroun chtěl získat výhodu vůči ostatním závodníkům. O dva roky později bylo zrcátko vylepšeno o možnost nastavování libovolné polohy. Od roku 1914 započala sériová výroba zpětných zrcátek, a tak se stalo zrcátko standardní součástí automobilů. Zpočátku byla zrcátka upevněna z vnější strany. V roce 1921 se začala zrcátka umísťovat uvnitř pro svou lepší ochranu. V roce 1934 vzniklo zrcátko, které umožňovalo přepínat mezi dvěma režimy – noční a denní, což snížilo oslnění řidičů. V 80. letech debutovala zrcátka s automatickým stmíváním, což mělo za následek lepší viditelnost, snížení namáhání očí, bezpečnost a vyšší komfort. S nástupem elektroniky od 90. let se zrcátka zdokonalovala. Nyní obsahují různé funkce jako je kompas, ukazatel teploty či couvací kamery, které řidičům usnadňují parkování. Některá zrcátka mají v dnešní době i digitální displeje [1].

Práce je rozdělena do tří kapitol. V první části práce je uvedena teorie elektrochromického jevu a použitých materiálů společně se strukturou reálného zrcátka. Součástí je i princip řízení zpětného zrcátka, které je modelováno paralelní kombinací kondenzátoru a odporu. V druhé kapitole je uvedena teorie OTA. Jsou zmíněny různé druhy zesilovačů a také kmitočtová kompenzace. V praktické části jsou popsány tři topologie OTA, které byly navrženy. Pouze jedna z nich vyhovovala požadavkům. Na základě specifických parametrů byly navrženy tři omezovače napětí, z nichž pouze jeden vykazuje požadované chování při rozptylu procesu kvůli chybě modelu použitých tranzistorů DMOS, případně i reálnému chování těchto DMOS součástek. Na základě corner simulací a simulací ze simulačního softwaru Solido je následně ověřeno, zda výsledná topologie splňuje všechny požadované parametry.

Náplní praktické části je také charakterizace 6 bitového převodníku DA typu R2R s přepínatelným rozsahem, jehož výstupní napětí vstupuje do OTA, který reguluje napětí na elektrochromickém zpětném zrcátku. Cílem je zjistit, zda splňuje interní parametry. V poslední části diplomové práce je ověřována funkčnost celého zapojení včetně všech externích komponent.

1 ELEKTROCHROMICKÁ ZPĚTNÁ ZRCÁTKA

Provoz na pozemních komunikacích má dlouhodobě narůstající tendenci. Velké nebezpečí přichází v noci, kdy může dojít k oslnění řidiče světlem od automobilu za ním, které se odráží od zpětného zrcátka. To má za následek zhoršení viditelnosti řidiče. Dlouhodobé působení takto zpětně odraženého světla představuje silnou zátěž řidiče a tím zvýšení rizika nehody, z tohoto důvodu se přešlo k výrobě zrcátek s automatickým stmíváním [2].

1.1 Základní charakteristika

Elektrochromická zařízení jsou zařízení, která mohou měnit své optické vlastnosti, ztmavit se a zesvětlit se pomocí přiloženého vnějšího napětí. Zařízení mají velké množství výhod pro komerční využití, jako jsou nízké náklady, vysoká účinnost při ztmavování a nízká spotřeba energie. Obsahují i paměťové prvky, takže si po vypnutí pamatují předchozí stav. Používají se v automobilovém průmyslu ve formě zpětných zrcátek, dále se používají v displejích a inteligentních oknech [3].

Na obrázku 1.1 je struktura elektrochromického zpětného zrcátka. Zvenku vypadá jako obyčejné zpětné zrcátko, ale uvnitř lze najít procesor, který určuje, jak moc se má zrcátko ztmavit. Dále je tu zobrazena struktura jednotlivých vrstev [2].



Obrázek 1.1 Struktura elektrochromického zpětného zrcátka [2]

Jedná se o zrcátko osobního automobilu, které funguje jako dobíjecí baterie a využívá dvou elektrod se sendvičovou strukturou. Zrcátko se skládá z pěti nebo více vrstev naskládaných na sebe, jak ukazuje obrázek 1.3. Tyto vrstvy zahrnují elektrody, elektrolyt,

elektrochromickou vrstvou a vrstvou pro ukládání náboje (vrstva proti elektrodě) [4]. Tyto vrstvy zajišťují efekt ztmavování díky chemickým reakcím. První vrstva se nazývá elektrochromická, která se ztmaví v momentě, kdy na ní dopadnou kladné ionty (světlo). Vychází to z elektrochromického jevu, kdy elektrochromický materiál mění barvu při průchodu proudu. Vrstva proti elektrodě absorbuje ionty, které následně dopadají na elektrochromickou vrstvou [5]. Pokud elektrochromická vrstva vykazuje katodické zbarvení, pak by vrstva proti elektrodě měla vykazovat anodové zbarvení [4]. Poslední vrstvou je vodivá vrstva, která je tvořena elektrolytickým roztokem, jenž umožňuje průchod iontů [5]. Elektrolyt je velice důležitý, protože je jak zdrojem iontů, tak fyzickou vrstvou, která odděluje obě vrstvy a zabraňuje zkratu zařízení. Elektrolyt v zrcátku vede ionty, ale ne elektrony. Elektroda funguje jako elektrický vodič. Často se skládá ze substrátu potaženého vrstvou elektricky vodivého materiálu. U zrcátka je přední elektroda opticky průhledná a zadní elektroda je reflexní a funguje jako zrcadlo [4]. Dalšími důležitými vrstvami jsou vrstvy, které umožňují vést elektřinu a zajišťují ochranu.

Základním principem je schopnost redukce elektrochromické vrstvy. Pro správnou funkci je materiál této vrstvy záporně nabíjen, což je způsobeno přitahováním kladných iontů z protější elektrody. Výsledkem je změna elektrochromické vrstvy a změna v její reakci na světlo, v tomto případě se ztmaví, aby došlo k propuštění menšího množství světla. Sklo zůstává ztmavené dokud nedojde k odsání kladných iontů zpět k protější elektrodě pomocí zpětných proudů [5].

1.2 Fungování světelných senzorů

Zrcátko obsahuje dva světelné senzory, které signalizují, kdy vygenerovat proud. Přední senzor detekuje světlo z okolí a ztmavuje zrcátko podle toho, zda je noc nebo den. Zadní snímač zjišťuje, zda na zrcátko dopadá světlo. Pokud je zrcátko osvětleno, sníží svoji intenzitu odrazu, a tak nedochází k oslnění řidiče [5].

Zmíněné snímače mají nejen schopnost detekce světla, ale dokáží také změřit svítivost a vyslat signál, který odpovídá detekovanému jasů. Jsou opatřeny fotoelektrickým převodníkem, který převádí intenzitu světla na elektrický proud.



Elektrochromické zrcátko ve dne



Elektrochromické zrcátko v noci



Klasické zpětné zrcátko v noci

Obrázek 1.2 Srovnání elektrochromického zpětného zrcátka s klasickým zrcátkem [2]

Na obrázku 1.2 je srovnání elektrochromického zpětného zrcátka s klasickým zpětným zrcátkem [5].

1.3 Materiály

Tato kapitola se zabývá materiály, které tvoří jednotlivé vrstvy elektrochromického zpětného zrcátka a jejich kompatibilitou.

1.3.1 Elektrochromická vrstva

Velké zastoupení v elektrochromických materiálech mají anorganické látky. Mezi nejběžnější používané látky patří WO_3 , NiO , V_2O_5 , PB, popř. TiO_2 modifikovaný viologenem, který je organickou látkou. Název je odvozen od funkce sloučeniny, která při redukci vytváří fialovou barvu. Některé viologeny dokážou mnohokrát reverzibilně změnit barvu redukcí a oxidací [6]. Látka PB neboli pruská modř či berlínská modř je tmavě modrý pigment, který je výsledkem oxidací soli ferrokyanidu železitého $[\text{Fe}(\text{CN})_6]^{4-}$ [7]. Modř má za normálního stavu modrou barvu. Pokud je na ni přiveden záporný potenciál, může dojít k tzv. vybělení materiálu až do bezbarvého stavu. Z bezbarvého stavu lze znovu získat barvu přiložením kladného potenciálu [8].

Menší zastoupení mají organické látky jako jsou viologeny, polyanilin, poly(3,4-ethylenedioxythiofenových) nanotrubičky. U anorganických elektrochromických WO_3 ,

V_2O_5 , TiO_2 materiálů se projevuje katodové zbarvení v případě přiložení záporného potenciálu a zprůsvitnění v případě kladného potenciálu. Naproti tomu u oxidu nikelnatého a oxidu iridnatého je proces opačný. Při přiložení kladného potenciálu vykazují anodické zbarvení, protože redukovaný stav těchto materiálů je bezbarvý a oxidové stavy jsou barevné [8].

1.3.2 Elektrolyt

Elektrolyt může být dvojího typu, a to kapalný, polotuhý až tuhý nebo na bázi organických materiálů. Nejběžnější typ elektrolytu je kapalný, který se připravuje rozpouštěním solí $LiClO_4$ (chloristan lithný) nebo $LiBF_4$ (tetrafluoroboritan lithný) ve vodných či organických rozpouštědlech jako je acetonitril. Výhodou kapalného elektrolytu je nízká viskozita, která napomáhá rychlejší elektrochromické reakci. Nevýhodou je nízká chemická stabilita a problém s únikem při zpracování [4].

Dalšími používanými typy jsou polotuhé až tuhé elektrolyty, které jsou složeny z anorganických pevných látek či viskoelastických organických polymerů. Tuhé elektrolyty vedou kationty, například ionty lithia Li^+ . Nevýhodou těchto elektrolytů je jejich křehkost a lámavost. Velkým problémem je vznik vysokého kontaktního odporu s elektrochromickou vrstvou [4].

Elektrolyty na bázi organických materiálů se dělí na pevné, gelové nebo polyelektrolyty. U pevných elektrolytů dochází k rozpouštění solí v neutrální polymerní matici. Gelové elektrolyty obsahují kapalné změkčovadlo, jako například propylenkarbonát, pro zvýšení amorfnní fáze (vnitřní struktura je uspořádána pouze na krátkou vzdálenost [9]) a objem [4].

V dnešní době je kladen důraz na ekologii, a proto se začínají užívat ekologické elektrolyty, které jsou šetrné k životnímu prostředí, jsou netoxické a jejich výroba je levná. Mezi ekologický elektrolyt patří například celulóza nebo želatina [4].

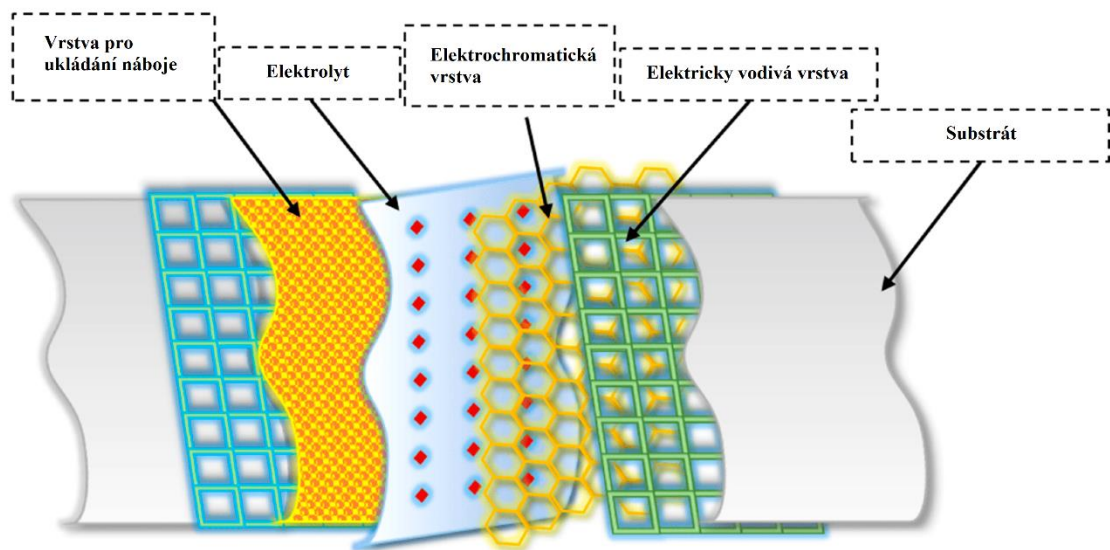
1.3.3 Elektrody

U elektrochromických zpětných zrcátek je přední elektroda průhledná. Aby byl materiál, ze kterého se elektroda skládá, průhledný, musí mít propustnost minimálně 85 % v rozsahu viditelných vlnových délek. Substrát přední elektrody je tvořen sklem nebo pružným plastem jako je například PET, polykarbonát, polyimid či PDMS (polydimethylsiloxan). Elektricky vodivou vrstvou, která je nanášena na substrát, tvoří průhledný vodivý oxid, jako je oxid india a cínu (ITO), oxid cínu dopovaný fluorem (FTO) nebo oxid zinečnatý dopovaný hliníkem (AZO). Nejvíce používaným byl ITO, který má výbornou elektrickou vodivost, ale je křehký, proto není vhodný, pokud je vyžadována flexibilní elektroda. V posledních letech nastal problém kvůli nedostatku india, a proto se za něj hledají náhrady, například uhlíkové nanotrubičky, které jsou lehké a mají dobré optické a elektrické vlastnosti [4].

Pro automobilový průmysl je velmi důležitá antireflexní vrstva, aby nedocházelo k odrazům. Vrstva je nejčastěji tvořena leštěným kovem, jako je například platina a slitiny na bázi platiny nebo rhodia. Dalšími možnými materiály pro vytvoření antireflexní vrstvy jsou hliník, zlato či stříbro [4] [3].

1.3.4 Vrstva proti elektrodě

Požadavky na materiál vrstvy pro ukládání náboje nejsou pevně stanoveny. Můžou se skládat z oxidů kovů, viologenů nebo polymerů. Například oxid cínicitý dopovaný antimonem ATO je vhodný jako vrstva proti elektrodě, jelikož má vysokou elektrickou vodivost, dobrou nábojovou kapacitu a optickou průhlednost [4].



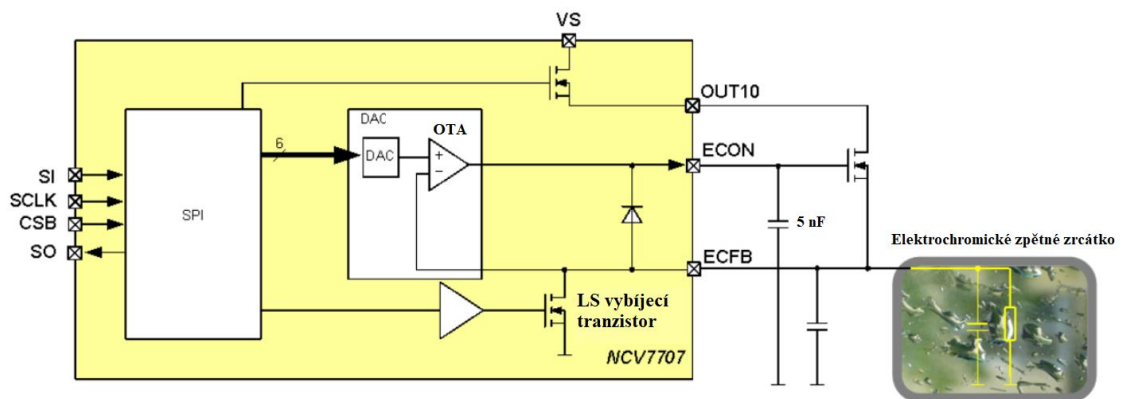
Obrázek 1.3 Prostorové rozložení jednotlivých vrstev zrcátka [10]

Při výběru materiálu by se měly dodržet požadavky na protivrstvu tak, aby odpovídala kapacitě ukládání náboje elektrochromatické vrstvy. Rychlosti nabíjení a vybíjení obou vrstev by měly být podobné. Na obrázku 1.3 je zobrazeno prostorové rozložení jednotlivých vrstev zrcátka, které byly popsány.

1.4 Řízení zpětných zrcátek

Na obrázku 1.4 je zapojení pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka. Elektrochromické zrcátko je řízeno programovatelným napětím přes sériové periferní rozhraní SPI pomocí 6-bitového převodníku AD, jehož výstupní napětí vstupuje do OTA, který řídí hradlo externího tranzistoru typu NFET zapojeného jako sledovač (viz. obrázek 1.4). Pro jeho ochranu je do obvodu mezi ECON a ECFB doplněna dioda. Smyčka je uzavřena přes zpětnovazební vstup ECFB. Pomocí zpětnovazební smyčky se regulované napětí na elektrochromickém zpětném zrcátku vyrovná s požadovaným

naprogramovaným napětím. Rozsah převodníku DA (DAC) je programovatelný na dvě hodnoty, 1,2 V nebo 1,5 V. Hodnota se volí přes SPI [11].



Obrázek 1.4 Zapojení pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka [11]

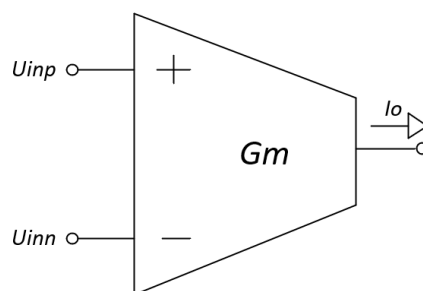
Pomocí OTA se reguluje, zda je napětí na vstupu ECFB nad, pod nebo v pásmu ± 120 mV kolem výstupního napětí DAC (signál EC_DAC). Pokud je hodnota EC_DAC snížena na 0 V v závislosti na módu činnosti, který se také odvíjí od digitální části, aktivuje se na ECFB vybíjecí tranzistor LS a aktivuje se dodatečný pull down rezistor, který stahuje potenciál pinu ECON na potenciál země. Pro stabilitu řídicí smyčky je na pin ECON přidán kondenzátor 5 nF [11].

2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČ (OTA)

Tato kapitola se zabývá zesilovačem typu OTA, jeho druhy, výpočtem zesílení a kmitočtovou kompenzací. Samotný návrh OTA je náplní diplomové práce. Tento blok bude tvořit část obvodu pro řízení elektrochromického zpětného zrcátka s definovanou zátěží.

2.1 Základní charakteristika

Zesilovač typu OTA je často užívaný analogový prvek, jehož symbol je na obrázku 2.1. Zesilovač má dva napěťové vstupy a jeden proudový výstup. Plně diferenciální zesilovače mají dva proudové výstupy a užívají se v integrovaných obvodech. Výsledný výstupní diferenční proud je dán rozdílem napětí mezi vstupy. Velmi často je používán v konfiguraci s otevřenou smyčkou zpětné vazby v lineárních aplikacích vzhledem k vysokému odporu na výstupu. Odpor řídí výstupní napětí a může být speciálně zvolen tak, aby zabránil přechodu OTA do saturace, a to i při relativně vysokých diferenčních vstupních napětích. Vzhledem k jeho vysokému výstupnímu odporu je vhodný pouze pro kapacitní zátěž, případně pro zátěže představující velký odpor [12][13].



Obrázek 2.1 Symbol OTA

Zesilovač typu OTA lze nalézt v elektronických systémech jako jsou převodníky AD, oscilátory, obvody pro ovládání LED, pulzní integrátory apod. Používá se jako diferenciální vstupní stupeň operačních zesilovačů s vysokou impedancí. Zesilovač typu OTA se také nachází v obvodech pro přesné řízení zesílení zesilovače nebo kmitočtu filtru s poměrně širokým rozsahem [12].

Ideální OTA představuje výstupní proud, který je součinem transkonduktance a diferenčního vstupního napětí podle rovnice 2.1. Výstupní napětí ideálního OTA je součinem výstupního proudu a zatěžovacího odporu. Proto je napěťové zesílení na výstupu součinem zátěžového odporu a transkonduktance [12].

$$I_o = G_m \cdot (U_{inp} - U_{inn}) \quad (2.1)$$

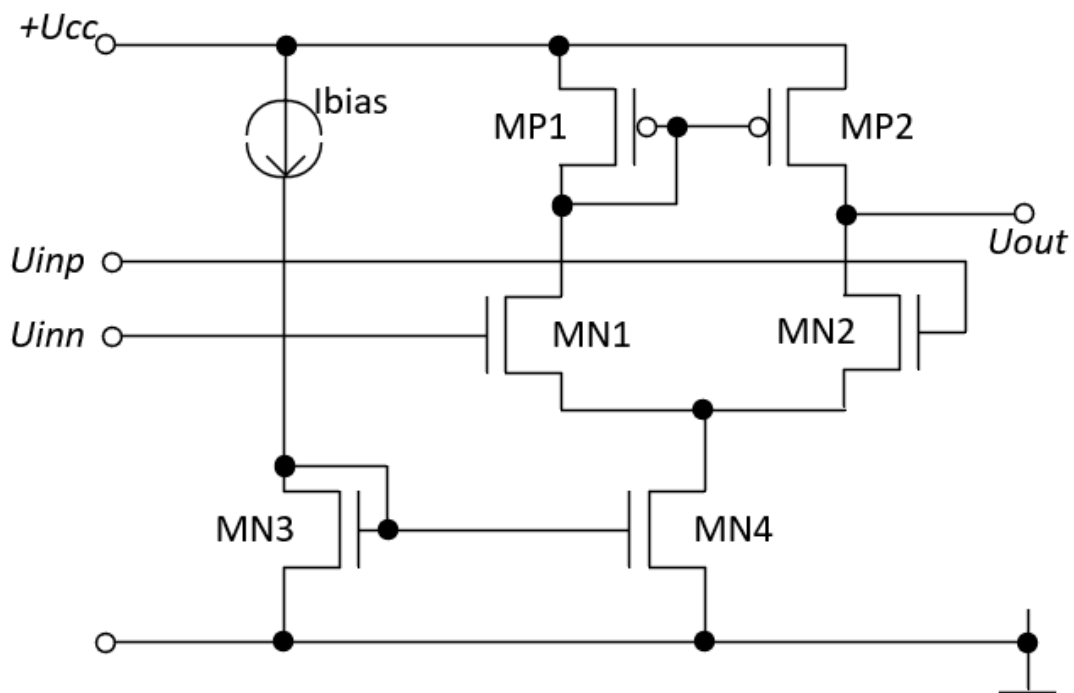
kde I_o je výstupní proud OTA, G_m je transkonduktance, U_{inp} a U_{inn} jsou vstupní napětí OTA.

V reálných obvodech OTA existuje určitá hranice diferenčního vstupního napětí, která je výsledkem charakteristiky tranzistorů v prvním stupni. Transkonduktance OTA většinou vykazuje závislost na změnách teploty [12]. V konfiguraci s otevřenou smyčkou zpětné vazby nastává problém se zajištěním jeho linearity v závislosti na vstupním napětí.

2.2 Základní struktura OTA

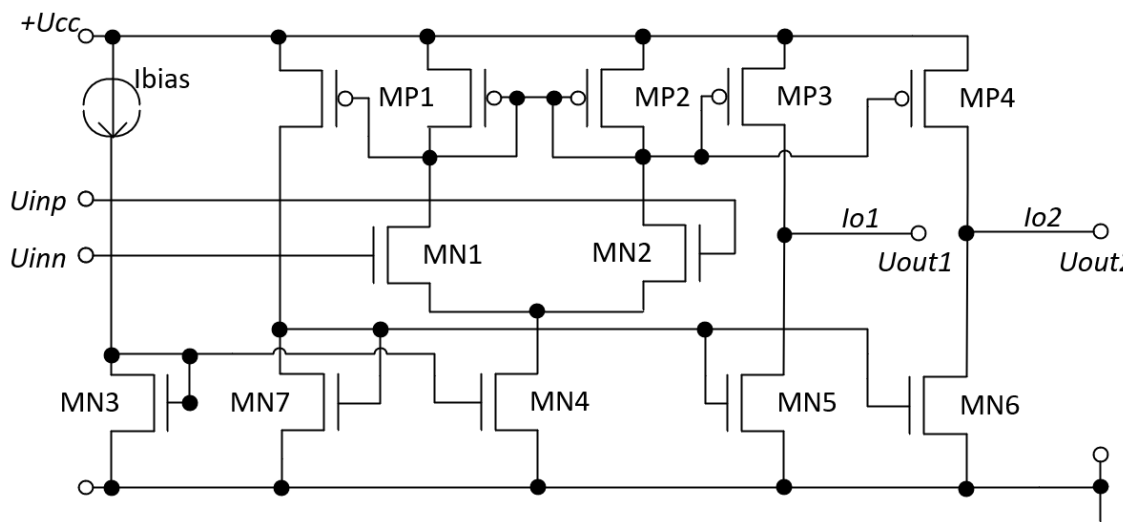
Jak bude ukázáno níže, zesilovač může být tvořen jedním nebo dvěma stupni. V obou případech se jedná o jednoduchou a robustní topologii, která umožňuje dosahovat velmi dobrých hodnot elektrických parametrů jako je zesílení, linearita, potlačení souhlasného napětí ($CMRR$), šířka pásma apod. Na obrázku 2.2 je první stupeň tvořený diferenčním párem s tranzistory MN1 a MN2 a aktivní zátěží s tranzistory MP1 a MP2. Použitím aktivní zátěže je dosaženo vyšší impedance výstupního uzlu a tím i napěťového zesílení OTA. V případě, že je rozdíl vstupních napětí nulový, mají oba tranzistory stejné U_{GS} a teče jimi stejný proud, polovina proudu tranzistoru MN4. Jakmile dojde k rozvážení vstupů, tranzistory teče rozdílný proud, ale součet těchto proudů je stále roven proudu tranzistoru MN4 [13]. Zesílení prvního stupně je dáno rovnicí 2.2

$$A_{U1} = g_{m_{N1,2}} \cdot (r_{oN2} || r_{oP2}) \quad (2.2)$$



Obrázek 2.2 První stupeň OTA – diferenční pár [13]

V případě, že je OTA jednostupňový, je diferenční pár doplněn o jednoduchá zrcadla, která mohou zvýšit proudové zesílení. Podle počtu a návrhu zrcadel je možné získat více výstupních proudů různých velikostí vzhledem k rozměrům zrcadla. Jednostupňový OTA se dvěma proudovými zrcadly je na obrázku 2.3.

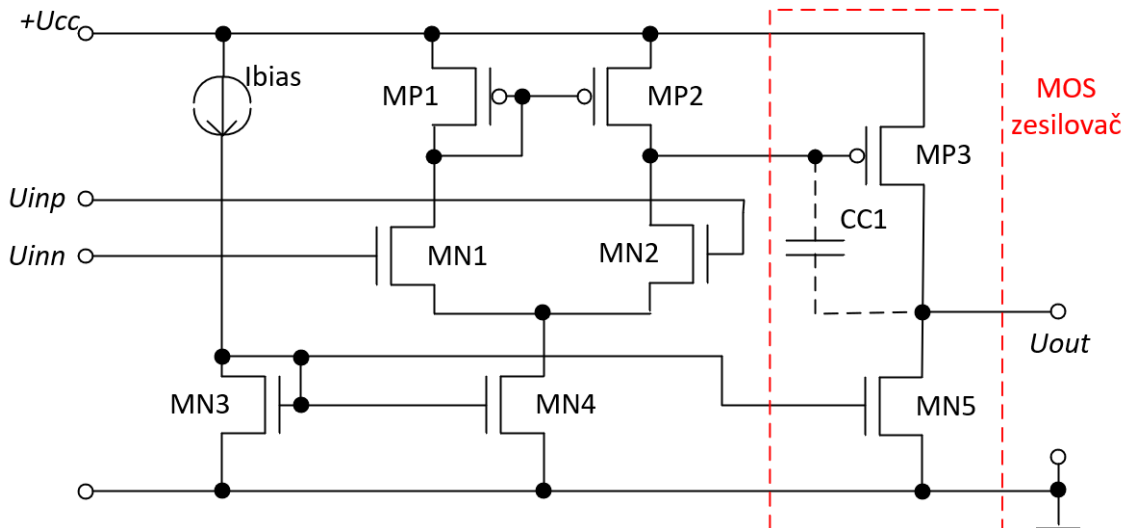


Obrázek 2.3 Jednostupňový OTA s více výstupními proudy [14]

Dvoustupňový OTA má druhý stupeň tvořený jednoduchým MOS zesilovačem se společným source, který zvyšuje zesílení celého zesilovače a je zobrazen na obrázku 2.4. Zesílení dvoustupňového zesilovače je dáno součinem zesílení obou stupňů podle rovnice 2.3 [14]. Pro OTA s druhým stupněm s jednoduchým zesilovačem MOS je zesílení dáno rovnicí 2.3 a 2.4 [13]

$$A_U = A_{U1} \cdot A_{U2}, \quad (2.3)$$

$$A_U = g_{m_{N1,2}} \cdot g_{m_{P3}} \cdot (r_{o_{N2}} \parallel r_{o_{P2}}) \cdot (r_{o_{P3}} \parallel r_{o_{N5}}). \quad (2.4)$$



Obrázek 2.4 Dvoustupňový OTA [13]

Jak vyplývá z obrázku 2.4, druhý stupeň je zde tvořen zesilovačem MOS ve třídě A, ale může být implantován i v jiné třídě.

2.3 Kmitočtová kompenzace

Dvoustupňový OTA je nutné kmitočtově kompenzovat pro zajištění dostatečné fázové rezervy. K tomuto účelu je do obvodu na obrázku 2.4 přidána Millerova kapacita C_{C1} , jejíž vlivem dojde k rozštěpení dvou pólů vznikajících v každém stupni zesilovače. První pól, který se nazývá dominantní, se posune směrem k nižším kmitočtům a druhý pól se posune směrem k vyšším kmitočtům. Posun k nižším kmitočtům je větší, jelikož Millerova kapacita je transformována na ekvivalentní kapacitu mezi výstupem prvního

stupně a vstupem druhého stupně. Tato kapacita je vynásobena zesílením druhého stupně a ovlivňuje tak kapacitu prvního stupně. Posun k vyšším kmitočtům není tak výrazný, protože na výstup je kapacita transformována bez větších změn [13].

Kapacitor C_{C1} zavádí do obvodu druhého stupně zápornou zpětnou vazbu, což způsobí snížení jeho zesílení na vyšších kmitočtech. Nevýhodou kompenzace pomocí Millerovy kapacity je vytvoření nuly v pravé polorovině, což má negativní vliv na fázovou bezpečnost, pokud je rozdíl transkonduktancí obou stupňů malý. Jsou dvě možnosti, jak zmírnit negativní vliv nuly. První možností je použití sledovače v sérii s kapacitorem, který ale limituje rozsah výstupního napětí. Druhou možností, která byla využita v praktické části v kapitole 3.1, je použití nulovacího odporu zapojeného v sérii s kapacitorem. Hodnota je volena tak, aby se nula posunula k vysokým kmitočtům. Místo odporu je možné využít tranzistor MOS, který pracuje v lineárním režimu [13].

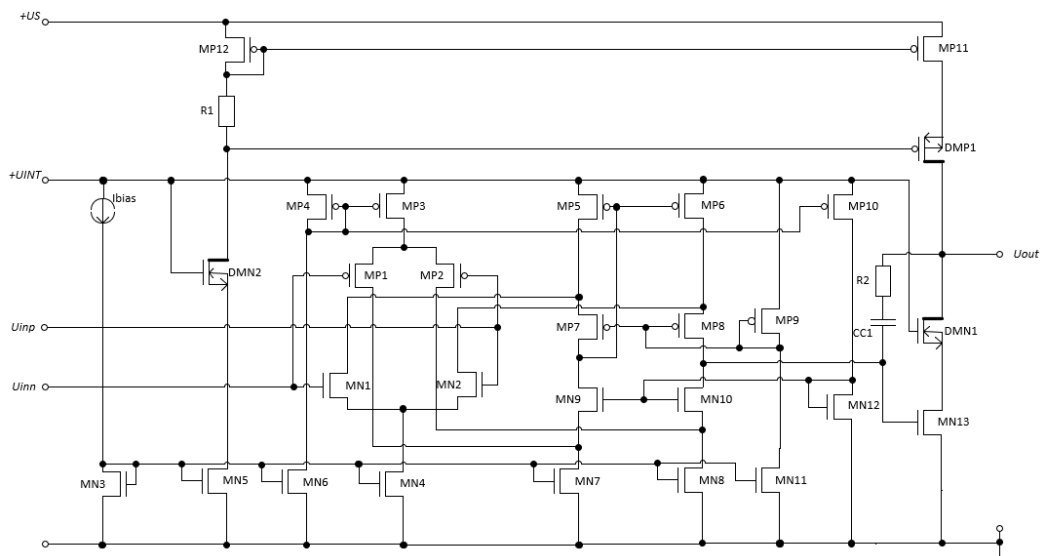
3 PRAKTICKÁ ČÁST

Náplní praktické části diplomové práce je ideový návrh zesilovače OTA pro řízení tranzistoru MOS. Požadavky na OTA jsou zesílení větší než 60 dB, fázová bezpečnost minimálně 60° a dostatečně velký tranzitní kmitočet (GBW). Pro první topologie byla uvažována pouze kapacitní zátěž 5 nF, která je připojena na pin ECON - viz obrázek 1.4. Pro topologii v kapitole 3.3 byla již uvažována zátěž modelující elektrochromické zpětné zrcátko. Použité napájecí napětí je 2,5 V (U_{INT}) a 12 V (U_S). Obvod předpokládá využití proudové reference 5 μ A. Jelikož se jedná o vysokonapěťový návrh, byly ve všech návrzích použity i tranzistory DMOS.

Byly vytvořeny celkem tři ideové návrhy. První návrh je „rail-to-rail“ dvoustupňový OTA s folded (neboli složenou) kaskodou, druhý tvoří „rail-to-rail“ jednostupňový OTA s folded kaskodou a třetí je jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru.

3.1 „Rail-to-rail“ dvoustupňový OTA

Schéma dvoustupňového zesilovače je na obrázku 3.1. První stupeň zesilovače tvoří komplementární tranzistory MOS MN1, MN2, MP1 a MP2, pro dosažení rail-to-rail vstupního napěťového rozsahu s folded kaskodou. Druhý stupeň tvoří jednoduchý MOS zesilovač třídy A, tvořený tranzistory MN13 a MP11, který je doplněn o dva tranzistory DMOS pro napěťové přizpůsobení ve výstupní větvi, jelikož výstupní napětí je v rozsahu 12 V napájecího napětí. Tranzistory MN12 a MP9 slouží k nastavení pracovního bodu obou kaskod v prvním stupni. Pro nastavení pracovního bodu tranzistoru DMP1 byl použit rezistor R1 o hodnotě 50 k Ω , na kterém je vytvořen napěťový úbytek 500 mV, což je dostatečný napěťový prostor pro zmíněný tranzistor DMOS v kaskodě.



Obrázek 3.1 Rail-to-rail dvoustupňový OTA

Pro výpočet rozměrů tranzistorů se vycházelo z rovnice pro proud tranzistoru v saturačním režimu

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot KP \cdot \frac{W}{L} (U_{DS,sat})^2, \quad (3.1)$$

kde I_D je proud tranzistoru, KP je transkonduktanční parametr, W je šířka tranzistoru, L je délka tranzistoru a $U_{DS,sat}$ je saturační napětí tranzistoru.

Z rovnice se vyjádřil poměr W/L a následovalo dosazování proudů pro jednotlivé tranzistory a potřebné $U_{DS,sat}$

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \cdot I_D}{KP \cdot (U_{DS,sat})^2}. \quad (3.2)$$

Pro tranzistor MN4 byl výpočet dán průchodem dvojnásobného proudu z proudové reference, tedy 10 μ A. Napětí $U_{DS,sat}$ bylo zvoleno 0,3 V. Poté byl poměr W/L roven

$$\frac{W}{L_{MN4}} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{72,7 \cdot 10^{-6} \cdot (0,3)^2} = 3,056. \quad (3.3)$$

Pro zvolenou hodnotu délky tranzistoru $L = 2 \mu\text{m}$ vycházela hodnota šířky $W = 6 \mu\text{m}$. Napětí $U_{DS,sat}$ bylo zvoleno 0,3 V u většiny tranzistorů. První výjimka nastala u diferenčních párů, kde byla pro saturační napětí zvolena hodnota 50 mV z důvodu dosažení většího vstupního rozsahu a zesílení. Poměr W/L PMOS diferenčního páru poté vycházel

$$\frac{W}{L_{MP1,MP2}} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{32,2 \cdot 10^{-6} \cdot (0,05)^2} = 124. \quad (3.4)$$

Byla zvolena délka tranzistorů $L = 500 \text{ nm}$, a tedy následným přepočtem vycházela šířka tranzistorů $W = 62 \mu\text{m}$. Další z výjimek tvoří tranzistory v diodovém zapojení, které nastavují pracovní bod kaskod v prvním stupni. Rozměry tranzistorů musí být vypočítány tak, aby jejich U_{GS} odpovídalo součtu $U_{DS,sat}$ napětí tranzistorů MN7, MN8 a MP5, MP6 a přibližně U_{th} kaskod. Pro tranzistory PMOS vychází hodnota napětí podle rovnice

$$U_{GS} = U_{th} + U_{DS,sat} = 0,588 + 0,2 = 0,788 \text{ V}. \quad (3.5)$$

Poté vycházel poměr W/L tranzistoru PMOS MP9

$$\frac{W}{L_{MP9}} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{32,2 \cdot 10^{-6} \cdot (0,788)^2} = 1. \quad (3.6)$$

Stejný postup byl aplikován pro tranzistory NMOS. U tranzistoru MN13 bylo cílem dosáhnout malého saturačního napětí. Poměr vycházel

$$\frac{W}{L_{MP13}} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{72,7 \cdot 10^{-6} \cdot (0,234)^2} = 5. \quad (3.7)$$

Stejný případ nastal u tranzistorů MP5 a MP6, u kterých saturační napětí odpovídá hodnotě 0,22 V, z čehož vychází poměr W/L tranzistorů

$$\frac{W}{L_{MP13}} = \frac{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{32,2 \cdot 10^{-6} \cdot (0,22)^2} = 25,2. \quad (3.8)$$

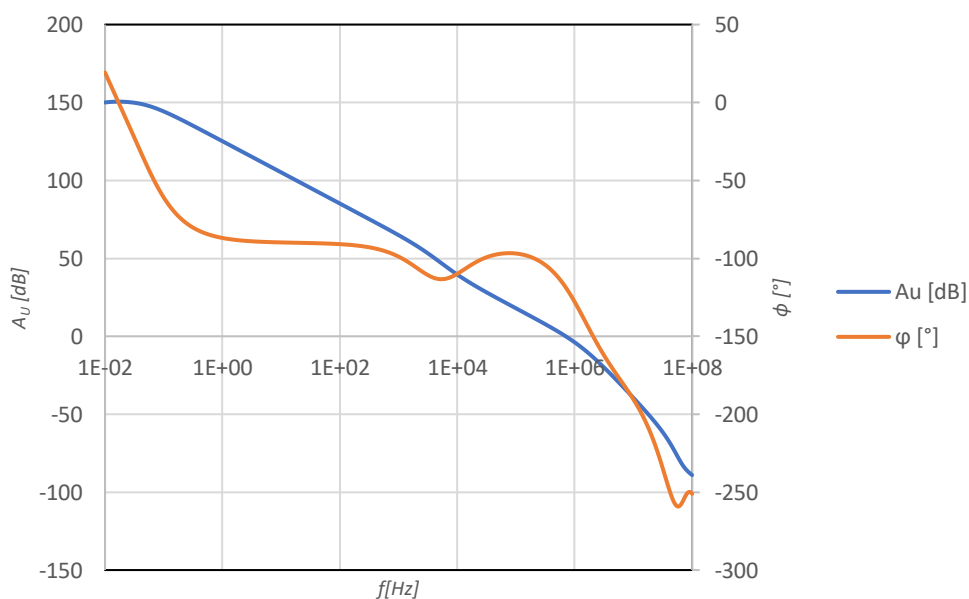
Všechny hodnoty rozměrů tranzistorů jsou v tabulce č. 3.1.

Tabulka 3.1 Rozměry tranzistorů dvoustupňového OTA pro typické podmínky

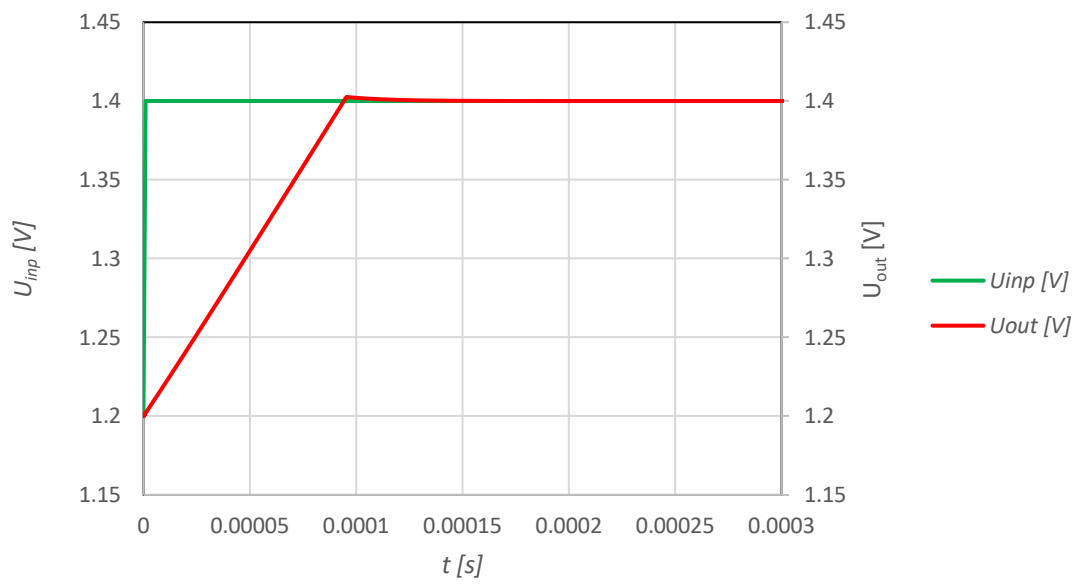
| Tranzistor | W [μm] | L [μm] |
|-----------------------|--------|--------|
| MN3, MN6 | 3,056 | 2 |
| MN5, MN4, MN11 | 6,11 | 2 |
| MN7, MN8 | 9 | 2 |
| MP4 | 6,902 | 2 |
| MP3, MP10 | 13,8 | 2 |
| MN1, MN2 | 55 | 1 |
| MP1, MP2 | 62 | 0,5 |
| MP5, MP6 | 50 | 2 |
| MP7, MP8 | 31,06 | 1,5 |
| MN9, MN10 | 13,85 | 2 |
| MN12 | 2 | 5 |
| MP9 | 8 | 8 |
| MP11, MP12 | 20 | 4 |
| MN13 | 10 | 2 |
| DMN1, DMN2 | 10 | 0,35 |
| DMP1 | 10 | 0,3 |

Pro kmitočtovou kompenzaci je nutné použít nejen Millerův kapacitor o hodnotě 20 pF, ale i odpor zapojený do série o hodnotě 1 MΩ pro dosažení fázové bezpečnosti 61° při uvažování kapacitní zátěže 5 nF. Hodnoty Millerova kapacitoru a sériového odporu vycházejí z provedených simulací. Pro analýzu AC je nutné, aby byl obvod zapojen tak, že U_{in} a U_{out} je spojeno pomocí AC killeru (RC článku s velmi nízkým mezním kmitočtem). Tím dojde k přerušení zpětné vazby pro AC signál, zatímco pro DC signál je zpětnovazební smyčka uzavřena a je tedy správně nastaven pracovní bod obvodu pro následnou simulaci zesílení otevřené smyčky OTA. Pro zamezení rozkmitání obvodu, musí kmitočtová charakteristika procházet v bodě 0 dB se sklonem 20 dB/dek, tj. druhý pól musí být až za tímto kmitočtem. V tomto bodě se také odečítá hodnota GBW (mezní kmitočet). Výsledky z AC analýzy jsou zobrazeny na obrázku 3.2. Bylo zjištěno zesílení 144,6 dB při $f = 100$ mHz. Hodnota GBW dosáhla hodnoty 707,9 kHz a fázová bezpečnost pak 61°. Tranzientní analýza se používá ke zjištění hodnoty rychlosti přeběhu SR pro náběžnou a sestupnou hranu. Průběhy jsou zobrazeny na obrázku 3.3 a 3.4. Pro tranzientní analýzu byl OTA zapojen jako sledovač s nastaveným vstupním

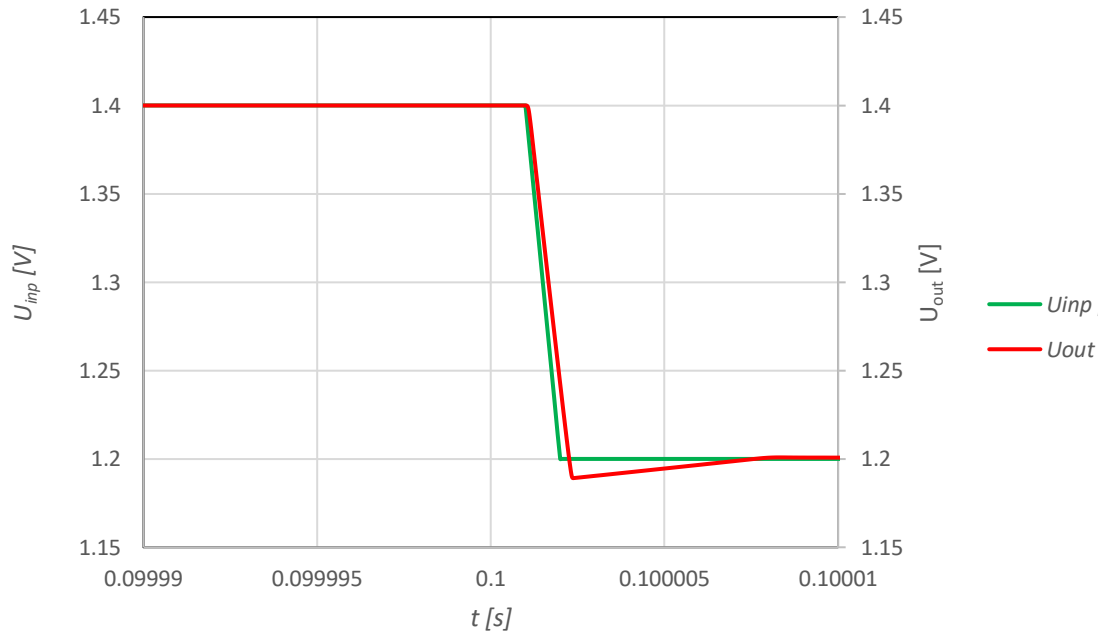
obdélníkovým signálem s dostatečně rychlými hranami. Rozdíl mezi náběžnou a sestupnou hranou rychlosti přeběhu je ve velikosti proudu druhého stupně. Při nástupné hraně převládá zdroj proudu. Při sestupné hraně převládá proud tranzistoru MN13. Jako poslední parametr se zjišťoval systematický offset (vstupní napěťová nesymetrie) – výsledky simulace systematického offsetu jsou uvedeny na obrázku 3.5. Pro jeho zjištění byla použita analýza DC s rozmítáním vstupního napětí v rozsahu 0,1 V až 2,5 V a zesilovačem OTA zapojeným jako napěťový sledovač. Pro přímý odečet systematického offsetu se vstupní a výstupní napětí přivede na vstup zdroje napětí řízeného napětím s přenosem 1, jehož výstup udával zjišťovanou vstupní nesymetrii. Náhodný offset odpovídající odchylce 5σ pro typické podmínky a vstupní napětí 1,5 V byl získán pomocí analýzy dcmatch (využívá citlivostní analýzu, která zjistí citlivost určitých parametrů součástek na výsledný parametr a jak daný parametr ovlivní). Na obrázku 3.6 je výsledek z výstupního souboru. Výsledné parametry zesilovače jsou uvedeny v tabulce č. 3.2.



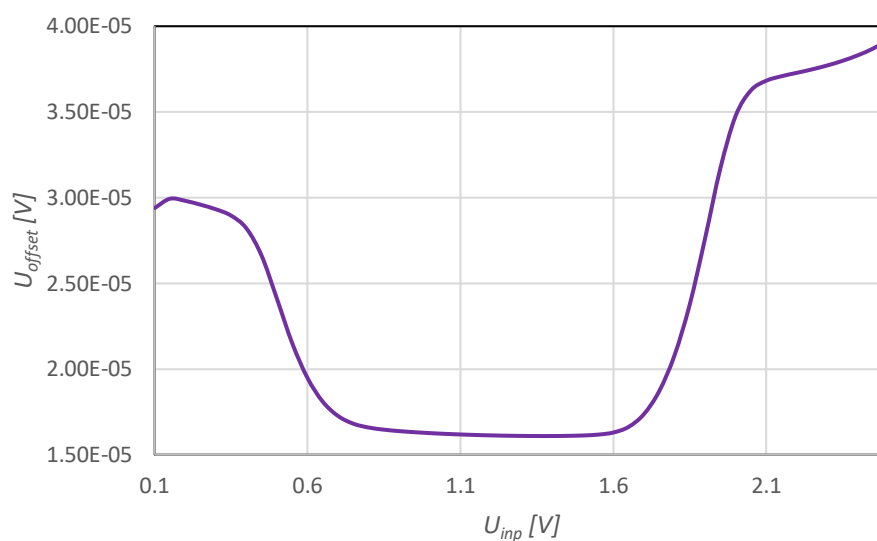
Obrázek 3.2 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika dvoustupňového OTA



Obrázek 3.3 Tranzientní analýza pro zjištění parametru SR pro nástupnou hranu dvoustupňového OTA



Obrázek 3.4 Tranzientní analýza pro zjištění parametru SR pro sestupnou hranu dvoustupňového OTA



Obrázek 3.5 Stejnoseměrná analýza pro zjištění systematického offsetu dvoustupňového OTA

There are 188 parameters contributes zero (or below relative thresh mth=0.001) sensitivity to the output.
V(OUT,0) = 1.5 V +/- 6.893 mV (5-sigma total variation)

Obrázek 3.6 Výsledky z výstupního souboru dcmatch analýzy pro zjištění náhodného offsetu za typických podmínek

Tabulka 3.2 Výsledné parametry dvoustupňového OTA

| Parametr | Hodnota |
|---------------------|---------------|
| A_U | 150 dB |
| GBW | 708 kHz |
| PM | 45° |
| SR_{rise} | 2,13 mV/μs |
| SR_{fall} | 0,23 mV/μs |
| Systematický offset | 16 μV – 39 μV |
| Náhodný offset | ± 6,9 mV |

Většina zjištěných parametrů splňuje předpoklady, jako je vysoké zesílení a dostatečně velký mezní kmitočet. Systematický offset je příliš vysoký při nízkém vstupním napětí, jelikož výstup je tvořen kaskadou. Stabilizace je složitější, a proto bylo nutné zvolit jinou topologii.

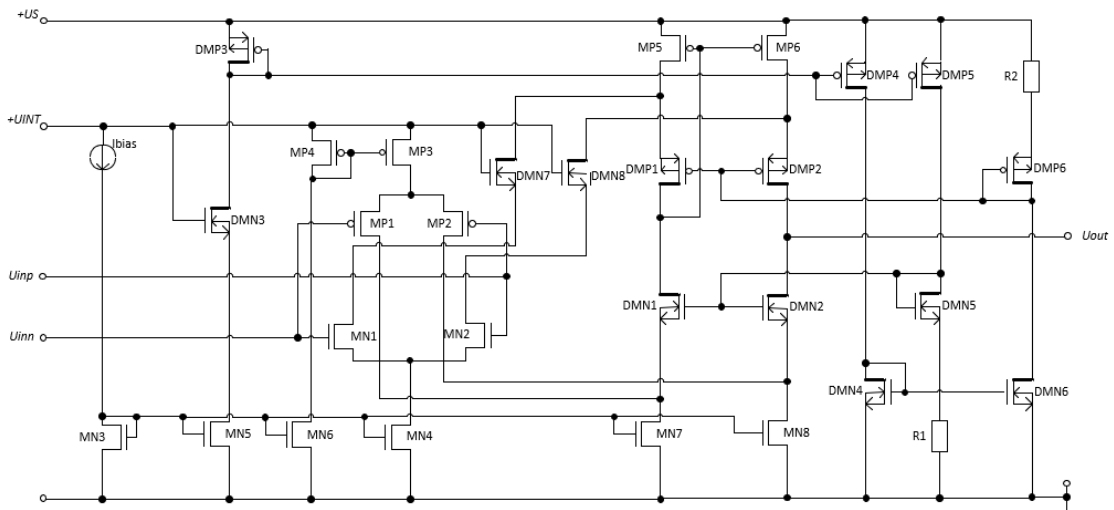
3.2 „Rail-to-rail“ jednostupňový OTA

Schéma zapojení jednostupňového OTA je na obrázku 3.7. Jednostupňový zesilovač tvoří stejné zapojení jako první stupeň u dvoustupňového zesilovače uvedeného v předchozí kapitole. Rozdíl je v zapojení dvou DN MOS tranzistorů DMN3, DMN7 pro napěťové přizpůsobení. Z toho důvodu byly také použity DMOS kaskody a obvod pro nastavení pracovních bodů těchto kaskod. Samotné diodové zapojení tranzistorů DMOS ovšem nestačilo a bylo nutné do obvodu doplnit rezistory R1 a R2 o hodnotách 5 kΩ pro zajištění napěťového posunu.

Výpočty rozměrů tranzistorů vycházejí ze stejného principu jako u dvoustupňového OTA, a proto už nejsou v práci nadále uvedeny. Do topologie jednostupňového OTA jsou, na rozdíl od předchozí topologie, doplněny odpory R1 a R2. Hodnota odporů R1 a R2 byla vypočítána pomocí Ohmova zákona

$$R_{1,2} = \frac{U_R}{I_R} = \frac{0,3}{60 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ k}\Omega, \quad (3.8)$$

kde U_R je napětí rezistoru, I_R je proud protékající rezistorem. V tabulce č. 3.3 jsou uvedeny velikosti použitých tranzistorů. Většina výpočtů byla stejná jako u dvoustupňového zesilovače, a z toho důvodu zde již nejsou uváděny. Hodnoty tranzistorů DMOS byly stanoveny ze simulací pracovních bodů.

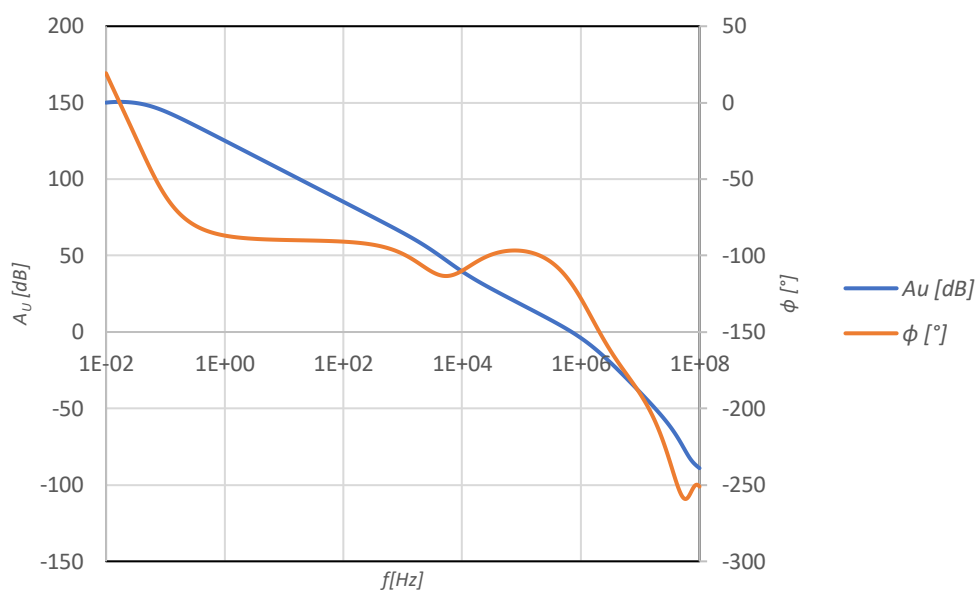


Obrázek 3.7 Rail-to-rail jednostupňový OTA

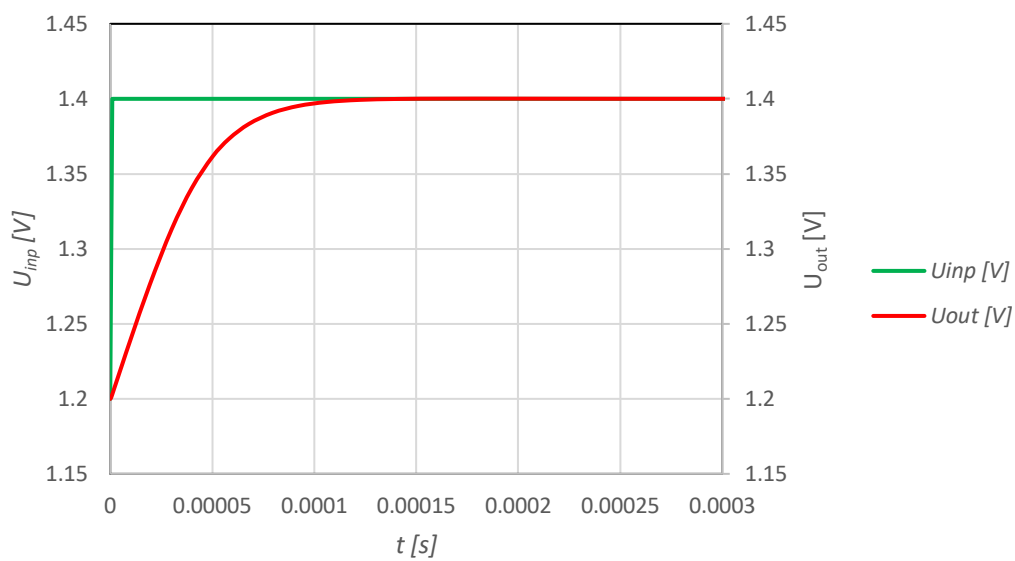
Tabulka 3.3 Rozměry tranzistorů jednostupňového OTA

| MOS tranzistor | W [μm] | L [μm] |
|---|-------------------------------------|-------------------------------------|
| MN3, MN6 | 3,056 | 2 |
| MN5, MN4 | 6,11 | 2 |
| MN7, MN8 | 9 | 2 |
| MP4 | 6,902 | 2 |
| MP3 | 13,8 | 2 |
| MN1, MN2 | 55 | 1 |
| MP1, MP2 | 62 | 0,5 |
| MP5, MP6 | 50 | 2 |
| DMN1, DMN2, DMN3, DMN4, DMN6, DMN7, DMN8 | 10 | 0,35 |
| DMP1, DMP2, DMP3 | 10 | 0,3 |
| DMP4, DMP5 | 40 | 0,3 |
| DMP6 | 5 | 0,3 |
| DMN5 | 5 | 0,35 |

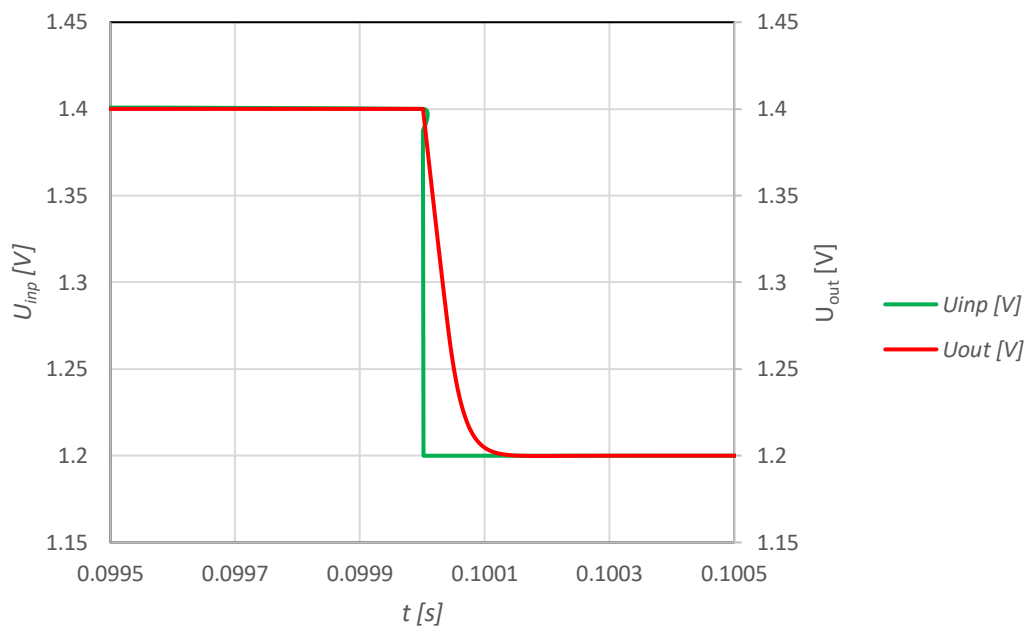
Pro všechny typy simulace byla použita stejná simulační zapojení jako u dvoustupňového OTA z přechozí kapitoly. Výhodou tohoto zapojení s kapacitní zátěží 5 nF je, že není potřeba kmitočtová kompenzace, a i přes to je dosaženo dobrých výsledků, jako je velké zesílení a dostatečná fázová bezpečnost. Mezní kmitočet je v porovnání s dvoustupňovým zesilovačem o dva řády menší, to je dáno kapacitní zátěží, která zatěžuje přímo první stupeň. Offset při nízkém vstupním napětí dosahuje horších výsledků, protože tranzistory NMOS na výstupu jsou v případě zapojení sledovače v lineárním režimu a tím se ztrácí zesílení, a proto pro jeho zjištění byla použita analýza DC s rozmítáním vstupního napětí v rozsahu 0,5 V až 2,5 V. Výsledky všech simulací jsou na obrázcích 3.8, 3.9, 3.10, 3.11 a 3.12. Výsledné parametry zesilovače jsou uvedeny v tabulce č. 3.4.



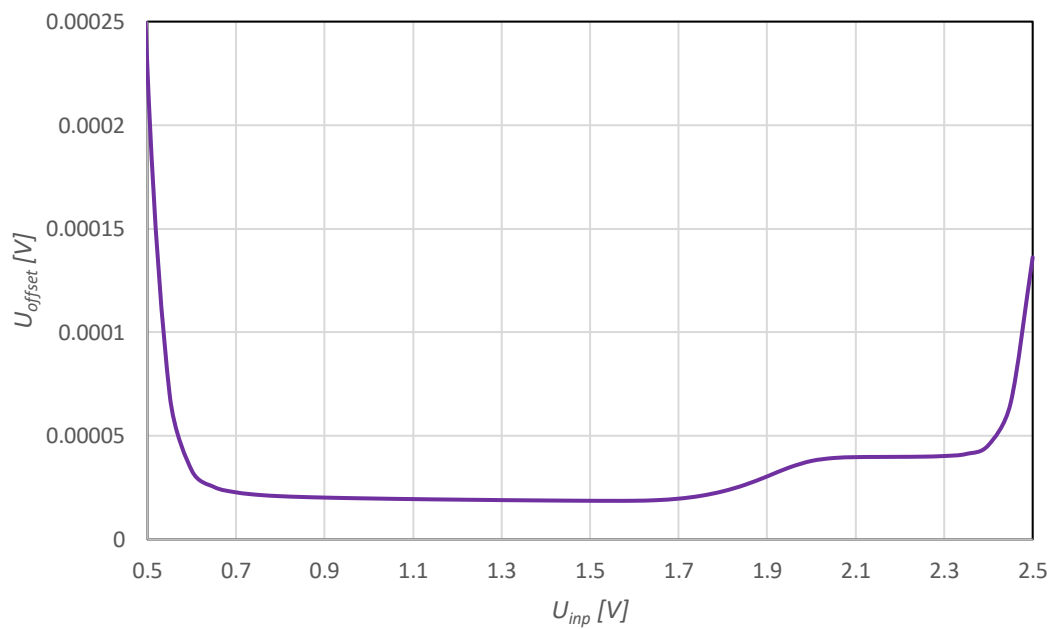
Obrázek 3.8 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika jednostupňového OTA



Obrázek 3.9 Tranzientní analýza pro zjištění parametru SR pro nástupnou hranu jednostupňového OTA



Obrázek 3.10 Tranzientní analýza pro zjištění parametru SR pro sestupnou hranu jednostupňového OTA



Obrázek 3.11 Stejnoseměrná analýza pro zjištění systematického offsetu jednostupňového OTA

There are 102 parameters contributes zero (or below relative thresh mth=0.001) sensitivity to the output.
 $V(\text{OUT},0) = 1.5 \text{ V} \quad +/- 6.93 \text{ mV} \quad (5\text{-sigma total variation})$

Obrázek 3.12 Výsledky z výstupního souboru dcmatch analýzy pro zjištění typického náhodného offsetu

Tabulka 3.4 Tabulka výsledných parametrů jednostupňového OTA

| Parametr | Hodnota |
|---------------------|------------------|
| A_U | 97,3 dB |
| GBW | 7,4 kHz |
| PM | 90° |
| SR_{rise} | 2,68 mV/μs |
| SR_{fall} | 2,50 mV/μs |
| Systematický offset | 18,6 μV – 226 μV |
| Náhodný offset | ± 6,93 mV |

3.3 Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku tranzistorů diferenčního stupně

Schéma zesilovače je na obrázku 3.13. První stupeň zesilovače tvoří tranzistory PMOS MP1 a MP2. Tranzistory MP3 a MP4 posunují napěťovou úroveň bulku diferenčního páru. Tato technika byla doporučena a prokonzultována s pracovníky onsemi. V obvodu je zjištěno, že pokud je vstupní napětí menší než napětí U_{INT} snižené o jedno prahové napětí, je napětí na bulku o prahové napětí vyšší, než je napětí na source tranzistorů MP1 a MP2. Jakmile vstupní napětí přesáhne tuto napěťovou úroveň, napětí na bulku je udržováno o jedno prahové napětí nad napětím U_{INT} , které odpovídá 2,5 V. Do obvodu jsou doplněny tranzistory DMOS pro napěťové přizpůsobení. Tranzistory MP5, MP6 a MP7 tvoří omezovač napětí (tzv. clamp) pro případ, že by vlivem šumu nebo jiných negativních vlivů došlo ke zvýšení proudu natolik, že by se na hradlech tranzistorů DMOS objevilo příliš vysoké napětí. Jelikož aktivní zátěž vstupního diferenciálního páru tvoří tranzistory NMOS v diodovém zapojení, zesílení by nebylo dostatečně velké. Proto je do obvodu doplněn tranzistor MN5, který zvyšuje zesílení. Tranzistor MN6 zajišťuje shodné napětí U_{DS} tranzistorů MN4 a MN5. Pro nastavení pracovního bodu tranzistorů DMP1, DMP2 a DMP3 byl použit rezistor R1 o hodnotě 73 kΩ. Pro nastavení pracovního bodu tranzistoru MN8 byl použit rezistor R3 o hodnotě 58 kΩ. Obě hodnoty byly stanoveny na základě Ohmova zákona, aby vytvořily dostatečné napětí na hradlech tranzistorů.

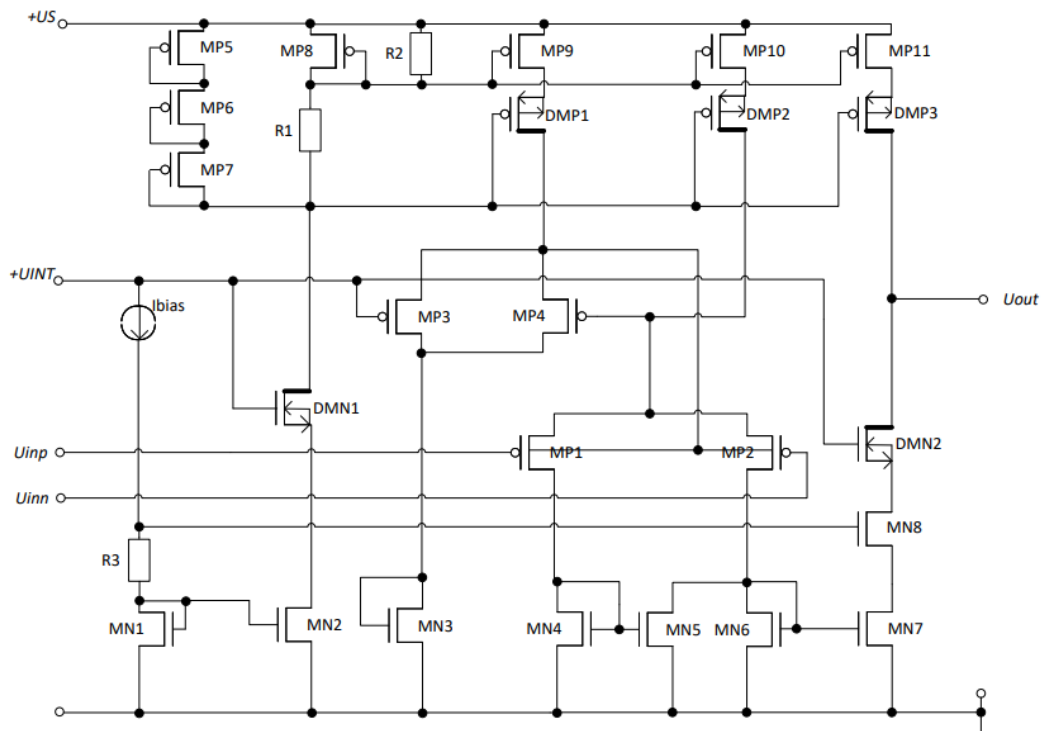
Tato topologie je nejvhodnější pro požadovanou aplikaci, hlavně z hlediska stabilizace celkové regulační smyčky. Na obrázku 3.14 jsou průběhy napětí v důležitých bodech obvodu. Je zde možné vidět, jak se zvyšuje napětí na bulku (červená barva) a tím i prahové napětí (žlutá barva), a proto dochází ke zvýšení vstupního napěťového rozsahu. Na obrázku je také zobrazeno výstupní napětí (modrá barva) a napětí na source tranzistorů tvořících diferenční pár (zelená barva).

Rozměry všech tranzistorů jsou uvedeny v tabulce č. 3.5. Tranzistory MP1 a MP2 mají poměr W/L 40, aby bylo dosaženo velké transkonduktance, a tím i velkého zesílení, podle vzorce

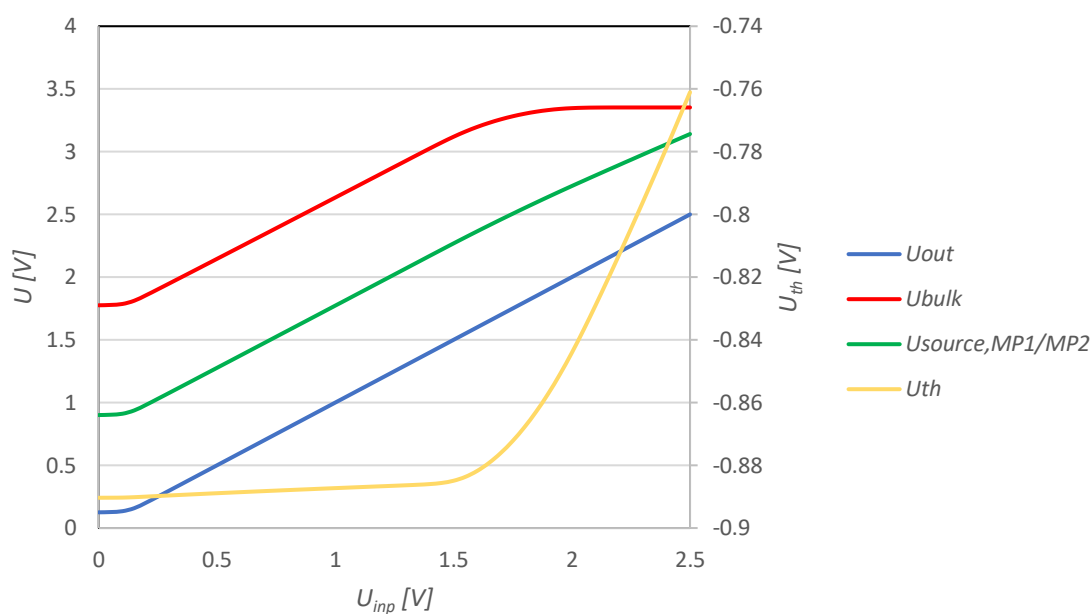
$$g_m = KP \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{GS} - U_{th}), \quad (3.9)$$

kde KP je transkonduktanční parametr, U_{th} je prahové napětí a W a L jsou rozměry tranzistoru.

Šířka tranzistoru MP11 je pětinasobná oproti tranzistoru MP8, jelikož proud, který vytéká z výstupu OTA, musí být $50 \mu A$. Poměr W/L tranzistorů MN6 a MN7 je roven 10, jelikož tranzistorem MN7 protéká proud $50 \mu A$ a tranzistorem MN6 $5 \mu A$. Tím je kompenzován systematický offset OTA. Odpor $R2$ má hodnotu $1 M\Omega$, aby co nejméně ovlivňoval zrcadlíci poměry proudu, ale zároveň zajistil spolehlivé vypnutí zrcadla v PD módu (mód, v němž má obvod minimální spotřebu).



Obrázek 3.13 Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku tranzistorů diferenčního páru



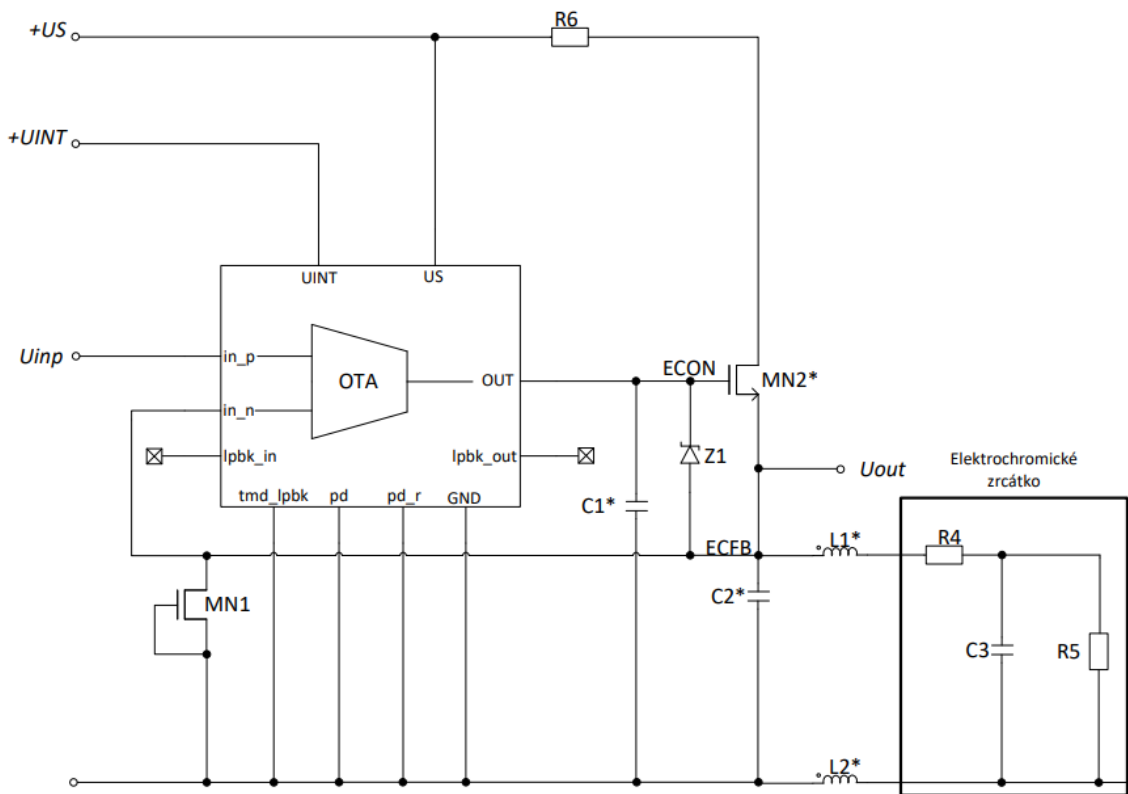
Obrázek 3.14 Princip řízení napětí bulku

Tabulka 3.5 Rozměry tranzistorů jedноступňového OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru

| Tranzistor | W [μm] | L [μm] | počet hradel |
|----------------------|-----------------------|-----------------------|--------------|
| MN1 | 5 | 5 | 1 |
| MN2 | 5 | 5 | 2 |
| MN3 | 2 | 1 | 1 |
| MN4 | 12 | 3 | 2 |
| MN5, MN6 | 12 | 3 | 1 |
| MN7 | 12 | 3 | 10 |
| MN8 | 40 | 0,4 | 1 |
| MP1, MP2 | 40 | 1 | 2 |
| MP3, MP4 | 20 | 0,5 | 1 |
| MP5, MP6, MP7 | 4 | 0,4 | 1 |
| MP8 | 20 | 2 | 1 |
| MP9, MP10 | 20 | 2 | 2 |
| MP11 | 20 | 2 | 5 |
| DMN1 | 5 | 1 | 2 |
| DMN2 | 10 | 1 | 4 |
| DMP1, DMP2 | 5 | 0,5 | 2 |
| DMP3 | 10 | 0,5 | 2 |

3.3.1 Návrh obvodu elektrochromického zpětného zrcátka

Níže je popsán návrh obvodu elektrochromického zpětného zrcátka znázorněného na obrázku 3.15. Model elektrochromického zpětného zrcátka tvoří odpory R4, R5 a kondenzátor C3. Výstup OTA řídí napětí na hradle externího tranzistoru MN2 typu NFET, který je zapojen jako sledovač a spolu s OTA regulují napětí na zpětném zrcátku. Kondenzátory C1 a C2 zajišťují stabilitu obvodu. Odpor R6 modeluje odpor spínače v sepnutém stavu vůči napájecímu napětí US , který je rovněž součástí čipu s navrhovaným OTA. V obvodu je na pin ECFB připojen tranzistor MN1, který zajišťuje funkci vybíjení napětí zrcátka. Diplomová práce se zabývá pouze blokem pro nastavování napětí na zrcátku, a proto je tranzistor MN1 zapojen tak, aby mezi negativním vstupem OTA a zemí byla velká impedance (aby byl vypnut). Součástky L1 a L2 modelují parazitní indukčnost přívodů k zrcátku. Součástka Z1 je externí Schottkyho dioda, která zajišťuje ochranu tranzistoru MN2. Hvězdička u komponent označuje diskrétní součástku mimo čip. Parametry všech externích komponent jsou uvedeny v tabulce č. 3.6.



Obrázek 3.15 Kompletní obvod řízení elektrochromického zpětného zrcátka

Tabulka 3.6 Parametry externích součástek

| Součástka | Jmenovitá hodnota |
|-------------------------------------|-------------------|
| R₄ | 12 Ω |
| R₅ | 6 Ω |
| R₆ | 2 Ω |
| C₁ | 4,7 nF |
| C₂ | 220 pF |
| C₃ | 5 F |
| L₁, L₂ | 500 nH |
| MN1 | 30/0,4 |

Pro zjištění základních parametrů operačního zesilovače byl OTA zapojen se všemi externími komponentami, které představují zátěž a zajišťují stabilizaci. Schéma zapojení je na obrázku 3.15. Zesílení, *GBW* a fázová bezpečnost kompletního zpětnovazebního zapojení byly na rozdíl od předchozích topologií vyšetřovány pomocí analýzy STB (stability analysis). Tato analýza vyžadovala do smyčky zpětné vazby, tj. mezi negativní vstup a drain D tranzistoru MN1, připojit zdroj napětí o hodnotě 0 V. Systematický a náhodný offset a rychlosti přeběhu *SR* pro náběžnou a sestupnou hranu byly simulovány stejným způsobem jako u předchozích topologií. V tabulce č. 3.7 jsou porovnány hodnoty všech sledovaných parametrů OTA s parazitními indukčnostmi přívodů (*L1* a *L2*) a bez nich.

Tabulka 3.7 Simulované parametry OTA zahrnující externích součástky

| | S parazitami | Bez parazit |
|--------------------------|---------------------|--------------------|
| <i>A_U</i> | 132,45 dB | 132,15 dB |
| <i>GBW</i> | 38,3 kHz | 38,23 kHz |
| <i>PM</i> | 88,39° | 88,43° |
| <i>AM</i> | 43,93 dB | 44,41 dB |
| <i>S.O.</i> | 258,5 - 241,5 μV | 258,51 - 241,53 μV |
| <i>N.O.</i> | ± 5,548 mV | ± 5,548 mV |
| <i>SR_{rise}</i> | 8,975 mV/ μs | 8,989 mV/ μs |
| <i>SR_{fall}</i> | 15,746 mV/ μs | 15,613 mV/ μs |

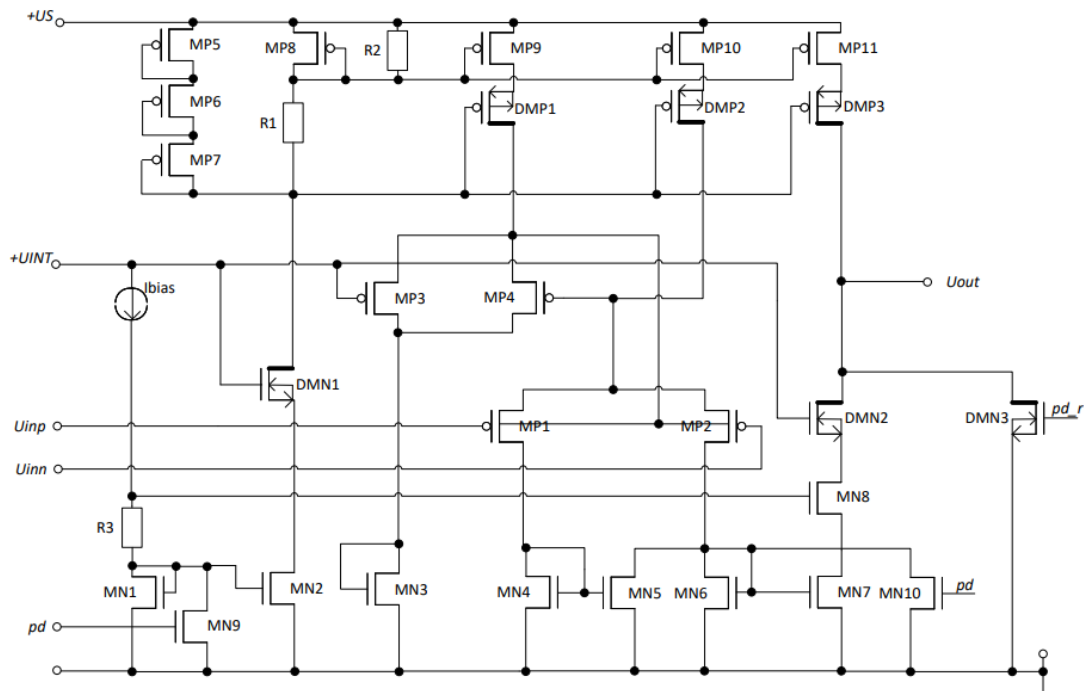
Z výsledků uvedených v tabulce 3.7 je patrné, že parazitní indukčnosti nemají vliv na parametry navrhovaného obvodu.

3.3.2 Specifické parametry

Výsledná topologie OTA musí splňovat specifické parametry uvedené v tabulce č. 3.8. Tyto parametry byly stanoveny na základě požadavků aplikačních inženýrů. Aby OTA dosáhl všech požadovaných parametrů, do výsledné topologie byly doplněny další tranzistory MN9, MN10, které jsou aktivovány v režimu power-down a DMN3 pro dosažení parametru *ECM_RPD*. Výsledná topologie je na obrázku 3.16.

Tabulka 3.8 Požadované specifické parametry OTA

| Specifický parametr | Min | Max |
|----------------------|--------------|--------------|
| <i>ECM_FOGE</i> | -3 % | 3% |
| <i>ECM_OFFSE</i> | -1 LSB | 1 LSB |
| <i>ECM_VOUTH</i> | 4,5 V | 10 V |
| <i>ECM_VOUTL</i> | 0 V | 0,7 V |
| <i>ECM_IO_SOURCE</i> | -100 μ A | -10 μ A |
| <i>ECM_IO_SINK</i> | 10 μ A | 200 μ A |
| <i>ECM_RPD</i> | - | 5 k Ω |
| <i>ECM_IQ</i> | - | 1 μ A |



Obrázek 3.16 Modifikovaný jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru pro dosažení specifických parametrů

Každý parametr je charakterizován podmínkami, za kterých je měřen. Parametr ECM_FOGE je systematický offset udávaný v procentech. Tento parametr je dán rovnicí

$$ECM_FOGE = \frac{U_{out} - U_{inp}}{U_{inp}} \cdot 100. \quad (3.10)$$

Parametr ECM_OFFSE je náhodný offset, který je udáván v hodnotě LSB. Hodnota LSB je určena z plného rozsahu DAC, který je programovatelný na hodnoty, 1,2 V nebo 1,5 V. Pro výpočet byla uvažována hodnota 1,2 V, a tak LSB dosahuje hodnoty

$$LSB = \frac{U_{inp}}{2^n} = \frac{1,2V}{2^6} = 18,75 \text{ mV}, \quad (3.11)$$

kde n je počet bitů převodníku.

Parametr ECM_VOUTH je výstupní napěťový rozsah OTA při rozvážení zesilovače tak, aby výstupní proud dosáhl hodnoty $-10 \mu\text{A}$. S tím související parametr $ECM_VOU TL$ je výstupní napěťový rozsah OTA při rozvážení zesilovače tak, aby výstupní proud dosáhl hodnoty $10 \mu\text{A}$.

Parametr ECM_IO_SOURCE je výstupní proud OTA. Parametr je měřen za podmínek, kdy je výstupní napětí OTA připojeno na napětí U_{INT} . Negativní vstup OTA je připojen na potenciál země a na pozitivní vstup OTA je připojen zdroj napětí o hodnotě 500 mV . Parametr ECM_IO_SINK je výstupní proud, který je měřen při připojení napětí $0,5 \text{ V}$ na výstup OTA. Vstup OTA je přiveden na potenciál země. Na negativní vstup OTA je připojen napěťový zdroj o hodnotě $0,5 \text{ V}$.

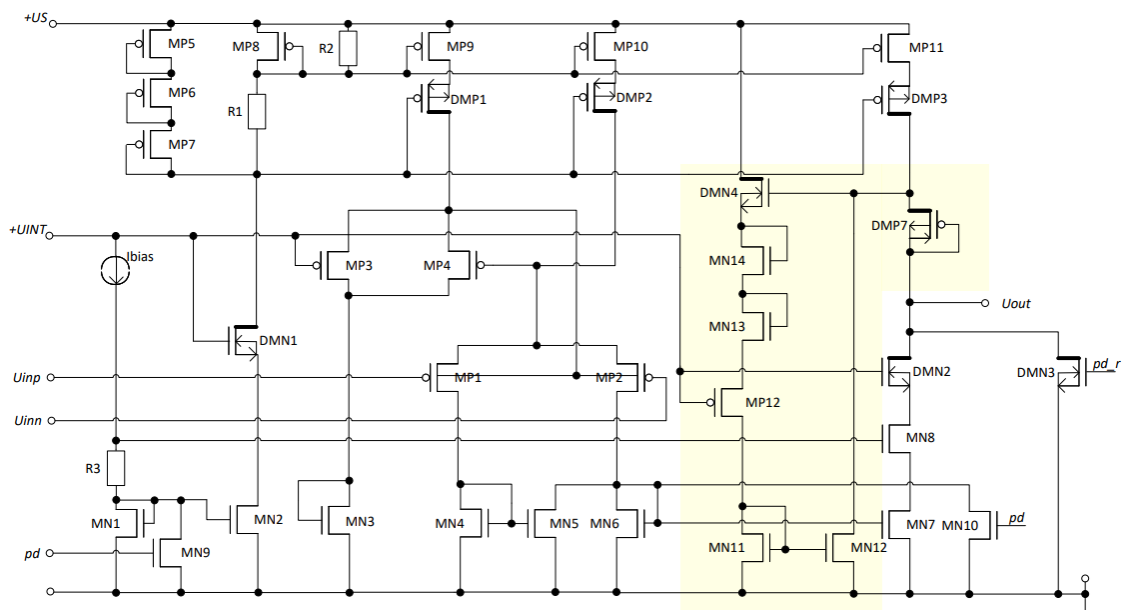
Parametr ECM_RPD je impedance na výstupu OTA při rychlém vybíjení. Pro zjištění parametru je na výstup zesilovače připojen napěťový zdroj o hodnotě $0,7 \text{ V}$. Pozitivní a negativní vstup OTA jsou připojeny na potenciál země. Parametr ECM_IQ je výstupní proud OTA v režimu power-down. Při měření je pozitivní a negativní vstup OTA připojen na potenciál země. Výstup OTA je připojen na napětí US . Jsou aktivovány tranzistory MN9 a MN10.

Pro dosažení požadované hodnoty ECM_VOUTH bylo nutné obvod doplnit o omezovač napětí (tzv. clamp). Byly navrženy celkem tři topologie napěťových omezovačů. Kvůli nedokonalým modelům tranzistorů MOS popř. nedokonalým tranzistorům DMOS v technologii BCD65 MV (Bipolar-CMOS-DMOS 65 nm Medium Voltage) je funkční pouze jedna z představených topologií. V případě použití jiné technologie s korektními modely by byly funkční všechny uvedené topologie.

3.3.3 Omezovač napětí 1 (CLAMP 1)

Schéma zesilovače s vyznačeným omezovačem 1 je na obrázku 3.17. Tvoří jej tranzistory MN11, MN12, MN13, MN14, MP12, DMN4 a DMP7. Tranzistory MN13, MN14, MP12 a DMN4 formují požadované výstupní napětí v rozsahu 4,5 V až 10 V. Poměr W/L tranzistorů MN11 a MN12 je 1:10. Tento poměr byl určen z maximálního proudu, který je nutné odvézt. Jedná se o proud, který generuje tranzistor MP11. Pracovní proud omezovače tak může být do $5 \mu\text{A}$. Ve vyváženém stavu a během normální činnosti OTA omezovač neovlivňuje funkci OTA. Omezovač funguje až od chvíle, kdy se na hradle DMN4 objeví dostatečné napětí pro otevření proudové cesty přes MN14, MN13 a MP12.

V tabulce č. 3.9. jsou uvedeny zjištěné základní a nejkritičtější specifické parametry. Zde je možné vidět, že většina parametrů je mimo daný rozsah. Po důkladném prozkoumání bylo zjištěno, že při teplotách vyšších než 100°C protéká téměř celý proud tranzistoru MP11 substrátem MOS diody DMP7. Tím se změní nastavený pracovní bod a vzniká velký systematický offset, a proto většina parametrů při rozmitání procesu nedosahuje požadovaných hodnot. Bylo nutné navrhnout jinou topologii.



Obrázek 3.17 Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru se zvýrazněným omezovačem č. 1

Tabulka 3.9 Přehled odsimulovaných parametrů OTA s implementovaným omezovačem 1 získaných z corner simulací

| Parametr | Nominální hodnota | Specifikace | Min | Max |
|-----------------|-------------------|---------------------|---------------|--------------|
| A_U | 99,8 dB | > 60 dB | -89,4 dB | 132 dB |
| GBW | 38,9 kHz | | 10,8 kHz | 60,3 kHz |
| PM | 88,4° | > 60° | 81,4° | 89,2° |
| AM | 53,6 dB | | 36,8 dB | 120 dB |
| $SYSTEM.OFF$ | -594 μ V | (-5-5) mV | -53,5 mV | 424 μ V |
| $ECM.FOGE$ | -0,04 % | (-3-3) % | -57 % | 0,45 % |
| $ECM.OFFSE$ | -836 μ V | (-19-19) mV | -8,3 mV | 3,3 mV |
| $ECM.IO.SOURCE$ | -44,6 μ A | (-100- -10) μ A | -64,5 μ A | -1,5 μ A |
| $ECM.VOCTL$ | 53,2 mV | (0-0,7) V | 15 mV | 73 mV |
| $ECM.IO.SINK$ | 135 μ A | (10-200) μ A | 112 μ A | 228 μ A |
| $ECM.VOUTH$ | 5,1 V | (4,5-10) V | -100 mV | 6,1 V |

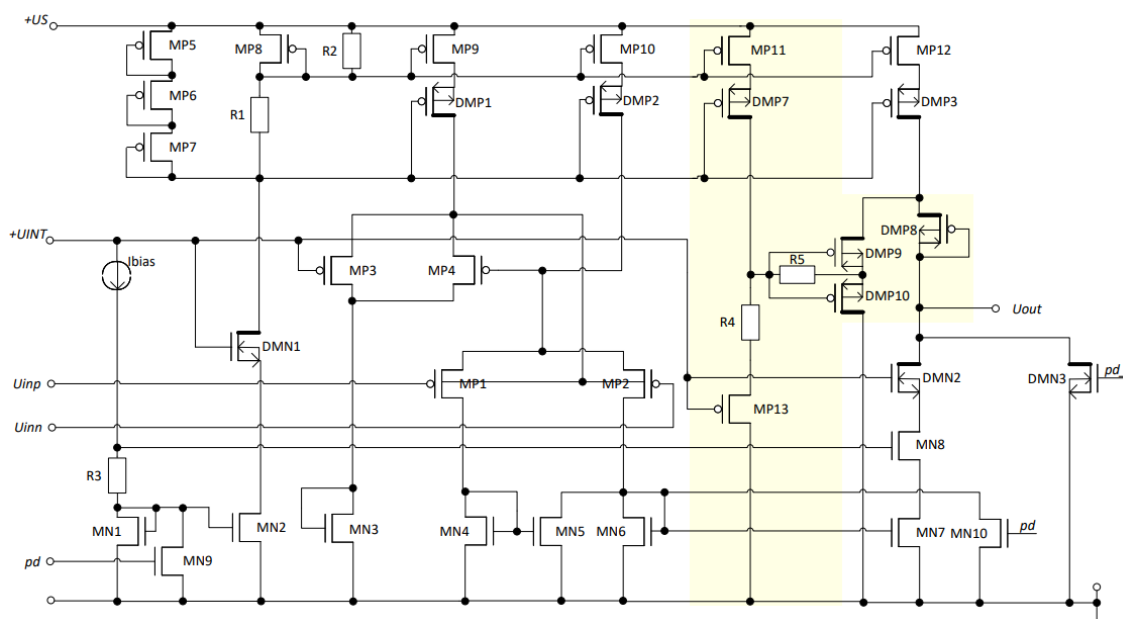
Parametry nesplňující specifikaci jsou zvýrazněny červenou barvou.

3.3.4 Omezovač 2 (CLAMP 2)

Schéma zesilovače s vyznačeným omezovačem 2 je na obrázku 3.18. Omezovač 2 tvoří tranzistory MP13, DMP8, DMP9, DMP10 a odpory R4 a R5. Odpor R5 o hodnotě 2 M Ω nastavuje dostatečně velké napětí U_{GS} tranzistorů DMP9 a DMP10, aby byly otevřeny a zároveň zajišťuje jejich uzavření v neaktivním stavu omezovače. Tranzistor MP13 a odpor R4 společně s tranzistorem DMP9 vytváří požadované omezovací napětí 5,6 V. Omezovač 2 je napájen proudem 5 μ A, který generuje tranzistor MP11 s hradlem o šířce 10 μ m a délce 2 μ m. Proto byla hodnota odporu R4 zvolena 325 k Ω , aby vytvořil dostatečný napěťový úbytek. Rozměr tranzistoru MP13 byl dán rovnicí 3.12. Napětí $U_{DS,sat}$ bylo zvoleno 0,2 V. Poměr W/L je tedy

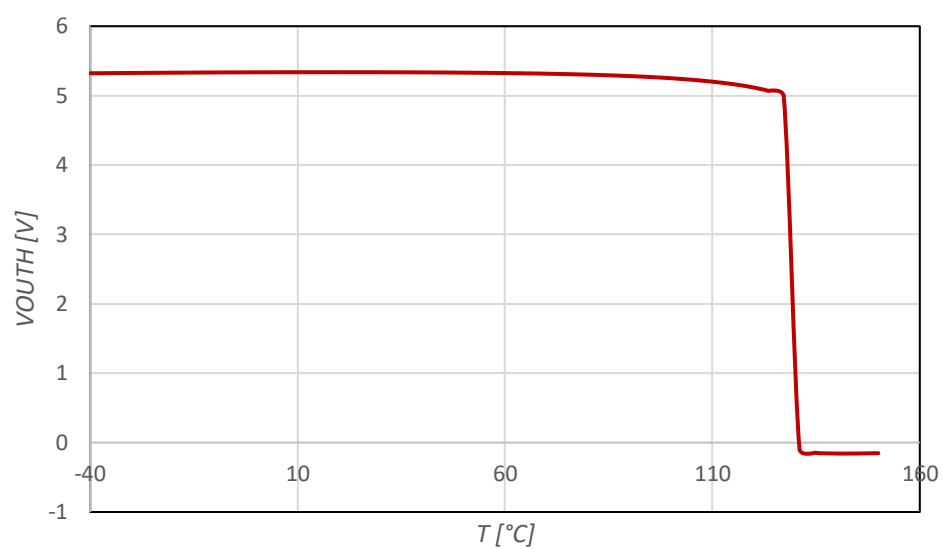
$$\frac{W}{L}_{MP13} = \frac{2 \cdot I_D}{K_P \cdot (U_{DS,sat})^2} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{32,2 \cdot 10^{-6} \cdot (0,2)^2} = 7,76. \quad (3.12)$$

Byla zvolena délka tranzistoru $L = 2 \mu$ m a následným přepočtem je šířka tranzistoru $W = 15 \mu$ m. Tranzistor DMP8 v diodovém zapojení zajišťuje, aby nedocházelo ke zpětnému proudu z výstupu OTA do napájení U_S v případě, že bude výstup OTA externě napěťově přetěžován. Pokud by se na výstupu OTA objevilo napětí větší než 12 V, dioda DMOS zajišťuje, aby nebyl omezovač zatěžován vnějším proudem. Tranzistor DMP10 zabezpečuje, aby napětí U_{GS} tranzistoru DMP9 nebylo větší než 2,5 V, což je maximální hodnota U_{GS} daná katalogovým listem.

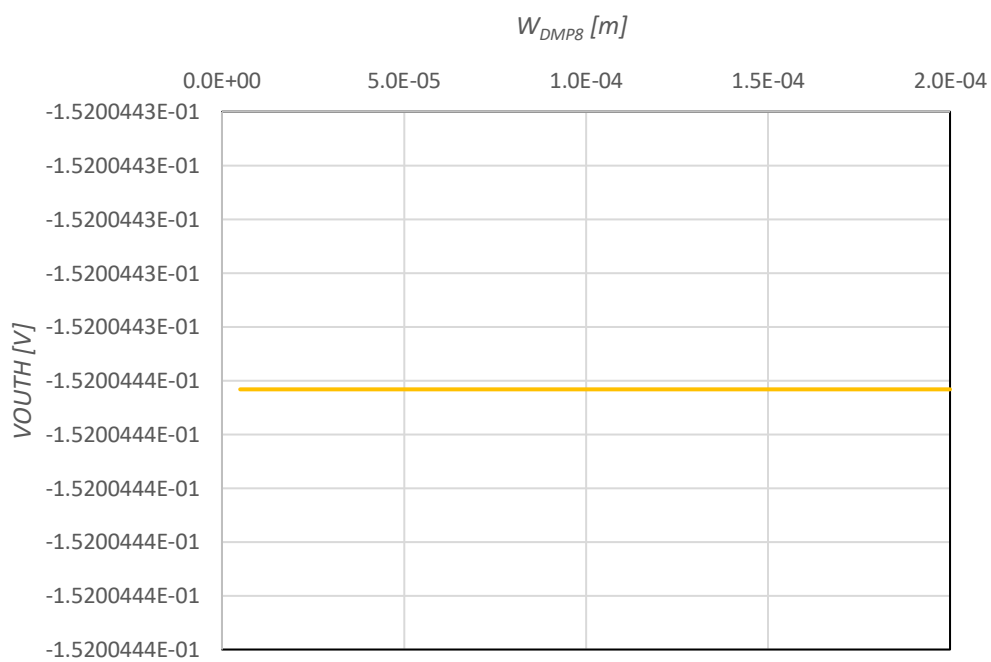


Obrázek 3.18 Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru s omezovačem č. 2

Základní a specifické parametry jsou uvedeny v tabulce č. 3.10. Byly simulovány pouze kritické parametry. Totožně jako u prvního omezovače, i u této topologie nastal problém u vysokých teplot nad 100 °C, kdy více jak 75 % proudu výstupní větvi OTA (typ. 50 μ A) odtéká přes diodu DMOS do substrátu. Tento jev způsobí velký offset, a proto jsou parametry jako zesílení, náhodný a systematický offset a *ECM_VOUTH* mimo rozsah. Je to způsobené pravděpodobně chybou modelu tranzistorů DMOS, případně i reálným chováním těchto DMOS součástek v tomto procesu. Na obrázku 3.19 je zobrazena závislost parametru *ECM_VOUTH* na teplotě. Z grafu je patrné, že negativní jev, způsobený diodou ve výstupní větvi, začíná při teplotě 127 °C. Na obrázku 3.20 je zobrazena závislost *ECM_VOUTH* na šířce tranzistoru DMP8 při teplotě 150 °C. Z grafu je patrné, že ani zvětšování šířky tranzistoru nezlepší výsledky OTA. Proto bylo nutné navrhnout topologii, která odstraní chybu způsobenou tranzistorem DMP8.



Obrázek 3.19 Závislost parametru ECM_VOUTH na teplotě



Obrázek 3.20 Závislost parametru ECM_VOUTH na šířce tranzistoru DMP8 při $T = 150\text{ °C}$

Tabulka 3.10 Přehled odsimulovaných parametrů OTA s druhým omezovačem získaných z corner simulací

| Parametr | Nominální hodnota | Specifikace | Min | Max |
|-----------------|-------------------|---------------------|---------------|--------------|
| A_U | 128,4 dB | > 60 | -88,6 dB | 135 dB |
| GBW | 38,9 kHz | | 17,3 kHz | 60,3 kHz |
| PM | 88,4° | > 60° | 81,3° | 88,7° |
| AM | 53,6 dB | | 37,3 | 65,43 |
| $SYSTEM.OFF$ | -481 μ V | (-5-5) mV | -53 mV | 426 μ V |
| $ECM.FOGE$ | -0,032 % | (-3-3) % | -57 % | 0,45 % |
| $ECM.OFFSE$ | -800 μ V | (-19-19) mV | -10 mV | 3,6 mV |
| $ECM.IO.SOURCE$ | -44,8 μ A | (-100- -10) μ A | -64,5 μ A | -1,9 μ A |
| $ECM.VOUTL$ | 53,3 mV | (0-0,7) V | 15,6 mV | 73,3 mV |
| $ECM.IO.SINK$ | 135 μ A | (10-200) μ A | 112 μ A | 228 μ A |
| $ECM.VOUTH$ | 5,6 V | (4,5-10) V | -102 mV | 6,4 V |

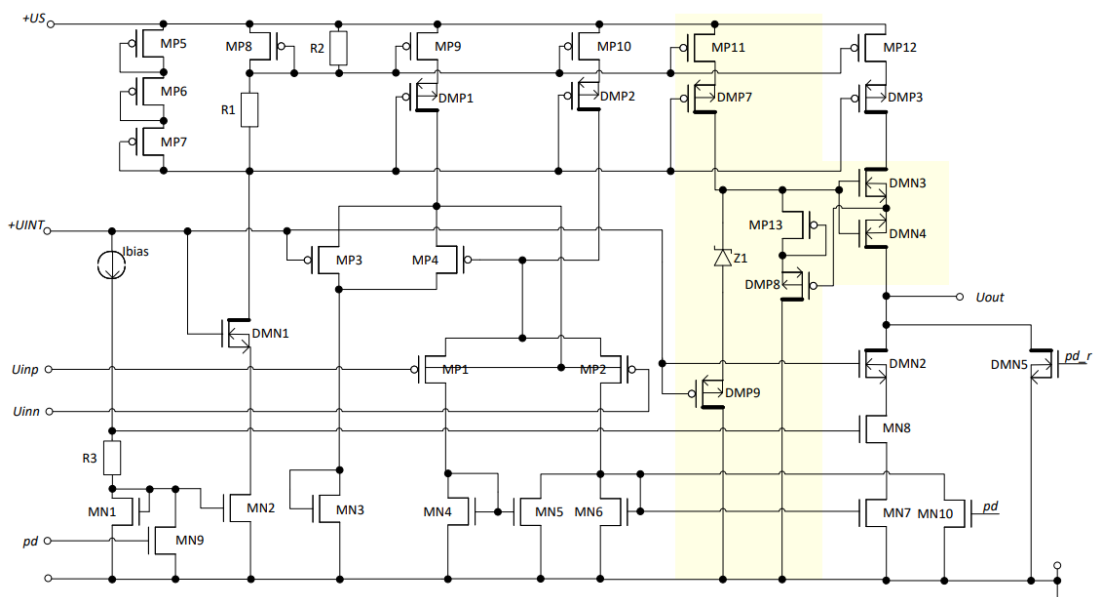
Parametry nesplňující specifikaci jsou zvýrazněny červenou barvou.

3.3.5 Omezovač 3 (CLAMP 3)

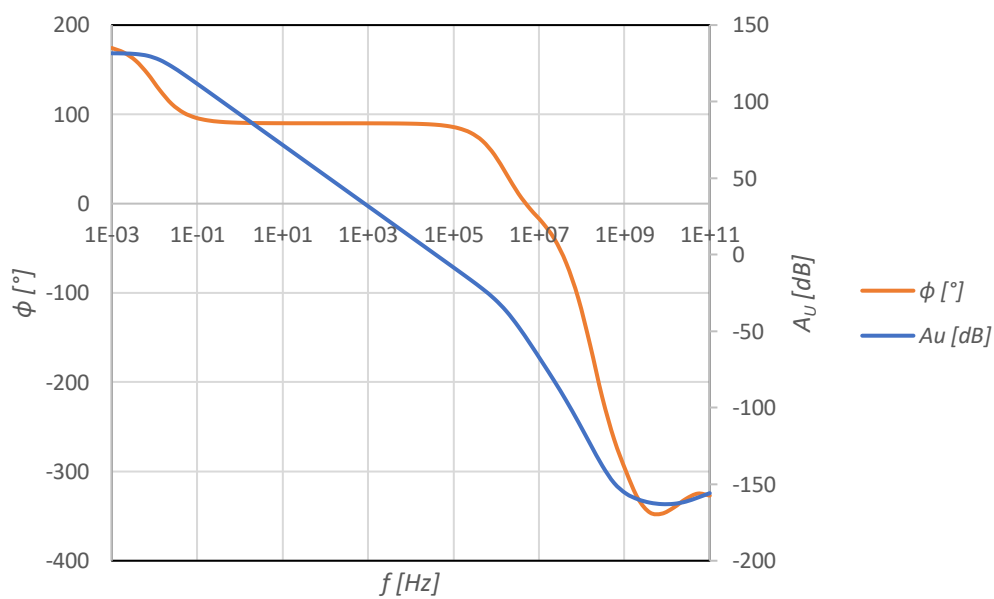
Schéma zesilovače s vyznačeným omezovačem 3 je na obrázku 3.21. Omezovač 3 tvoří tranzistory MP13, DMP8, DMP9, DMN3, DMN4 a Zenerova dioda Z1 s napětím 5 V. Omezovač je napájen proudem 5 μ A, který generuje tranzistor MP11 o šířce 10 μ m a délce 2 μ m. Tranzistor DMP9 společně se Zenerovou diodou a tranzistory DMN3 a DMN4 vytváří omezovací napětí 8,2 V. Tranzistory MP13 a DMP8 nastavují napětí U_{GS} tranzistorů DMN3 a DMN4 větší, než je prahové napětí U_{th} . Výhodou tohoto zapojení oproti předchozím topologiím je, že nevyžaduje diodu DMOS ve výstupní větvi, která v předchozích topologiích vytvářela systematický offset kvůli velkému substrátovému proudu diodou DMOS.

Omezovač 3 je založen na principu uzavření proudové cesty tranzistoru MP12, pokud výstupní napětí překročí požadovanou limitní hodnotu. Vůči předchozím dvěma topologiím je rozdíl v tom, že neodvádí zbývající část proudu tohoto tranzistoru a tím je odstraněn nežádoucí jev, kdy odváděný proud odtéká při vyšších teplotách přes substrát tranzistoru DMOS zapojeného jako dioda.

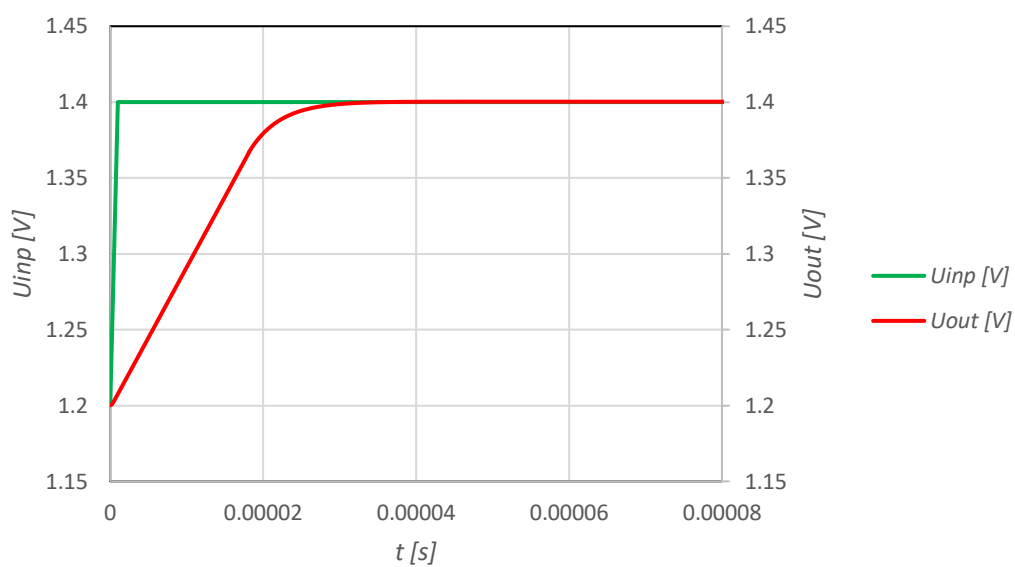
Pro všechny typy simulace byla použita stejná zapojení, jak je uvedeno v kapitole 3.3.1. Výsledky základních simulací jsou na obrázcích 3.22 až 3.26.



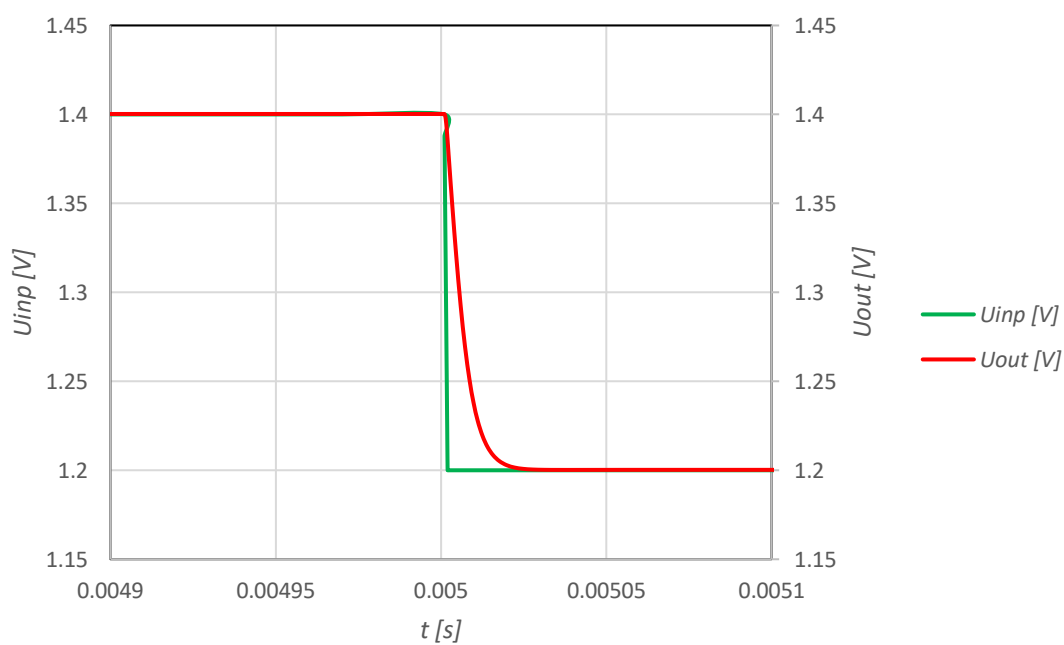
Obrázek 3.21 Jednostupňový OTA s řízením napětí bulku diferenčního páru s omezovačem č. 3



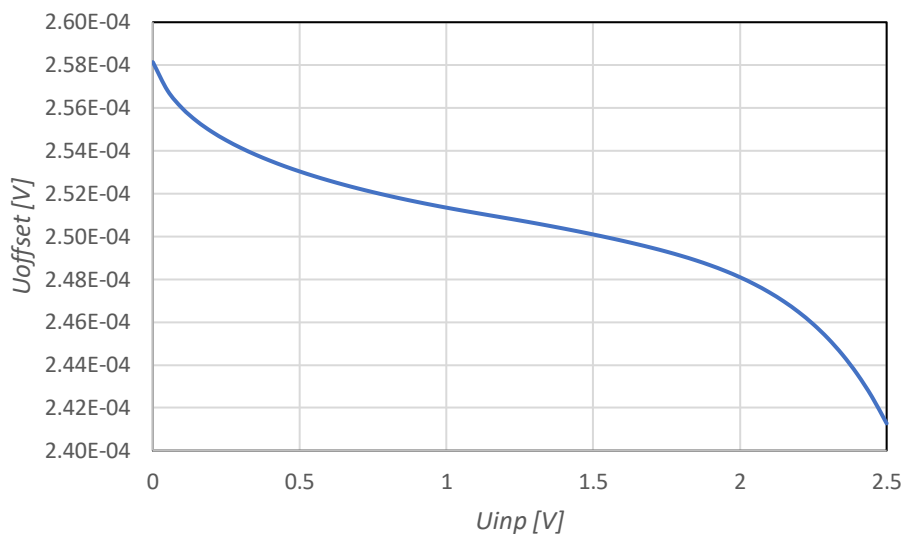
Obrázek 3.22 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika jednostupňového OTA



Obrázek 3.23 Tranzientní analýza pro zjištění parametru SR pro nástupnou hranu jednostupňového OTA



Obrázek 3.24 Tranzientní analýza pro zjištění parametru SR pro sestupnou hranu jednostupňového OTA



Obrázek 3.25 Stejnoseměrná analýza pro zjištění systematického offsetu jednostupňového OTA

There are 633 parameters contributes zero (or below relative thresh mth=0.001) sensitivity to the output.

V(OUT,0) = 1 V +/- 5.637 mV (5-sigma total variation)

Obrázek 3.26 Výsledky z výstupního souboru dcmatch analýzy pro zjištění typického náhodného offsetu

Základní a specifické parametry jsou uvedeny v tabulce č. 3.11, které byly zjištěny pomocí corner analýz, stejně jako všechny předchozí simulace. V tabulce č. 3.12 jsou pak uvedeny všechny parametry, které byly simulovány pomocí simulačního softwaru Solido. Hraniční hodnoty, tzv. cornery, mají oproti Solidu jiný přístup pro simulování. U corner analýzy se rozmítají pouze parametry spojené s rozptylem procesu, napětí a teploty, ale nezahrnují chyby souběhu (tzv. mismatch). Při simulaci se nastavují všechny rezistory současně na stejnou hodnotu (min, typ, max). Stejně tak i tranzistory stejného typu. Pro získání výsledků, které zahrnují jak proces, tak mismatch, je třeba použít analýzu Monte Carlo nebo program Solido. Monte Carlo rozmítá parametry náhodně v rámci 5 sigma. Solido si na začátku simulace určí nejhorší případ pro 5 sigma a na základě toho dále pokračuje simulace. Solido ve výsledku poskytuje přesnější a reálnější výsledky než cornery a Monte Carlo.

V tabulkách je možné vidět, že výsledky ze Solida dosahují horších výsledků, protože na začátku simulace se určil nejhorší případ. Pokud jsou parametry ze Solidu v požadovaném rozsahu, je možné říci, že reálný obvod bude vykazovat parametry blízké typickým hodnotám, bude splňovat požadavky a po výrobě bude zaručená funkčnost obvodu.

Tabulka 3.11 Přehled parametrů OTA s implementovaným omezovačem 3
získaných z corner simulací

| Parametr | Typická hodnota | Specifikace | Min | Max |
|-------------------|------------------|---------------------|-----------------|-----------------|
| A_U | 132 dB | > 60 dB | 88,5 dB | 137 dB |
| GBW | 39 kHz | | 16 kHz | 60,3 kHz |
| PM | 88,4° | > 60° | 83,2° | 88,8° |
| AM | 53,8 dB | | 48,5 dB | 65,5dB |
| $SYSTEM.OFF$ | 250 μ V | (-5-5) mV | -2,5 mV | 434 μ V |
| ECM_FOGE | 0,017 % | (-3-3) % | -2,6 % | 0,46 % |
| ECM_OFFSE | 250 μ V | (-19-19) mV | -3,4 mV | 4,3 mV |
| SR_{rise} | 9 mV/ μ s | | 5,6 mV/ μ s | 12 mV/ μ s |
| SR_{fall} | 15,6 mV/ μ s | | 9,1 mV/ μ s | 23 mV/ μ s |
| ECM_IQ | 351 pA | < 15 μ A | 159 pA | 6,7 μ A |
| ECM_RPD | 1,3 k Ω | < 5 k Ω | 731 Ω | 3,17 k Ω |
| ECM_IO_SOURCE | -45,6 μ A | (-100- -10) μ A | -64,5 μ A | -36,6 μ A |
| ECM_VOUTL | 54,2 mV | (0-0,7) V | 36,2 mV | 108 mV |
| ECM_IO_SINK | 134 μ A | (10-200) μ A | 112 μ A | 190 μ A |
| ECM_VOUTH | 8,2 V | (4,5-10) V | 6,1 V | 8,9 V |

Tabulka 3.12 Přehled parametrů OTA s implementovaným omezovačem 3
získaných ze simulačního softwaru Solido

| Parametr | Specifikace | Min | Max |
|-------------------|---------------------|-----------------|------------------|
| A_U | > 60 dB | 78,2 dB | 136 dB |
| GBW | | 15,2 kHz | 59,7 kHz |
| PM | > 60° | 83,3° | 88,7° |
| AM | | 50 | 65,8 |
| ECM_OFFSE | (-5-5) mV | -6,7 mV | 7,2 mV |
| ECM_FOGE | (-3-3) % | -2,95 % | 0,5 % |
| ECM_OFFSE | (-19-19) mV | -6,7 mV | 7,2 mV |
| SR_{rise} | | 5 mV/ μ s | 12,8 mV/ μ s |
| SR_{fall} | | 8,9 mV/ μ s | 23,5 mV/ μ s |
| ECM_IQ | < 20 μ A | 168 pA | 15,3 μ A |
| ECM_RPD | < 5 k Ω | 720 Ω | 2,9 k Ω |
| ECM_IO_SOURCE | (-100- -10) μ A | -65,5 μ A | -35,6 μ A |
| ECM_VOUTL | (0-0,7) V | 37,7 mV | 96 mV |
| ECM_IO_SINK | (10-200) μ A | 112 μ A | 194 μ A |
| ECM_VOUTH | (4,5-10) V | 6,1 V | 8,95 V |

Z obou výše uvedených tabulek je zřejmé, že všechny parametry nabývají hodnot v požadovaných mezích.

3.4 Převodník DA

Základní struktura DAC je na obrázku 3.27. Jedná se o 6 bitový DAC typu R2R s přepínatelným rozsahem využívající napájecí napětí 2,5 V a bandgap zdroj referenčního napětí 1,21 V s rozptylem 2 %. Rozsah DAC je přepínán pomocí signálu *SW1v2*. Pokud je signál v logické 0, je zvolen rozsah 1,5 V. Pokud je signál v logické 1, je zvolen rozsah 1,2 V. Signálem *BASE0v0* se nastavuje posun výstupního napětí o jedno *LSB*. Jestliže je signál *BASE0v0* v logické 1, výstupní signál dosahuje hodnot 0 a referenční napětí je sníženo o jedno *LSB*. Jakmile je *BASE0v0* v logické 0, výstupní napětí nabývá hodnot 1 *LSB* až referenční napětí, které může být 1,2 V nebo 1,5 V. Od referenčního napětí se odvozuje hodnota *LSB* pomocí vzorce

$$LSB = \frac{U_{ref}}{2^n} = \frac{1,5V}{2^6} = 23,438 \text{ mV}. \quad (3.13)$$

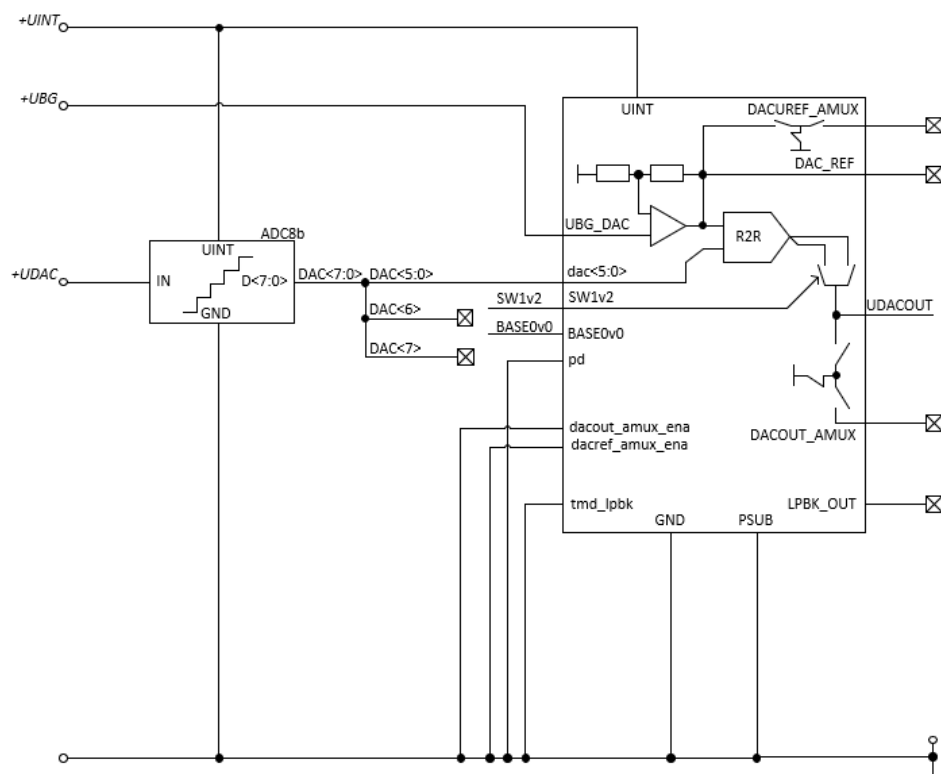
Pro referenční napětí 1,2 V je hodnota *LSB* 18,75 mV.

Na základě vstupního digitálního signálu jsou spínány jednotlivé odporové větve váhových rezistorů. V případě, že je signál *BASE0v0* v logické 0, dojde o posunutí charakteristiky o *LSB* připojením další příčné větve rezistorů. Převodník DA obsahuje dva výstupy, přičemž je aktivní vždy jen jeden z nich. K výběru aktivního výstupu slouží signál *SW1v2*, který je přiveden na přepínač tvořený dvojicí komplementárních tranzistorů. Referenční napětí využívané převodníkem R-2R je zesíleno pomocí neinvertujícího zesilovače. Platí pro něj

$$DAC_REF = 1,5 \cdot UBG. \quad (3.14)$$

Do obvodu jsou doplněny ITC (interconnection test connectivity cell – blok pro otestování propojení mezi analogovým a digitálním blokem) bloky, které slouží během produkčních testů ke kontrole, zda jsou všechny vstupy a výstupy mezi blokem a digitální částí správně propojeny. Na základě vstupního kódu jsou zkoušeny všechny cesty, které prochází právě tímto blokem. Pomocí hradla XOR se pak zjistí, zda dojde ke změně logické úrovně signálu, či nikoliv. Signál, který aktivuje funkci ITC bloku, se nazývá *tmp_lpbk*. Signály, které jsou během tohoto módu kontrolovány, jsou *dacout_amux_ena* a *dacref_amux_ena*.

Pro simulace je digitální vstup vytvářen pomocí 8 bitového převodníku AD. Na vstup převodníku AD se přivádí vstupní signál od 0 V až do 63 V, kdy dva nejvyšší bity nejsou využity.



Obrázek 3.27 Základní struktura 6 – bitového DAC

V tabulce č. 3.13 jsou uvedeny interní parametry DAC a jejich maximální rozptyl určený aplikačními inženýry. Parametry *ECM_DACFS_15* a *ECM_DACFS_12* jsou přepínaná výstupní napětí 1,5 V a 1,2 V převodníku DA. Parametry *ECM_DAC_INL* a *ECM_DAC_DNL* jsou integrální a diferenciální nelinearita převodníku udávaná v jednotkách LSB. Tyto parametry se zjišťují pro všechny kombinace vstupních řídicích signálů upravujících výstupní napětí/rozsah. V tabulce č. 3.14 jsou výsledné parametry DAC získané z Corner analýzy a v tabulce č. 3.15 jsou výsledky simulací z programu Solido. Parametry byly simulovány pro všechny kombinace signálů *SW1v2* a *BASE0v0*. Oba typy simulací udávají, že pro všechny kombinace jsou dané parametry v požadovaném rozsahu.

Tabulka 3.13 Interní parametry DAC z Corner analýzy

| Parametr | Min | Typ | Max |
|---------------------|--------|-------|--------|
| <i>ECM_DACFS_15</i> | 1,45 V | 1,5 V | 1,56 V |
| <i>ECM_DACFS_12</i> | 1,15 V | 1,2 V | 1,25 V |
| <i>ECM_DAC_DNL</i> | -1 LSB | | 1 LSB |
| <i>ECM_DAC_INL</i> | -1 LSB | | 1 LSB |

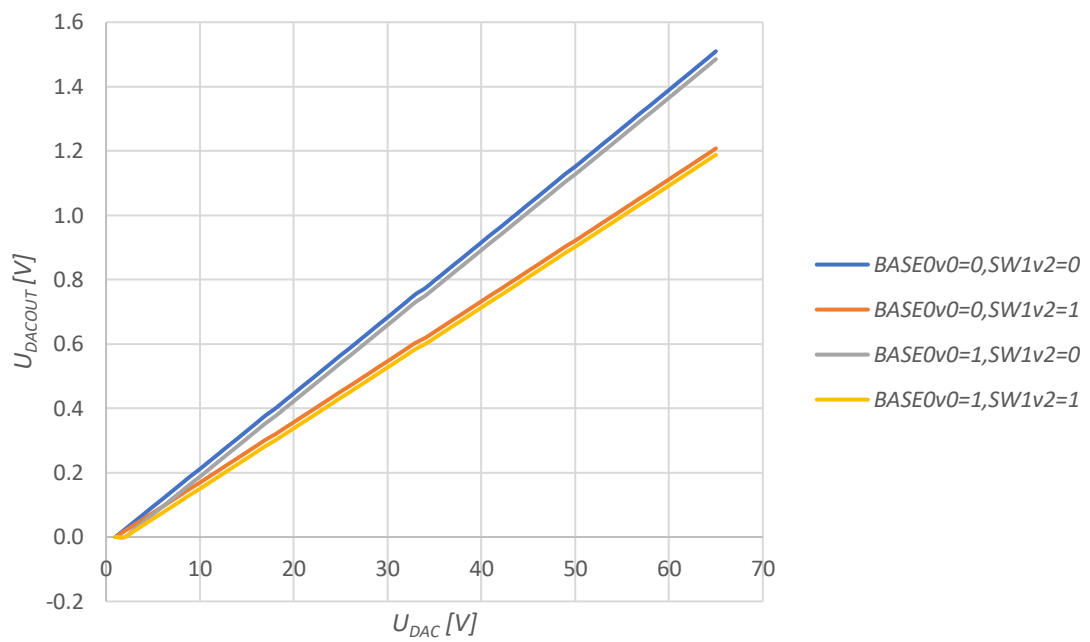
Tabulka 3.14 Parametry DAC z Corner analýzy

| | BASE0v0 = 0 | | | | BASE0v0 = 1 | | | |
|-------------------------------|--------------------|-------|------------------|-------|--------------------|-------|------------------|-------|
| | SW1v2 = 0 | | SW1v2 = 1 | | SW1v2 = 0 | | SW1v2 = 1 | |
| | Min | Max | Min | Max | Min | Max | Min | Max |
| DNL+ [mV] | 0,51 | 1,47 | 0,41 | 1,18 | 0,38 | 1,10 | 0,30 | 0,88 |
| DNL- [mV] | -9,86 | -3,35 | -7,89 | -2,68 | -8,81 | -2,95 | -7,05 | -2,36 |
| INL+ [mV] | 0,20 | 0,99 | 0,16 | 0,79 | 0 | 0,31 | 0 | 0,25 |
| INL- [mV] | -9,58 | -3,33 | -7,67 | -2,66 | -9,02 | -3,13 | -7,22 | -2,50 |
| U_{DACOUT} [V] | 1,49 | 1,55 | 1,19 | 1,24 | 1,47 | 1,53 | 1,17 | 1,22 |

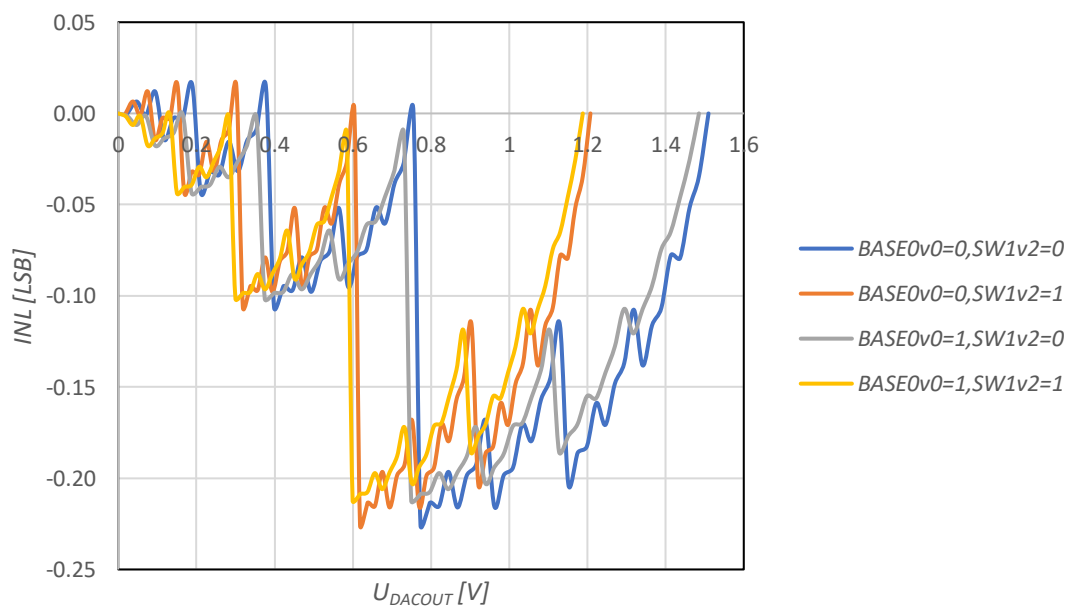
Tabulka 3.15 Parametry DAC získané ze simulačního softwaru Solido

| | BASE0v0 = 0 | | | | BASE0v0 = 1 | | | |
|-------------------------------|--------------------|-------|------------------|-------|--------------------|-------|------------------|-------|
| | SW1v2 = 0 | | SW1v2 = 1 | | SW1v2 = 0 | | SW1v2 = 1 | |
| | Min | Max | Min | Max | Min | Max | Min | Max |
| DNL+ [mV] | -0,69 | 18,23 | -0,75 | 16,52 | -0,79 | 17,27 | -0,63 | 15,87 |
| DNL- [mV] | -17,04 | 1,64 | -16,6 | 1,10 | -16,45 | 0,69 | -13,7 | 0,59 |
| INL+ [mV] | -0,20 | 4,56 | -0,20 | 4,95 | 0,0004 | 3,87 | 0,001 | 4,32 |
| INL- [mV] | -12,06 | -1,86 | -9,92 | -0,92 | -12,24 | -1,99 | -10,05 | -0,99 |
| U_{DACOUT} [V] | 1,47 | 1,56 | 1,17 | 1,24 | 1,44 | 1,53 | 1,15 | 1,22 |

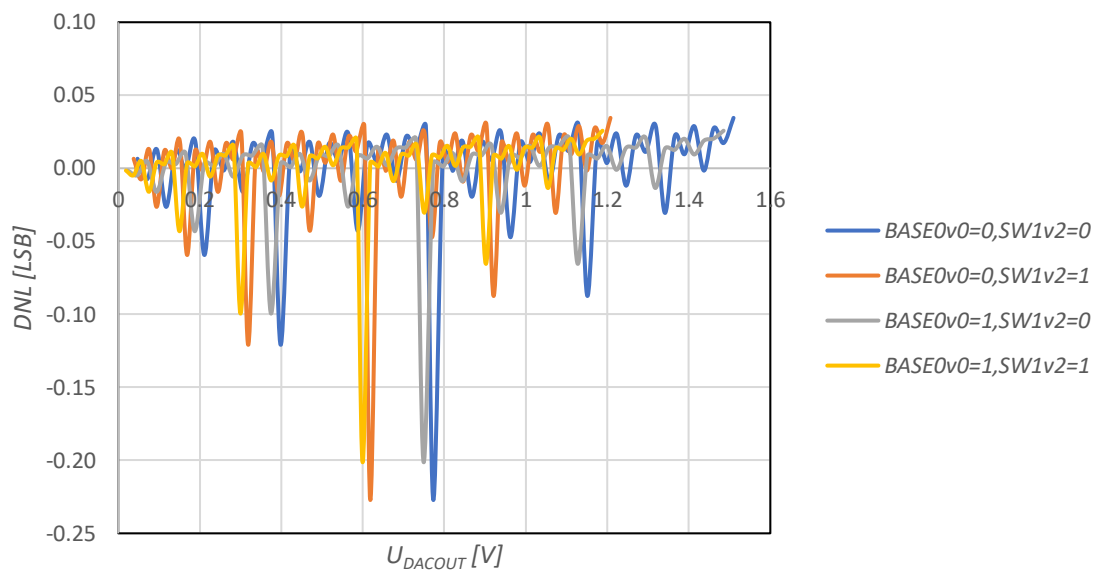
Na obrázku 3.28 je převodní charakteristika pro všechny kombinace vstupních řídicích signálů upravujících výstupní napětí/rozsah. Z charakteristik je možné vidět změnu rozsahu v závislosti na hodnotě *SW1v2* a posun charakteristik v závislosti na hodnotě *BASE0v0*. Na obrázku 3.29 je závislost parametru *INL* na výstupním napětí pro všechny kombinace již dvou zmíněných parametrů. Pro zjištění *INL* byla použita v ADE Explorer integrovaná funkce *inl*, jejíž výstupem je hodnota *INL* přímo v *LSB*. Na obrázku 3.30 je závislost parametru *DNL* na výstupním napětí. Stejně jako u *INL*, i u tohoto parametru byla použita funkce pro výpočet *DNL*, která daný parametr udává v jednotkách *LSB*.



Obrázek 3.28 Převodní charakteristika převodníku DAC



Obrázek 3.29 Závislost INL na výstupním napětí převodníku DAC



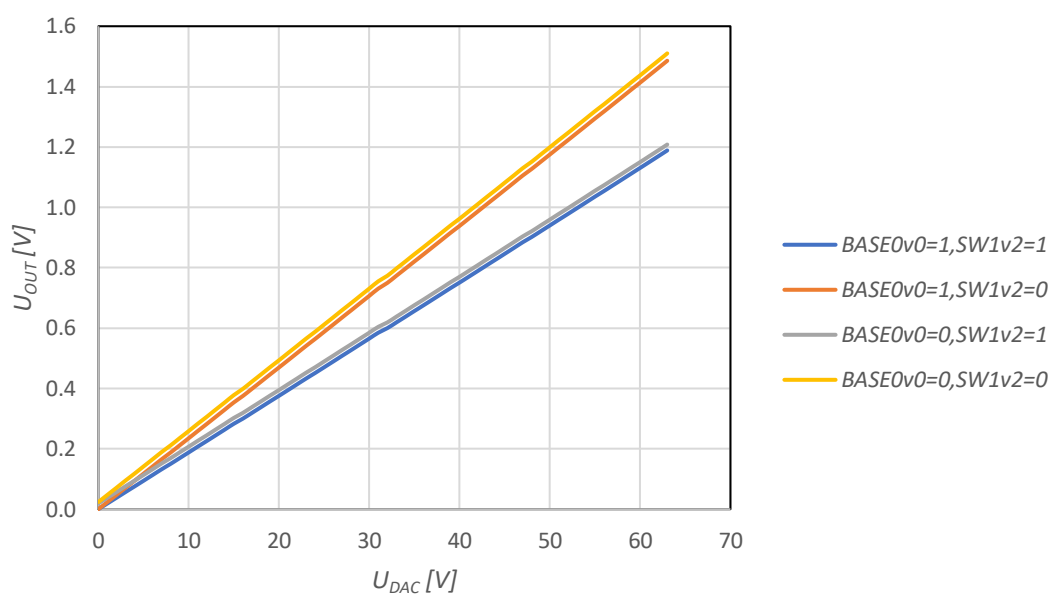
Obrázek 3.30 Závislost DNL na výstupním napětí převodníku DAC

Z výše uvedených grafů je možné vidět, že parametry *INL* a *DNL* jsou v požadovaném rozsahu.

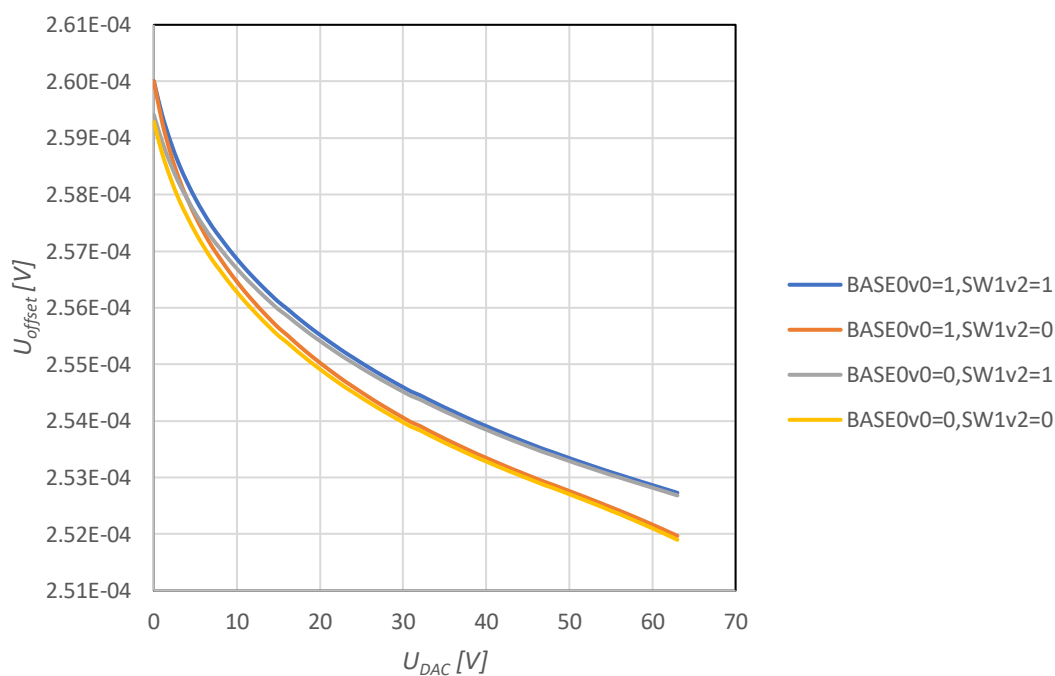
3.5 Celkové funkční zapojení

Celkové funkční zapojení je na obrázku 3.31. Konečnou fází diplomové práce bylo ověření funkce celého zapojení OTA s buzením vstupu signálem z DAC, připojenými externími komponentami a očekávanou zátěží na výstupu. Ověřovala se funkce změny rozsahu a posunu výstupního napětí *DACOUT* a zda se správně projeví na zátěži, která modeluje zrcátko. Do obvodu byly navíc integrovány parametry ESR kapacitorů pro co nejreálnější chování obvodu.

Na obrázku 3.32 a 3.33 jsou grafy závislostí výstupního napětí bloku na vstupním čísle a offsetu na vstupním čísle pro všechny možné kombinace signálů *BASE0v0* a *SW1v2*. Z grafů je patrné, že funkce jak DAC, tak OTA odpovídá požadavkům. Převodník DA neovlivňuje parametry zesilovače, což je možné vidět z obrázku 3.33, kdy je offset v rozmezí 251 μV až 260 μV .



Obrázek 3.32 Závislost výstupního napětí celkového funkčního zapojení na vstupním signálu



Obrázek 3.33 Závislost offsetu celkového funkčního zapojení na vstupním signálu

Výsledky z výše uvedených obrázků byly získány na základě simulace pro typické podmínky, tzn. bez rozptylu parametrů a pro teplotu 27 °C. Corner analýza ani simulace pomocí softwaru Solido nebyly provedeny z důvodu časových a hardwarových nároků simulace celkového funkčního zapojení. Funkčnost každého obvodu byla samostatně ověřena dvěma zmíněnými pokročilými analýzami – viz. kapitol 3.3.5 a 3.4.

4 ZÁVĚR

Cílem práce bylo důkladné seznámení se s principem chování a možnostmi řízení elektrochromického zpětného zrcátka. Úkolem bylo navrhnout ideovou topologii OTA (včetně podpůrných obvodů), který řídí zpětné zrcátko.

Elektrochromická zařízení jsou zařízení, která mohou měnit své optické vlastnosti, ztmavit se a zesvětlit se, pomocí přiloženého vnějšího napětí. Zrcátko se skládá z pěti nebo více vrstev naskládaných na sebe. Tyto vrstvy zahrnují elektrody, elektrolyt, elektrochromickou vrstvu a vrstvu pro ukládání náboje. Tyto vrstvy zajišťují efekt ztmavování díky chemickým reakcím.

Pro řízení zrcátka se užívá OTA. Proto v první fázi proběhl návrh celkem tří struktur, kdy parametry každé z nich byly detailně zkoumány a vzájemně porovnány. První navržená topologie byla dvoustupňový zesilovač. Dosahuje vysokého zesílení 150 dB a velké hodnoty $GBW = 707,9$ kHz. Velká nevýhoda tohoto zesilovače je nutnost kompenzace pomocí Millerova kapacitoru a nulovacího odporu, který má velkou hodnotu, a to 1 M Ω , a spolu s Millerovou kapacitou by zabíral velké místo na čipu. Další nevýhodou je, že se mění transkonduktance zesilovače se vstupním napětím. Obecně je dvoustupňový zesilovač z hlediska stabilizace komplikovaný, a proto byl navržen jednostupňový zesilovač.

Jednostupňový OTA má jednodušší topologii a není nutná stabilizace pomocí Millerova kapacitoru, což je velká výhoda vůči dvoustupňovému zesilovači. Zesílení nabývá dostatečně veliké hodnoty a to 120 dB. Nicméně GBW je příliš malé a offset je příliš velký při malém vstupním napětí, jelikož tranzistory na výstupu jsou při takto malém napětí v lineárním režimu. Proto byla navržena třetí topologie.

Poslední topologií je OTA zesilovač s řízením bulkového napětí diferenčního páru, který je založen na změně prahového napětí diferenčního páru, a tím zvyšuje vstupní napěťový rozsah. Zesílení nabývá hodnoty 132 dB. GBW dosahuje dostatečné hodnoty 38 kHz a offset je v rozsahu vstupního napětí 0 až 2,5 V v řádech stovek μ V. Výsledek důkladného zkoumání ukázal, že ani parazitní indukčnost přívodů neovlivňuje základní parametry zesilovače, a proto je OTA, navržený v kapitole 3.3, použit do konečného návrhu.

Do výsledné topologie OTA jsou doplněny další tranzistory pro dosažení specifických parametrů daných firmou onsemi. Jsou doplněny tranzistory spínané v režimu power-down a tranzistory, které zajišťují omezení výstupního napětí (např. *ECM_VOUTH*). V práci jsou uvedeny tři omezovače, z nichž pouze jeden dosahuje požadovaných parametrů při rozmítání procesu, napětí a teploty. Dva omezovače nesplňují základní a specifické parametry z důvodu pravděpodobné chyby modelu tranzistorů DMOS. Při teplotách vyšších než 100 °C dochází k nežádoucímu jevu, kdy více jak 75 % proudu výstupní větvi OTA (typ. 50 μ A) odtéká přes diodu DMOS do substrátu. Tento jev způsobí velký offset v řádu desítek mV, a proto jsou parametry jako zesílení, náhodný

a systematický offset a *ECM_VOUTH* mimo požadovaný rozsah. Zesílení kleslo pod 0 dB a parametr *ECM_VOUTH* dosahoval -100 mV.

Funkční omezovač je založen na principu uzavření proudové cesty tranzistoru ve výstupní větvi, pokud výstupní napětí překročí požadovanou limitní hodnotu. Vůči předchozím dvěma topologiím je rozdíl v tom, že neodvádí zbývající část proudu tohoto tranzistoru a tím je odstraněn nežádoucí jev, kdy odváděný proud odtéká při vyšších teplotách přes substrát tranzistoru DMOS zapojeného jako dioda.

Pro rychlé ověření, zda funkční omezovač splňuje specifikace, se používá pouze corner simulace. Pro přesnější ověření, zda reálný obvod bude vykazovat parametry blízké typickým hodnotám, bude splňovat požadavky a po výrobě bude zaručená funkčnost obvodu, se obvod simuluje pomocí simulačního softwaru Solido. Výsledky z obou typů simulací potvrdily, že obvod je stabilní a zesílení klesne na minimální hodnotu 78 dB, kritický parametr *ECM_VOUTH* dosáhne minimální hodnoty 6 V a maximální hodnoty 9 V, což splňuje požadovaný omezovací rozsah 4,5 V až 10 V.

Náplní diplomové práce je také charakterizace převodníku DA typu R2R s přepínatelným rozsahem, jehož výstupní napětí vstupuje do OTA, který reguluje napětí na zpětném zrcátku. Rozsah a posun výstupního napětí DAC je přepínán pomocí řídicích signálů *SW1v2* a *BASE0v0*. Bylo zjištěno, že interní parametry navrženého převodníku jsou v požadovaném rozsahu pro všechny kombinace řídicích signálů.

Konečnou fází diplomové práce bylo ověření funkce celého zapojení OTA s buzením vstupu signálem z DAC, připojenými externími komponentami a očekávanou zátěží na výstupu. Ověřovala se funkce změny rozsahu a posunu výstupního napětí *DACOUT* a zda se správně projeví na zátěži, která modeluje zrcátko. Teorie se potvrdila. Jak DAC, tak OTA odpovídá požadavkům a převodník neovlivňuje parametry zesilovače.

LITERATURA

- [1] What is the History of the Rear View Mirror? *Did you Know cars* [online]. [cit. 2023-12-12]. Dostupné z: <https://didyouknowcars.com/what-is-the-history-of-the-rear-view-mirror/>
- [2] All about auto-dimming rearview mirrors and how they work. *PHILKOTSE* [online]. 2022, Nov 30, 2022 [cit. 2023-12-05]. Dostupné z: <https://philkotse.com/safe-driving/all-about-auto-dimming-rearview-mirrors-and-how-they-work-4467>
- [3] KIM, Han Na, Seong M. CHO, Chil Seong AH, Juhee SONG, Hojun RYU, Yong Hae KIM a Tae-Youb KIM. Electrochromic mirror using viologen-anchored nanoparticles. *Materials Research Bulletin* [online]. October 2016, (82), 16-21 [cit. 2023-11-29]. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.materresbull.2016.03.010>
- [4] XU, Jian Wei a Kwok Wei CHUA, ed. Fabrication and Applications. *Electrochromic Smart Materials* [online]. 2019, **2019**(33), 547 [cit. 2023-12-05]. ISSN 2046-0074. Dostupné z: [https://ftp.idu.ac.id/wp-content/uploads/ebook/tdg/BUKU%20SMART%20MATERIAL/Electrochromic%20Smart%20Materials%20Fabrication%20and%20Applications%20by%20Jian%20Wei%20Xu,%20Ming%20Hui%20Chua,%20Kwok%20Wei%20Shah%20\(z-lib.org\).pdf](https://ftp.idu.ac.id/wp-content/uploads/ebook/tdg/BUKU%20SMART%20MATERIAL/Electrochromic%20Smart%20Materials%20Fabrication%20and%20Applications%20by%20Jian%20Wei%20Xu,%20Ming%20Hui%20Chua,%20Kwok%20Wei%20Shah%20(z-lib.org).pdf)
- [5] DONAIRE, Diego Lopez. How an electrochromic rear view mirror really works. *NewsMotor* [online]. 2022, 06/04/2022 [cit. 2023-10-9]. Dostupné z:
- [6] Viologen. *Wikipedia* [online]. [cit. 2023-11-19]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Viologen#cite_note-1
- [7] Ferrocyanide. *Wikipedia* [online]. [cit. 2023-11-19]. Dostupné z: <https://en.wikipedia.org/wiki/Ferrocyanide>
- [8] WANG, Jin Min, Xiao Wei SUN a Zhihui JIAO. Application of Nanostructures in Electrochromic Materials and Devices: Recent Progress. *Materials* [online]. 2010, **3**(12), 5029-5053 [cit. 2023-11-19]. ISSN 1996-1944. Dostupné z: [doi:10.3390/ma3125029](https://doi.org/10.3390/ma3125029)
- [9] KRATOCHVÍL, Bohumil. *Amorfni a semikrystalické formy* [online]. Praha, 2016 [cit. 2023-12-14]. Dostupné z: <http://uchpel.vscht.cz/files/uzel/0022888/s9RTcMzNL0qrVEhUKE7NzcwuqiwuScypVDAyMDQDAA.pdf?redirected>. Prezetnace. Vysoká škola chemicko-technologická v Praze.
- [10] NUROLDAYEVA, Gulzat a Mannix P. BALANAY. Flexing the Spectrum: Advancements and Prospects of Flexible Electrochromic Materials. *Polymers* [online]. 1 July 2023n. 1., **2023**(15), 2924 [cit. 2023-12-11]. Dostupné z: <https://doi.org/10.3390/polym15132924>
- [11] Mirror-Module Driver-IC. In: *NCV7705(A), NCV7706* [online]. 2018, s. 38 [cit. 2023-11-19]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncv7705-d.pdf>

- [12] DELISLE, Jean-Jaques. Operational Transconductance Amplifier (OTA). *Planet Analog* [online]. [cit. 2023-10-09]. Dostupné z: <https://www.planetanalog.com/overview-of-operational-transconductance-amplifier-ota/>
- [13] KLEDROWETZ, Vilém a HÁZE Jiří. Návrh analogových integrovaných obvodů. Skriptum FEKT VUT Brno, Leden 2015.
- [14] WU, JIE a EZZI I. EL-MASRY. Universal voltage- and current-mode OTAs based biquads. *International Journal of Electronics* [online]. 2010, 2010-11-09, **85**(5), 553-560 [cit. 2023-10-09]. ISSN 0020-7217. Dostupné z: doi:10.1080/002072198133842

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

| | |
|------|---|
| FEKT | Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií |
| VUT | Vysoké učení technické v Brně |

Symboly:

| | | |
|--------------|---------------------------------------|-------------------------------------|
| U | napětí | (V) |
| I | proud | (A) |
| U_{GS} | napětí mezi hradlem a source | (V) |
| $U_{DS,sat}$ | saturační napětí tranzistoru MOS/DMOS | (V) |
| U_m | prahové napětí tranzistoru | (V) |
| W | šířka kanálu tranzistoru MOS/DMOS | (m) |
| L | délka kanálu tranzistoru MOS/DMOS | (m) |
| g_m | transkonduktance | (S) |
| KP | transkonduktanční parametr | ($\mu\text{A}\cdot\text{V}^{-2}$) |
| I_D | proud tranzistoru | (A) |
| A_U | zesílení | (dB) |
| $Offset$ | vstupní napěťová nesymetrie | (V) |
| SR | mezní rychlost přeběhu | ($\text{V}\cdot\mu\text{s}^{-1}$) |
| R | odpor | (Ω) |
| GBW | mezní kmitočet | (Hz) |
| PD | power-down mód | (-) |
| LSB | kvantovací krok | (-) |
| INL | integrální nelinearita | (LSB) |
| DNL | diferenciální nelinearita | (LSB) |
| AM | amplitudová rezerva | (dB) |
| PM | fázová rezerva | ($^\circ$) |
| ITC | blok pro otestování propojení | (-) |