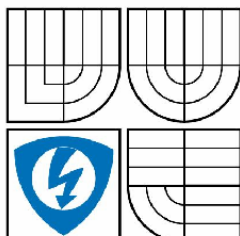


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH OPERAČNÍHO ZESILOVAČE CMOS

DESIGN OF CMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

TOMÁŠ NĚMEC

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. VLADISLAV MUSIL, CSc.

BRNO 2008

POPISNÝ SOUBOR ZÁVĚREČNÉ PRÁCE

Autor: Tomáš Němec

Název závěrečné práce: Návrh operačního zesilovače CMOS

Název závěrečné práce ENG: Design of CMOS operational amplifiers

Anotace závěrečné práce: Práce se zabývá problematikou návrhu a simulace analogových integrovaných obvodů. Hlavním zaměřením práce je navrhnout rychlý, transkonduktanční, operační zesilovač. Je představen dvoustupňový operační zesilovač, využívající kompenzaci RC členem. Tato kompenzační metoda nulování nulv zabraňuje vzniku oscilací.

Anotace závěrečné práce ENG: This work deals with issues of design and simulation of analog integrated circuit. The general aim is to design high-speed transconductance differentiating amplifier. The two stage operational – transconductance amplifier with compensation RC element is presented. This compensation method of zero nulling used prevents amplifier from oscillation.

Klíčová slova: Operační zesilovač, zesilovač, MOS, unipolární tranzistor, kmitočtová kompenzace.

Klíčová slova ENG: operational amplifier, amplifier, unipolar transistor, frequency compensation.

Typ závěrečné práce: bakalářská práce

atový formát elektronické verze: pdf

Jazyk závěrečné práce: čeština

Přidělovaný titul: Bc.

Vedoucí závěrečné práce: prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

Škola: Vysoké učení technické v Brně

Fakulta: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav / ateliér: Ústav mikroelektroniky

Studijní program: Elektrotechnika, elektronika, komunikační a řídicí technika

Studijní obor: Mikroelektronika a technologie

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Tomáš Němec

Bytem: Nové Syrovice 220

Narozen/a (datum a místo): 1.4.1986 Třebíč

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 244/53, 602 00, Brno

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

.....

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

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

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

Název VŠKP:
Vedoucí/ školitel VŠKP:
Ústav:
Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v*:

- tištěné formě – počet exemplářů ...1...
- elektronické formě – počet exemplářů ...2...

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

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

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

Článek 3

Závěrečná ustanovení

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

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt:

Práce se zabývá problematikou návrhu a simulace analogových integrovaných obvodů. Hlavním zaměřením práce je navrhnout rychlý, transkonduktanční, operační zesilovač. Je představen dvoustupňový operační zesilovač, využívající kompenzaci RC členem. Tato kompenzační metoda nulování nuly zabraňuje vzniku oscilací.

Abstract:

This work deals with issues of design and simulation of analog integrated circuit. The general aim is to design high-speed transconductance differentiating amplifier. The two stage operational – transconductance amplifier with compensation RC element is presented. This compensation method of zero nulling used prevents amplifier from oscillation.

Klíčová slova:

Operační zesilovač, zesilovač, MOS, unipolární tranzistor, kmitočtová kompenzace.

Keywords:

operational amplifier, amplifier, unipolar transistor, frequency compensation.

Bibliografická citace díla:

NĚMEC, T. *Návrh operačního zesilovače CMOS –bakalářská práce*. Brno, 2008. 44 s.
Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Vladislav Musil, CSc. FEKT VUT v Brně

Prohlášení autora o původnosti díla:

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

V Brně dne 28. 5. 2008

.....

Poděkování:

Děkuji vedoucímu bakalářské práce **prof. Vladislavu Musilovi** za metodické a cíleně orientované vedení při plnění úkolů realizovaných v návaznosti na bakalářskou práci. Dále děkuji za školení a odborné rady **Ing. Romanu Prokopovi** ohledně návrhového systému CADENCE a návrhu OZ.

1	ÚVOD	8
2	MOS TRANZISTOR	8
2.1	PRINCIP FUNKCE	8
2.1.1	<i>Pracovní oblasti</i>	10
2.1.2	<i>Předpětí substrátu</i>	10
2.1.3	<i>Parazitní kapacity</i>	11
2.1.4	<i>Transkonduktance</i>	11
3	OPERAČNÍ ZESILOVAČ	12
3.1	JEDNODUCHÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ	12
3.2	PRVNÍ STUPEŇ	12
3.3	DIFERENČNÍ ZESÍLENÍ	13
3.3.1	<i>Kaskoda</i>	14
3.3.2	<i>Druhý stupeň</i>	15
3.4	ZESÍLENÍ JEDNODUCHÉHO OZ NA VYŠŠÍCH KMITOČTECH	15
3.5	STABILITA OBVODU	18
3.5.1	<i>Póly a nuly přenosu</i>	18
3.6	KMITOČTOVÁ ODEZVA A KOMPENZACE	19
3.6.1	<i>Millerova kapacita</i>	19
3.6.2	<i>Nulování nuly</i>	22
3.6.3	<i>Kompence slepovačem napětí</i>	23
3.7	KASKODOVÉ OZ	24
4	NÁVRH VLASTNÍHO OZ	24
4.1	VÝPOČTY PRACOVNÍCH BODŮ TRANZISTORŮ	24
4.1.1	<i>Tranzistory M1, M2</i>	24
4.1.2	<i>Tranzistory M3, M4</i>	26
4.1.3	<i>Kaskoda</i>	26
4.1.4	<i>Simulace stejnosměrných poměrů v obvodu</i>	27
4.2	VÝPOČET ZESÍLENÍ	28
4.2.1	<i>Tranzistory M1, M2</i>	29
4.2.2	<i>Kaskoda</i>	29
4.2.3	<i>Tranzistory M3, M4</i>	30
4.2.4	<i>Zesílení na nízkých kmitočtech</i>	30
4.2.5	<i>Druhý stupeň</i>	30
4.2.6	<i>Zesílení druhého stupně</i>	32
4.3	ZESÍLENÍ OZ NA VYŠŠÍCH KMITOČTECH	33
4.4	KOMPENZACE NAVRHNUTÉHO OZ	36
4.4.1	<i>Kompence pomocí Millerovy kapacity</i>	36
4.4.2	<i>Kompence pomocí RC členu</i>	37
5	LAYOUT	38
5.1	NÁVRHOVÉ TECHNIKY	38
5.2	TECHNOLOGIE AMIS CMOS 07	39
6	ZÁVĚR	39
7	SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ	40
8	SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ	40
9	PŘÍLOHY	41
9.1	SCHÉMA NAVRHNUTÉHO OZ	41
9.2	AC ANALÝZA KOMPENZOVANÉHO OZ	42
9.3	LAYOUT NAVRHNUTÉHO OZ	43
9.4	VÝSLEDEK MATCHING ANALÝZY	44

1 Úvod

Cíle mé bakalářské práce je schématický návrh a návrh topologie operačního zesilovače. Operační zesilovač bude navrhován pro technologii AMIC CMOS 07.

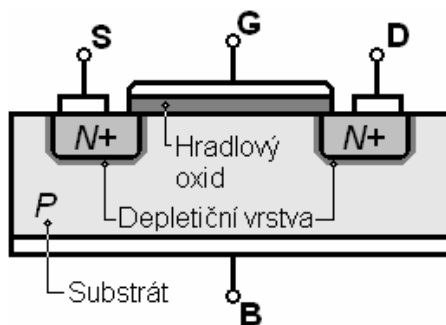
Nedílnou součástí této práce je rozbor základní problematiky návrhů operačního zesilovače. Od výpočtu jednotlivých prvků až po simulace celého návrhu.

Mnou navrhovaný operační zesilovač je primárně zaměřen na dosažení vysokých pracovních kmitočtů.

2 MOS tranzistor

2.1 Princip funkce

Na funkci MOS tranzistoru se narozdíl od bipolárního tranzistoru podílí pouze jeden typ nosičů elektrického náboje. Nejjednodušší popis funkce je, že napětím na řídicí elektrodě kontrolujeme procházející proud tranzistorem.



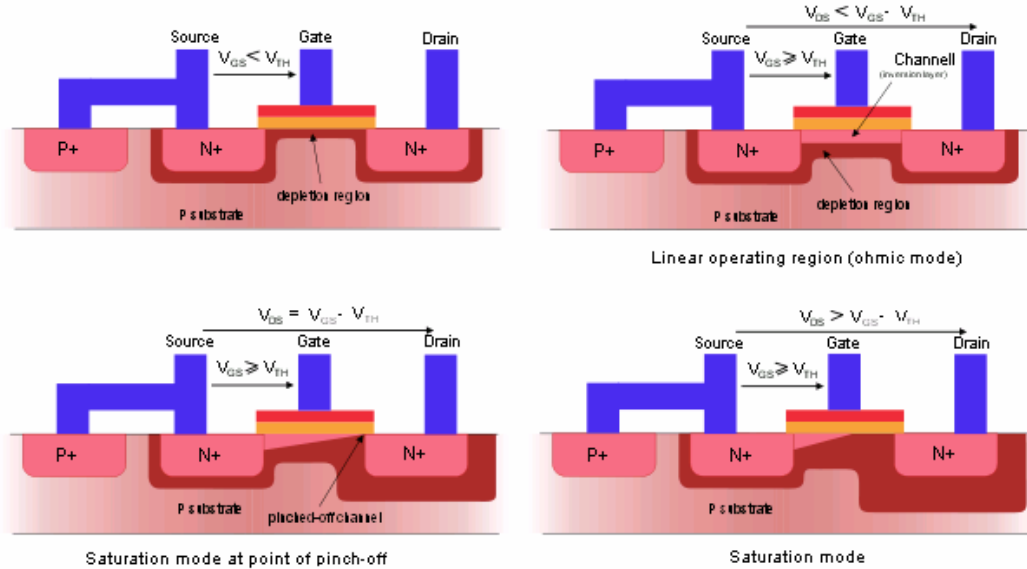
Obr.1: Řez NMOS tranzistorem

MOSFET tranzistor má 3 resp. 4 vývody které se označují S *source* (zdroj nosičů), D *drain* (odtok nosičů), G *gate* (řídicí brána) a *bulk* (substrát), někdy se označuje jako B či G2 (brána 2). Elektrody *source* a *drain* jsou zapojeny do samostatných oblastí s vysokou koncentrací dopantu. Tyto oblasti musí být vždy stejného typu, tj. P nebo N, od toho se odvozuje typ vodivosti tranzistoru. Tyto dvě oblasti jsou od sebe odděleny depletiční vrstvou a navíc polovodičem opačného typu o nízké koncentraci dopantu. Tento substrát se označuje jako body, čili tělo, a je připojena k elektrodě *bulk*. Přímo nad body se nachází řídicí elektroda G. Ta je od samotného polovodiče izolována tenkou oblastí oxidu křemíku (pro AMIS 07 17,5nm).

Připojíme-li napětí mezi elektrody NMOS tranzistoru *drain* a *source* nemůže proud. Depletiční oblast polovodiče je taková, ve které nejsou obsaženy žádné nosiče náboje, tudíž je to elektrický izolant, podobně jako hradlový oxid.

Tento stav zvrátíme připojením kladného napětí k hradlu G. U tranzistoru PMOS jsou

samozřejmě polarity všech uváděných napětí opačné. Hradlo G je, jak už jsem výše zmínil, od samotného těla polovodiče odizolováno, tudíž jím nemůže protékat žádný proud. Hradlo G tedy působí na tělo polovodiče jen svým elektrickým polem, proto zkratka FET čili field effect transistor (tranzistor řízený polem). Toto el. pole přitáhne ze substrátu minoritní elektrony pod toto hradlo. Tím vznikne souvislá inverzní vrstva N, která spojí oba terminály *source* a *drain*, této inverzní vrstvě se říká většinou kanál. Vytvoří se tak vlastně oblast prostorové ho náboje. Je tedy zcela na místě říkat, že tranzistor je řízen modulací MOS kapacity.

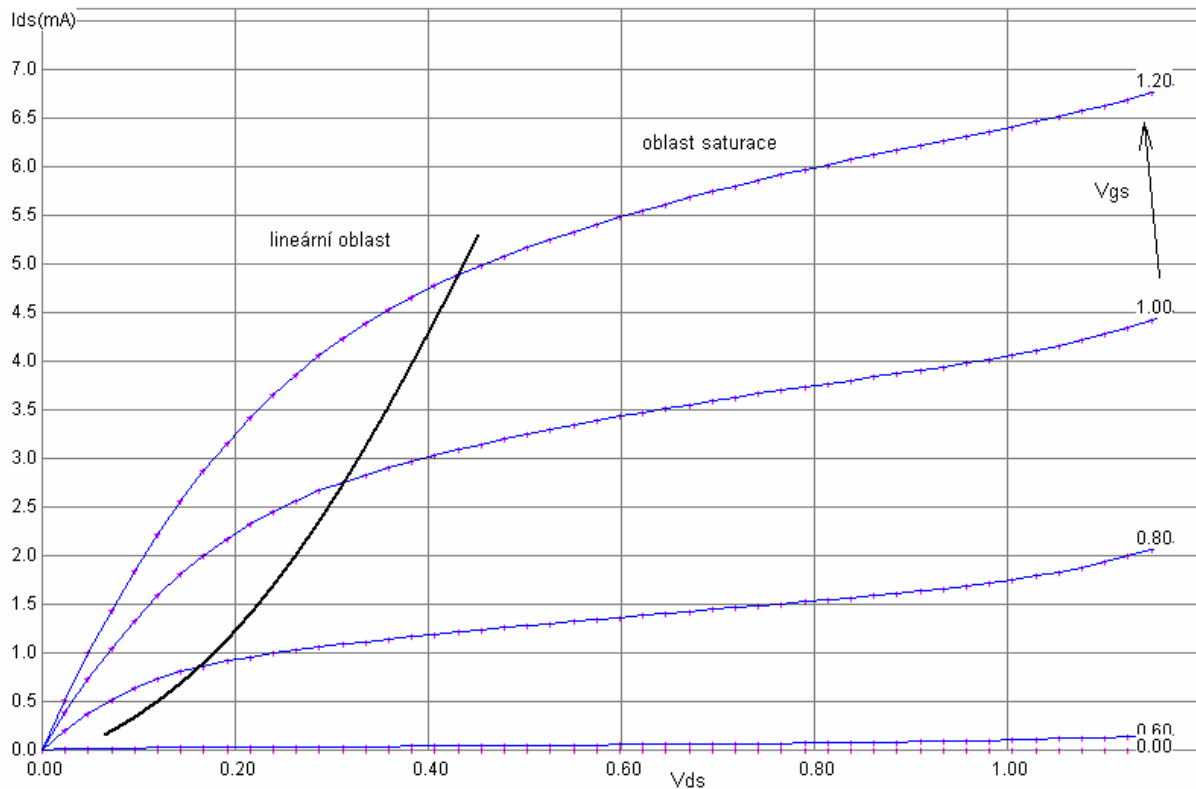


Obr.2: Řezy NMOS tranzistorem

Dále si můžete povšimnout na Obr.2 že kanál i depletiční vrstva je u oblasti *drain* silnější. To je způsobeno kladným napětím, které se směrem k oblasti *source* zmenšuje. Toto kladné napětí přitahuje další elektrony z těla tranzistoru a naopak díry, neboť nesou kladný náboj, odpuzují.

Pokud odpojíme napětí z hradla G, nebo jeho velikost klesne pod prahovou úroveň, tak se elektrony z inverzní oblasti opět rozptýlí do substrátu, kde rekombinují s majoritními dírami. Tento zánik kanálu vede logicky k tomu, že proud mezi S a D ustane tj. dojde k uzavření tranzistoru.

2.1.1 Pracovní oblasti



Obr.3: Výstupní charakteristika obecného NMOS tranzistoru

Celkový proud tranzistoru může nabývat jen konečných hodnot, je omezen. Pokud budeme zvyšovat napětí U_{GS} bude se proud tranzistoru zvyšovat ve třech etapách. První je oblast slabé inverze (ve smyslu slabého inverzního kanálu), nachází se těsně pod prahovým napětím a proud roste v této části exponenciálně. Tento průběh reprezentuje na Obr.3 nejnižší křivka.

Následuje oblast silné inverze. Transkonduktance roste lineárně se stoupajícím napětím V_{GS} . Proud roste lineárně s V_{ds} , tranzistor se chová jak řízený rezistor. Je to dobře vidět na Obr.3. Nakonec se dostáváme do oblasti saturace. Hranicí mezi těmito dvěma oblastmi je určená rovnicí:

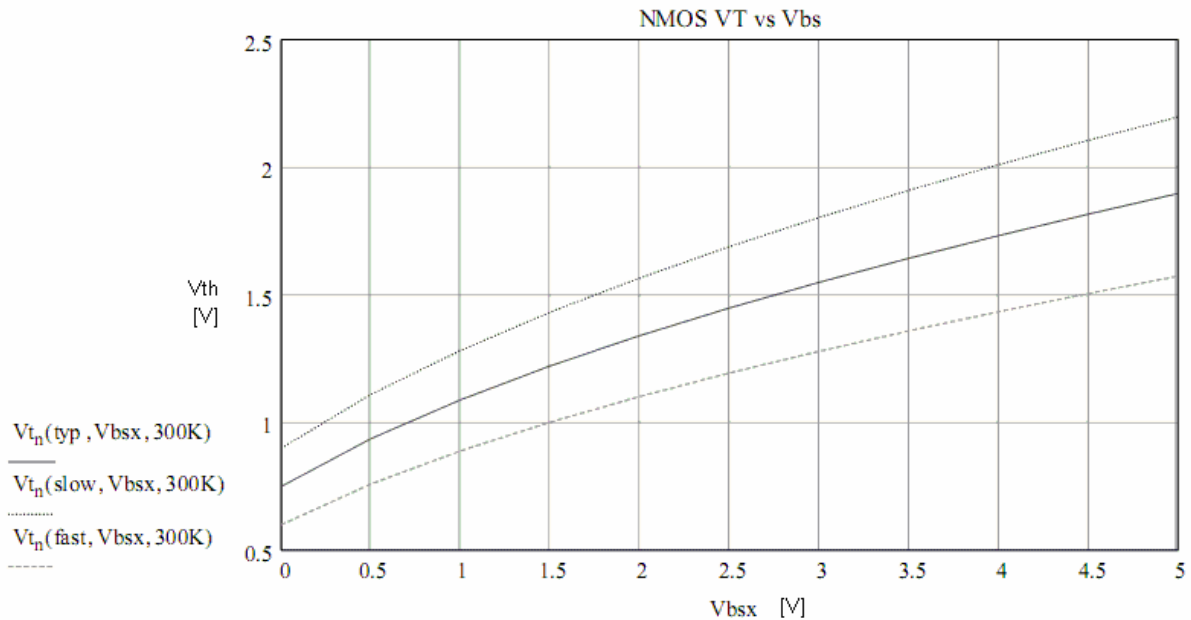
$$V_{GS} - V_T = V_{DS-SAT} \quad (1)$$

V saturační oblasti již narůstá proud s rostoucím V_{ds} jen minimálně. To v důsledku toho, že rychlost elektronů, které procházejí inverzním kanálem už se přiblížila natolik maximální rychlosti, že už nadále nemůže růst proud, který prochází tranzistorem viz Obr.2 a Obr.3.

2.1.2 Předpětí substrátu

Elektroda *bulk* přivádí předpětí na substrát (na Obr.2 ze zdroje U_{bs}), silně tak ovlivňuje velikost prahové úrovně. Hradlem ovládáme vodivost inverzního kanálu, ale stejně tak

můžeme kanál řídit změnou předpětí substrátu. Hradlo ovládá vodivost na principu MOS a substrát na principu JFET. Pokud nechceme využívat předpětí substrátu, tak se *bulk* spojuje se *source*. Také většina běžně prodávaných MOS tranzistorů má jen tři vývody, neboť substrát už je uvnitř pouzdra spojen s elektrodou S.



Obr.4: Závislost prahového napětí na předpětí substrátu

2.1.3 Parazitní kapacity

Samotný tranzistor obsahuje řadu vnitřních kapacit, které omezují zvyšování pracovní frekvence tranzistoru. Nejdůležitější je kapacita MOS struktury. Tato struktura představuje kondenzátor tvořený *gate* a vodivým kanálem mezi nimiž se nachází dielektrikum z oxidu křemíku. Dále vznikají kapacity na překryvu *gate* nad terminály *source* a *drain*, proto se snažíme, aby tyto překryvy byly co nejmenší. Nakonec vzniká kapacita na depleční vrstvě, která taky představuje dielektrikum. Kapacita vzniká jednak mezi kanálem a substrátem, ale také mezi terminálem *source* resp. *drain* a substrátem.

2.1.4 Transkonduktance

Jak jsem již psal, MOS tranzistor je v podstatě zdroj proudu řízený napětím. Toto popisuje veličina zvaná transkonduktance (od slova konduktance tj. elektrická vodivost) a má rozměr $[\Omega^{-1}] = [S]$, tedy jednotku elektrické vodivosti „siemens“. To se dá snadno odvodit z Ohmova zákona:

$$g_m [S] = \frac{I[A]}{U[V]} = \frac{dI}{dU} \quad (2)$$

Takže tato veličina popisuje schopnost MOS převést malou změnu vstupního napětí na velkou změnu procházejícího proudu. Tato veličina závisí na technologii tranzistoru, na

fyzikálních vlastnostech materiálů, rozměrech, teplotě, dotaci polovodiče atd. Jedna z rovnic výpočtu transkonduktance je:

$$g_{m2} = 2\sqrt{K_p \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{ds}} \approx 2K_p \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{gs} - V_{th}) \approx \frac{2I_{ds}}{V_{gs} - V_{th}} \quad (3)$$

Kde K_p (nebo K_n pro NMOS) je technologická konstanta používaná pro zjednodušení výpočtů. Je to součin pohyblivosti nosičů (děr či elektronů) a kapacity hradlového oxidu.

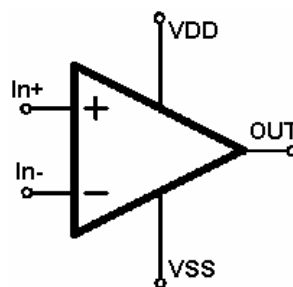
$$K_p = \mu_p \cdot C_{ox} \quad (4)$$

V anglicky psané literatuře je tato konstanta nazývána „*process transconductance parametr*“. Pro technologii AMIS 07 je typická hodnota $K_p = 3,1 \cdot 10^{-5} \text{ AV}^{-2}$ a $K_n = 9 \cdot 10^{-5} \text{ AV}^{-2}$ pro teplotu cca. 27°C . Tato konstanta je poměrně silně závislá na teplotě.

3 Operační zesilovač

3.1 Jednoduchý operační zesilovač

Nejobvykleji používané operační zesilovače mají diferenční (rozdílový) vstup a jednoduše zakončený výstup. Diferenční vstup umožňuje širší výběr zpětnovazebních zapojení než jednoduchý (zpravidla invertující) vstup zesilovače. Výstupní napětí ideálního operačního zesilovače závisí pouze na napětím přivedeným mezi dvě vstupní svorky a jeho zesílení. Přenos operační sítě se skutečnými součástkami se bude vždy od ideálního poněkud lišit a bude kmitočtově závislý. Výstupní signál operační sítě budou dán přenosovou funkcí ideální operační sítě zatíženou řadou chyb např. nestabilitou napájecího napětí, šumem, náchylností k oscilacím a překmitům.

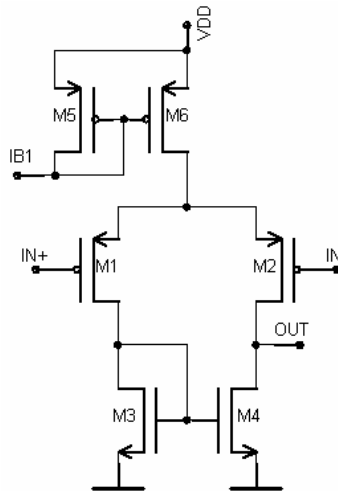


Obr.5: Schématická značka operačního zesilovače

3.2 První stupeň

První stupeň jednoduchého operačního zesilovače, jako je na obr.5, je tvořen diferenčním párem tranzistorů. Na Obr.6 tvoří diferenční pár tranzistory M1 a M2. Diferenční pár je napájen zdrojem proudu, který je tvořen tranzistorem M6 a M5 (přesněji se jedná o proudové zrcadlo, zrcadlíčí referenční resp. biasovací proud). Vstupní MOS tranzistory (a

obecně všechny MOS tranzistory) převádějí vstupní napěťový signál na výstupní proud. Pokud je na vstupních tranzistorech stejný potenciál, tak se napájecí proud rozdělí rovnoměrně mezi oba tranzistory.



Obr.6: Schéma jednoduchého diferenčního zesilovače

Zátěž diferenčního páru je tvořena proudovým zrcadlem tvořeným tranzistorem M3 a M4. Proud, který prochází tranzistorem M1 vtéká do tranzistoru M3 který je zapojen v diodové konfiguraci. Tento proud otevře tranzistor a nastaví jeho pracovní bod. Brána tranzistoru M4 je spojena s bránou M3, takže v druhém tranzistoru zrcadla je nastaven stejný pracovní bod jako v M3. Takže za ideálních podmínek by měl tranzistorem M4 protékat proud stejný nebo menší proud než v tranzistoru M3. Proto se tomu zapojení říká proudové zrcadlo.

Výsledný proud z M2 vytváří na zrcadle jednoduchý výstupní napěťový signál, což odpovídá Schématické značce OZ na Obr.5.

Pro řádnou funkci musí pracovat všechny tranzistory v oblasti saturace nosičů. Potom se jejich charakteristiky vzájemně kompenzují a výstup je v navržené pracovní oblasti lineární. V krajních oblastech přechází tranzistory do oblasti silné inverze a OZ se stává nelineárním. Tento problém řeší OZ typu *Rail-to-Rail*.

3.3 Diferenční Zesílení

Zesílení transkonduktančního zesilovače je dáno pro nízké kmitočty následující rovnicí:

$$A = \frac{g_{m-out}}{g_{ds-out}} = g_{m-out} \cdot R_{out} \quad (5)$$

Tedy součinem transkonduktance a výstupního malosignálového odporu. Abychom mohly spočítat zesílení tohoto zapojení, musíme identifikovat aktivní zesilující prvky a určit malosignálový odpor ve výstupním uzlu zesilovače.

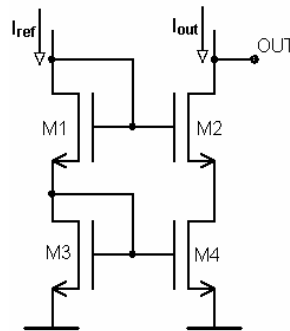
Vidíme ze schématu na Obr.6, že signál zesilují tranzistory diferenčního páru. A malosignálový odpor vzhledem k výstupu představují tranzistory M2 a M4. Ty jsou vzhledem k výstupu paralelně a jsou mezi výstupem a signálovou zemí. Zesílení zesilovače z obr.6 je tedy rovno:

$$A_{OZ} = \frac{g_{m2}}{(g_{ds2} + g_{ds4})} = g_{m-M2} \cdot \frac{R_{ds4} \cdot R_{ds2}}{R_{ds4} + R_{ds2}} \quad (6)$$

Z rovnice vyplývá, že pro dosažení vysokého zesílení je potřeba dosáhnout vysoké transkonduktance vstupního diferenčního páru. Druhá podmínka je co nejvyšší malosignálový odpor. Obě veličiny ale nejdou zvětšovat neomezeně, obzvláště výstupní odpor jednoduchého zrcadla je nedostatečný. Tyto omezení se řeší buďto lepším obvodovým řešením prvního stupně OZ, nebo přidáním druhého zesilujícího stupně.

3.3.1 Kaskoda

Velmi efektivní způsob jak zvýšit celkové zesílení představuje zvýšení výstupního malosignálového odporu. To se dá dosáhnout snadno nahrazením jednoduchého proudového zrcadla kaskodovým proudovým zrcadlem (nebo obecně využitím kaskodové struktury).



Obr.7: Kaskodové proudové zrcadlo

Výstupní odpor je roven součinu zesílení tranzistoru M2 a odporu M4. Takže jeho hodnota výstupního odporu může být značně vysoká.

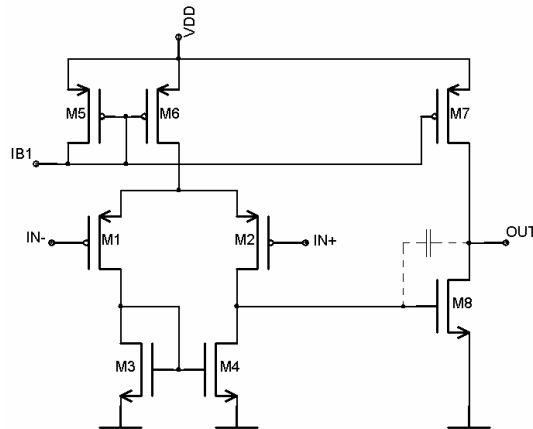
$$R_{out} \approx R_{ds2} \cdot g_{m2} \cdot R_{ds4} \quad (7)$$

Další výhoda kaskody je, že tranzistory M3 a M4 mají shodné napětí mezi terminály drain a source (což u jednoduchého zrcadla není možné). Tím je eliminována chyba výstupního proudu, kterou u jednoduchého zrcadla způsobuje právě rozdílná velikost V_{ds} mezi dvěma tranzistory zrcadla.

Nevýhoda kaskody je, že nemá tak velký dynamický rozsah (pro řádnou funkci musí být všechny tranzistory v oblasti saturace), což při napájení velmi nízkými napětí představuje problém.

3.3.2 Druhý stupeň

Pro dosažení vyššího zesílení stačí přidat druhý zesilující stupeň. Výsledné zesílení v oblasti nízkých kmitočtů je potom určeno součinem zesílení prvního a druhého stupně. Na Obr.8 je schéma nejjednoduššího dvoustupňového operačního zesilovače.



Obr.8: Jednoduchý operační zesilovač

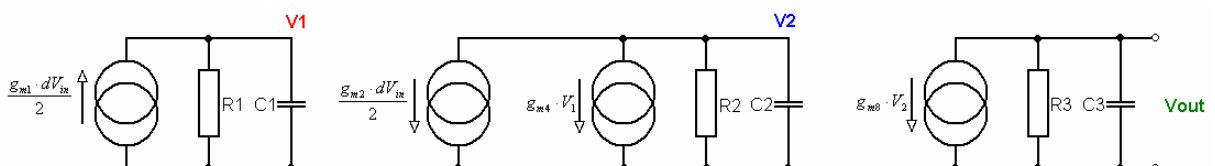
Druhý stupeň je realizován pomocí inverujícího zesilovače tvořeného tranzistorem M8, který je napájen skrze zdroj proudu tvořený tranzistorem M7. Zesílení tohoto OZ v oblasti nízkých kmitočtů je určeno dle:

$$A_{OZ} = A_1 \cdot A_2 = \frac{g_{m1} \cdot g_{m8}}{(g_{ds2} + g_{ds4}) \cdot (g_{ds7} + g_{ds8})} \quad (8)$$

Toto zapojení při dobré optimalizaci dosahuje už solidních parametrů. Tomuto zapojení se také někdy dává přívlastek Millerův (simple miller opamp). To dle Millerova jevu, který zprostředkovává naznačená kapacita.

3.4 Zesílení jednoduchého OZ na vyšších kmitočtech

V oblasti vyšších kmitočtů klesá zesílení působení v důsledku působení parazitních kapacit MOS tranzistorů. V této oblasti se analýza zesílení z původně poměrně triviálních výpočtu značně komplikuje. Obvod se musí analyzovat a v klíčových uzlech určit parazitní kapacity. Velmi užitečné je si namalovat malosignálový model jako na následujícím obrázku.



Obr.9: Malosignálový náhradní obvod dvoustupňového OZ

Toto schéma představuje malosignálový náhradní obvod operačního zesilovače z Obr.8. Nutno dodat bez naznačené Millerovi kapacity u tranzistoru M8. Pro zjednodušení

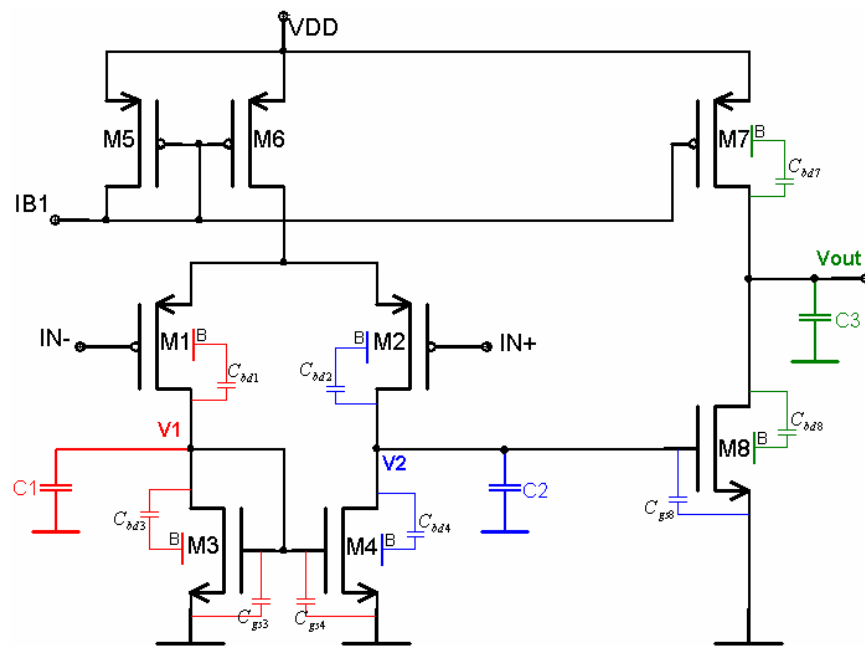
jsou parazitní kapacity sečteny do tří kapacit vyznačených v malosignálovém modelu. Pro zjištění velikostí jednotlivých velikostí jednotlivých je užitečný např. program microwind, ve kterém je implementován i model BSIM4 s kapacitními modely. Problém je že nemá model pro technologii AMIS 07.

$$C_1 = C_{gs3} + C_{gs4} + C_{bd1} + C_{bd3} \quad (9)$$

$$C_2 = C_{gs8} + C_{bd2} + C_{bd4} \quad (10)$$

$$C_3 = C_L + C_{bd7} + C_{bd8} \quad (11)$$

Umístění jednotlivých kapacit a dobře vynikne na schématu operačního zesilovače. Není zakreslená kapacita C_L , to je kapacita zátěže na výstupu operačního zesilovače (zapojená stejně jako C_3).



Obr.10: OZ s vyznačenými parazitními kapacitami

Malosignálové odpory pro jednotlivé uzly jsou:

$$R_1 = \frac{1}{g_{m3}} \parallel R_{ds3} \parallel R_{ds1} \approx \frac{1}{g_{m3}} \quad (12)$$

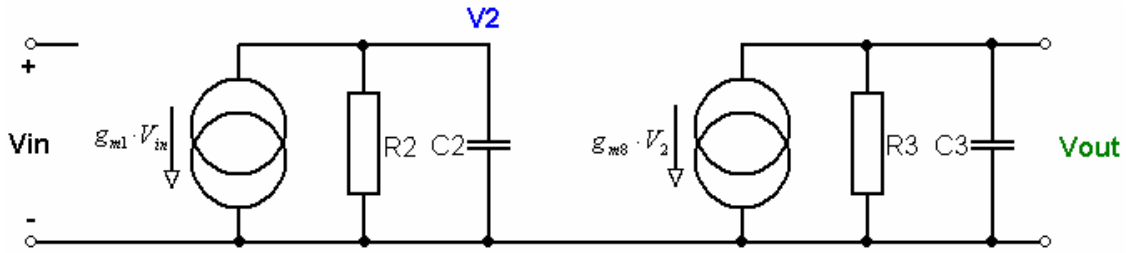
$$R_2 = R_{ds2} \parallel R_{ds4} \quad (13)$$

$$R_1 = R_{ds7} \parallel R_{ds8} \quad (14)$$

Malosignálový odpor R_1 [12] je prakticky určen jen tranzistorem M3 v diodové konfiguraci. Vyjdu-li z rovnice pro kmitočet pólu RC článku:

$$fp_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (15)$$

Malý odpor R_1 [12] má za následek, že pól tohoto členu [13] je na vysokých kmitočtech. Určitě mnohem výše než póly generované zbylými kapacitami. Proto můžeme první člen malosignálového modelu zanedbat a celý model si tak zjednodušit.



Obr.11: Zjednodušený malosignálový model

Model na Obr.11 popisuje operační zesilovač se dvěma póly přenosu. Každý pól způsobuje fázový posuv, což pro nás představuje další dost značnou komplikaci. Jinak řešení výše tohoto obvodu není nikterak záladné. Stejnsměrný zisk, který jsem analyzoval výše, je dán v tomto obvodě součinem zesílení obou stupňů. Zesílení pro nízké kmitočty je tedy:

$$A = \frac{dV_{out}}{dV_{in}} = A_{1st} \cdot A_{2st} = (g_{m1} \cdot R_2) \cdot (g_{m8} \cdot R_3) \quad (16)$$

Do výpočtu nyní přidáme i kapacity C_2 a C_3 . Pokud se zatím zaměříme jen na zisk prvního stupně, dojdeme k tomuto závěru:

$$A_{1st}(\omega) = g_{m1} \cdot (R_2 \parallel Z_{C2}) = g_{m1st} \cdot \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad (17)$$

Tato rovnice dobře popisuje jak s rostoucí frekvencí klesá díky působení různých parazitních kapacit výstupní odpor zesilovače, což vede k poklesu zesílení. Ještě můžeme rovnici zjednodušit, stačí nahradit odpor vodivostí a impedanci admitancí. Vodivost paralelně řazených prvků je tvořena součtem jejich vodivostí.

$$A_{1st}(\omega) = \frac{g_{m1}}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2} = \frac{g_{m1}}{G_2 + j\omega C_2} \quad (18)$$

Obdobný výsledek bychom dostaly i pro zesílení druhého stupně. Celkové zesílení je tedy rovno:

$$A(\omega) = \frac{dV_{out}}{dV_{in}} = A_{1st} \cdot A_{2st} = \frac{g_{m1}}{G_2 + j\omega C_2} \cdot \frac{g_{m8}}{G_3 + j\omega C_3} \quad (19)$$

Rovnice [19] potvrzuje, že rostoucí kmitočty je provázen fázovým posuvem signálu v důsledku komplexního členů, který do rovnice zanáší parazitní kapacity.

3.5 Stabilita obvodu

Pokud by docházelo k velkému posuvu signálu v oblasti, kde zesilovač ještě zesiluje, mělo by to za následek nevyhnutelný vznik oscilací. Zesilovač by se změnil na oscilátor kmitající na kmitočtu určeným RC členem ve zpětné vazbě. Tomu samozřejmě musí návrhář zabránit.



Obr.12: Rostoucí oscilace

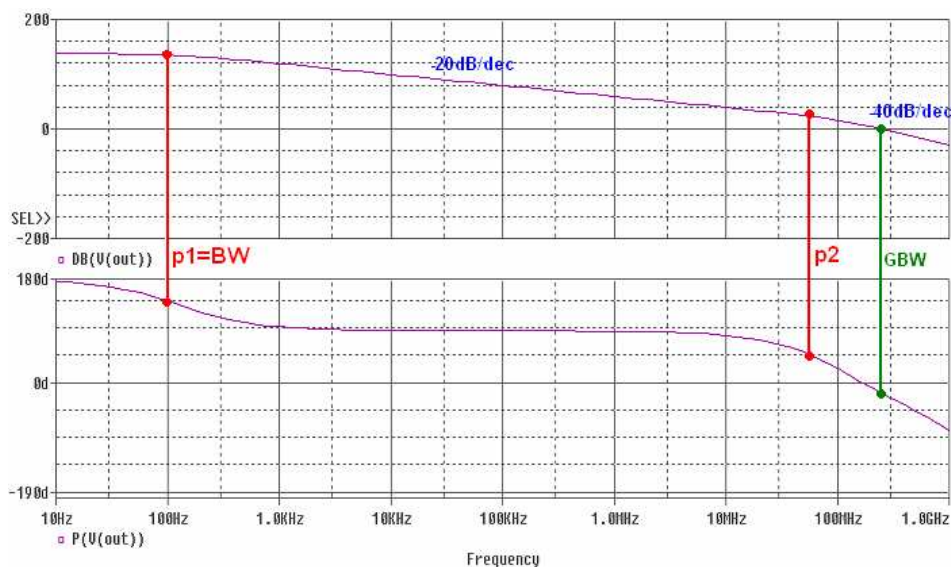
Problematiku vzniku oscilací popisuje vyčerpávajícím způsobem teorie zpětných vazeb a signálů. Existuje několik kritérií stability. Asi nejdůležitější je aby póly přenosu signálu byli v levé části komplexní roviny. To má za následek, že amplituda případných vzniknuvších kmitů bude klesat po exponenciále k nule.

Při simulacích obvodu je pro nás nejpraktičtější ukazatelem stability fázová bezpečnost ang. *phase margin*. Sledujeme aby fázový posuv zesíleného výstupního signálu byl maximálně 120°. pokud by dosáhl více jak 180°, záporná zpětná vazba by se začala měnit na kladnou.

3.5.1 Póly a nuly přenosu

Přenos systému je obecně definován jako poměr dvou polynomů. Oba dva polynomy (jak v čitateli tak i ve jmenovateli) se dají rozložit na součin kořenových činitelů. Příklad přenosové funkce s jednou nulou n_1 a dvěma póly p_1 a p_2 .

$$A(j\omega) = \frac{dV_{out}}{dV_{in}} = A_{DC} \cdot \frac{(p - n_1)}{(p - p_1) \cdot (p - p_2)} \quad (20)$$



Obr.13: Fázová a frekvenční charakteristika

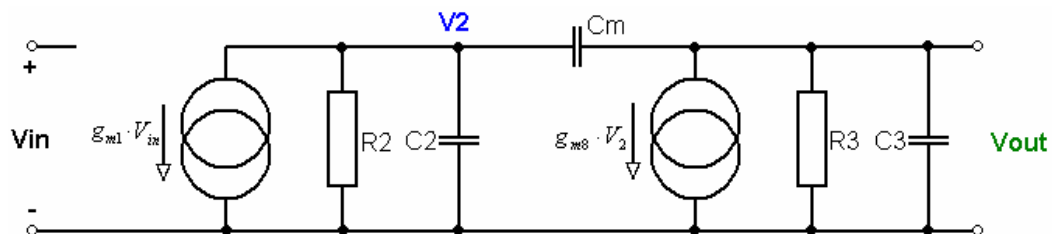
Na Obr.13 je fázová a frekvenční charakteristika zesilovače simulovaného v programu PSPICE. První pól je na kmitočtu 100Hz, označen jako BW tj. *bandwidth* čili šířka pásma. V tomto místě je pokles zesílení o 3dB a na fázové charakteristice je posuv 45°. Tento posuv se ustálí na 90° a zesílení klesá rovnoměrně rychlostí 20dB na dekádu.

Na kmitočtu cca. 60MHz se projevuje další pól. Od tohoto místa klesá zesílení se strmostí 40dB na dekádu. Na charakteristice je vyznačen kmitočet jednotkového zesílení čili GBW ang. *Gain-Bandwidth Produkt*. V češtině označovaný spíše jako „kmitočet jednotkového zesílení“ ($A_{GBW}=0dB=1$). Je vidět že pro tento kmitočet už je výstupní signál zpožděn o více jak 180°. To by mělo za následek vznik oscilací a nepoužitelnost OZ. To nás dovádí k problematice kmitočtových kompenzací.

3.6 Kmitočtová odezva a kompenzace

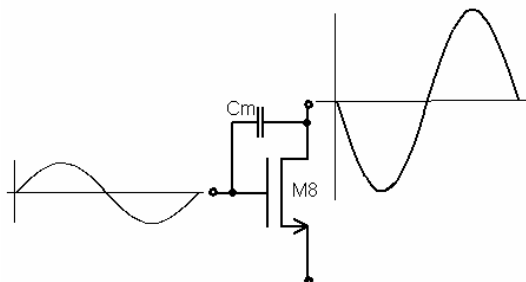
3.6.1 Millerova kapacita

V předchozím malosignálovém modelu Obr.11 jsme ignorovaly důležitou parazitní kapacitu a to kapacitu C_{gd} , čili kapacitu MOS tranzistoru mezi terminály *gate* a *drain*. Ta je buďto tvořená jen jako parazitní kapacita na chipu tranzistoru, např. přerovem hradla přes terminál *drain*. Nebo může být realizována externí kapacitou zapojenou mezi tyto dva vývody. Většinou bývá označována jako C_c (jako kompenzační) nebo C_m (jako Millerova).



Obr.14: Malosignálový model se zpětnovazební kapacitou

Podíváme se na tranzistor M8 kde může být pro nás tento jev užitečný. Na vstupu tohoto tranzistoru je stejnosměrné napětí a na něm superponovaná střídavá zesilovaná složka. Na výstupu je tento signál zesílen a má opačnou fázi, neboť je to invertující zesilovač.

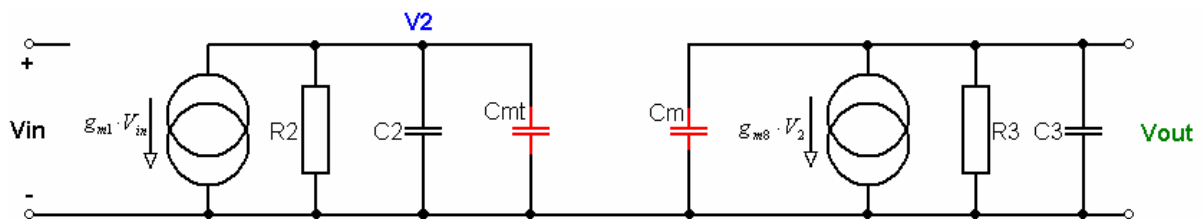


Obr.15: Millerova kapacita a signály na tranzistoru

Je vidět, že na kondenzátoru se poměrně strmě mění velikost napětí (alespoň její střídavé složky), což má za následek vznik el. proudu, který akumuluje el. náboj v kondenzátoru. Z pohledu vstupu se jedná jako by o nabíjení mnohem větší kapacity. Příklad, na vstupu poroste napětí, kdyby napětí na výstupu bylo neměnné tak tato změna vstupního napětí jen nabije kondenzátor na danou úroveň. Ve skutečnosti ale při vzrůstu napětí se začne tento kondenzátor nabíjet a zároveň napětí na druhé elektrodě začíná klesat. Tento pokles napětí vyvolá potřebu dalšího nabíjecího proudu směrem ze vstupu. Shrnutí je takové, že z pohledu vstupu je tato kapacita mnohem větší než z pohledu výstupu. Přesněji řečeno je zvětšená zesílením tranzistoru tedy:

$$C_{mt} = C_m \cdot (1 + |A|) = C_m \cdot (1 + |A_{2st}|) \quad (21)$$

Kapacitu jsem označil jako C_{mt} jako transformovaná Millerova kapacita. Tato transformace nám umožňuje značně si ulehčit výpočty. Transformované kapacity C_{mt} a C_m jsou ekvivalentní k původní millerově kapacitě, ale na rozdíl od ní jsou zapojeny mezi vstup tranzistoru resp. *drain* a zem.



Obr.16: Malosignálový model s transformovanou Millerovou kapacitou

Vidíme, že kapacita C_{mt} je paralelně k C_2 a netransformovaná kapacita C_m paralelně k C_3 . Vidíme že účinek je takový, že pól přenosu prvního stupně je díky velkému nárůstu kapacitní zátěže stlačen k nižším kmitočtům [22] (to díky tomu že C_{mt} může nabývat značných hodnot prostřednictvím velkého zesílení druhého stupně [21]). Tento pól se tedy stává dominantním pólem přenosové charakteristiky. Oproti tomu kapacita v druhém stupni naroste jen málo, jen o hodnotu C_m , takže posuv tohoto pólu bude jen minimální [23]. Tomuto jevu se říká štěpení pólů. Nově jsou tyto póly na kmitočtu:

$$f_{p1st} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} \Rightarrow \Rightarrow \Rightarrow f_{p1st} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot (C_2 + C_{mt})} \quad (22)$$

$$f_{p2st} = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_3} \Rightarrow \Rightarrow \Rightarrow f_{p2st} = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot (C_3 + C_m)} \quad (23)$$

Přenosová rovnice Oz je tedy dána:

$$A(\omega) = \frac{dV_{out}}{dV_{in}} = A_{1st} \cdot A_{2st} = \frac{g_{m1}}{G_2 + j\omega(C_2 + C_{mt})} \cdot \frac{g_{m8}}{G_3 + j\omega(C_3 + C_m)} = \quad (24)$$

$$= \frac{g_{m1} \cdot g_{m8}}{[G_2 + j\omega(C_2 + C_{mt})] \cdot [G_3 + j\omega(C_3 + C_m)]}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{g_{m1} \cdot g_{m8}}{G_2 G_3 + G_2 j\omega(C_3 \cdot C_m) + j\omega(C_2 + C_{mt})G_3 + j\omega(C_2 + C_{mt})j\omega(C_3 \cdot C_m)} = \\
&= \text{substituce} |j\omega = s| = \frac{g_{m1} \cdot g_{m8}}{G_2 G_3 + G_2 s(C_3 \cdot C_m) + s(C_2 + C_{mt})G_3 + s(C_2 + C_{mt})s(C_3 \cdot C_m)} = \\
&= \frac{g_{m1} \cdot g_{m8}}{G_2 G_3 + s[G_2(C_3 \cdot C_m) + G_3(C_2 + C_{mt})] + s^2[C_2 C_3 + C_2 C_m + C_{mt} C_3 + C_{mt} C_m]} \quad (25)
\end{aligned}$$

Klíčovým účinek Millerovy kapacity je vznik záporné zpětné vazby mezi výstupem a vstupem. Díky této vazbě se zvětší šířka pásma druhého stupně. Toto rozšíření je určeno zpětnovazební smyčkou. Cena za toto rozšíření je ale vznik „nuly“ v přenosové rovnici [26]. Zesílení druhého stupně je zmenšeno o vodivost zpětné vazby, tedy:

$$= \frac{g_{m1} \cdot (g_{m8} - sC_m)}{G_2 G_3 + s[G_2(C_3 \cdot C_m) + G_3(C_2 + C_{mt})] + s^2[C_2 C_3 + C_2 C_m + C_{mt} C_3 + C_{mt} C_m]} \quad (26)$$

Rozšířím výrazem: $\frac{R_2 R_3}{R_2 R_3}$ neboť $A_{DC} = \frac{dV_{out}}{dV_{in}} = A_{1st} \cdot A_{2st} = (g_{m1} \cdot R_2) \cdot (g_{m8} \cdot R_3)$

$$\begin{aligned}
&= \frac{g_{m1} \cdot g_{m8} \cdot (1 - \frac{sC_m}{g_{m8}}) \cdot R_2 \cdot R_3}{1 + s[R_3(C_3 \cdot C_m) + R_2(C_2 + C_{mt})] + s^2 \cdot R_2 \cdot R_3 [C_2 C_3 + C_2 C_m + C_{mt} C_3 + C_{mt} C_m]} \\
&= \frac{A_{DC} \cdot (1 - \frac{sC_m}{g_{m8}})}{1 + s[R_3(C_3 \cdot C_m) + R_2(C_2 + C_{mt})] + s^2 [R_2 R_3 (C_2 C_3 + C_2 C_m + C_{mt} C_3 + C_{mt} C_m)]} \quad (27)
\end{aligned}$$

Dominantní pól vytvořený pomocí Millerovy kapacity je:

$$p_1 = \frac{-1}{R_3(C_3 \cdot C_m) + R_2(C_2 + C_{mt})} \approx \frac{-1}{C_{mt} \cdot R_2} \quad (28)$$

$$f_{p1} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_{mt} \cdot R_2} \quad (29)$$

Nedominantní pól:

$$p_2 = -\frac{R_3(C_3 \cdot C_m) + R_2(C_2 + C_{mt})}{R_2 R_3 (C_2 C_3 + C_2 C_m + C_{mt} C_3 + C_{mt} C_m)} \quad (30)$$

$$f_{p2} \approx \frac{1}{2\pi \cdot (C_3 + C_m) \cdot R_3} \quad (31)$$

Oba póly jsou v imaginární části komplexní roviny, to značí, že obvod by měl být stabilní. Pokud je druhý pól dostatečně vzdálen, tak fázový posuv v oblasti jednotkového zesílení (GBW) není tak velký, aby mohl vést k nestabilitě. Bohužel v praxi bývají póly blízko sebe.

Nula na přenosové charakteristice se nachází:

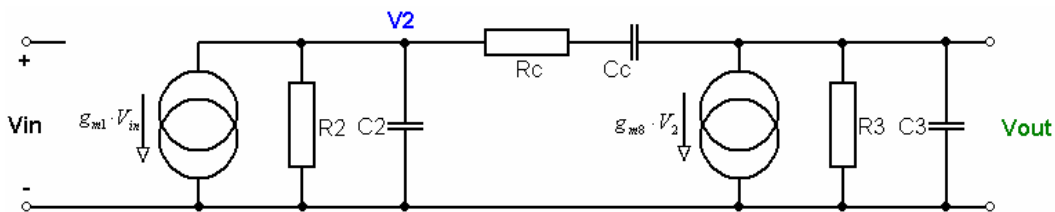
$$z = \frac{g_{m8}}{C_m} \quad (32)$$

$$f_z = \frac{g_{m8}}{2\pi \cdot C_m} \quad (33)$$

Nula se nachází v pravé části komplexní roviny a generuje další fázový posuv. Pokud je nula v oblasti kmitočtu s jednotkovým zesílením její vliv na stabilitu je dosti nepříznivý. Někdy tedy musíme hledat jinou metodu kompenzace než za pomoci Millerovi kapacity.

3.6.2 Nulování nuly

Tato metoda spočívá v tom, že Millerova kapacita je nahrazena sériovým spojením kondenzátoru a rezistoru.



Obr.17: Malosignálový model s kompenzací pomocí RC článku

Pro sestavení přenosové funkce tohoto obvodu je nejlepší vyjít z rovnice pro zesílení operačního zesilovače bez Millerovi kapacity [19].

$$A(\omega) = \frac{dV_{out}}{dV_{in}} = A_{1st} \cdot A_{2st} = \frac{g_{m1}}{G_2 + j\omega \cdot C_2} \cdot \frac{g_{m8}}{G_3 + j\omega \cdot C_3} \quad (34)$$

Do této rovnice je třeba „jen“ dodat člen který popisuje zpětnou vazbu tvořenou R_c a C_c . Je zde velká podoba s rovnicemi pro výpočet zesílení s Millerovou kapacitou [26].

$$A(\omega) = \frac{g_{m1}}{G_2 + j\omega \cdot C_2} \cdot \frac{g_{m8} - G_c - j\omega C_c}{G_3 + j\omega \cdot C_3 + (G_c + j\omega C_c) \cdot g_{m8} - (G_c + j\omega C_c)^2} = \quad (35)$$

$$= \frac{g_{m1}}{G_2 + j\omega \cdot C_2} \cdot \frac{g_{m8}}{G_3 + j\omega \cdot C_3} \cdot \frac{1 + j\omega C_c \cdot (R_c - \frac{1}{g_{m8}})}{1 + j\omega C_c \cdot (\frac{g_{m8}}{G_2 \cdot G_3})} \quad (35)$$

$$f_p \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_c \cdot A_{2st} \cdot R_2} \quad [\text{Hz}] \quad (36)$$

Tento pól získaný z pravé dolní části rovnice [35] je prakticky stejný jako pól z [29]

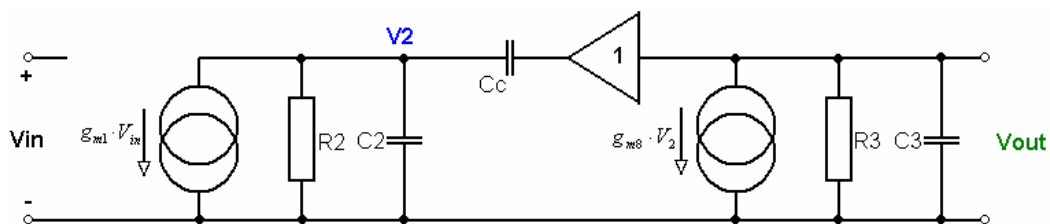
Pokud bude platit následující rovnost [37], nula se vynuluje („nula“ v rovnici se změří na prostou jedničku).

$$R_c = \frac{1}{g_{m8}} \quad (37)$$

Další možnost je využít nulu, posunout ji do levé části komplexní roviny a vrušit ji vzájemně s dominantním pólem (to díky jejich opačnému charakteru). To by značně rozšířilo frekvenční pásmo. Praktické využití znemožňuje rozptyl parametrů OZ při výrobě. Nepřesnost výroby by způsobila jen to, že by se tyto dva členy nacházely blízko sebe místo toho aby se vrušily.

Nejlepší variantou je tedy využít nulování a posunout nulu (díky nepřesnostem výroby) do oblasti velmi vysokých kmitočtů, kde nás už nemůže nijak ovlivnit. Je jedno zda bude ležet na levé či na pravé straně v komplexní rovině. Shrnutí tedy zní, že hodnota R_c by měla kompenzovat transkonduktanci druhého stupně tj. g_{m8} .

3.6.3 Kompenzace slepovačem napětí



Obr.18: Kompenzace jednotkovým zesilovačem

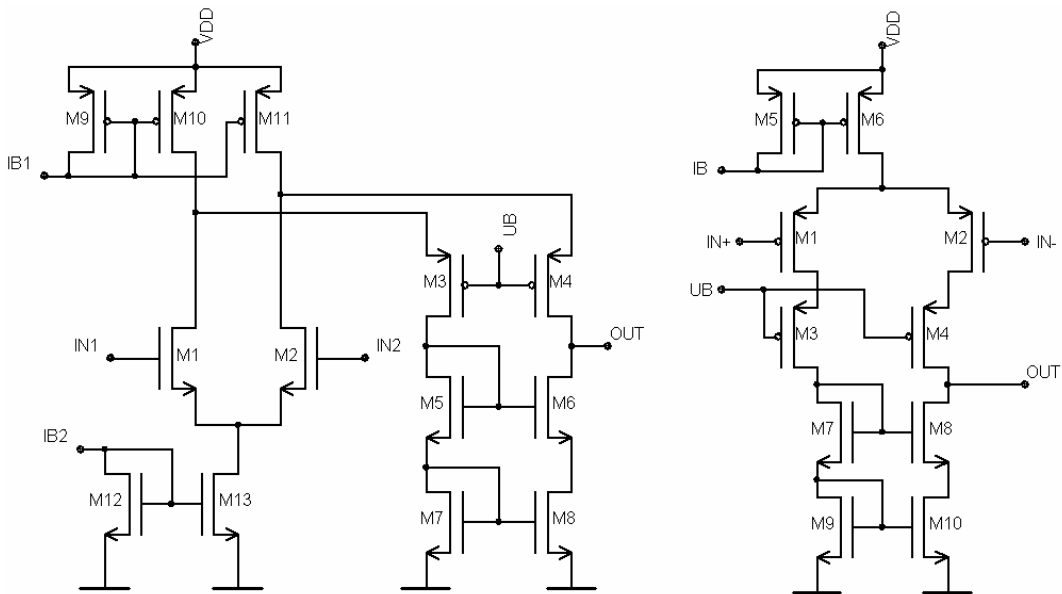
Další užívanou metodou je kompenzace za pomoci jednotkového zesilovače. Ten musí být schopen pracovat na vysokých kmitočtech při minimálním fázovém posuvu. Pokud je tato podmínka splněna tak, pokud vyjdeme z rovnice [26]:

$$A(\omega) = \frac{g_{m1} \cdot (g_{m8} - sC_m)}{G_2 G_3 + s[G_2(C_3 \cdot C_m) + G_3(C_2 + C_{m1})] + s^2[C_2 C_3 + C_2 C_m + C_{m1} C_3 + C_{m1} C_m]} \quad (38)$$

Tak dojde k vyrušení členu $-sC_m$ [38] který je zodpovědný za vznik nuly. Pro výstup prvního stupně se nic nezměnilo, ale pro druhý ano. Dojde totiž k zamezení zpětnovazebního proudu z výstupu druhého stupně na výstup prvního. Obvod je rozdělen napěťovým sledovačem.

3.7 Kaskodové OZ

Pro zvýšení zisku se používají různé uspořádání operačních zesilovačů za použití kaskádových struktur či lokálních zpětných vazeb. To s cílem zvýšit výstupní odpor a tak i zesílení. Na následujícím obrázku jsou dvě možné varianty kaskádových prvních stupňů.



Obr.19: Příklad kaskádových OZ (Folded cascode, Telescopic cascode)

4 Návrh vlastního OZ

Po prostudování různých zapojení operačních zesilovačů jsem se rozhodl svůj projekt realizovat pomocí skládané kaskody ang. *folded cascode*. Ta je prakticky stejná jak teleskopická kaskoda ang. *Telescopic cascode*. Hlavní rozdíl je v tom, že u teleskopické kaskody protéká veškerý proud skrze zatěžovací kaskodu, naproti tomu u skládané kaskody můžeme proudy diferenčním párem a zatěžovací kaskodou nastavit nezávisle na sobě. Tato výhoda je vykoupena nutností dalšího zdroje proudu.

4.1 Výpočty pracovních bodů tranzistorů

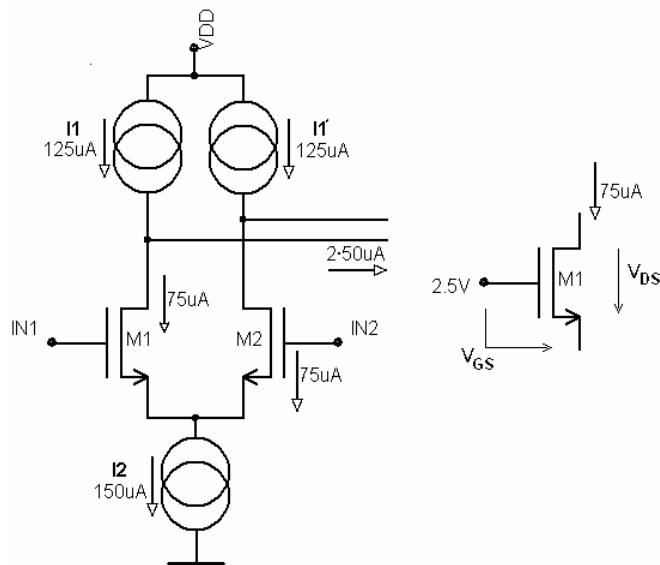
4.1.1 Tranzistory M1,M2

Pro dosažení co nejvyššího zesílení je nutné mít co nejvyšší transkonduktanci u vstupního diferenčního páru (tento požadavek je u všech OZ). Proto jsem zvolil velký poměr

$W/L=100$. Dělán rychlý OZ z toho důvodu budu používat převážně minimální délky kanálu. Pro danou technologii je to $L_{\min}=0.7\mu\text{m}$, takže $W=70\mu\text{m}$.

Na počátku si také zvolím napájecí proudy. Malá spotřeba není pro mne prioritou. Abych dosáhl co nejvyšších mezních kmitočtů použiji větší klidový proud tranzistorů.

Tranzistory M1 a M2 tvoří vstupní diferenční pár. V klidovém stavu je na vstupech napětí rovné polovině napájecího napětí tj. 2,5V (analogová zem pro signály). Tranzistory prochází stejný proud o velikosti 75uA. Přebytný proud, 50uA z každé větve, odtéká k výstupu.



Obr.20: Diferenční pár a detail tranzistoru M1

Výpočet napětí na terminálu source M1 a M2:

$$V_{S-M1} = 2,5 - V_{th} = 2,5 - 0,75 = 1,75V \quad (39)$$

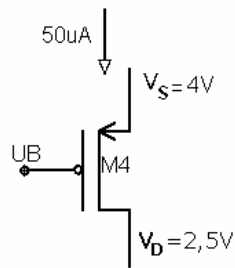
Předpokládaný úbytek napětí mezi terminály source a drain tranzistoru M1 a M2:

$$V_{DS-M1} = V_e \cdot L = 3,3 \cdot 0,7 = 2,3V \quad (40)$$

Předpokládané napětí na terminálu drain tranzistoru M1 a M2 je tedy:

$$V_{D-M1} = V_{S-M1} + V_{DS-M1} = 1,75 + 2,3 \approx 4V \quad (41)$$

4.1.2 Tranzistory M3,M4



Obr.21: Detail tranzistoru M4

Minulým výpočtem [41] jsme zjistily, že úroveň napětí na výstupu diferenčního páru bude poblíž 4V. Na výstupu tohoto stupně bych rád dosáhl napětí 2,5V tj. analogové země.

Důležitá je velikost referenčního napětí označeného jako U_b (nebo také U_{bias}). Jedná se o tranzistor typu PMOS (pozor na opačné smysli napětí a proudů). Aby tranzistory M3,M4 byly otevřené a mohl ta procházet proud je třeba zajistit:

$$V_{GS-M4} + V_{TH} \geq 0,2 \quad (42)$$

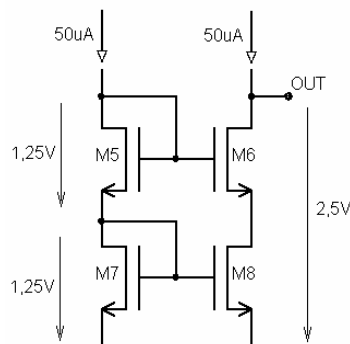
z toho plyne že U_b je rovno:

$$U_b = V_{S-M4} - V_{TH} - 0,2 = 4 - 0,95 - 0,2 \approx 2,8V \quad (43)$$

Poměr W/L jsem zvolil na 50. Kde $W=35\mu m$ a $L=0,7\mu m$.

4.1.3 Kaskoda

Mým cílem je navrhnout zatěžovací kaskodu tak, aby výstupní stejnosměrné napětí bylo rovno polovině napájecího napětí tj. analogová zem 2,5V. To by mi totiž umožnilo velice snadno připojit koncový stupeň v komplementárním zapojení (třída AB).



Obr.22: Kaskodové proudové zrcadlo

Všechny tranzistory udělám stejně veliké. Pro zjednodušení výpočtu si zvolím, že napětí se na kaskodě rozloží rovnoměrně na poloviny. Požadované napětí $V_{gs}=1,25V$, je složeno z:

$$V_{gs} = 1,25V = V_{dsSat} + V_{th} \quad (44)$$

V_{th} je pro danou technologii asi 0,75V, potom vychází velikost tranzistorů na:

$$I_{ds} = \frac{K_n \cdot W \cdot (V_{gs} - V_{th})^2}{2L} \quad (45)$$

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \cdot I_{ds}}{K_n \cdot (V_{gs} - V_{th})^2} = \frac{2 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{9 \cdot 10^{-5} \cdot (1,25 - 0,75)^2} = 4,44 \quad (46)$$

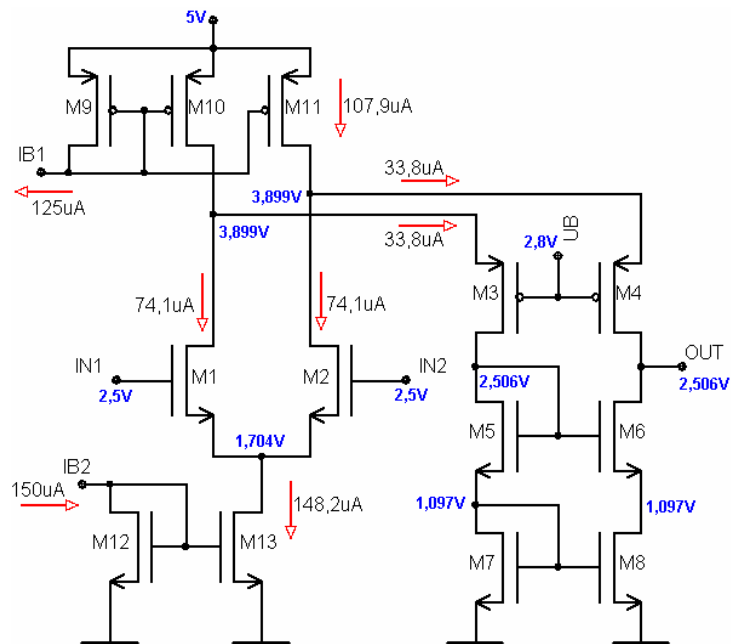
Zvolím minimální délku kanálu tj. $L=0,7\mu m$, šířka je tedy rovná:

$$W = 0,7 \cdot 4,44 = 3,1\mu m \quad (47)$$

Takže velikost všech čtyř tranzistorů v kaskodě je rovná 3,1 na 0,7 um.

4.1.4 Simulace stejnosměrných poměrů v obvodu

Simulátor systému CADAENC ukázal že výstupní napětí bylo o něco vyšší než jsem požadoval. Tento problém jsem snadno vyřešil zvětšením tranzistorů v kaskodě tj. tranzistorů M5,M6,M7 a M8 . Jejich konečná velikost je tedy 4,3 / 0,7 um. Pro představu je schéma doplněné o napětí a proudy dle simulátoru CADENCE.



Obr.23: Rozložení klidových napětí a proudů

Velikosti jednotlivých tranzistorů jsou tedy:

- M1, M2 W=70um, L=0,7um
- M3, M4 W=35um, L=0,7um
- M5, M6, M7, M8 W=4,3um, L=0,7um
- M9, M10, M11 W=4,4um, L=0,7um

- M12, M13

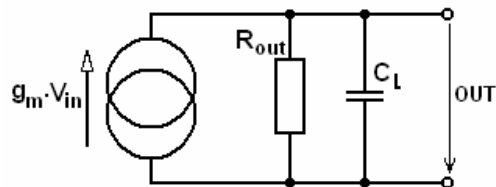
W=4,4um, L=0,7um

4.2 Výpočet zesílení

Obecně je zesílení transkonduktančního zesilovače dáno:

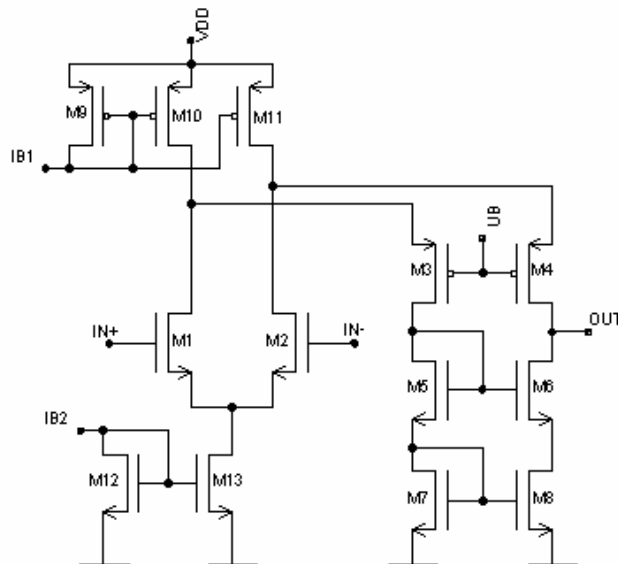
$$A = \frac{g_{m-out}}{g_{ds-out}} = g_{m-out} \cdot R_{out} \quad (48)$$

Tedy součinem transkonduktance a výstupního malosignálového odporu Obr.24. Abychom mohly spočítat zesílení tohoto zapojení, musíme identifikovat aktivní zesilující prvky a určit malosignálový odpor ve výstupním uzlu zesilovače. K tomuto účelu je vhodné sestavit malosignálový model.



Obr.24: Jednoduchý malosignálový model

Tento jednoduchý malosignálový vyjadřuje výše zmíněnou rovnici pro zesílení. Navíc je zde naznačená i zatěžovací kapacita, tvořená např. parazitními kapacitami tranzistorů. Tyto kapacity budeme prozatím ignorovat. Budeme zatím uvažovat zesílení pro nízké kmitočty, kde se tyto malé kapacity neprojeví.



Obr.25: Schéma OZ realizovaný skládanou kaskádou

Pro zjištění zesílení tohoto zapojení je nutné spočítat transkonduktanci a výstupní (malosignálový) odpor klíčových tranzistorů. Pro jednotlivé výpočty použijí hodnoty napětí a proudů získané ze simulátoru CADENCE.

4.2.1 Tranzistory M1,M2

Při pohledu na zapojení je nasnadě, že zesilující prvky jsou tranzistory diferenčního páru. Mají společný vývod source, který je připojen na drain proudového zrcadla M13 (to je vlastně zdroj proudu, který z obvodu odebíráme). Tento uzel navíc představuje pro diferenční signál signálovou zem. Při výpočtu zesílení je tedy klíčovou transkonduktancí právě transkonduktance diferenčního páru resp. g_{m2} . Transkonduktance vstupních tranzistorů je klíčová veličina pro všechny operační zesilovače. Z toho důvodu používám velký poměr W/L a velký pracovní proud [49].

$$g_{m2} = 2\sqrt{K_n \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{ds}} = 2\sqrt{9 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{70}{0,7} \cdot 75 \cdot 10^{-6}} = 1,64 \text{ms} \quad (49)$$

$$R_{ds2} = \frac{V_e \cdot L}{I_{ds}} = \frac{3,3 \cdot 0,7}{75 \cdot 10^{-6}} = 30,8 \text{k}\Omega \quad (50)$$

4.2.2 Kaskoda

Další klíčovou část představuje odpor kaskody z výstupu na zem, tvořený tranzistory M5-M8. Nejdříve spočítám parametry samostatných tranzistorů kaskody..

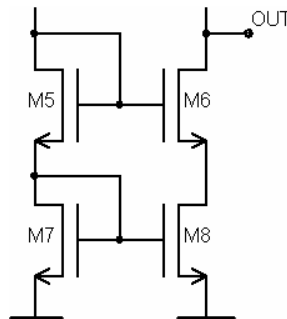
$$g_{m-K} = 2\sqrt{K_n \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{ds}} = 2\sqrt{9 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{4,3}{0,7} \cdot 34 \cdot 10^{-6}} = 0,28 \text{ms} \quad (51)$$

$$R_{ds-K} = \frac{V_e \cdot L}{I_{ds}} = \frac{3,3 \cdot 0,7}{34 \cdot 10^{-6}} = 67,9 \text{k}\Omega \quad (52)$$

Vlastnosti jednotlivých tranzistorů jsou stejné, protože mají stejné rozměry a protéká jím stejný proud.

$$g_{m-K} = g_{m5} = g_{m6} = g_{m7} = g_{m8} = 0,28 \text{ms} \quad (53)$$

$$R_{ds-K} = R_{ds5} = R_{ds6} = R_{ds7} = R_{ds8} = 67,9 \text{k}\Omega \quad (54)$$



Obr.26: Zatěžovací kaskoda

Výstupní malosignálový odpor kaskody který se uplatní na výstupu je roven:

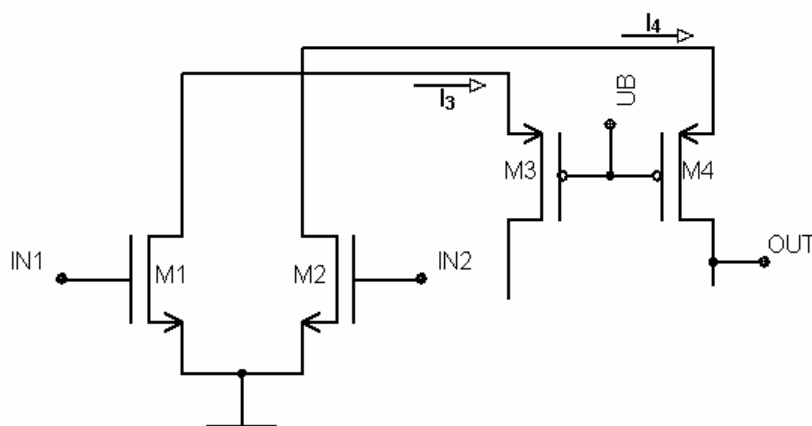
$$R_{kask} \cong R_{ds6} \cdot g_{m6} \cdot R_{ds8} = 67,9 \cdot 10^3 \cdot 0,28^{-3} \cdot 67,9 \cdot 10^3 = 1,3 \text{M}\Omega \quad (55)$$

4.2.3 Tranzistory M3,M4

Tranzistory M3 a M4 tvoří spolu se vstupními tranzistory také kaskádové uspořádání. Vypočtu tedy nejdříve jejich transkonduktanci a odpor.

$$g_{m4} = 2\sqrt{K_n \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{ds}} = 2\sqrt{3,1 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{35}{0,7} \cdot 34 \cdot 10^{-6}} = 0,46 \text{ms} \quad (56)$$

$$R_{ds4} = \frac{V_e \cdot L}{I_{ds}} = \frac{4 \cdot 0,7}{34 \cdot 10^{-6}} = 82,4 \text{k}\Omega \quad (57)$$



Obr.27: Horní kaskoda

Jak jsem již dříve psal, společný vývod tranzistorů M1 a M2 (drain M13) představuje pro diferenční signál signálovou zem. To jsem v Obr. Horní kaskoda naznačil uzemněním tohoto uzlu. Takže odpor tranzistoru M13 nemusím započítávat, stejně tak jako odpor napájecích proudových zdrojů (tranzistory M10 a M11). Vyjdu z rovnice pro výpočet výstupního odporu kaskody, odpor horní je tedy roven:

$$R_{H-kask} \cong R_{ds4} \cdot g_{m4} \cdot R_{ds2} = 82,4 \cdot 10^3 \cdot 0,46^{-3} \cdot 30,8 \cdot 10^3 = 1,2 \text{M}\Omega \quad (58)$$

4.2.4 Zesílení na nízkých kmitočtech

Vypočetl jsem jednotlivé malosignálové výstupní odpory které jsou pro zesílení na výstupním uzlu klíčové. Při pohledu z výstupního uzlu je odpor dolní a horní kaskody paralelně vedle sebe vzhledem k signálové zemi. Zesílení tohoto zapojení je na nízkých kmitočtech tedy rovno.

$$A = g_{m-out} \cdot R_{out} = g_{m2} \cdot \frac{R_{H-kask} \cdot R_{kask}}{R_{H-kask} + R_{kask}} = 1,64 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1,2 \cdot 10^6 \cdot 1,3 \cdot 10^6}{1,2 \cdot 10^6 + 1,3 \cdot 10^6} = 1025 \quad (60)$$

$$A = 60,2 \text{dB}$$

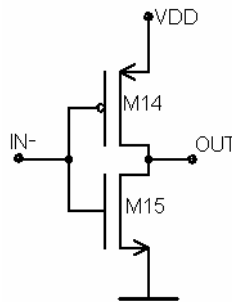
4.2.5 Druhý stupeň

Nevýhoda dělené kaskody (vlastně kaskod obecně) je malý rozsah výstupního napětí. Minimální výstupní napětí je určeno minimálním výstupním napětím dolní kaskody.

$$V_{out\ min} = V_{th} + 2 \cdot V_{sat} \quad (61)$$

Minimální výstupní napětí se bude pohybovat pro danou technologii kolem 1,5V. Maximální výstupní napětí je omezeno napájecím napětím (zprostředkované zdroji proudu) a úbytkem na tranzistorech M4. Maximální výstupní napětí se bude pohybovat někde na úrovni kolem 3,5V.

Pro zvýšení dynamického rozsahu výstupního napětí připojím k skládané kaskodě (folded cascode) dva tranzistory v komplementárním zapojení (analogový invertor, zesilovač ve třídě AB).



Obr.28: Analogový invertor

Velice stručně, rozměry tranzistor NMOS M15 zvolím tedy, $W=3,4\mu\text{m}$ a $L=1\mu\text{m}$. Zjistím klidový proud. Obvyklý postup je opačný tj. zvolením klidového proudu následný výpočet rozměrů.

$$I_{ds} = \frac{K_p \cdot W \cdot (V_{gs} - V_{th})^2}{2L} = \frac{9 \cdot 10^{-5} \cdot 3,4 \cdot (2,5 - 0,75)^2}{2 \cdot 1} = 50\mu\text{A} \quad (62)$$

Abychom dosáhli toho, že při vstupním napětí rovno analogové zemi ($V_{dd}/2$) bylo na výstupu také napětí rovno analogové zemi. Musí v tomto místě překlopení tranzistorů jimi protékat stejný proud resp. aby měli stejnou transkonduktanci a výstupní odpor. Výpočet velikostí je potom dosti jednoduchý.

$$g_{m15} = 2\sqrt{K_p \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{ds}} = 2\sqrt{9 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{3,4}{1} \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 0,247\text{ms} \quad (63)$$

$$g_{m14} = g_{m15} \Rightarrow (M14) \Rightarrow \frac{W}{L} = \frac{g_{14}^2}{4K_p \cdot I_{ds}} = \frac{(0,247 \cdot 10^{-3})^2}{4 \cdot 3,1 \cdot 10^{-5} \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 9,48 \quad (64)$$

$$R_{ds15} = \frac{V_e \cdot L}{I_{ds}} = \frac{3,3 \cdot 1}{50 \cdot 10^{-6}} = 66\text{k}\Omega \quad (65)$$

$$R_{ds14} = R_{ds15} \Rightarrow (M14) \Rightarrow L_{14} = \frac{R_{ds15} \cdot I_{ds}}{V_e} = \frac{66 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{4} \approx 0,8\mu\text{m} \quad (66)$$

$$W_{14} = L \cdot 9,48 = 7,8 \mu m \quad (67)$$

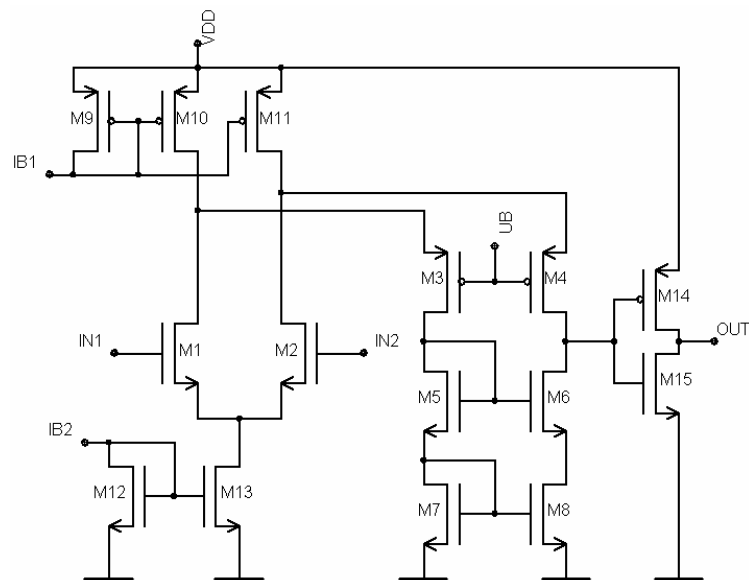
Po simulaci v systému CADENCE jsem zmenšil šířku tranzistoru M14 na konečných $W=7,6 \mu m$. Velikosti jednotlivých tranzistorů jsou tedy:

- M14 $W=7,6 \mu m, L=0,8 \mu m$
- M15 $W=3,4 \mu m, L=1 \mu m$

4.2.6 Zesílení druhého stupně

Ze schématu analogového invertoru vyplývá, že zesilující tranzistory jsou oba tranzistory stejně tak jako výstupní odpor je dán jejich odpory.

$$A_{2st} = \frac{g_{m14} + g_{m15}}{G_{14} + G_{15}} = 2g_{m14} \cdot \frac{R}{2} = g_{m14} \cdot R = 0,247 \cdot 10^{-3} \cdot 66 \cdot 10^{-3} = 16,3 = 24dB \quad (68)$$

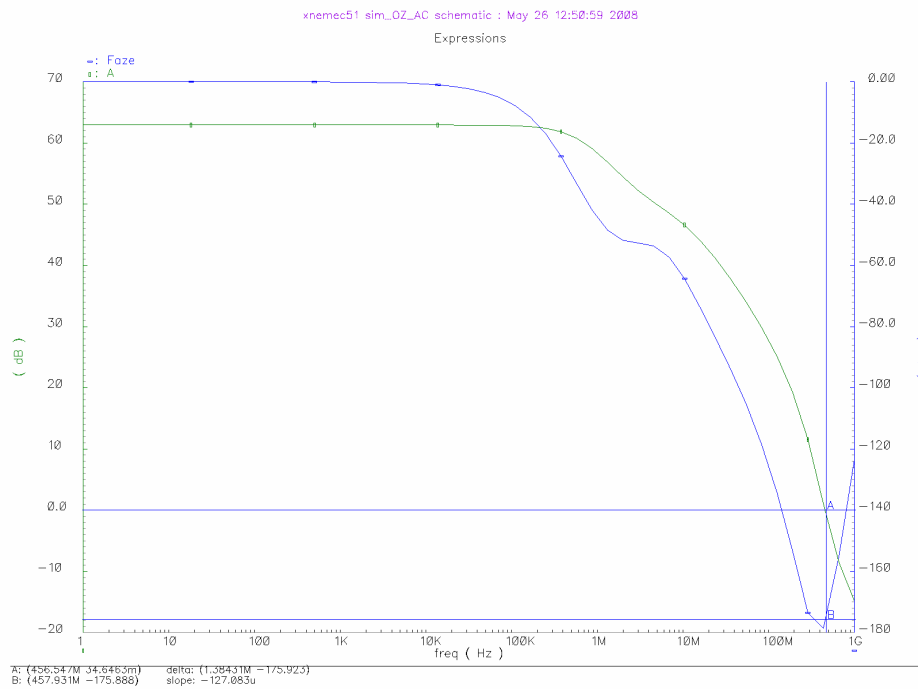


Obr.29: Konečné zapojení mnou navrhovaného OZ

Celkové zesílení Oz je tedy rovno [60][68]:

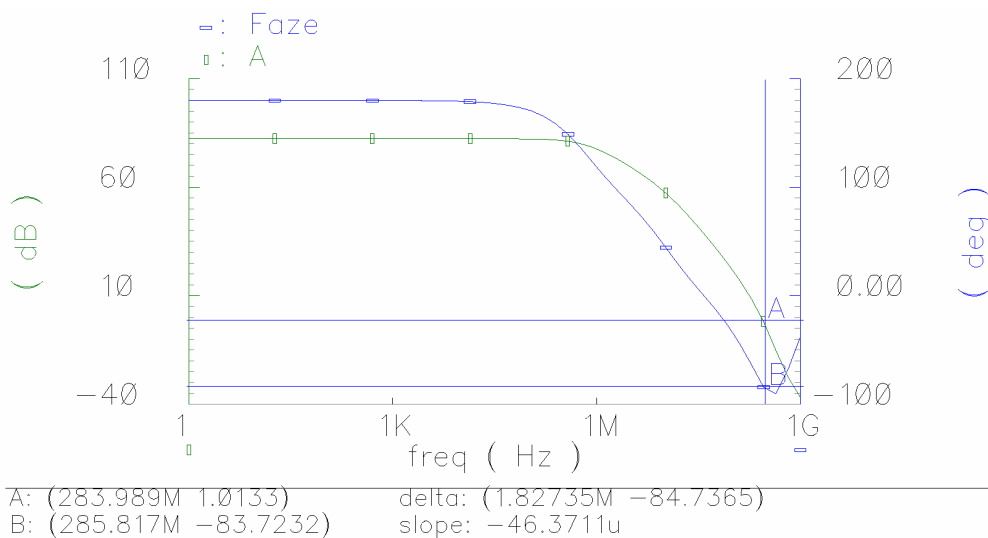
$$A_{Oz} = A_1 \cdot A_2 = 1025 \cdot 16,3 = 16707,5 = 84,5dB \quad (69)$$

4.3 Zesílení OZ na vyšších kmitočtech



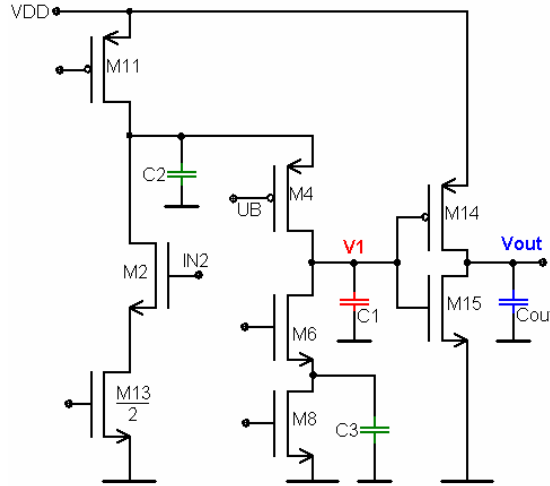
Obr.30: AC analýza prvního stupně OZ

Ac analýza v systému CADENCE ukázala, že zesílení prvního stupně je cca 62,8dB. Mé výpočty ukazovaly na zesílení 60,2dB, takže výsledky se poměrně shodují. První pól přenosu je na kmitočtu 1Mhz . Dle průběhu charakteristik se dá usuzovat, že tento pól je následován dalšími dvěma póly na vyšším kmitočtu. Kurzor B je nastaven na kmitočtu jednotkového zesílení na 456MHz. Při tomto kmitočtu je fázový posuv téměř 180°. Na kmitočtu kolem 400Mhz dochází ke změně směřování charakteristik. To je způsobeno nulou v přenosové charakteristice.



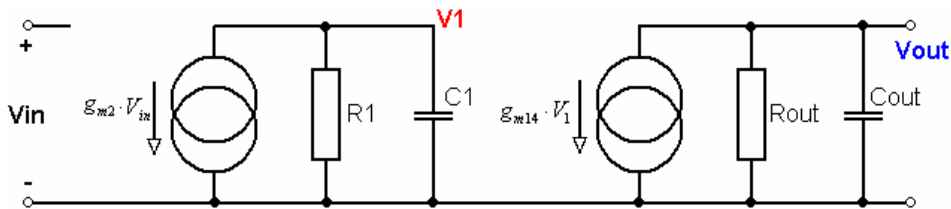
Obr.31: AC analýza celého OZ

Analýza celého OZ ukazuje, že zesílení stouplo, díky přidání druhého stupně, na velmi slušných 90,6dB (pro představu 33,8k). Kurzory jsou nastavené na kmitočet jednotkového zesílení. GBW je asi na 284MHz. Fázový posuv je na tomto kmitočtu roven 263° (počátek je ve 180° neboť je to invertující zesilovač). Což už je daleko nad hranicí fázové bezpečnosti 120°.



Obr.32: Zjednodušené schéma OZ s parazitními kapacitami

Opět můžeme sečíst parazitní kapacity do několika kapacit připojených k jednotlivým uzlům Obr.32. Kapacita uvnitř kaskod tj. C₂ a C₃ není pro přenos kritická a neměla by se významně projevit. Nejdůležitější jsou pro nás kapacita na výstupech jednotlivých stupňů tedy C₁ a C_{out}.



Obr.33: Zjednodušený malosignálový model

Kde:

$$R_1 = R_{kask} \parallel R_{H-kask} = 624k\Omega \quad (70)$$

$$C_1 = C_{gd4} + C_{gd4,ov} + C_{db4} + C_{gd6} + C_{gd6,ov} + C_{db6} + C_{gs14} + C_{gs15} \quad (71)$$

Dle modelu BSIM4 v programu microwind je kapacita $C_1 \approx 20 fF$

$$R_{out} = R_{14} \parallel R_{15} = 33k\Omega \quad (72)$$

$$C_{out} = C_{gd14} + C_{gd14,ov} + C_{db14} + C_{gd15} + C_{gd15,ov} + C_{db15} + C_L \quad (73)$$

$$C_{out} = 4 fF + C_L \quad (74)$$

C_L jsem zvolil jako 1pF takže $C_{out} \approx 1pF$

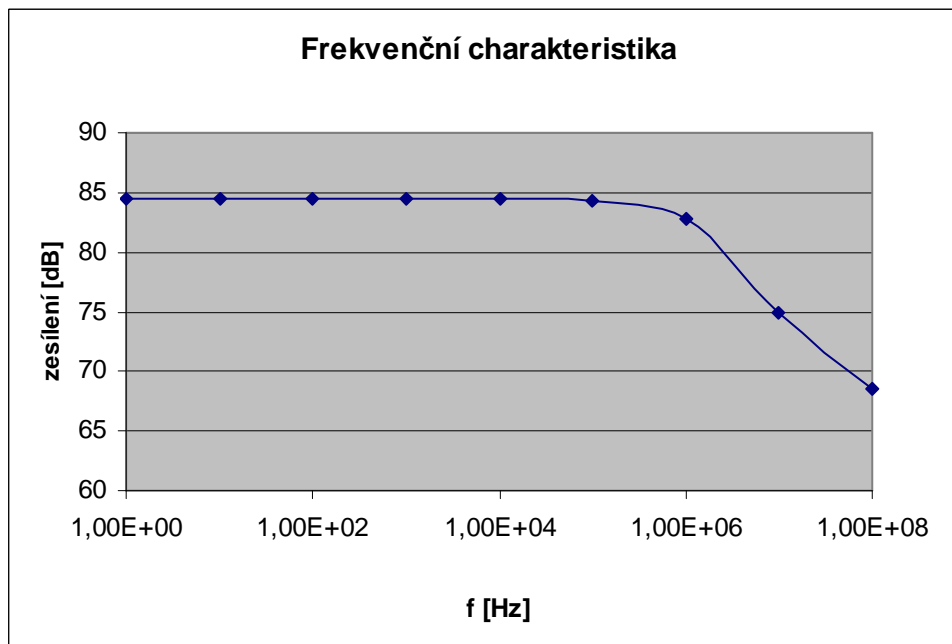
Po dosazení je zesílení na vyšších kmitočtech rovno:

$$A_{1st} = g_{m2} \cdot (R_1 \parallel j\omega C_1) \quad (75)$$

$$A_{2st} = (g_{m14} + g_{m15}) \cdot (R_{out} \parallel j\omega C_{out}) = 2g_{m14} \cdot (R_{out} \parallel j\omega C_{out}) \quad (76)$$

$$A(j\omega) = A_{1st} \cdot A_{2st} = g_{m2} \cdot (R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C_1}) \cdot g_{m14} \cdot (R_{out} \parallel \frac{1}{j\omega C_{out}}) = \quad (77)$$

$$\begin{aligned} \text{substituce } |j\omega = s| &= \frac{g_{m2}}{G_1 + sC_1} \cdot \frac{2g_{m14}}{G_{out} + sC_{out}} = \frac{g_{m2} \cdot 2g_{m14}}{G_1 G_{out} + G_1 s C_{out} + s C_1 G_{out} + s^2 C_1 C_{out}} \\ &= \frac{1,64 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 0,247 \cdot 10^{-3}}{1,602 \cdot 10^{-6} \cdot 30,3 \cdot 10^{-6} + 1,602 \cdot 10^{-6} s \cdot 1 \cdot 10^{-12} + s \cdot 20 \cdot 10^{-16} \cdot 30,3 \cdot 10^{-6} + s^2 1 \cdot 10^{-12} \cdot 20 \cdot 10^{-16}} \\ &= \frac{810 \cdot 10^{-9}}{48,5 \cdot 10^{-12} + s 1,66 \cdot 10^{-18} + s^2 2 \cdot 10^{-27}} = \\ &= \frac{810 \cdot 10^{-9}}{48,5 \cdot 10^{-12} + j\omega 1,66 \cdot 10^{-18} - \omega^2 2 \cdot 10^{-27}} \quad (78) \end{aligned}$$



Obr.34: zesílení dle rovnice [78]

Malosignálový model není moc přesný Obr.33. Mezi grafem ze systému CADENCE a grafem Obr.34 dle mé rovnice [78] přenosu jsou velké rozdíly. Některé výsledky se ale shodují. Jednak velikost zesílení pro nízké kmitočty je poměrně blízko. Celkově dle mých rovnic vychází zesílení stabilně asi o 5dB menší než v simulátoru. Oba průběhy mají podobnou polohu prvního pólu kolem 1MHz. S rostoucím kmitočtem se přesnost mého modelu zhoršuje. To je přímý důsledek značného zjednodušení parazitních kapacit. Další

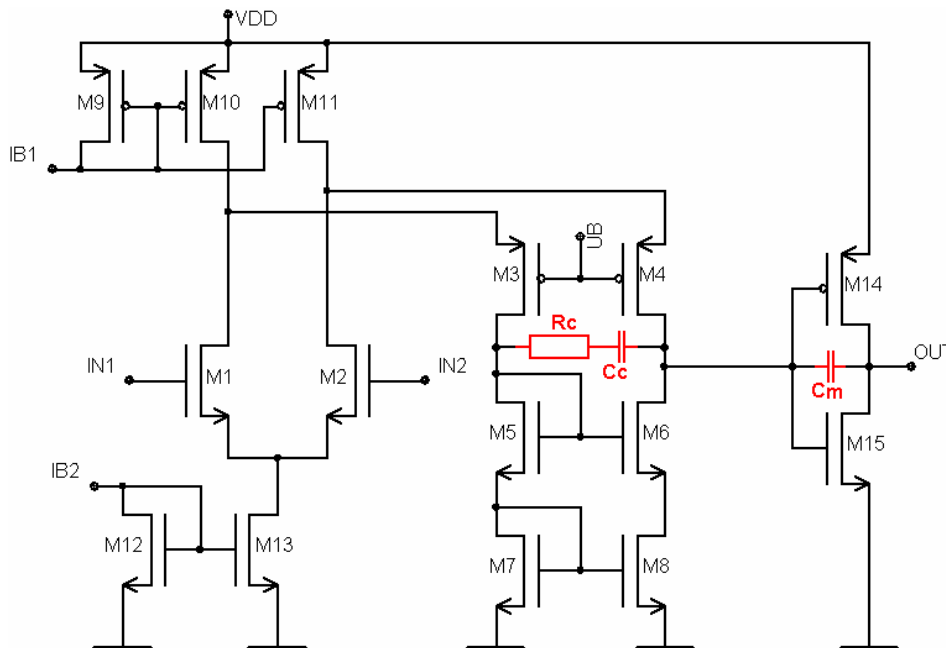
problém je, že mnou získané kapacity z programu microwind byly pro jinou technologii než AMIS 07. Tyto faktory s negativně podepsaly na celkové přesnosti. Ale právě kvůli tomuto vznikly simulátory, protože člověk není schopen počítat složité obvodové rovnice v přijatelném čase s dostatečnou přesností výsledků.

4.4 Kompenzace navrhnutého OZ

Pól prvního stupně leží, dle grafu Obr31. AC analýza prvního stupně OZ, na 1 Mhz. Pól druhého stupně by měl ležet na kmitočtu:

$$f_{p2st} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_{out} \cdot R_{out}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-12} \cdot 33 \cdot 10^3} = 4,8MHz \quad (79)$$

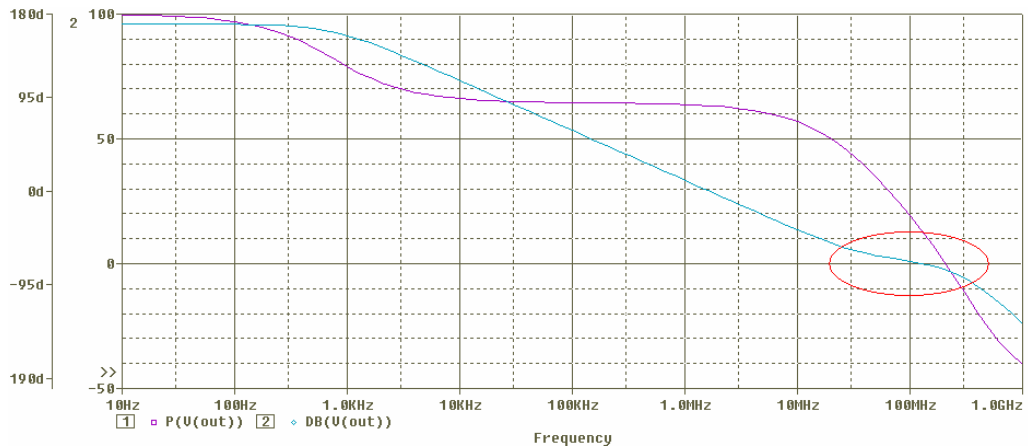
Dominantní tedy je pól prvního stupně. S rostoucím kmitočtem se zvětšuje fázový posuv, to nemůžeme nechat bez povšimnutí.



Obr.35: Různé možnosti kompenzace

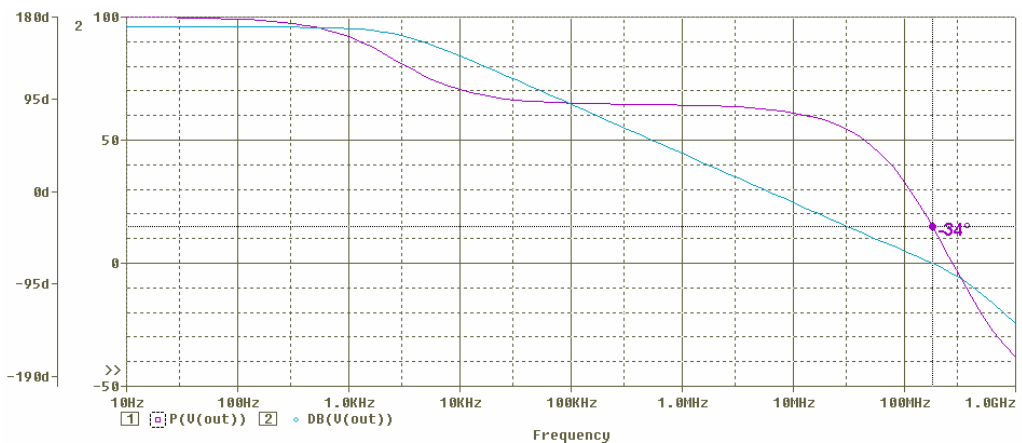
4.4.1 Kompenzace pomocí Millerovy kapacity

Jako první možnost jsem vyzkoušel kompenzací pomocí zpětnovazební Millerovy kapacity v obrázku označené jako Cc1. Na Obr dole je vidět, že v blízkosti jednotkového zesílení kompenzace nefunguje. To je důsledek moc velké zpětnovazební kapacity (z pohledu vstupu je zesílená zesílením druhého stupně).



Obr.36: Kompenzace pomocí zpětnovazební kapacity 2pF

Úpravou velikosti vazební kapacity, dostal průběh zesílení požadovaný tvar se sklonem -20dB/dek v oblasti se zesílením. Fázový posuv je značný a ani další změna kapacity už ho výrazně nevylepší.



Obr.37: Kompenzace pomocí zpětnovazební kapacity 0,5pF

Tento špatný stav je důsledkem již značně posunutého signálu prvního stupně. Pro kompenzaci se tedy ukazuje klíčový první stupeň.

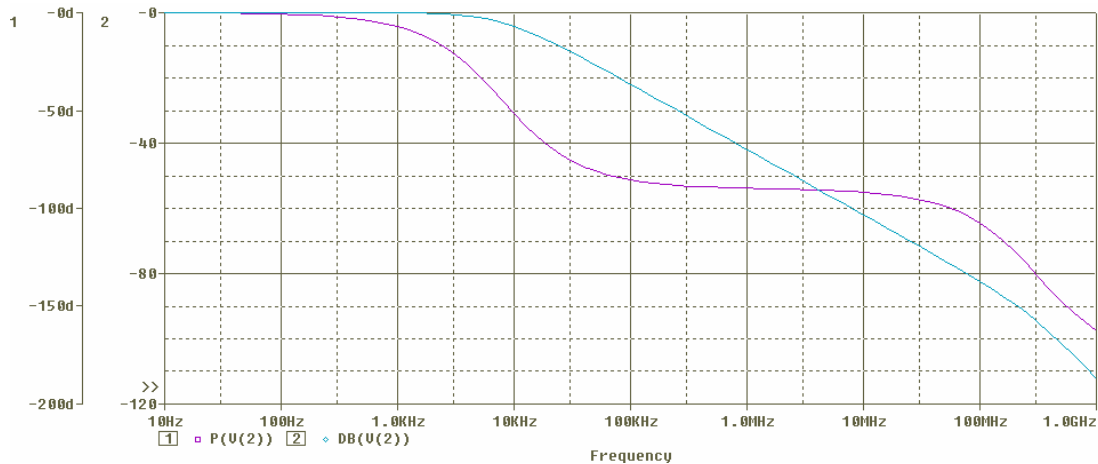
4.4.2 Kompenzace pomocí RC členu

Kompenzace proti zemnímu potenciálu vedla k velkým hodnotám kapacity. Využil jsme proto plně diferenční výstup vstupní části skládané kaskody ke kompenzaci. RC člen vytvoří zpětnou vazbu v prvním stupni OZ. Vyjdu z rovnice [37] pro nulování nuly.

$$R_C = \frac{1}{g_{m15}} = \frac{1}{0,247 \cdot 10^{-3}} = 4048\Omega \quad (80)$$

Použil jsem rezistor (*hyporesistor*) o velikost 4kΩ. Kapacitu jsme hledal pomocí AC simulací. Snažil jsem se dosáhnout průběhu charakteristiky typické pro přenos s dvěma navzájem vzdálenými póly přenosu Obr.37. Výsledná kompenzace je tvořená rezistorem 4kΩ

a kondenzátorem (poly/dif) 12,5pF. Velký obrázek fázové a frekvenční charakteristiky je v přílohách kapitola 7.



Obr.37: Přenos dvojitého RC článku se vzdálenými póly přenosu

5 Layout

Slovo Layout v češtině znamená rozvržení, nákres nebo plán. Ve oblasti IO se tím myslí převedení schématu na podobu, která bude fyzicky vyrobena na povrchu chipu. Schémata mohou obsahovat velký počet tranzistorů obou vodivostí a další pasivní součástky. Tyto prvky jsou spolu propojeny hustou sítí spojů. Návrh topologie chipu probíhá pomocí pokročilých CAD programů jako je např. systém CADENCE.

Pro výrobu implementaci těchto prvků na chip je pro každou technologii určitý předpis pravidel např. minimální vzdálenost vodičů mezi sebou apod. Tato suma pravidel se nazývá anglicky design rules. To s ohledem na fyzické omezení dané technologie, přece jenom se pohybujeme pod úrovní 1 μ m.

CMOS technologie znamená, že se používají tranzistory obou vodivostí na jednom chipu. Ale tranzistory typu NMOS potřebují P substrát a naopak PMOSy potřebují substrát typu N. To se řeší buďto tím, že jeden typ tranzistorů se dává do zvláštní difuzní oblasti požadovaného typu tzv. jáma či well . Další možnost je používat oba druhy jám, jak n-well tak p-well. To nám umožňuje napájet substrát u každého tranzistoru zvlášť, což může být velká výhoda.

5.1 Návrhové techniky

Pro eliminaci neshod mezi prvky které vznikají při výrobě Io se používají různé návrhové techniky. Problém představuje hlavně špatný poukryv masek a nerovnoměrnost operací např. leptání.

Doporučené je dodržovat stejnou orientaci tranzistorů. K ochraně brán tranzistorů (nebo i Poly rezistorů) se používají dummy prvky. Ty neplní žádnou aktivní funkci, ale zlepšují rovnoměrnost procesu při okrajích brány. Prakticky se provádí to, že klíčový tranzistor je obklopen dvěma identickými tranzistory.

Pro případné vykompenzování neshod se např. dlouhé tranzistory rozkládají na několik celků. Ty se dají poskládat do kompaktnějších útvarů. Nebo zkombinovat do jednoho celku více prvků (např. diferenční pár, zrcadla, kaskody apod.). To vše s cílem zlepšení matchingu, čili vzájemné shodnosti prvků.

5.2 Technologie AMIS CMOS 07

Pro návrh topologie jsem prováděl pro technologii AMIS CMOS 07. Tato technologie používá p substrát a jámy typu n-well. Minimální délka kanálu je 0,7 μ m. Používá 2 úrovně kovových cest.

Tato je určená jak pro digitální tak i analogové obvody. Původně byla určena jen pro návrh digitálních IO, ale byla rozšířena o přesné polysilikonové rezistory, poly/dif kondenzátory a PMOS tranzistory s malým prahovým napětím.

6 Závěr

Navrhl jsem Operační zesilovač na bázi skládané kaskody (*folded cascode*). Dosažené parametry jsou:

- Zesílení v oblasti nízkých kmitočtů 90,6dB
- BW 3,5kHz
- GBW 110MHZ
- SR cca. 0,72V/ μ s
- Fázová bezpečnost 60,8°
- Spotřeba cca. 0,75mA, 4mW

Těmito výsledky jsme několikanásobně překonal minimální zadané parametry. Hodnoty offsetu dle *matching* analýzy nebyli zrovna optimální viz příloha kapitola 7.

Layout se poměrně obtížně optimalizoval, to hlavně kvůli rozdílným rozměrům jednotlivých tranzistorů. Další problém byl že jednotlivé tranzistory spolu často nesdílejí žádné společné vývody. To komplikovalo jejich umístění a znemožňovalo kompaktní návrh.

7 Seznam použitých zdrojů

MALOBERTI, F. *Analog design for CMOS VLSI systems*. Kluwer, 2001. 368 stran. ISBN 80-214-1993-8

JURA, P., POLANSKÝ, M. *Signály a systémy*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2003. 248 stran.

MUSIL, V., BEČVÁŘ, D., STEHLÍK, J. *Metody návrhu analogových integrovaných obvodů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2006. s. 186.

MUSIL, V., BEČVÁŘ, D., STEHLÍK, J. *Navrhování mikroelektronických obvodů I*. Třetí přepracované vydání. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 1991. 233s. ISBN 80-214-0288-1.

Razavi, B., *Design Of Analog Cmos Integrated Circuits*. McGraw-Hill Book Co-Singapore, 2001. 684s. International Edition. ISBN 0-07-118815-0.

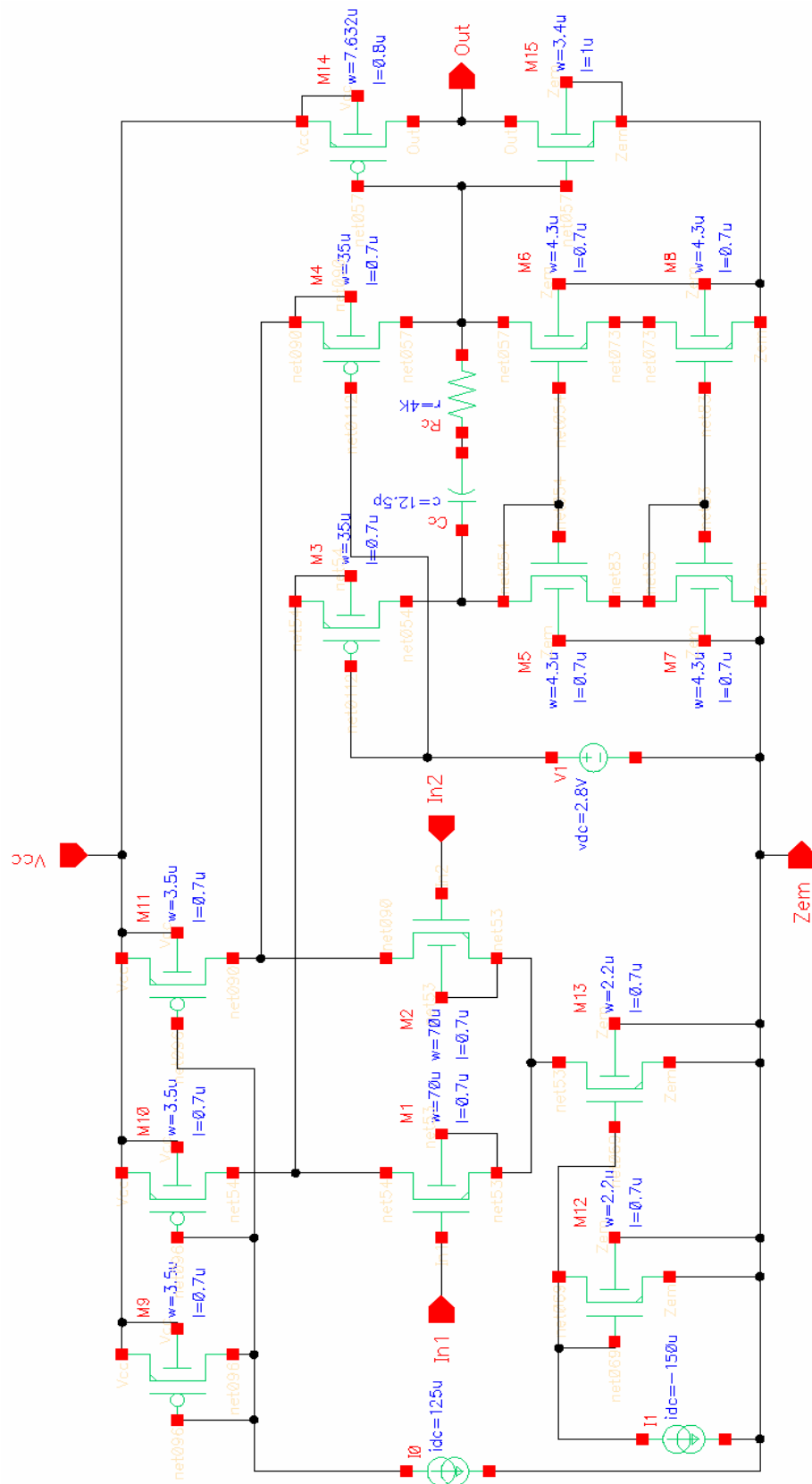
ČERNÍK, M. *Přenosové funkce*. Dostupné z WWW: http://www.mti.tul.cz/files/elo/07-prenos_fce.pps

8 SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

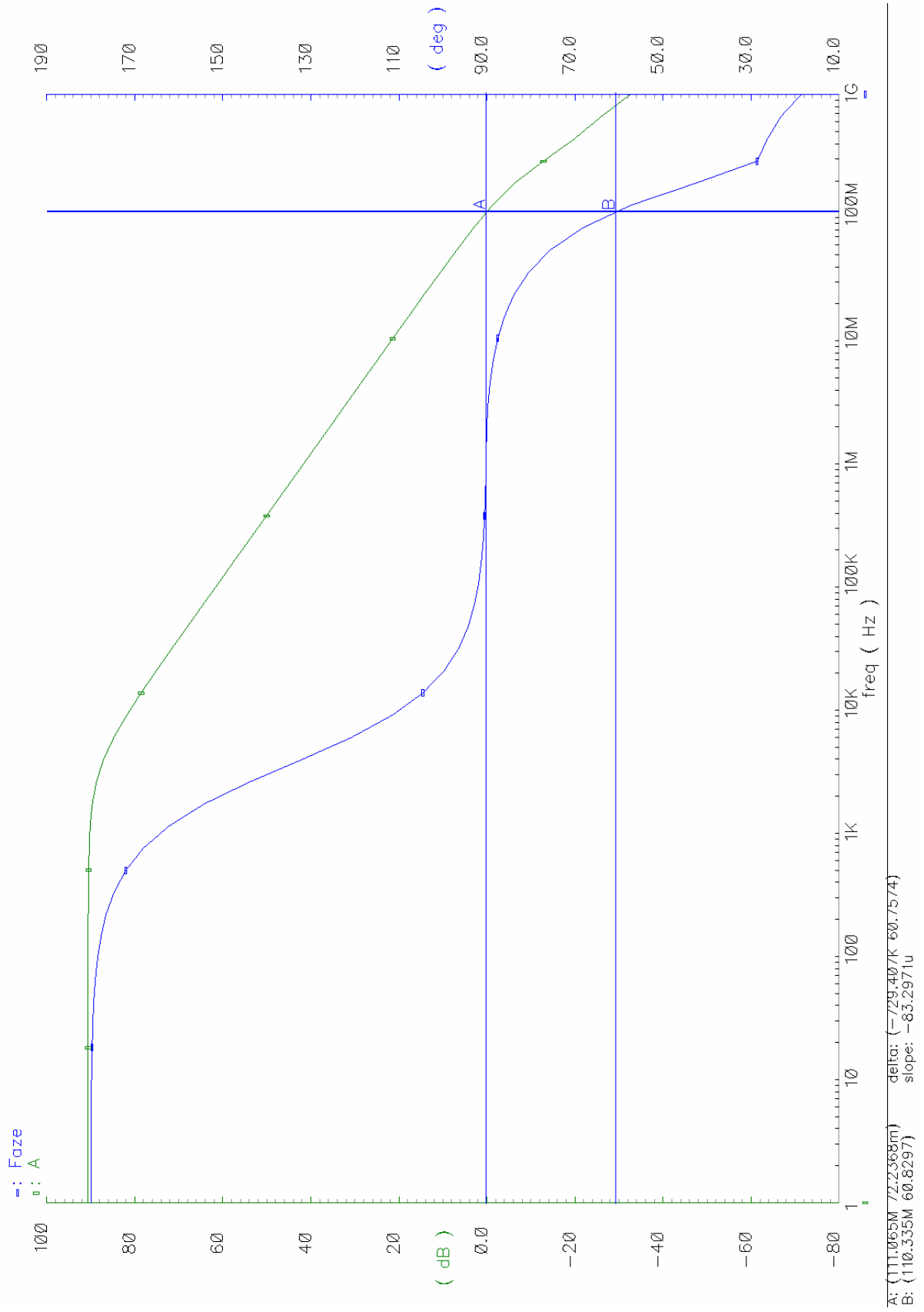
V_{ds} - el. napětí mezi vývody <i>source</i> a <i>drain</i> MOS tranzistoru	[V]
V_{gs} - el. napětí mezi vývody <i>gate</i> a <i>source</i> MOS tranzistoru (řídící napětí)	[V]
V_{th} - prahové napětí	[V]
V_e - Eulerovo napětí	[V/ μm]
g_m - transkonduktance	[S]
I- el. proud	[A]
g_{ds} - malosignálový výstupní vodivost	[S]
R_{ds} - malosignálový výstupní odpor	[Ω]
W- šířka tranzistoru	[μm]
L- délka kanálu tranzistoru	[μm]
K_p resp. K_n - technologická konstanta, <i>process transconductance parametr</i>	[AV^{-2}]
μ_p resp. μ_n - pohyblivost nosičů náboje	[$\text{Cm}^2/\text{V.s}$]
C_{ox} - kapacita hradla	[fF]
A- zesílení	[dB]
GBW- kmitočet jednotkového zesílení tj. 0dB	[Hz]
BW- šířka pásma	[Hz]
f- frekvence	[Hz]
ω - úhlová rychlost (frekvence)	[rad/s]
SR- rychlost přeběhu	[V/s]

9 Přílohy

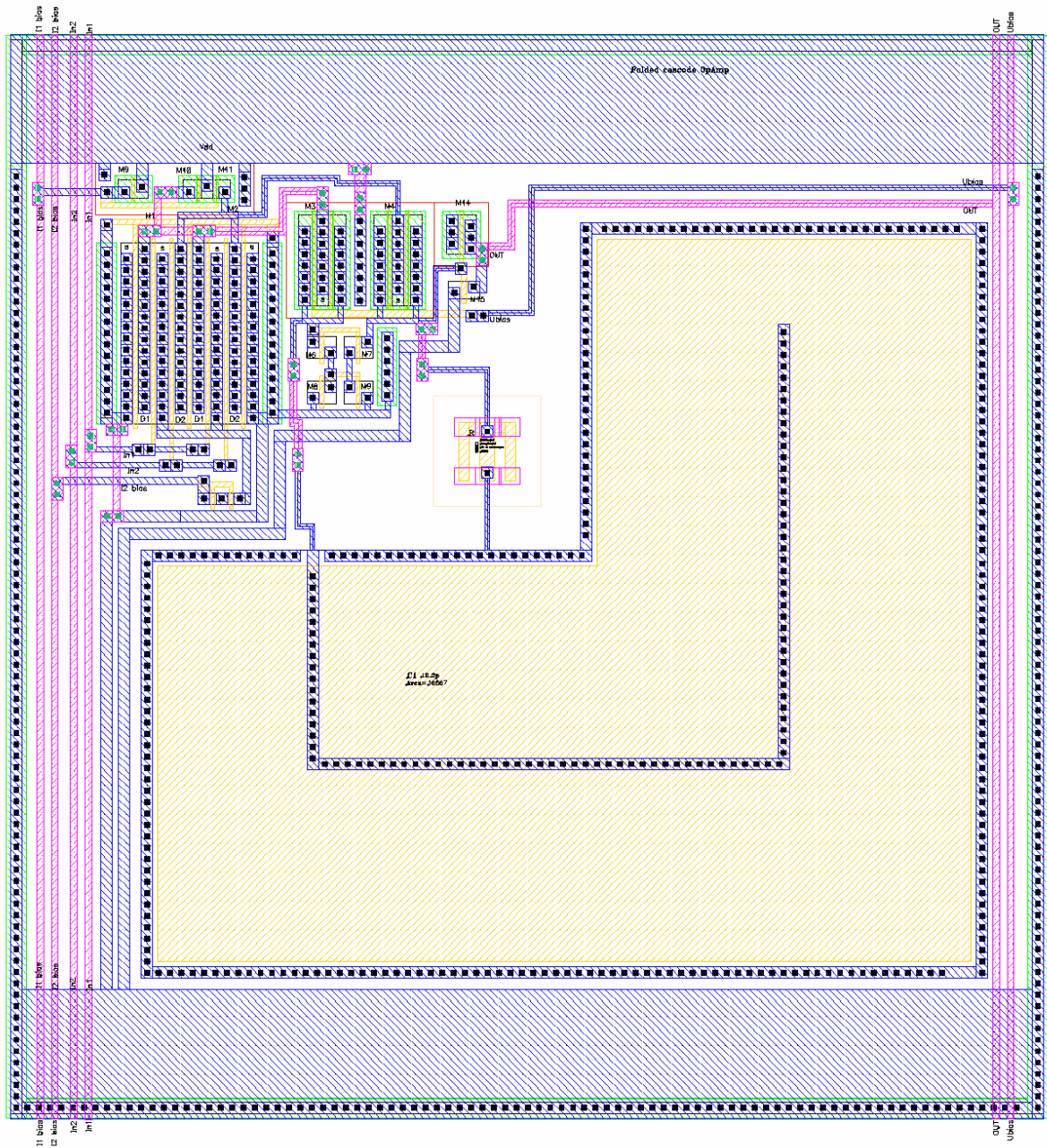
9.1 Schéma navrhnutého OZ



9.2 AC analýza kompenzovaného OZ



9.3 Layout navrhnutého OZ



9.4 Výsledek matching analýzy

RESULTS OF THE MATCHING TOOL

Design: sim_OZ_OFF of xnemec51 library in the OUT net

Offset calculated using info from schematic

Note: sigma_vt is spread of vt of 1 transistor

Note: sigma_beta is spread of beta of 1 transistor

Note: offset_vt is output offset caused by vt mismatch of 1 transistor

or: $\text{offset_vt} = \text{sigma_vt} * \text{sensitivity_vt}$

Note: offset_beta is output offset caused by beta mismatch of 1 transistor

or: $\text{offset_beta} = \text{sigma_beta} * \text{sensitivity_beta}$

I8.M2: offset_vt=5.48424 mV offset_beta=0.869736 mV sigma_vt=0.00548408 V sigma_beta=1.02 %

I8.M1: offset_vt=5.4841 mV offset_beta=0.869725 mV sigma_vt=0.00548408 V sigma_beta=1.02 %

I8.M8: offset_vt=4.4988 mV offset_beta=1.94598 mV sigma_vt=0.022016 V sigma_beta=4.07815 %

I8.M7: offset_vt=4.47991 mV offset_beta=1.93781 mV sigma_vt=0.022016 V sigma_beta=4.07815 %

I8.M11: offset_vt=4.31088 mV offset_beta=5.4481 mV sigma_vt=0.0370535 V sigma_beta=4.15614 %

I8.M10: offset_vt=4.27837 mV offset_beta=5.40664 mV sigma_vt=0.0370535 V sigma_beta=4.15614 %

I8.M4: offset_vt=0.499525 mV offset_beta=0.0645567 mV sigma_vt=0.011745 V sigma_beta=1.31429 %

I8.M3: offset_vt=0.496403 mV offset_beta=0.0641252 mV sigma_vt=0.011745 V sigma_beta=1.31429 %

I8.M6: offset_vt=0.101989 mV offset_beta=0.0356086 mV sigma_vt=0.0383181 V sigma_beta=5.71046 %

I8.M5: offset_vt=0.0753177 mV offset_beta=0.0262961 mV sigma_vt=0.0383181 V sigma_beta=5.71046 %

I8.M9: offset_vt=0.0303189 mV offset_beta=0.0348721 mV sigma_vt=0.0370535 V sigma_beta=4.15614 %

I8.M13: offset_vt=0.0223646 mV offset_beta=0.0365029 mV sigma_vt=0.0307746 V sigma_beta=5.69978 %

I8.M12: offset_vt=0.0218264 mV offset_beta=0.0355811 mV sigma_vt=0.0307746 V sigma_beta=5.69978 %

I8.M14: offset_vt=0.00888694 mV offset_beta=0.0102749 mV sigma_vt=0.0234811 V sigma_beta=2.63274 %

I8.M15: offset_vt=0.00694613 mV offset_beta=0.0147248 mV sigma_vt=0.0207158 V sigma_beta=3.83743 %

Total offset: 14.3473 mV (1 sigma !!!)

Depending on the layout, the offset can vary between:

Total offset in case all low matched: 14.3473 mV (1 sigma !!!)

Total offset in case all high matched: 3.58683 mV (1 sigma !!!)