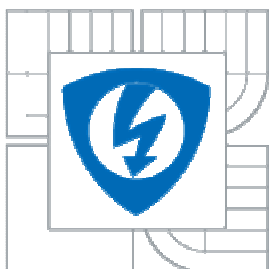




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH OPERAČNÍHO ZESILOVAČE S PROUDOVOU ZPĚTNOU VAZBOU

DESIGN OF A CURRENT FEEDBACK OPERATIONAL AMPLIFIER

Diplomová práce

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

BC. RADIM KŠICA

VEDOUČÍ PRÁCE

SUPERVISOR

ING. DANIEL BEČVÁŘ, Ph.D.

BRNO 2010

OBSAH:

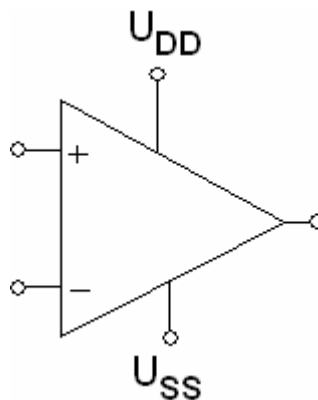
1 Úvod do problematiky	10
1.1 Operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou <i>CFA</i>	11
1.2 Porovnání zesilovače <i>CFA</i> a <i>VFA</i>	12
1.3 Neinvertující zapojení zesilovače <i>CFA</i>	16
1.4 Invertující zapojení zesilovače <i>CFA</i>	18
1.5 Parametry operačních zesilovačů	20
1.6 <i>CMOS</i> technologie	24
1.6.1 Princip činnosti <i>MOS</i> tranzistoru	25
1.6.2 Režimy činnosti <i>MOS</i> tranzistoru	26
1.6.3 Parametry technologie <i>AMIS 0,7 μm</i>	27
2 Praktická část	28
2.1 Volba proudových zdrojů.....	29
2.1.1 Kaskodový zdroj proudu	31
2.2 Návrhový postup zesilovače <i>CFA</i>	33
2.2.1 Volba napájecího napětí V_{DD} , V_{SS} a příkonu P	33
2.2.2 Výpočet výstupního odporu vstupního a výstupního sledovače napětí R_A , R_B	34
2.2.3 Volba zisku zesilovače A_{OL}	36
2.2.4 Volba zisku zesilovače se zpětnou vazbou A_{ZV}	39
2.2.5 Volba šířky přenášeného pásma BW_{ZV}	40
2.2.6 Shrnutí návrhových omezení.....	41
2.2.7 Výpočet rozměrů kanálu tranzistorů proudových zdrojů.....	42
2.3 Ověření návrhového postupu	43
2.3.1 Přenosové charakteristiky zesilovače.....	45
2.3.2 Vliv teploty na charakteristiky zesilovače	46
2.3.3 Transientní charakteristiky zesilovače v neinvertujícím zapojení zesilovače.....	48
2.3.4 Transientní charakteristiky zesilovače v invertujícím zapojení zesilovače	50
2.3.5 Shrnutí parametrů zesilovače	52
3 Závěr.....	53
3.1 Seznam použité literatury	54
3.2 Přílohy	56
3.2.1 Model <i>NMOS</i> tranzistoru	56
3.2.2 Model <i>PMOS</i> tranzistoru.....	57
3.2.3 Netlist zesilovače <i>CFA</i> pro <i>Pspice</i>	58

1 Úvod do problematiky

Operační zesilovač je v dnešní době jednou z nejvíce používaných integrovaných součástek. Existuje celá řada zapojení využívajících právě operační zesilovač. Kromě zesílení signálu se operační zesilovače využívají ve filtrech, oscilátorech, komparátorech a v dalších aplikacích. Důvod je ten, že jde o poměrně starou součástku, protože první operační zesilovače složené z elektronek se používaly na konci 50 let minulého století [5,14,15].

„První operační zesilovač s elektronkami zkonstruoval již v roce 1938 G. A. Philbrick“ [15]

V prvních aplikacích se operační zesilovač používal, k realizaci matematických operací jako sčítání nebo odečítání a odtud také pochází jeho název [14,15]. S tím jak v průběhu let přicházeli nové technologie, tak se měnila i vnitřní struktura zesilovače a elektronky byly nahrazeny bipolárními tranzistory, unipolárními tranzistory nebo technologií *BIMOS*. Tyto nové technologie nejen, že zlepšily parametry zesilovačů, ale také umožnili integrovat zesilovač do malého pouzdra, které je mnohem menší, než původní elektronkový operační zesilovač. Zesilovače využívající technologii *BIMOS* mají ve vstupní části tranzistory *MOS*, aby se zvětšil vstupní odpor zesilovače. Další bloky pak tvoří bipolární tranzistory. Kromě nových technologií se začali objevovat i nové typy zesilovačů. Mezi nejvýznamnější patří zmiňovaný operační zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou *VFA*, dále operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou *CFA*, transkonduktanční zesilovač *OTA* a proudový zesilovač *COA*. Tyto zesilovače se liší vnitřní strukturou, svými parametry a oblastí použití. I přesto se občas k jejich označení chybně používá stejný symbol viz.obr.1, který platí pouze pro operační zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou [5,7,14,15].



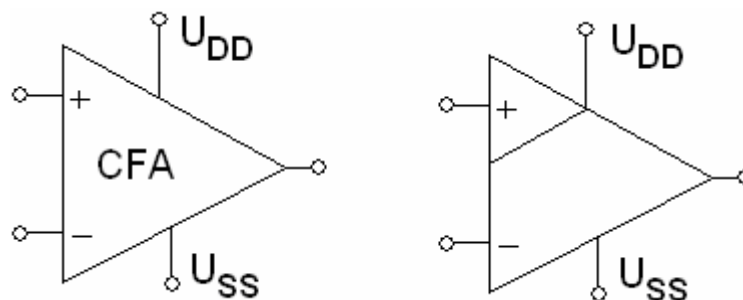
Obr.1: Symbol pro operační zesilovač *VFA* [15]

1.1 Operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou CFA

Zesilovač *CFA* se svou vnitřní strukturou značně liší od známějšího typu, zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou *VFA*. Proto se pro jeho značení používá odlišné značení viz. Obr.2 i když ne vždy se toto značení dodržuje a může tak dojít k záměně typu zesilovače. Obvodová konfigurace zesilovače *CFA* je zvolena tak aby zesilovač pracoval i při vysokých frekvencích [6,10].

Protože vnitřní struktura zesilovače pracuje v smíšeném, ale hlavně proudovém módu, nevzniká u tohoto zesilovače, tak velký vliv Millerova efektu jako u zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou [6,10,15]. Na vstupu zesilovače se nenachází diferenční zesilovač jako u zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou, ale na vstupu je zapojený sledovač napětí. Neinvertující vstup je tedy napěťový a požadujeme, aby měl co největší vstupní odpor. Invertující vstup je proudový a požadujeme, aby byl jeho vstupní odpor co nejmenší v ideálním případě nulový. Tato konfigurace způsobuje, že s tímto typem zesilovače docílíme, větší šířky přenášeného pásma, ale nebudeme mít, tak přesný zesilovač jako je zesilovač *VFA* [6,10,15].

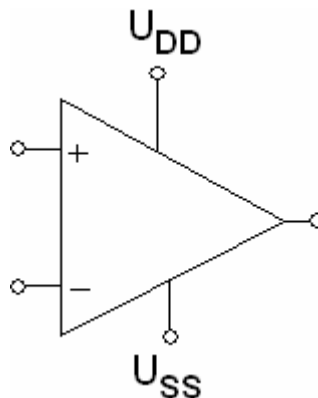
Pro ideální zesilovač *CFA* také platí, že s rostoucím ziskem zesilovače se nemění šířka přenášeného pásma. U reálného zesilovače *CFA*, ale k určitému poklesu dochází. Tento pokles způsobuje výstupní odpor vstupního sledovače R_A a je tím větší, čím větší výstupní odpor vstupního sledovače je. Proto požadujeme, aby byla jeho hodnota co nejnižší. Obvykle se jeho hodnota pohybuje, v řádu desítek až stovek ohmů. Další výhodou tohoto typu zesilovače je, že má velkou rychlost přeběhu mnohem vyšší, než zesilovače *VFA*. Například zesilovač *CFA OPA 2674* od společnosti *Texas instrument* má rychlost přeběhu $SR = 2000 \text{ V}/\mu\text{s}$ [18]. Velká hodnota rychlosti přeběhu, znamená rychlé doby náběhu a sestupu signálu, což, snižuje intermodulační zkreslení [3]. Typickým parametrem, který charakterizuje zesilovač *CFA* je transimpedance Z . Ve vnitřní struktuře plní stejnou funkci jako zisk u zesilovače *VFA* [6,10]. Transimpedance Z určuje zesílení zesilovače *CFA*.



Obr.2: Značení operačního zesilovače *CFA* [15]

1.2 Porovnání zesilovače *CFA* a *VFA*

Starším typem zesilovače je zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou. Jeho počátky jsou v 40 letech minulého století, kdy se s využitím externích prvků využíval k realizaci matematických operací. Odtud také pochází jeho název operační zesilovač. Operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou *CFA* se objevil později, asi před 30 roky, ale pouze před několika roky se začal více využívat. K tomu aby se zesilovače *CFA* více rozšířili brání jejich malá přesnost [6,10,15].



Obr.3: Symbol pro operační zesilovač *VFA* [15]

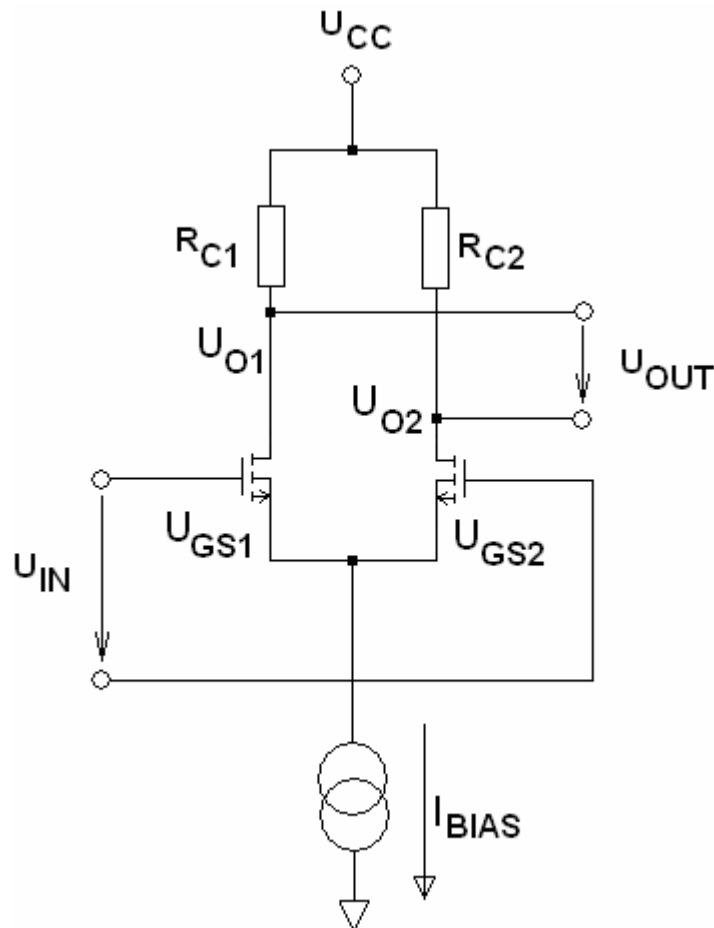
VFA je tedy používanější zesilovač, protože existuje celá řada kombinací zapojení, vnitřní kompenzace a pouzder tohoto zesilovače. Při implementaci máme na výběr z více možností, než u zesilovače *CFA*. Nevýhodou zesilovače *VFA* je jeho limitovaná šířka pásma. Tu má zesilovač *CFA* limitovanou také, ale ne tak výrazně [10,15].

VFA má výbornou přesnost, což je žádoucí v *nf* aplikacích. Kromě toho existuje celá řada dalších aplikací, kromě zesílení signálu, která se provádí v *nf* oblasti. Naštěstí preciznost není vyžadována u většiny *vf* aplikací, kde je zesílení nebo filtrování signálu rozhodující. A to je právě oblast použití zesilovačů *CFA* [6,10,15].

Velká přesnost zesilovače *VFA* je ovlivněna vstupním diferenčním zesilovačem viz. obr.4. Ten určuje většinu vlastností zesilovače *VFA*. Je důležité, aby byly tranzistory diferenčního páru v souběhu, což znamená, aby měly stejné rozměry a byly blízko u sebe, aby se eliminoval vliv teploty [10,15].

Pokud bude napětí $U_{GS1} = U_{GS2}$ potom budou stejné i proudy tekoucí jednotlivými větvemi a budou si rovny i výstupní napětí $U_{O1} = U_{O2}$. Pokud dojde k malým změnám napětí U_{GS1} oproti napětí U_{GS2} , dojde ke změně kolektorových proudů a ke změně výstupního napětí diferenčního páru U_{OUT} [10,15]. Pokud dojde vlivem teploty nebo jiných externích podmínek,

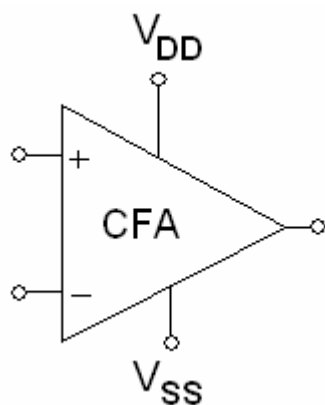
ke změně zesilovacího činitele nebo hodnoty U_{GS} obou tranzistorů, tak nedojde ke změně výstupního napětí. Takže pro diferenční zesilovač se dá říct, že malá změna U_{GS1} oproti U_{GS2} způsobí velkou změnu výstupního napětí U_{O1} a U_{O2} , ale změna teploty nebo jiných externích podmínek teoreticky žádnou změnu nevyvolá [10,15].



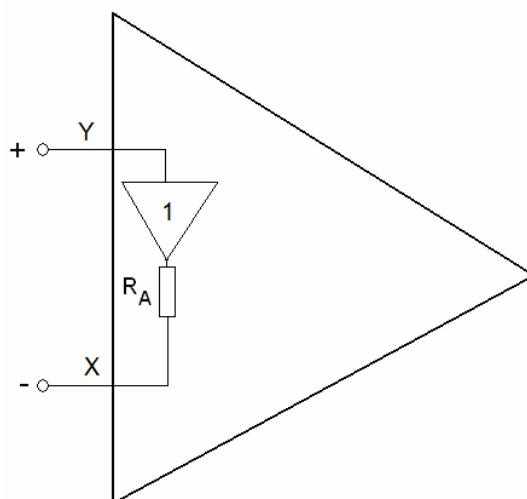
Obr.4: Vstupní diferenční zesilovač zesilovače VFA [10]

Operační zesilovač CFA viz.obr.5 nemá na vstupu diferenční zesilovač jako VFA, ale obsahuje napěťový sledovač viz.obr.6. Vstup a výstup tohoto sledovače se velmi liší ve vstupní impedanci. Sledovač nemůže potlačit souhlasné vstupní napětí způsobené driftem, protože k tomu nemá žádnou možnost. Vstupní proud způsobí napěťový skok na výstupním odporu R_A vstupního sledovače a neexistuje způsob jak tento napěťový skok odlišit od vstupního signálu. Obvodové zapojení zesilovače CFA bylo zvoleno pro zesilování vysokých frekvencí a jde o zesilovač s proudově řízeným ziskem a proudově dominantním vstupem. Protože pracuje ve smíšeném, ale hlavně proudovém módu, tak u něho nevzniká problém

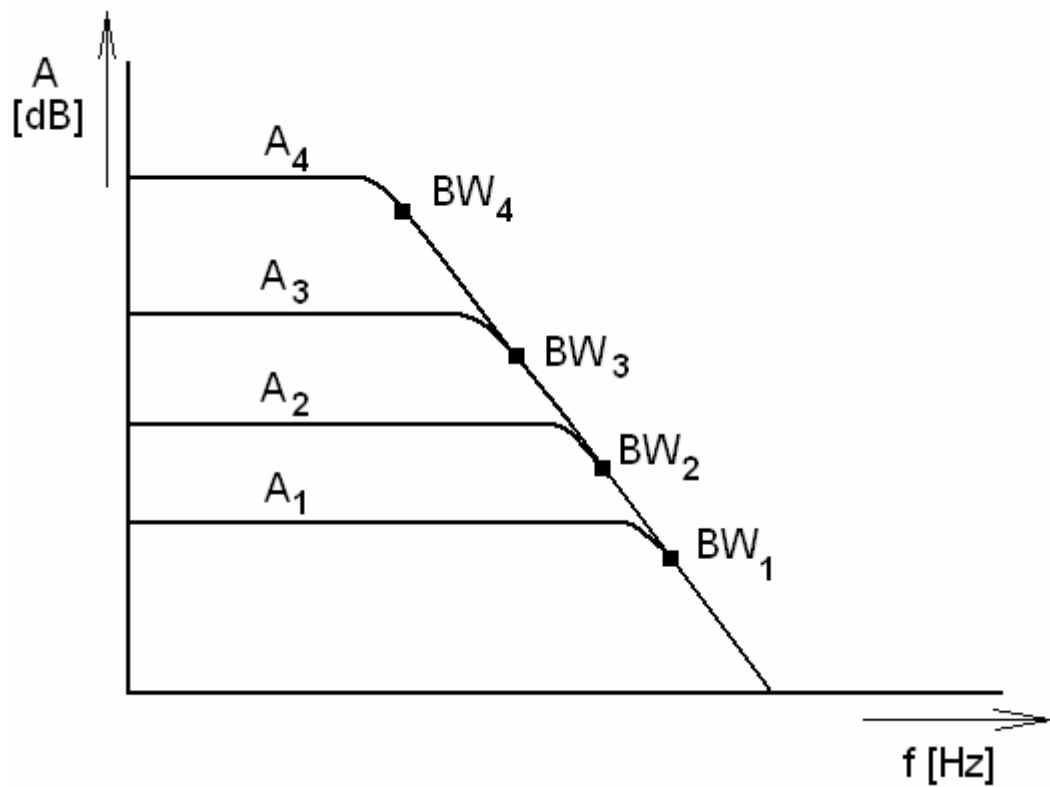
s Millerovou kapacitou jako u *VFA*. Zapojení vstupu zesilovače *CFA* sice snižuje přesnost, ale zvyšuje šířku přenášeného pásma zesilovače a rychlost přeběhu [10].



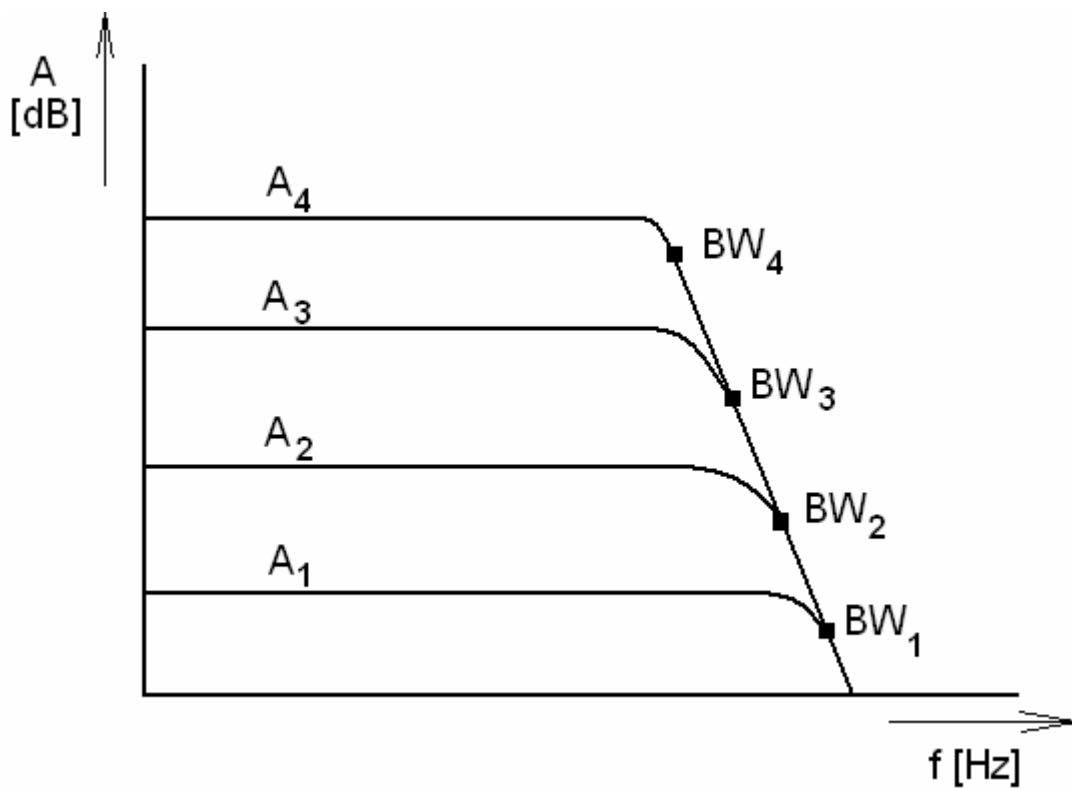
Obr.5: Symbol pro operační zesilovač *CFA* [15]



Obr.6: Vstupní napěťový sledovač zesilovače *CFA* [10]



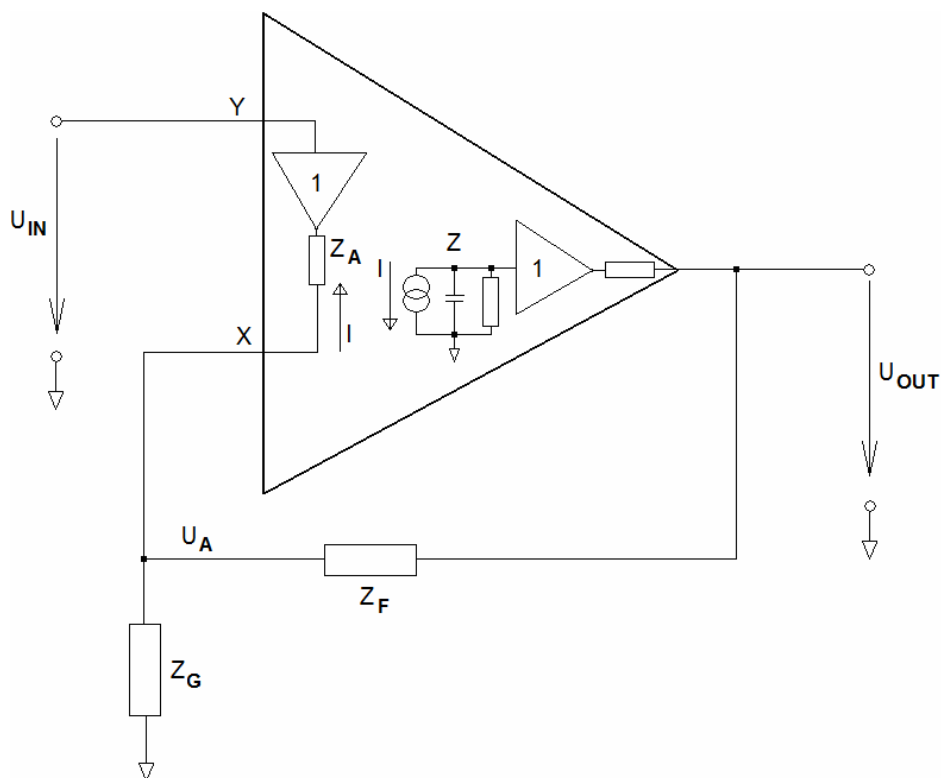
Obr.7: Změna šířky přenášeného pásma v závislosti na zesílení zesilovače VFA [6,10]



Obr.8: Změna šířky přenášeného pásma v závislosti na zesílení zesilovače CFA [6,10]

1.3 Neinvertující zapojení zesilovače CFA

Při analýze neinvertujícího zapojení CFA viz.obr.9 se předpokládá, že je zisk napěťových sledovačů ve vnitřní struktuře roven $A = 1$ a při výpočtech se tedy neuvažuje. Dalším zjednodušením je, že se zanedbává výstupní impedance výstupního sledovače, protože ta se ve většině případů neuplatní. Vztít v úvahu její hodnotu by se mělo v případě, kdy by na výstupu byla zátěž s nízkou impedancí nebo kapacitní zátěž [10].



Obr.9: Vnitřní struktura zesilovače CFA se zavedenou zpětnou vazbou [10]

Pro výstupní napětí platí rovnice :

$$U_{OUT} = Z \cdot I \quad (1)$$

Pro proud I platí rovnice :

$$I = \frac{U_A}{Z_G} - \frac{U_{OUT} - U_A}{Z_F} \quad (2)$$

Pro hodnotu napětí U_A platí :

$$U_A = U_{IN} - I \cdot Z_A \quad (3)$$

Tyto tři rovnice jsme si vyjádřili proto, že pomocí nich určíme zisk zesilovače s uzavřenou zpětnou vazbou [10].

Pro zisk s uzavřenou zpětnou vazbou tedy platí :

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{\frac{Z \cdot (1 + \frac{Z_F}{Z_G})}{Z_F \cdot (1 + \frac{Z_A}{Z_F \parallel Z_G})}}{1 + \frac{Z}{Z_F \cdot (1 + \frac{Z_A}{Z_F \parallel Z_G})}} \quad (4)$$

Pokud bychom chtěli tuto rovnici zjednodušit a uvažovali by jsme, že je výstupní impedance vstupního sledovače rovna nule, přešla by rovnice do tvaru [10]:

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{1 + \frac{Z_F}{Z_G}}{1 + \frac{Z_F}{Z}} \quad (5)$$

Další zjednodušení spočívá v tom, že je-li hodnota transimpedance Z dostatečně vysoká, tak se člen Z_F/Z blíží nule a rovnice přejde do tvaru [10] :

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = 1 + \frac{Z_F}{Z_G} \quad (6)$$

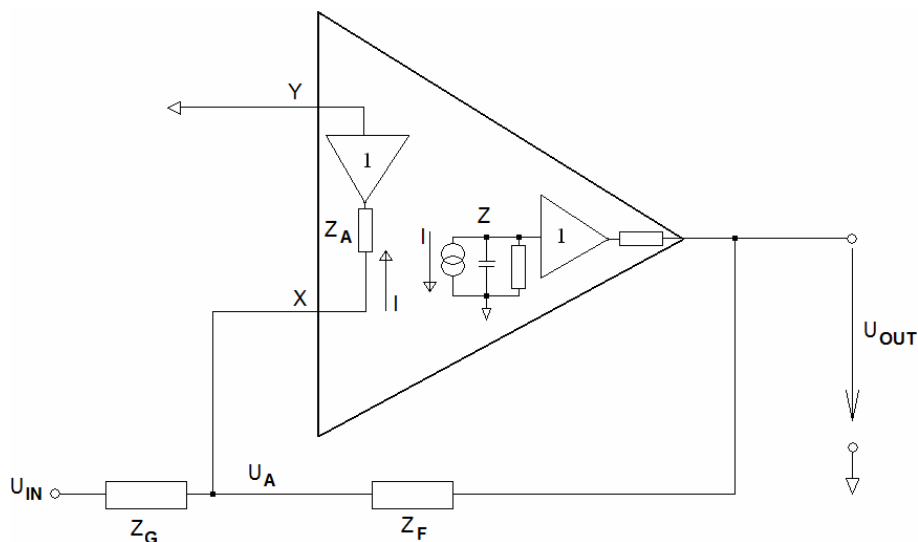
Tato zjednodušená rovnice pro zisk zesilovače v neinvertujícím zapojení je stejná jako pro zisk zesilovače *VFA*. Pro *VFA* je, ale vztah (6) přesnější, protože bereme v úvahu pouze jedno zjednodušení a to, že zesílení zesilovače je nekonečné. Pro zesilovač *CFA* jsme uvažovali dvě zjednodušení a to, že transimpedance Z je nekonečná a výstupní impedance vstupního sledovače Z_A je nulová [10].

1.4 Invertující zapojení zesilovače CFA

Invertující zapojení zesilovače viz.obr.10 je málo používané, protože impedance invertujícího vstupu je velmi malá a její velikost je [10]:

$$Z_{INV} = Z_B \parallel Z_F + Z_G \quad (7)$$

Přičemž hodnota Z_G musí být zvolena jako velká hodnota, aby se potlačil vliv Z_A . Stejně tak musí být zvolena i velká hodnota impedance Z_F pro zachování aspoň jednotkového zisku. To má ale za následek malou šířku BW . Pokud bychom zvolili malou hodnotu impedance Z_G , tak frekvenční citlivost impedance Z_A způsobí zvýšení zisku se zvyšující se frekvencí. Tyto omezení omezují použití zapojení CFA v invertujícím zapojení [10].



Obr.10: Vnitřní struktura zesilovače CFA se zavedenou zpětnou vazbou [10]

Pro vstupní uzel platí rovnice:

$$I + \frac{U_{IN} - U_A}{Z_G} = \frac{U_A - U_{OUT}}{Z_F} \quad (8)$$

Pro hodnotu napětí U_A platí [10]:

$$U_A = -I \cdot Z_A \quad (9)$$

Pro přenos zesilovače platí [10]:

$$U_{OUT} = I \cdot Z \quad (10)$$

Kombinací předchozích tří rovnic dostaneme rovnici pro zisk zesilovače v invertujícím zapojení [10]:

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = - \frac{\frac{Z}{Z_G \left(1 + \frac{Z_A}{Z_F \parallel Z_G} \right)}}{1 + \frac{Z}{Z_F \left(1 + \frac{Z_A}{Z_F \parallel Z_G} \right)}} \quad (11)$$

Pokud budeme chtít tuto rovnici zjednodušit, tak můžeme výstupní impedanci Z_A vstupního sledovače považovat za nulovou a rovnice pro přenos přejde do tvaru [10]:

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = - \frac{\frac{1}{Z_G}}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{Z_F}} \quad (12)$$

Protože hodnota transimpedance Z je velmi vysoká, můžeme pro další zjednodušení považovat člen $1/Z$ za nulový a přenos bude [10] :

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = - \frac{Z_F}{Z_G} \quad (13)$$

Opět jsme obdrželi stejnou rovnici, která platí i pro zesilovač *VFA*. Opět platí, že tato rovnice přesněji popisuje zisk zesilovače *VFA*, než *CFA* protože v případě *CFA* jsme vzali v úvahu dva zjednodušující předpoklady, ale v případě *VFA* se bere v úvahu pouze jeden předpoklad a to nekonečné zesílení zesilovače [10].

1.5 Parametry operačních zesilovačů

„Parametry zesilovačů můžeme rozdělit do několika skupin podle různých hledisek. Každý aktivní prvek má omezenou pracovní oblast, ve které se vůči signálu jeví jako víceméně lineární. Ale i v této pracovní oblasti není nikdy dokonale lineární. Pokud nelinearitu zanedbáme, můžeme vlastnosti linearizovaného zesilovače popsat lineárními parametry. Po překročení pracovní oblasti se jeho nelinearita začne projevovat intenzivněji. Velmi často se pro zesilovače udávají jmenovité parametry za definovaných podmínek“ [3]. Mezi tyto jmenovité parametry patří:

Diferenční vstupní napětí U_D [μV]

Je napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem OZ . Pokud je napětí na neinvertujícím vstupu označeno jako u_+ a na invertujícím u_- , tak pro U_D platí [10]:

$$U_D = (u_+) - (u_-) \quad (14)$$

Vstupní proud I_I [mA]

Tento chybový proud vtéká do vstupu OZ . Většinou se udává v absolutní hodnotě [10].

Vstupní offsetový proud I_{IO} [μA]

Udává rozdíl mezi proudy, které vtékají do vstupů operačního zesilovače [10].

Vstupní offsetové napětí U_{IO} [mV]

Jde o chybové napětí na vstupu zesilovače. Měří se tak, že se vstupy uzemní a změří se napětí na výstupu zesilovače. Pokud výstupní napětí podělíme zesílením zesilovače získáme vstupní offset U_{IO} . S napěťovým i proudovým offsetem souvisí drift, který udává změnu offsetového napětí nebo proudu s teplotou [10].

Transimpedance Z_T [$k\Omega$]

Je to frekvenčně závislý parametr, udávající změnu výstupního napětí, v závislosti na proudu, který vtéká do transimpedance. Proud tekoucí do transimpedance je proud, který je kopírován z invertujícího vstupu zesilovače [10].

Transrezistance R_T [$k\Omega$]

Udává změnu ss napětí v závislosti na ss proudu, který vtéká do invertujícího vstupu OZ [10].

Vstupní odpor neinvertující svorky R_{IN+} [$k\Omega$]

Protože jde o napěťový vstup, tak by měl být co největší. V ideálním případě by měl být nekonečný [10].

Vstupní odpor neinvertující svorky R_{IN-} [Ω]

Protože jde o proudový vstup, tak by měl vstupní odpor co nejmenší v ideálním případě nulový [10].

Celkový rozptylový výkon P_{DISS} [mW]

Jde o výkon rozptýlený pouzdem operačního zesilovače a zahrnuje i výkon dodávaný do zátěže. Může se měnit v závislosti na okolní teplotě [10].

Zisk s otevřenou zpětnou vazbou A_{OL} [dB]

Udává změnu výstupního napětí v závislosti na změně napětí na vstupu zesilovače bez zpětné vazby. Měří se pro stejnosměrné napětí.

$$A_{OL} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = 20 \cdot \log \frac{R_T}{R_A} [dB] \quad (15)$$

Zisk s uzavřenou zpětnou vazbou A_{CL} [dB]

Udává jak se změní zisk zesilovače po zavedení zpětné vazby. Hodnota tohoto parametru je závislá na volbě hodnot rezistorů ve zpětné vazbě [10].

Potlačení souhlasného signálu CMR [dB]

Pokud spojíme vstupy zesilovače a budeme měnit vstupní napětí těchto vstupů, tak by mělo být výstupní napětí nulové. To platí pouze pro ideální zesilovač. U reálného se na výstupu nějaké napětí objeví. Hodnotu CMR určíme ze vztahu [15]:

$$CMR = 20 \cdot \log \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} [dB] \quad (16)$$

Potlačení vliv změny napájecího napětí SVR [dB]

Při změně hodnoty napájecího napětí, je žádoucí, aby se výstupní napětí zesilovače neměnilo. U reálného zesilovače se změna napájecího napětí na hodnotě výstupního napětí projeví [15].

$$SVR = 20 \cdot \log \frac{U_{CC} + \Delta U_{CC}}{U_{OUT} + \Delta U_{OUT}} [dB] \quad (17)$$

Výstupní impedance Z_o [Ω]

Frekvenčně závislá impedance je umístěna v sérii s výstupem OZ . Vyžaduje se, aby byla co nejnižší ideálně nulová [10].

Rychlost přeběhu SR [V/ μ s]

Udává o jakou hodnotu se může změnit výstupní napětí za časový okamžik. Tato hodnota se většinou udává pro dobu $t = 1 \mu$ s. Zároveň platí, že čím je větší rychlost přeběhu, tím větší je šířka přenášeného pásma BW a menší nelineární zkreslení. To má velký vliv na kvalitu přenášeného signálu [9,10].

Mezní napájecí napětí $\pm U_{CCMAX}$ [V]

Udává minimální a maximální hodnotu, kterou můžeme použít jako napájecí napětí [15].

Mezní rozdílové napětí U_{IDMAX} [V]

Udává mezní hodnotu napětí mezi kladným a záporným vstupem. Překročení této hodnoty může vést ke zničení obvodu [15].

Napájecí proud I_{CC} [mA]

Představuje proud odebíraný z napájecích zdrojů při nulovém vstupním napětí [10,15].

Rozsah pracovních teplot

Udává v jakém teplotním rozsahu bude operační zesilovač ještě pracovat [15].

Výstupní proud nakrátko I_{Os} [mA]

Jde o proud, který dodá operační zesilovač do zkratu proti zemní svorce [15].

Maximální ztrátový výkon P_{TOT} [mW]

Tento výkon představuje výkonovou ztrátu, kterou může operační zesilovač vyžářit ve formě tepla do okolí. Hodnota tohoto parametru závisí jak na vnitřní struktuře zesilovače, tak na typu pouzdra. Kovové pouzdro umožňuje vyžářit větší ztrátový výkon, než pouzdro plastové. Hodnota P_{TOT} uvedená v katalogu odpovídá nominální teplotě $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. S rostoucí teplotou okolí se hodnota výkonu P_{TOT} musí snížit jinak hrozí zničení obvodu [9,15].

Šumové vlastnosti zesilovačů

„Šumy rezistorů, tranzistorů a dalších prvků způsobují problémy při zpracování slabých signálů jejichž výkon je srovnatelný s výkonem šumu. Parametr, udávající nejslabší vstupní signál při zachování požadovaného poměru signál / šum, je citlivost. Udává se např. v dBmW . To znamená, že údaj -20 dBmW znamená, že pro zachování předepsaného poměru signál/šum na výstupu zesilovače stačí na jeho vstupu signál, jehož výkon leží 20 dB pod 1 mW “ [3].

Zkreslení výstupního signálu

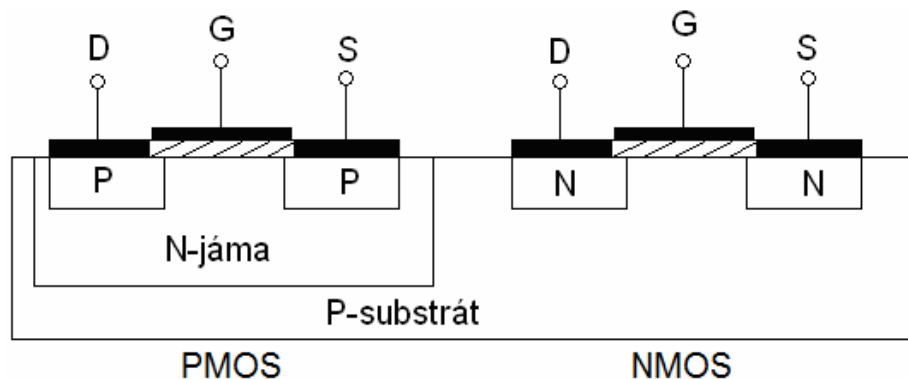
„V ideálním případě je výstupní signál násobkem A vstupního signálu“ [3]. U reálného zesilovače ke zkreslení vždy dochází. Zkreslení se měří, tak že se na vstup přivede harmonický signál a zkreslení se určí z výstupního signálu. Můžeme určit celkové harmonické zkreslení THD (*total harmonic distortion*) [3,11,12].

$$THD = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}} \quad (18)$$

Zmenšení THD docílíme zavedením záporné zpětné vazby. Tím, ale klesne zesílení a zmenší se citlivost [3].

1.6 CMOS technologie

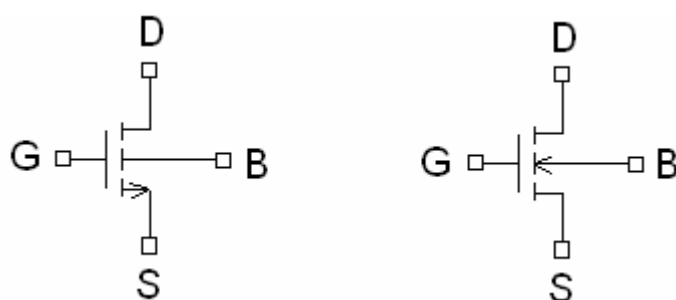
Zkratka *CMOS* znamená *complementary metal oxide semiconductor*. *Complementary* značí souměrnost což znamená, že typický obvod s *CMOS* tranzistory používá souměrnou dvojici tranzistorů *PMOS* a *NMOS* viz.obr.11. Klasickým případem použití komplementárního zapojení je invertor [16,17].



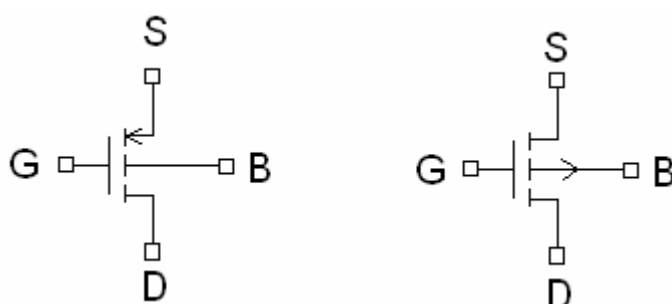
Obr.11: Struktura *PMOS* a *NMOS* tranzistoru na čipu

Jednotlivé tranzistory se označují jako *MOSFET*. Tato zkratka znamená *metal oxide semiconductor field effect* tranzistor [17]. Název vychází z uspořádání tohoto tranzistoru. Pod kovovou elektrodou *Gate* se nachází tenká vrstva izolantu, která odděluje kovovou elektrodu od polovodičového materiálu. Jako izolant se používá tenká vrstva oxidu křemičitého SiO_2 . Tloušťka této vrstvy je kolem 1,2 nm. V modernějších technologiích se, ale přechází na izolant, který se označuje jako *high K-dielektrikum*. Tloušťka izolační vrstvy u tohoto typu izolantu je kolem 3 nm. Výhodou *high K-dielektrika* je, to že jím prochází zhruba 100x menší proud než přes SiO_2 .

MOSFET je tranzistor, který se skládá ze čtyř elektrod. Jsou to: *Source*, *Drain*, *Gate* a *Bulk*. *Gate* je izolovaná řídicí elektroda jejímž potenciálem ovlivňujeme vodivost kanálu. Znamená to, že se potenciálem svorky *Gate* ovlivňuje velikost proudu I_{DS} , který protéká mezi *Drain* a *Source*. Pro *NMOS* je potřebný kladný potenciál na *Gate*, který se v polovodiči vyrovná záporným potenciálem, který tak vytvoří vodivý kanál. Pro *PMOS* je potřeba záporné napětí na svorce *Gate*. Čtvrtá svorka typická pro *MOS* tranzistor je *Bulk*, kterým se ovlivňuje předpětí substrátu. To se také označuje jako *Bulk effect* [2,12,17]



Obr.12: Značka a značení vývodů *NMOS* tranzistoru



Obr.13: Značka a značení vývodů *PMOS* tranzistoru

1.6.1 Princip činnosti *MOS* tranzistoru

Princip činnosti budeme vysvětlovat pro *NMOS* tranzistor. Pokud na tranzistor připojíme napětí $U_{DS} > 0$ V a na svorce *Gate* bude napětí $U_{GS} = 0$ V, tak bude proud I_{DS} tekoucí z *Drain* do *Source* velmi malý řádově ve stovkách nA [12,17]. Velikost protékajícího proudu závisí na velikosti napětí U_{DS} a na měrném odporu polovodičového materiálu. Po přiložení určitého kladného napětí U_{GS} přiteče na *Gate* kladný náboj. Tento kladný náboj způsobí, že se z druhé strany izolantu začne vyrovnávat záporným nábojem, který je přitahován z objemu polovodiče typu-*P*. „Majoritní díry budou od povrchu odpuzovány a na jejich místě zůstanou záporné neionizované nepohyblivé akceptory tvořící oblast prostorového náboje o tloušťce 0,1 až 10 μm v závislosti na úrovni dotace a velikosti přiloženého napětí“ [17]. Přiložení určitého kladného napětí U_{GS} také způsobí to, že nastane ohyb energetických hladin v polovodiči směrem dolů. To znamená, že se sníží bariéra, kterou musí elektrony překonávat. S rostoucím napětím U_{GS} roste i ohyb energetických hladin. „Při dosažení určitého napětí, které se označuje jako prahové napětí U_{TH} (*tres-hold*), bude ohyb energetických hladin tak

velký, že na povrchu polovodiče bude koncentrace elektronů rovna koncentraci děr v objemu polovodiče“ [17]. Pokud budeme napětí U_{GS} dále zvyšovat nad hodnotu U_{TH} nebude už ohyb energetických hladin tak velký a oblast prostorového náboje se také nebude výrazněji rozšiřovat. Pokud ale bude platit podmínka $U_{GS} > U_{TH}$ bude u povrchu polovodiče platit, že $n \gg p$ a u povrchu polovodiče tak vznikne inverzní vrstva [17]. To znamená, že v polovodiči typu- P se vytvoří malá oblast typu- N . Tato oblast typu- N tvoří vodivý kanál, který vodivě spojuje oblasti $Source(N+)$ a $Drain(N+)$ [17]. „Volné elektrony v kanálu tvoří pohyblivý náboj o velikosti“ [17]:

$$Q = C_{OX} \cdot (U_{GS} - U_{TH}) \quad (19)$$

$$Q = \frac{\epsilon_{OX}}{t_{OX}} \cdot (U_{GS} - U_{TH}) \quad (20)$$

Tranzistorový jev u MOS tranzistoru, spočívá v ovládní proudu I_{DS} napětím U_{GS} . Na kanál tranzistoru působí současně podélné a příčné elektrické pole, přičemž podélné pole je dáno napětím U_{DS} a příčné je dáno napětím U_{GS} . „Narůstá-li hodnota napětí U_{DS} , snižuje se přednostně úbytek napětí na oxidu v okolí $Drain$ a tím i koncentrace elektronů v inverzní vrstvě“ [17]. „Protože potenciál podél kanálu narůstá od $Source$ k $Drain$, zužuje se kanál ve stejném směru jak narůstá působnost napětí U_{DS} proti U_{GS} “ [17].

1.6.2 Režimy činnosti MOS tranzistoru

První oblastí, ve které se může tranzistor nacházet je oblast, kterou označujeme jako *cut-off* oblast. Pokud se tranzistor nachází v této oblasti tak, to znamená, že je hodnota napětí U_{GS} menší než hodnota prahového napětí U_{TH} . V kanálu tranzistoru protéká malý proud. V lineárním režimu se tranzistor chová jako rezistor i když charakteristiky nejsou úplně lineární. Tento režim platí pro malý rozsah napětí U_{DS} . Poslední oblastí, ve které tranzistor pracuje je saturační oblast. Je to jeho nejpoužívanější oblast. Platí v ní, že hodnota napětí U_{DS} musí být větší, než rozdíl napětí ($U_{GS} - U_{TH}$). Podle toho v jaké oblasti tranzistor pracuje, se liší i vzorec pro výpočet proudu I_{DS} tekoucí tranzistorem [12,17].

V lineárním režimu platí :

$$I_{DS} = \mu_0 \cdot C_{OX} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot \left[(U_{GS} - U_{TH}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad (21)$$

Nebo :

$$I_{DS} = \beta \cdot \left[(U_{GS} - U_{TH}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad (22)$$

V saturačním režimu platí pro proud I_{DS} vztah :

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_{TH})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad (23)$$

Kde β je transkonduktanční parametr :

$$\beta = \mu_0 \cdot C_{OX} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \quad (24)$$

μ_0 - je pohyblivost nosičů v kanálu

C_{OX} - je kapacita oxidu na jednotku plochy

W, L - jsou rozměry kanálu.

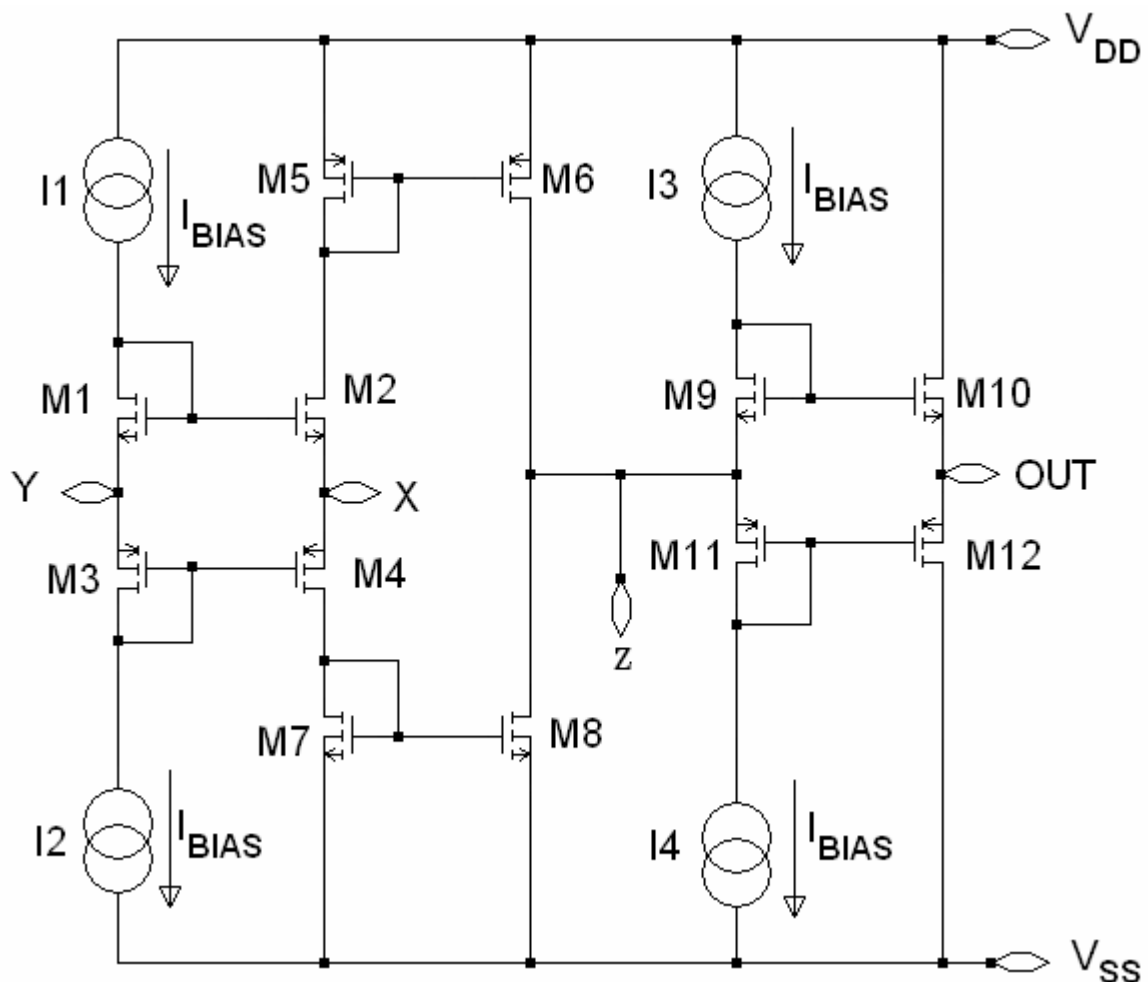
1.6.3 Parametry technologie AMIS 0,7 μm

Tab.1: Parametry technologie AMIS 0,7 μm

L_{MIN} [μm]	0,7
V_{THN} [V]:	0,75
V_{THP} [V]:	-1
K_{PN} [$\mu A/V^2$]:	95
K_{PP} [$\mu A/V^2$]:	32
$\langle V_{DD}; V_{SS} \rangle$ [V]:	$\langle 5; 0 \rangle$ $\langle 2,5 ; -2,5 \rangle$

2 Praktická část

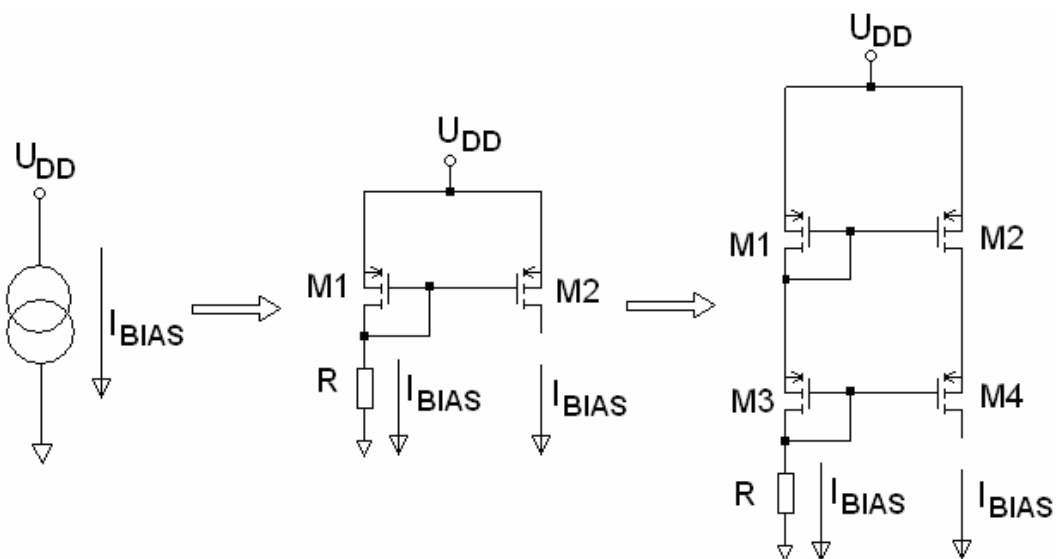
Návrhový postup pro zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, byl vytvořen pro technologii AMIS $0,7 \mu\text{m}$ a pro zapojení viz.obr.14. Zapojení zesilovače se skládá ze základních funkčních bloků a ideálních proudových zdrojů. Tyto ideální proudové zdroje byly nahrazeny reálnými proudovými zdroji viz. kapitola 2.1. Tranzistory M_1-M_4 a M_9-M_{12} tvoří vstupní respektive výstupní napěťový sledovač. Tranzistory M_5-M_8 tvoří jednoduchá proudová zrcadla. Vstup Y je neinvertující vstup zesilovače, X je invertující. Svorka Z značí transimpedanční uzel.



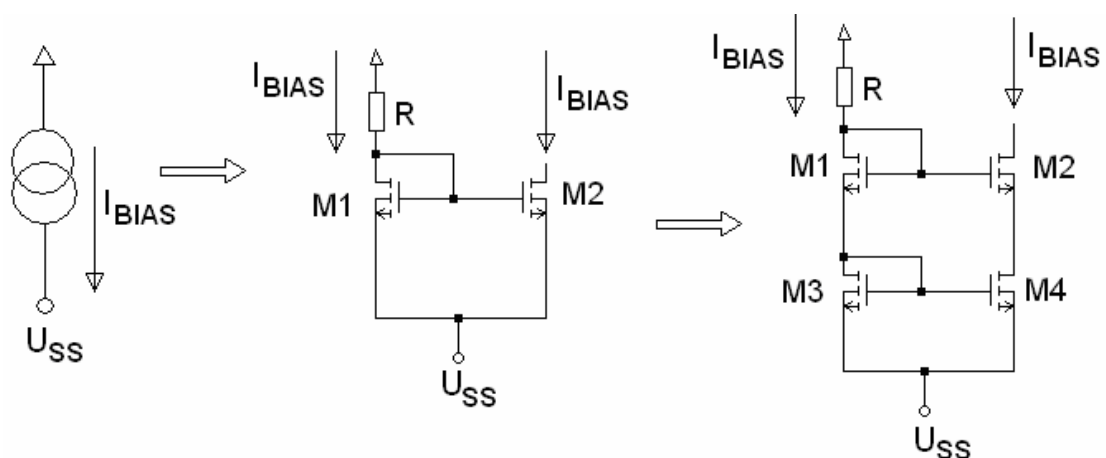
Obr.14: Vnitřní struktura zesilovače s proudovou zpětnou vazbou

2.1 Volba proudových zdrojů

Ideální zdroj proudu ze základního zapojení zesilovače viz.obr.14, musíme nahradit reálným zdrojem proudu složeným z tranzistorů. Existuje více zapojení, které můžeme použít. V této kapitole se zabýváme volbou vhodného zapojení reálného zdroje proudu a tím jaký vliv má tento zdroj proudu na parametry celého zesilovače. Konkrétně se zabýváme jednoduchým a kaskodovým zdrojem proudu viz.obr.15,16.



Obr.15: Ideální zdroj proudu, jednoduchý zdroj proudu a kaskodový zdroj proudu v *PMOS* provedení [12]



Obr.16: Ideální zdroj proudu, jednoduchý zdroj proudu a kaskodový zdroj proudu v *NMOS* provedení [12]

Mezi jednoduchým a kaskodovým zdrojem proudu je několik rozdílů. Kaskodové zapojení má mnohem větší výstupní odpor a při podobných parametrech zrcadel zabírá na čipu menší plochu. Z toho důvodu že, si můžeme dovolit použít minimální použitelnou délku kanálu L_{MIN} tranzistorů dané technologie. To sice u jednoduchého zdroje proudu můžeme taky, ale potom je výstupní odpor velmi nízký. Aby měl větší hodnotu musíme zvětšit délku kanálu tranzistorů, čímž ale vzroste plocha kterou budou jednoduché proudové zdroje na čipu zabírat. Nevýhodou kaskodového zapojení je, že potřebuje na výstupu proudového zdroje větší minimální napětí.

Tab.2: Srovnání parametrů jednoduchého a kaskádového zdroje proudu

Parametr	JPZ	Kaskoda
L [μm]	3,5	0,7
W_P [μm]	547	109
V_{GS}-V_{TH} [V]	0,2	0,2
I_{BIAS} [μA]	100	100
R_{SET} [kΩ]	13,3	3,1
V_{OUT MIN} [V]	0,2	1,4
R_{OUT} [MΩ]	0,9	4,2
S [μm²]	3829	305

Kde R_{SET} je rezistor, kterým se nastavuje biasovací proud I_{BIAS} . S značí plochu, kterou zrcadlo zabírá na čipu.

Pro náš zesilovač jsme zvolili jako proudový zdroj kaskodové zapojení tranzistorů, protože tím získáme větší odpor na neinvertujícím vstupu zesilovače a větší hodnotu transrezistance R_T a tím i zisku A_{OL} než při použití jednoduchého proudového zdroje. Zároveň to, ale znamená že budeme potřebovat vyšší minimální napájecí napětí, než při použití jednoduchého proudového zrcadla.

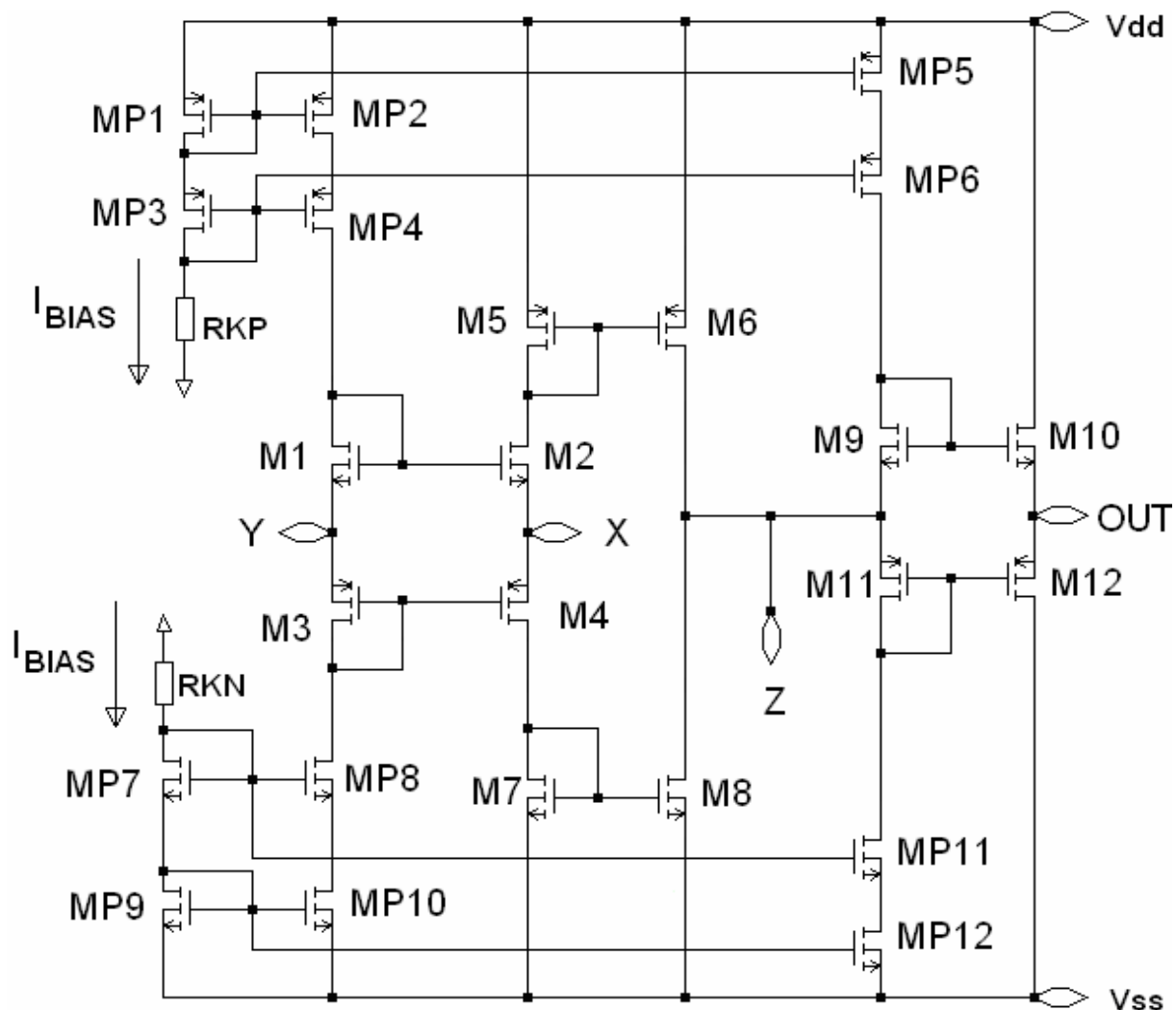
2.1.1 Kaskodový zdroj proudu

Při návrhu tohoto bloku můžeme ovlivnit délku kanálu L , hodnotu napětí ($V_{GS}-V_{TH}$) a protékající proud I_{BIAS} . Prvním z důležitých parametrů, jehož hodnotu musíme vhodně zvolit je délka kanálu L . Tu můžeme teoreticky zvolit jako $L = L_{MIN} = 0,7 \mu m$. Vhodnější je, ale zvolit větší hodnotu, protože tím omezíme vliv modulace délky kanálu tranzistoru, což negativně ovlivňuje výstupní odpor R_{OUT} kaskodového zapojení. Další důvod proč zvolit větší hodnotu, než minimální délku kanálu je ten, že při výrobě čipu není výrobní proces tak dokonalý, že by dokázal vyrobit rozměry tranzistorů přesně podle našich požadavků, takže vždy vzniká určitá chyba v rozměrech kanálu jednotlivých tranzistorů. Tato chyba se projeví, tím víc čím budou kanály tranzistorů menší. V tab.3 jsou uvedeny rozměry tranzistorů pro dvě navržené kaskody. U první kaskody byla zvolena minimální délka kanálu $L_{MIN} = 0,7 \mu m$. U druhé kaskody byla zvolena délka kanálu $L = 2 \mu m$. Z tab.3 je vidět, jak se změní biasovací proud I_{BIAS} po výrobě čipu, pokud uvažujeme, že při výrobě struktury vznikne určitá chyba v rozměrech kanálu tranzistorů.

Tab.3: Vliv výrobního procesu na parametry kaskody

	Simulace	
	Kaskoda 1	Kaskoda 2
L [μm]	0,7	2
W_P [μm]	109	312
I_{BIAS} [μA]	100	100
	Rozměry kanálu po výrobě s chybou rozměrů 3%	
L [μm]	0,721	2,06
W_P [μm]	112,3	321,4
I_{BIAS} [μA]	97,4	99,98
Chyba [μA]	2,6	0,02
Chyba [%]	2,6	0,02

Po implementaci kaskodových zdrojů proudu do struktury zesilovače bude konečné zapojení zesilovače vypadat následovně viz.obr.17.



Obr.17: Vnitřní struktura zesilovače po implementaci kaskádových zdrojů proudu

Tab.4: Označení jednotlivých rozměrů tranzistorů

Blok	Tranzistory	Označení délky kanálu	Označení šířky kanálu	
Vstupní sledovač	M ₁ až M ₄	L _{SI}	W _{SIN}	W _{SIP}
Výstupní sledovač	M ₉ až M ₁₂	L _{SO}	W _{SON}	W _{SOP}
Proudové zdroje	M _{P1} až M _{P12}	L _P	W _{PN}	W _{PP}
Proudová zrcadla	M ₅ až M ₈	L _Z	W _{ZN}	W _{ZP}

2.2 Návrhový postup zesilovače CFA

Návrhový postup zesilovače CFA probíhá v několika krocích. Uživatel si musí zvolit pět vstupních parametrů, které charakterizují zesilovač. Tato volba není libovolná, ale je potřeba dodržet definované oblasti, které jsou při volbě v návrhovém prostředí uvedeny a pro které návrhový postup platí. Mezi uživatelem volené parametry patří:

- § Volba napájecího napětí V_{DD} , V_{SS}
- § Příkon zesilovače P
- § Zisk s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL}
- § Zisk s uzavřenou smyčkou zpětné vazby A_{ZV}
- § Přenášená šířka pásma zesilovače s uzavřenou smyčkou zpětné vazby BW_{ZV}

2.2.1 Volba napájecího napětí V_{DD} , V_{SS} a příkonu P

V závislosti na této volbě se spočítá biasovací proud I_{BIAS} celé struktury podle vztahu:

$$I_{BIAS} = \frac{P}{(V_{DD} + |V_{SS}|) \cdot 5} \quad (25)$$

Konstanta 5 se ve jmenovateli nachází proto, že zesilovač má 5 větví, které napájíme. Referenční větev neuvažujeme, protože si v ní můžeme vhodnou volbou rozměrů kanálu tranzistorů nastavit zanedbatelnou hodnotu procházejícího proudu. Při volbě napájecího napětí jsme omezeni těmito mezními hodnotami:

Tab.5: Mezní hodnoty napájecího napětí

V_{DDMAX} [V]	2,5
V_{DDMIN} [V]	1,6
V_{SSMAX} [V]	-2,5
V_{SSMIN} [V]	-1,6

Z hlediska příkonu P jsme limitováni těmito mezemi:

Tab.6: Mezní hodnoty příkonu P

P_{MIN} [W]	0,5
P_{MAX} [W]	2,5

Minimální hodnotu příkonu P_{MIN} jsme stanovili $P_{MIN} = 0,5W$, protože s klesajícím příkonem klesá biasovací proud celé struktury. To má negativní vliv na výstupní odpor vstupního sledovače R_A . Jeho hodnota s klesajícím proudem I_{BIAS} roste a tím dochází ke snížení zesílení zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby a k zhoršení parametru GBW . Pro $P_{MIN} = 0,5 W$ získáme přijatelné vlastnosti zesilovače. Horní hranici $P_{MAX} = 2,5 W$ jsme stanovili proto že pro tento příkon ještě platí návrhový postup z hlediska frekvenčních charakteristik.

2.2.2 Výpočet výstupního odporu vstupního a výstupního sledovače napětí R_A, R_B

Hodnota výstupního odporu R_A vstupního sledovače napětí, má vliv na zisk zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL} a na parametr GBW zesilovače, jehož hodnota ovlivňuje šířku přenášeného pásma. Naším požadavkem bylo navrhnout rozměry kanálu tranzistorů M_1-M_4 a M_9-M_{12} , tak aby byly odpory R_A a R_B co nejnižší. Z hlediska návrhu je tedy nastavená délka kanálů L_{SI} a L_{SO} , těchto tranzistorů na hodnotu $L = 0,7 \mu m$ a hodnota napětí je nastavena na $(V_{GS}-V_{TH}) = 0,15 V$. Jediný parametr, který si nevolíme přímo je biasovací proud I_{BIAS} . Pokud nám hodnota odporu R_A nebo R_B nevyhovuje a požadujeme menší hodnotu, tak musíme zvýšit příkon P , čímž zvýšíme biasovací proud I_{BIAS} , jehož zvýšení, zvětší šířky kanálu tranzistorů M_1-M_4 a M_9-M_{12} , což sníží hodnotu odporu R_A a R_B . Šířky kanálu tranzistorů ve vstupním a výstupním sledovači se dopočítají z rovnice pro MOS tranzistor v saturaci:

$$W_{SIN} = W_{SON} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot L}{K_{PN} \cdot (V_{GS} - V_{THN})^2} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}}{K_{PN} \cdot (0,15)^2} \quad (26)$$

$$W_{SIP} = W_{SOP} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot L}{K_{PP} \cdot (V_{GS} - V_{THN})^2} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot 0,7 \cdot 10^{-6}}{K_{PP} \cdot (0,15)^2} \quad (27)$$

Po výpočtu šířek kanálů tranzistorů vstupního a výstupního sledovače M_1-M_4 a M_9-M_{12} , se spočítá jaký je jejich výstupní odpor R_A a R_B . Hodnota odporů R_A a R_B je spočítána jako paralelní kombinace výstupního odporu tranzistoru M_1 a M_3 respektive M_9 a M_{11} . Výstupní odpor $NMOS$ tranzistoru M_1 a M_9 je označen jako R_N a výstupní odpor $PMOS$ tranzistoru M_3 a M_{11} jako R_P . Pro odpor R_N a R_P platí:

$$R_N = \frac{1}{\sqrt{\frac{2 \cdot K_N \cdot I_{BIAS} \cdot W_N}{L_S}}} \quad (28)$$

$$R_P = \frac{1}{\sqrt{\frac{2 \cdot K_P \cdot I_{BIAS} \cdot W_P}{L_S}}} \quad (29)$$

Výstupní odpory sledovačů napětí R_A a R_B jsou spočítány jako paralelní kombinace odporů R_N a R_P .

$$R_A = R_B = \frac{R_N \cdot R_P}{R_N + R_P} \quad (30)$$

Z hlediska návrhového postupu je důležitá frekvence druhého pólu f_2 zesilovače, který se nachází na výstupu vstupního sledovače. Aby byl zesilovač stabilní musí platit podmínka, že frekvence druhého pólu musí být na frekvenci, která je desetkrát vyšší, než je parametr GBW zesilovače. Kurčení frekvence druhého pólu potřebujeme znát velikost parazitní kapacity C_A na výstupu vstupního sledovače. Tato parazitní kapacita se jednoduše spočítá jako:

$$C_A = 0,8 \cdot C_T \quad (31)$$

Kde C_T je parazitní kapacita v transimpedančním uzlu. Výpočet kapacity C_T je popsán v následující kapitole 2.2.3. Frekvence druhého pólu se nachází na frekvenci:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_A \cdot C_A} \quad (32)$$

2.2.3 Volba zisku zesilovače A_{OL}

Volba zisku zesilovače A_{OL} musí být taková, aby se tato hodnota nacházela v rozmezí $A_{OL} = 50$ až 60 dB. Tyto meze byly takto určeny proto, že volba zisku A_{OL} přímo ovlivňuje délku kanálu L_Z tranzistorů M_5 - M_8 , což jsou proudová zrcadla. Pro volbu zisku menší, než $A_{OL}=50$ dB bychom nemohli správně spočítat parazitní kapacitu C_T v transimpedančním uzlu, protože v tom případě by byla tato kapacita ovlivněna i rozměry kanálu tranzistorů M_9 a M_{11} . Rozměry kanálu tranzistorů M_9 a M_{11} při výpočtu parazitní kapacity C_T zanedbáváme, protože jsou jejich rozměry vzhledem k rozměrům kanálu tranzistorů M_6 a M_8 zanedbatelné. To platí pokud dodržíme dříve uvedenou podmínku, že zisk zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby bude větší, než $A_{OL} = 50$ dB. Při volbě zisku větší nebo rovno $A_{OL} = 50$ dB spočítáme parazitní kapacitu C_T s chybou v jednotkách procent. Horní hranici zisku $A_{OL} = 60$ dB byla zvolena proto, že při této volbě vychází délka kanálu tranzistorů M_5 - M_8 , $L = 4 \mu m$. Pro větší délku by mohli nastat problémy se šumem těchto tranzistorů v závislosti na aplikaci, ve které bychom zesilovač CFA použili. Horní hranice $A_{OL} = 60$ dB a tedy $L = 4 \mu m$ je pouze orientační. Při výpočtu délky kanálu tranzistorů M_5 - M_8 jsme vycházeli z toho, že si uživatel zvolí zisk zesilovače A_{OL} . S předešlého kroku bude znát hodnotu výstupního odporu vstupního sledovače R_A a jedinou neznámou, kterou musíme dopočítat je velikost transrezistance R_T , kterou spočítáme z následujícího vztahu:

$$A_{OL} = \frac{R_T}{R_A} \Rightarrow A = \frac{R_T}{R_A} \Rightarrow R_T = A \cdot R_A \quad (33)$$

Hodnota A představuje hodnotu A_{OL} vyjádřenou jako bezrozměrné zesílení. Spočítáme si tedy, jaké hodnoty transrezistance R_T musíme docílit, aby bylo docíleno požadovaného zisku

A_{OL} . Tranzistory M_5 - M_8 jsou zapojeny jako proudová zrcadla a pro výstupní odpory tranzistorů M_6 a M_8 platí tyto vztahy:

$$R_{M6} = \frac{V_{EP} \cdot L_Z}{I_{BIAS}} \quad (34)$$

$$R_{M8} = \frac{V_{EN} \cdot L_Z}{I_{BIAS}} \quad (35)$$

Pro transrezistanci R_T potom platí:

$$R_T = \frac{R_{M6} \cdot R_{M8}}{R_{M6} + R_{M8}} \quad (36)$$

Pokud za R_{M6} a R_{M8} dosadíme základní vztahy, přejde vzorec pro výpočet R_T do tvaru:

$$R_T = \frac{\left(\frac{V_{EP} \cdot L_Z}{I_{BIAS}} \right) \cdot \left(\frac{V_{EN} \cdot L_Z}{I_{BIAS}} \right)}{\left(\frac{V_{EP} \cdot L_Z}{I_{BIAS}} \right) + \left(\frac{V_{EN} \cdot L_Z}{I_{BIAS}} \right)} \quad (37)$$

Z tohoto vzorce jsme si vyjádřili požadovanou délku kanálu L_Z tranzistorů M_5 - M_8 .

$$L_Z = R_T \cdot \frac{I_{BIAS} \cdot (V_{EN} + V_{EP})}{V_{EN} \cdot V_{EP}} \quad (38)$$

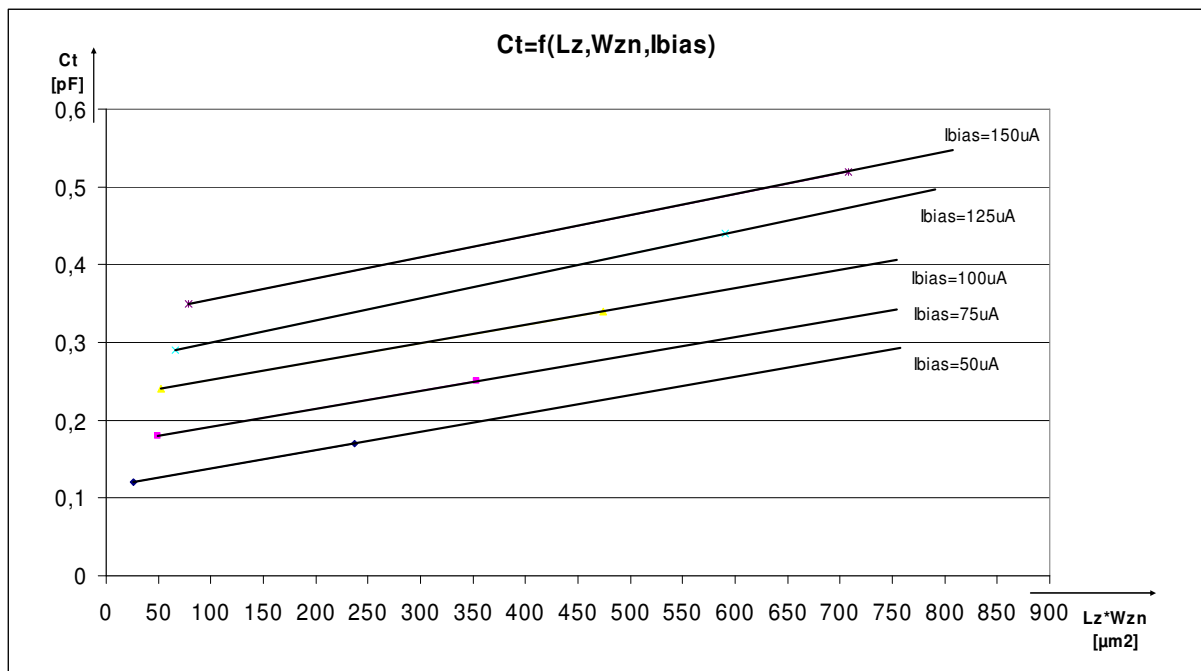
Potom můžeme spočítat šířku kanálu těchto tranzistorů z rovnice pro MOS tranzistor v saturaci:

$$W_{ZN} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot L_Z}{K_{PN} \cdot (V_{GS} - V_{THN})^2} \quad (39)$$

$$W_{ZP} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot L_Z}{K_{PP} \cdot (V_{GS} - V_{THN})^2} \quad (40)$$

Hodnota napětí ($V_{GS}-V_{TH}$) je nastavena na hodnotu ($V_{GS}-V_{TH}$) = 0,2 V, protože tato volba představuje kompromis mezi ziskem a šířkou přenášeného pásma zesilovače. Po určení rozměrů kanálu tranzistorů M_5-M_8 jsme mohli určit vzorec pro výpočet parazitní kapacity C_T . Při výpočtu této kapacity zanedbáváme vliv tranzistorů M_9 a M_{11} , které jsou také do transimpedančního uzlu připojeny. Důvod je ten že, tranzistory M_9 a M_{11} mají zanedbatelné rozměry kanálu vůči tranzistorům M_6 a M_8 . Při měření kapacity C_T jsme postupovali, tak že jsme měnili rozměry tranzistorů M_5-M_8 od malých hodnot po větší a při každé změně jsme měřili velikost této parazitní kapacity pomocí zdroje se skokovou změnou napětí. Tyto změřené hodnoty jsme si vynesli do grafu závislosti $C_T = f(L_Z, W_{ZN}, I_{BIAS})$ viz.obr.18. Potom jsme si zobrazili rovnice těchto přímk, z kterých jsme určili obecnou rovnici pro výpočet parazitní kapacity C_T . Pro parazitní kapacitu tedy platí:

$$C_T = 2 \cdot 10^{-4} \cdot (L_Z \cdot W_{ZN}) + 2,27 \cdot 10^{-3} \cdot I_{BIAS} \quad [pF] \quad (41)$$



Obr.18: Graf závislosti $C_T = f(L_Z, W_{ZN}, I_{BIAS})$

2.2.4 Volba zisku zesilovače se zpětnou vazbou A_{ZV}

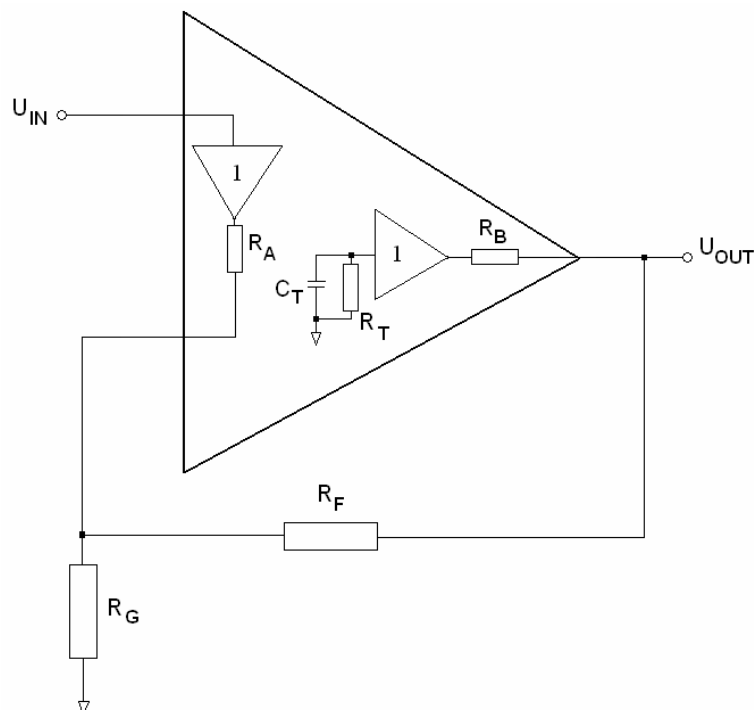
Po zavedení záporné zpětné vazby klesne hodnota zisku A_{OL} na novou nižší hodnotu A_{ZVMAX} . Tato hodnota je ovlivněna použitými zpětnovazebními rezistory R_F a R_G , které nastavují zesílení. Maximální hodnota zpětnovazebního zesílení zesilovače je dána:

$$A_{ZVMAX} = \frac{R_T}{R_F + R_B + \frac{A_{ZV}}{R_A} + \frac{R_A \cdot R_B}{R_G}} \quad (42)$$

Kde A_{ZV} :

$$A_{ZV} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (43)$$

Uživatel si musí zvolit zisk zesilovače A_{ZV} , jehož hodnota je menší nebo rovna hodnotě A_{ZVMAX} . Velikost A_{ZVMAX} , je v návrhovém prostředí zesilovače uvedena.



Obr.19: Zapojení zesilovače v neinvertujícím zapojení [10]

2.2.5 Volba šířky přenášeného pásma BW_{ZV}

Tento parametr značí šířku přenášeného pásma zesilovače se zavedenou zpětnou vazbou. Tato hodnota se určí z parametru GBW_{MAX} a zisku zesilovače A_{ZV} . Při volbě šířky přenášeného pásma jsme limitováni maximální hodnotou GBW_{MAX} , kterou ovlivňuje kmitočet druhého pólu zesilovače. V návrhovém postupu je tedy uvedena maximální šířka přenášeného pásma BW_{MAX} a uživatel si musí zvolit hodnotu, která se nachází v intervalu $(0 \text{ až } BW_{MAX})$. Pokud by uživateli šířka přenášeného pásma nevyhovovala a požadoval by větší hodnotu, tak by musel snížit hodnotu zisku zesilovače A_{OL} nebo A_{ZV} .

$$GBW_{MAX} = \frac{f_2}{10} \quad (44)$$

$$BW_{MAX} = \frac{GBW_{MAX}}{A_{ZV}} \quad (45)$$

Uživatel si tedy zvolí šířku přenášeného pásma zesilovače BW_{ZV} , která se nachází v intervalu $(0 \text{ až } BW_{MAX})$. V závislosti na jeho volbě se spočítá hodnota parametru GBW_{POM} , z jejíž hodnoty se spočítá velikost korekčního kondenzátoru C_K . Tento výpočet počítá i s tím, že v transimpedančním uzlu se nachází parazitní kapacity C_T . Hodnota C_K se spočítá ze vztahu:

$$C_K = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_A \cdot GBW_{POM}} - C_T \quad (46)$$

Kde hodnota GBW_{POM} představuje součin zesílení A_{ZV} a šířky přenášeného pásma BW_{ZV} , zvoleného uživatelem.

2.2.6 Shrnutí návrhových omezení

V předchozích kapitolách byly uvedeny rozmezí parametrů, pro které platí návrhový postup zesilovače *CFA*. Jejich sjednocení je uvedeno v následující tab.7:

Tab.7: Meze parametrů, návrhového postupu

V_{DDMIN} [V]	1,6
V_{DDMAX} [V]	2,5
V_{SSMIN} [V]	-1,6
V_{SSMAX} [V]	-2,5
A_{OLMIN} [dB]	50
A_{OLMAX} [dB]	60
P_{MIN} [W]	0,5
P_{MAX} [W]	2,5

2.2.7 Výpočet rozměrů kanálu tranzistorů proudových zdrojů

Protože jako zdroj proudu používáme kaskodové zapojení tranzistorů M_{P1} - M_{P12} , tak je výstupní odpor těchto proudových zdrojů velmi velký. To znamená, že nám jejich výstupní odpor nesnižuje hodnotu transrezistance R_T . Můžeme si proto dovolit zvolit malou délku kanálu těchto tranzistorů. Plocha kterou pak budou zabírat tyto tranzistory na čipu bude taky velmi malá. V návrhovém postupu jsme nastavili délku kanálu tranzistorů proudových zdrojů na hodnotu $L_p = 1 \mu\text{m}$ a hodnotu napětí $(V_{GS} - V_{TH}) = 0,2 \text{ V}$. Šířka kanálu těchto tranzistorů se opět dopočítá z rovnice pro MOS tranzistor v saturaci:

$$W_{PN} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot L}{K_{PN} \cdot (V_{GS} - V_{THN})^2} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{K_{PN} \cdot (0,2)^2} \quad (47)$$

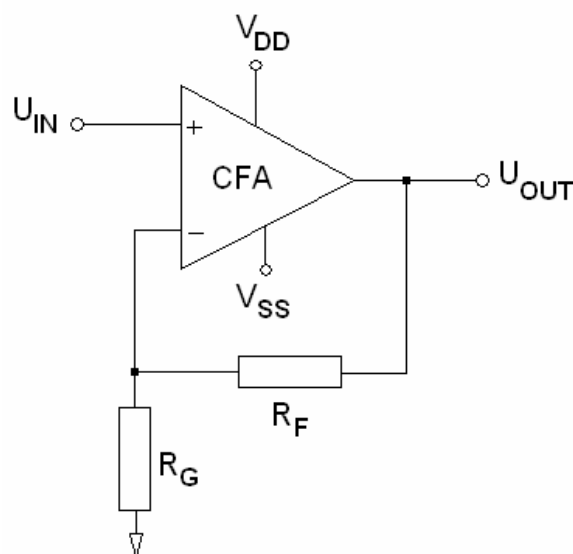
$$W_{PP} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot L}{K_{PP} \cdot (V_{GS} - V_{THN})^2} = \frac{2 \cdot I_{BIAS} \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{K_{PP} \cdot (0,2)^2} \quad (48)$$

2.3 Ověření návrhového postupu

Pro demonstraci, správné funkce návrhového postupu jsme zvolili, vstupní parametry zesilovače viz.tab.8. Na základě této volby se nám vypočítaly všechny pomocné parametry, které charakterizují zesilovač viz.tab.9. Na základě těchto vstupních a pomocných parametrů vygeneroval návrhový postup rozměry kanálu jednotlivých tranzistorů, velikost korekční kapacity C_K a velikost zpětnovazebních rezistorů R_F a R_G . Na základě těchto vygenerovaných parametrů vytvoříme zesilovač a v prostředí *Pspice* a provedeme simulace, kterými zjistíme hodnoty všech parametrů, které charakterizují zesilovač. Na základě toho jsme porovnali, jak přesně návrhový postup pracuje. Jako zapojení uvažujeme neinvertující zapojení zesilovače viz.obr.20.

Tab.8: Volba vstupních parametrů zesilovače

A_{OL} [dB]	55
A_{ZV} [dB]	20
BW_{ZV} [MHz]	5
P [mW]	1,25
V_{DD} [V]	2,5
V_{SS} [V]	-2,5



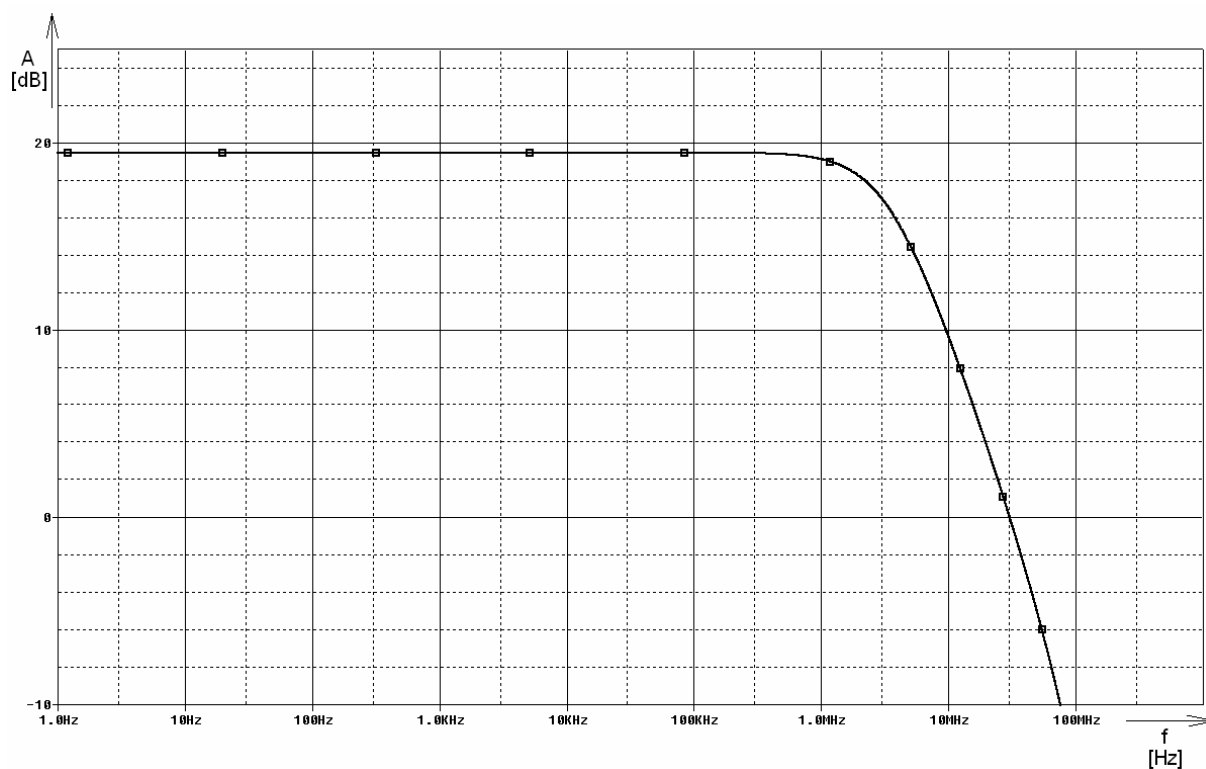
Obr.20: Zapojení zesilovače CFA

Tab.9: Porovnání výsledků návrhového postupu a simulace zesilovače

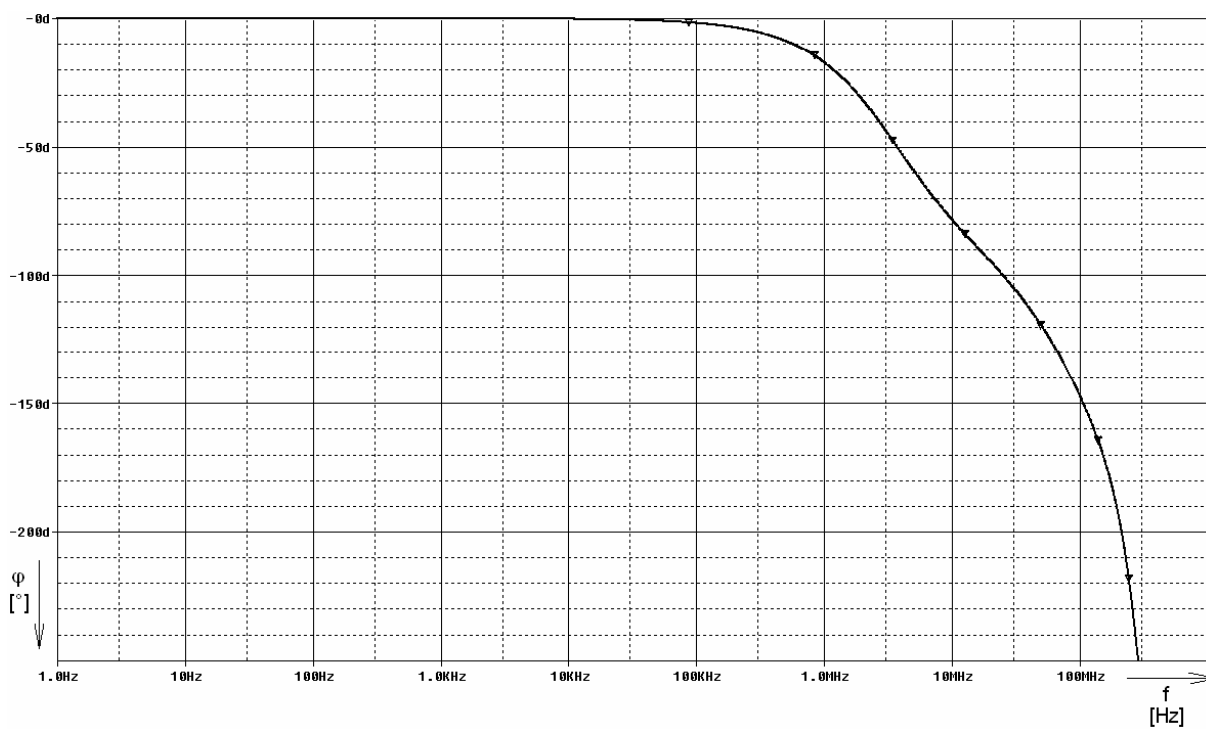
Parametr	Návrhový postup	Simulace zesilovače	Rozdíl [%]
A_{OL} [dB]	55	54,2	1,4
A_{ZV} [dB]	20	19,6	2,0
BW_{ZV} [MHz]	5	4,8	4,0
R_A [Ω]	750	850	13,3
C_A [pF]	0,12	0,13	8,3
f₂ [MHz]	1770	1441	18,5
R_T [kΩ]	422	412	2,4
C_T [pF]	0,14	0,14	0
I_{BIAS} [μA]	50	50	0
GBW [MHz]	177	144	18,6
BW_{MAX} [MHz]	8,8	7,2	18,2
C_K [pF]	1,98	1,98	0

Z tab.9 je vidět, že návrhový postup pracuje správně, protože na jeho základě byly vygenerovány rozměry kanálu jednotlivých tranzistorů a po provedení simulací s těmito tranzistory jsme získali zesilovač s požadovanými vlastnostmi. Nejdůležitější je, že jsme získali správnou hodnotu zesílení A_{ZV} a správnou šířku přenášeného pásma zesilovače BW_{ZV} . Tranzitní kmitočet zesilovače leží na frekvenci $f_T = 29,9 \text{ MHz}$. Hodnota fáze pro tuto frekvenci je $\varphi = -105^\circ$. To znamená, že fázová rezerva zesilovače je $\varphi = 75^\circ$. A zesilovač je tedy stabilní.

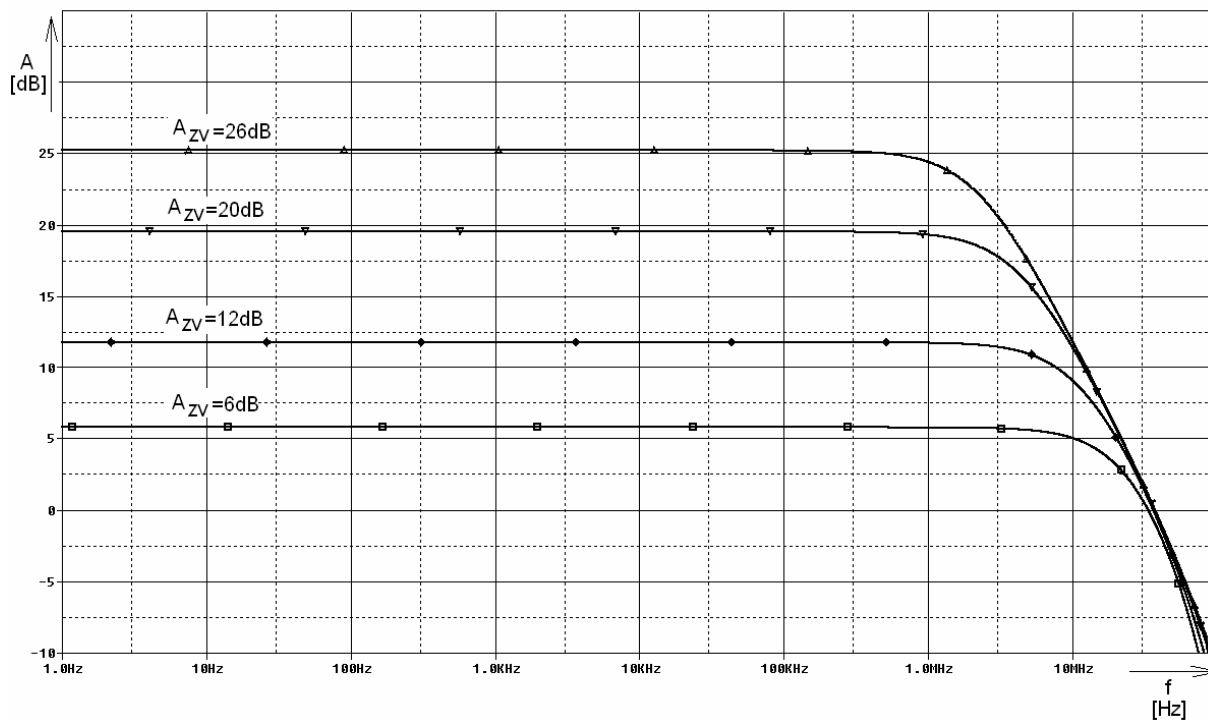
2.3.1 Přenosové charakteristiky zesilovače



Obr.21: Přenosová charakteristika zesilovače

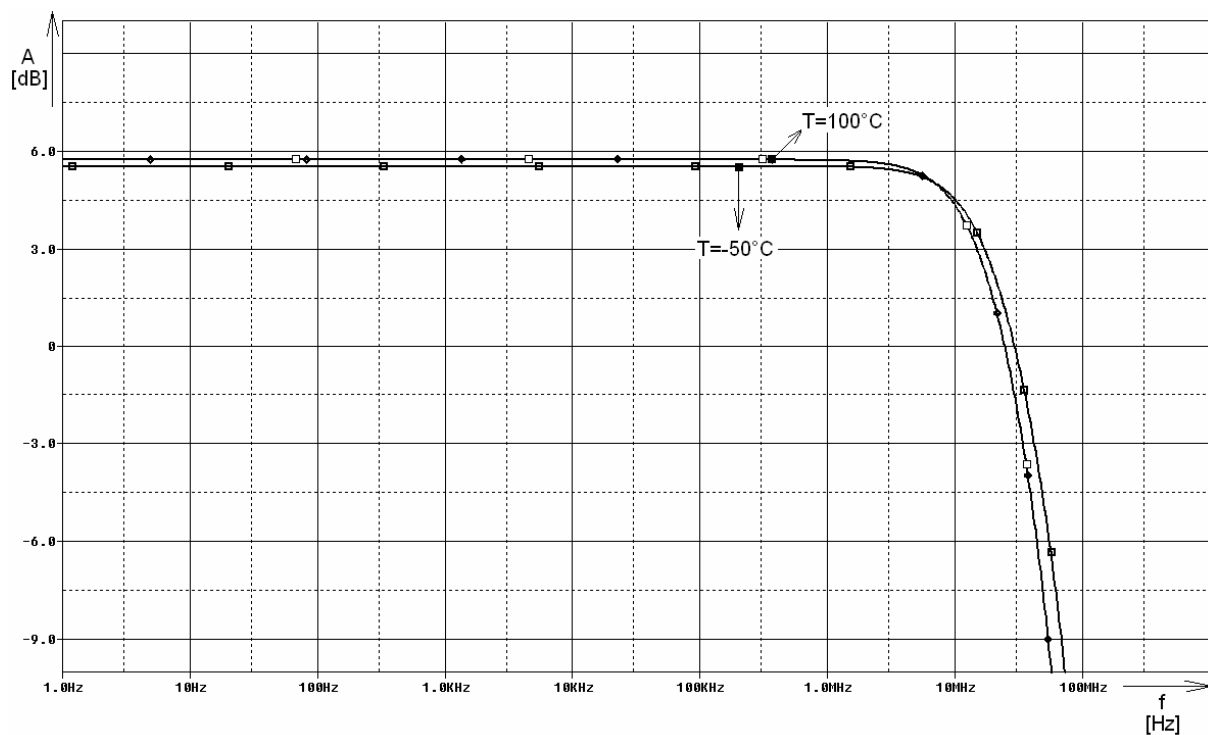


Obr.22: Fázová charakteristika zesilovače

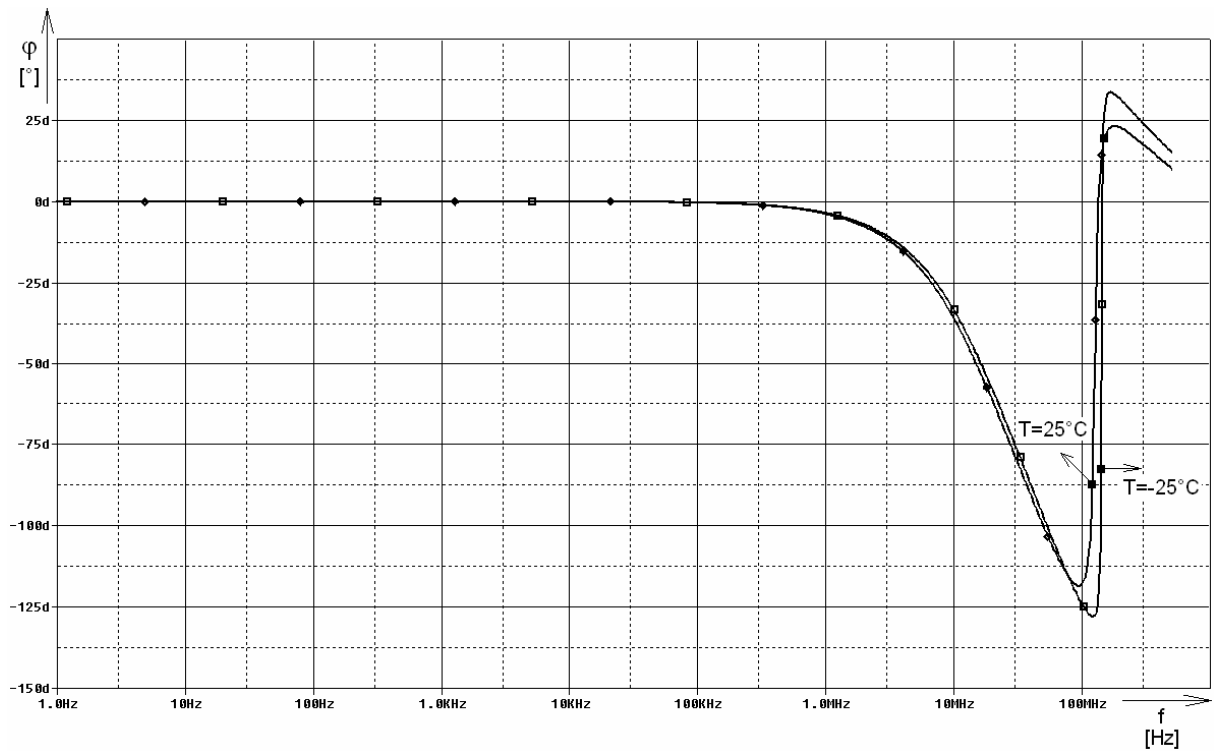


Obr.23: Přenosové charakteristiky zesilovače pro zpětnovazebné zesílení
 $A_{ZV} = 6 \text{ dB}, 12 \text{ dB}, 20 \text{ dB}$ a 26 dB

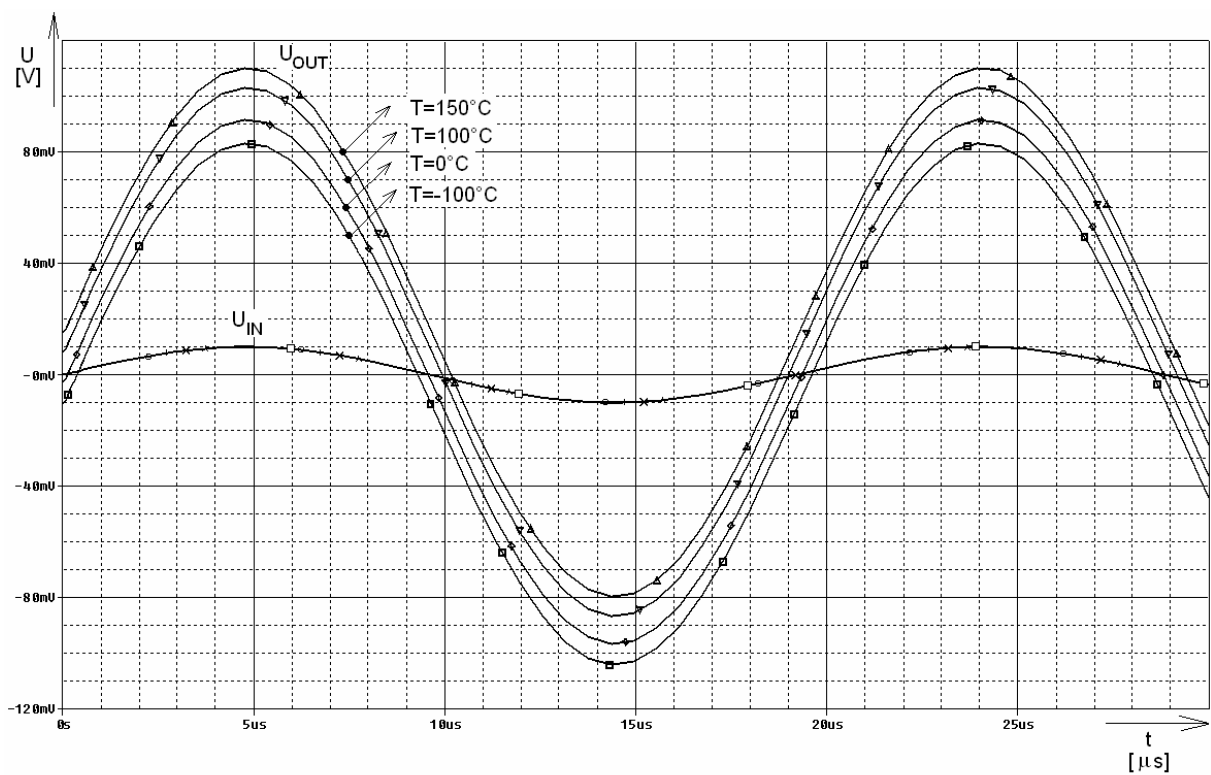
2.3.2 Vliv teploty na charakteristiky zesilovače



Obr.24: Vliv teploty $T = -50 \text{ °C}$ a $T = 100 \text{ °C}$ na přenosovou charakteristiku
zesilovače $A_{ZV} = 6 \text{ dB}$

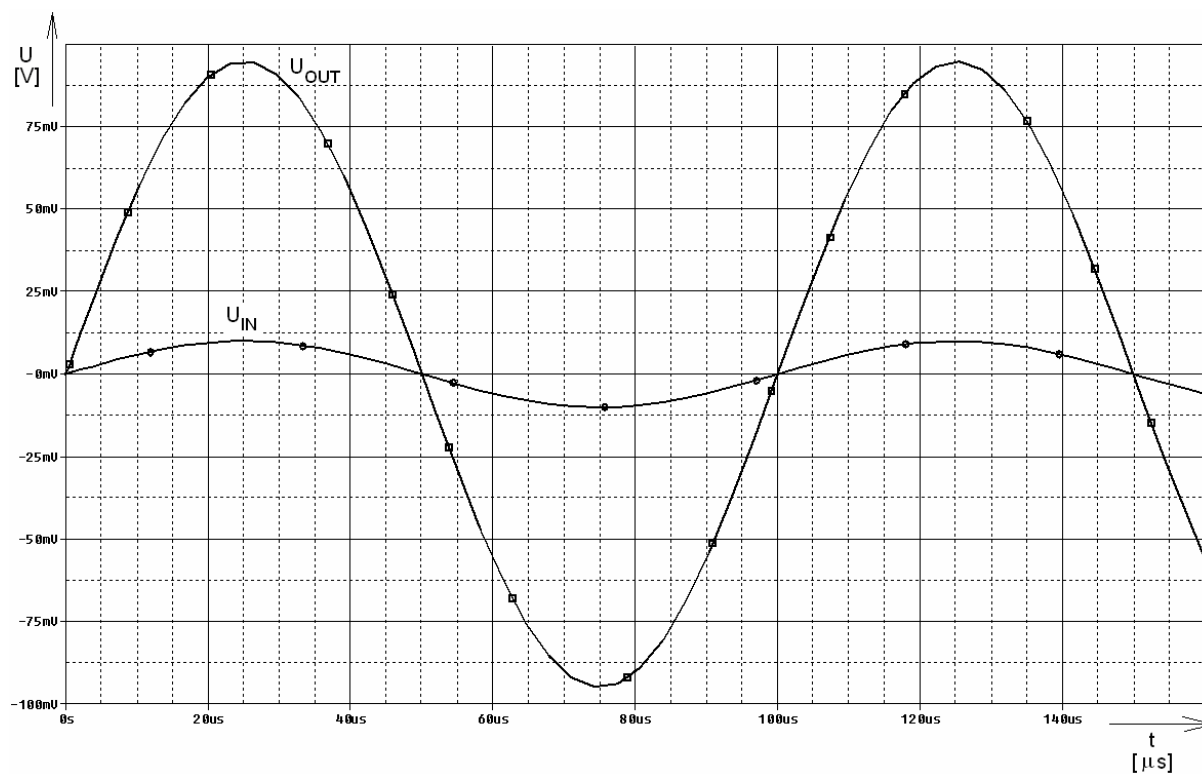


Obr.25: Vliv teploty $T = -25^\circ\text{C}$ a $T = 25^\circ\text{C}$ na fázovou charakteristiku zesilovače $A_{ZV} = 6\text{ dB}$



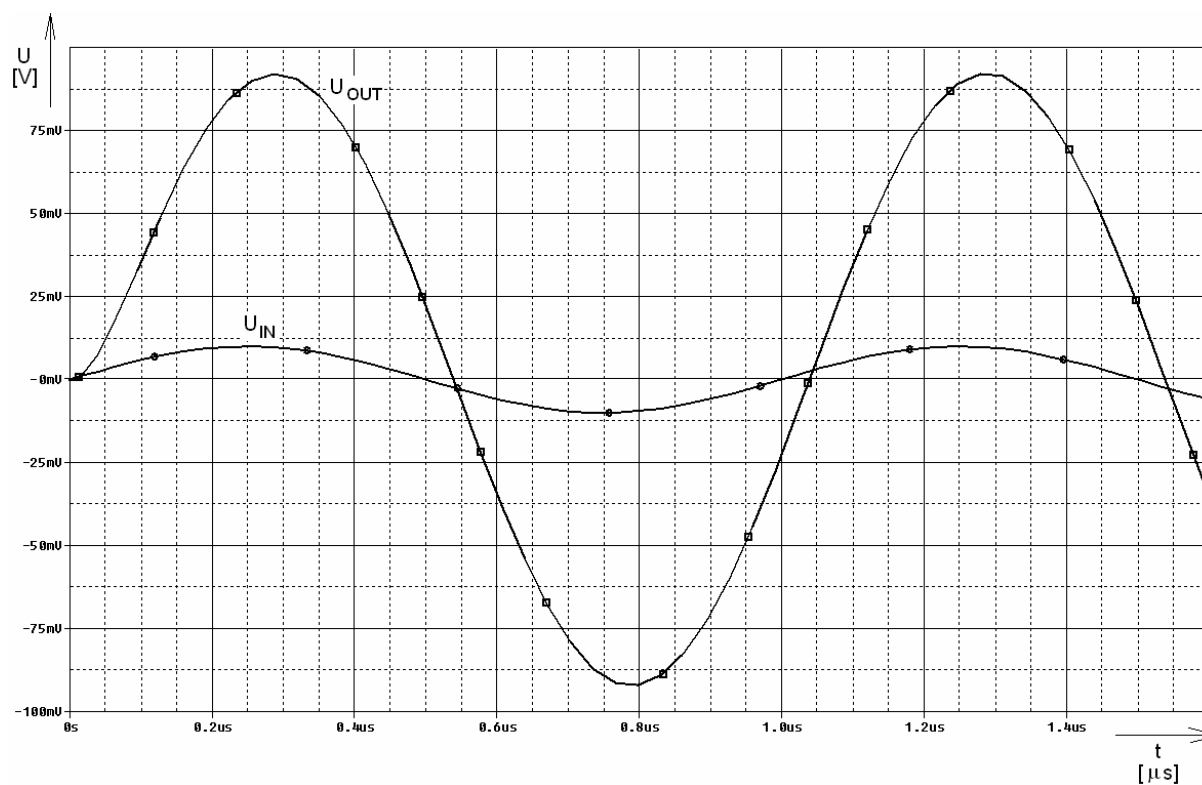
Obr.26: Vliv teploty na průběh výstupního napětí zesilovače

2.3.3 Transientní charakteristiky zesilovače v neinvertujícím zapojení zesilovače



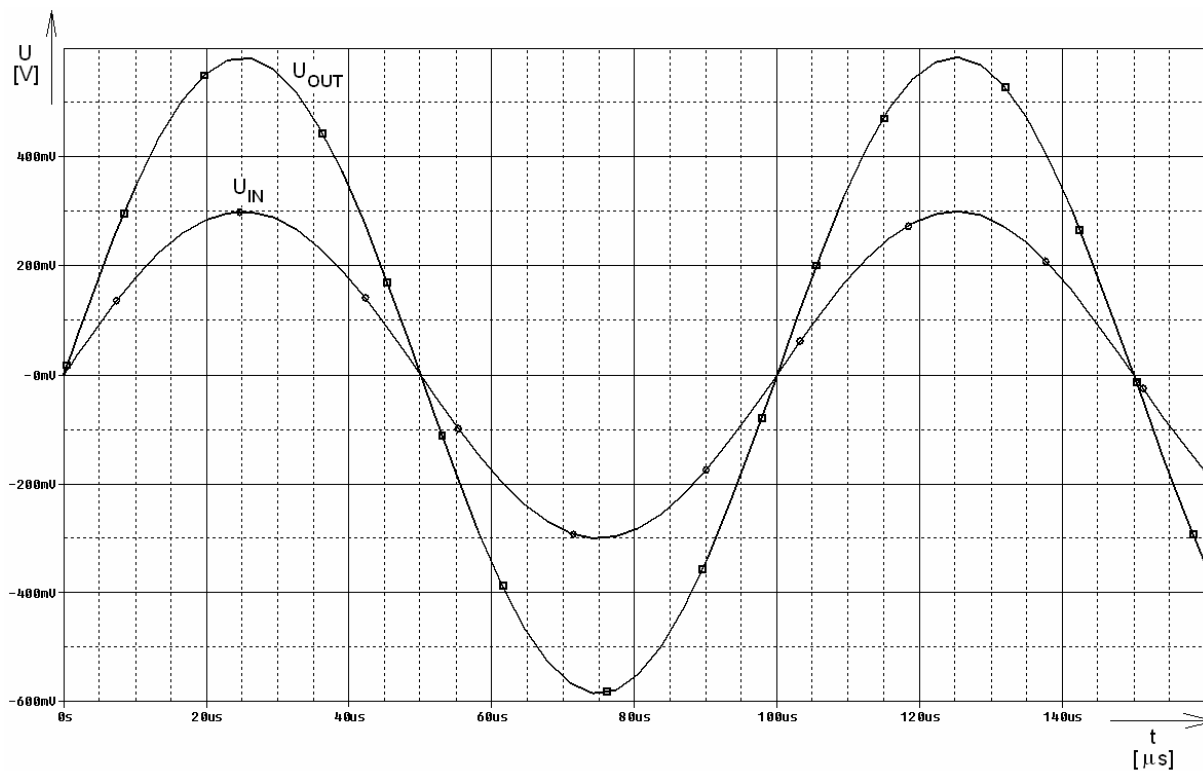
Obr.27: Transientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

$$A_{ZV} = 12 \text{ dB}, U_{IN} = 10 \text{ mV}, f_{IN} = 10 \text{ kHz}$$



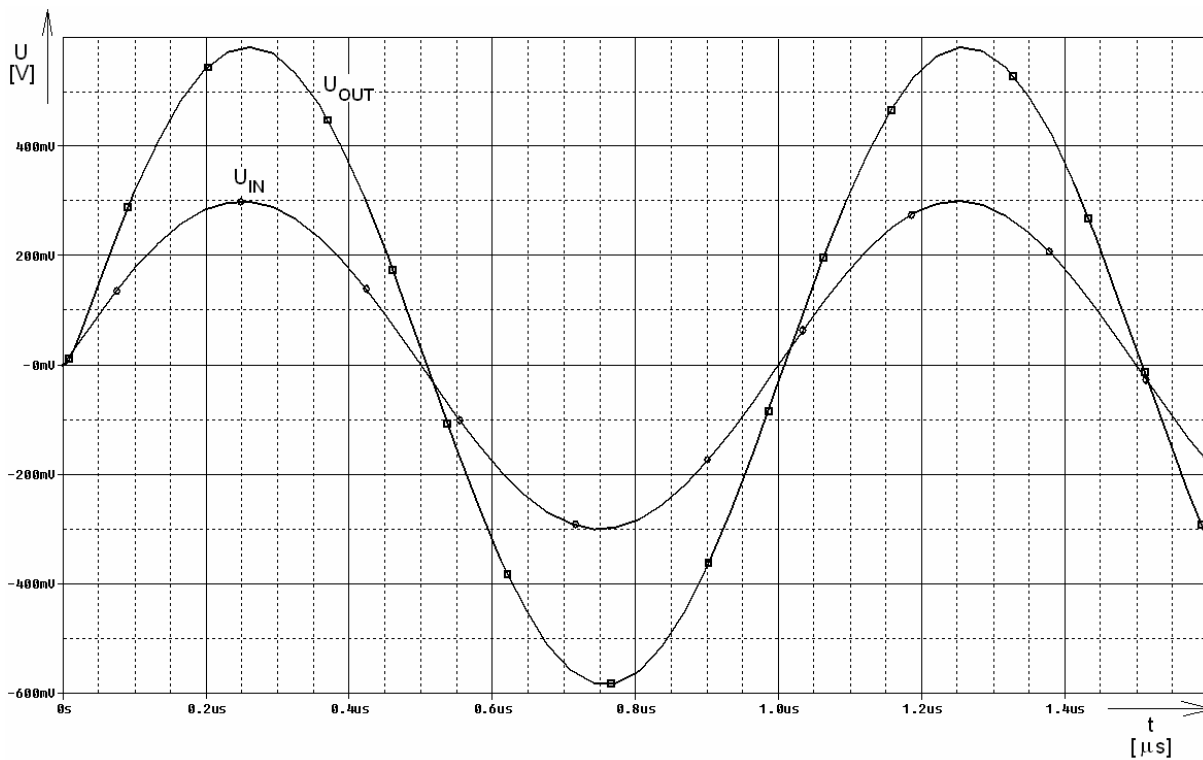
Obr.28: Transientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

$$A_{ZV} = 12 \text{ dB}, U_{IN} = 10 \text{ mV}, f_{IN} = 1 \text{ MHz}$$



Obr.29: Tansientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

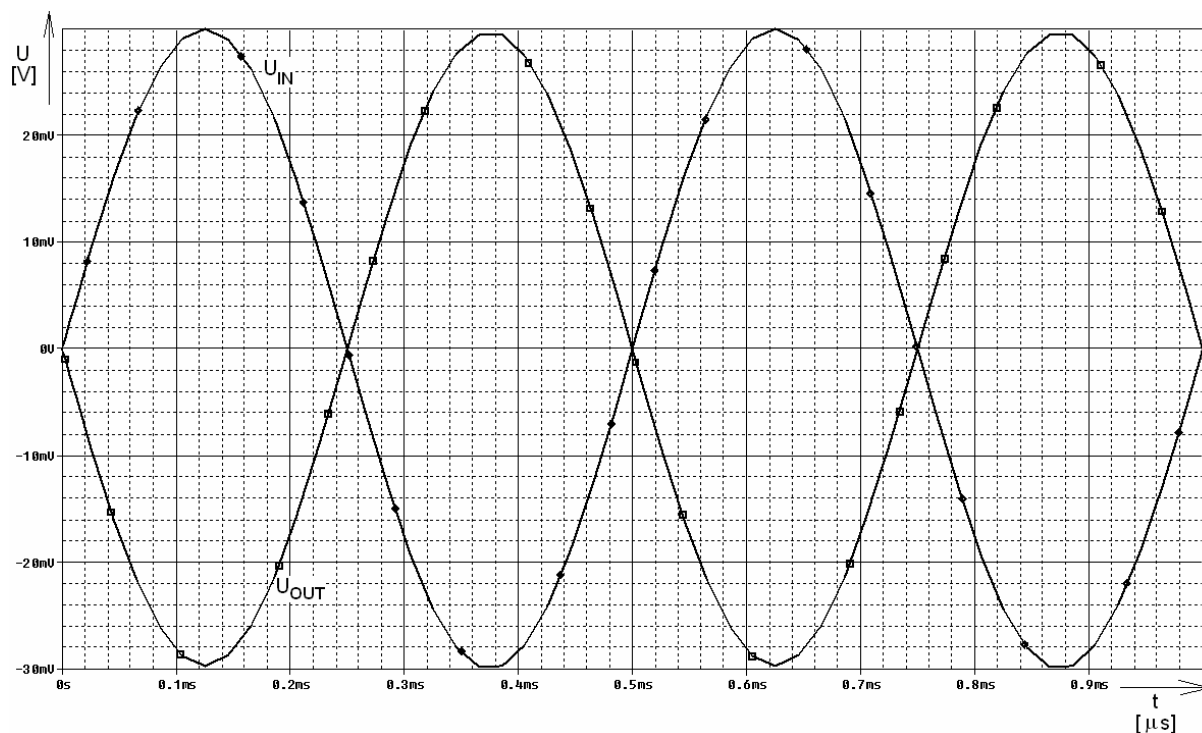
$$A_{ZV} = 6 \text{ dB}, U_{IN} = 300 \text{ mV}, f_{IN} = 10 \text{ kHz}$$



Obr.30: Tansientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

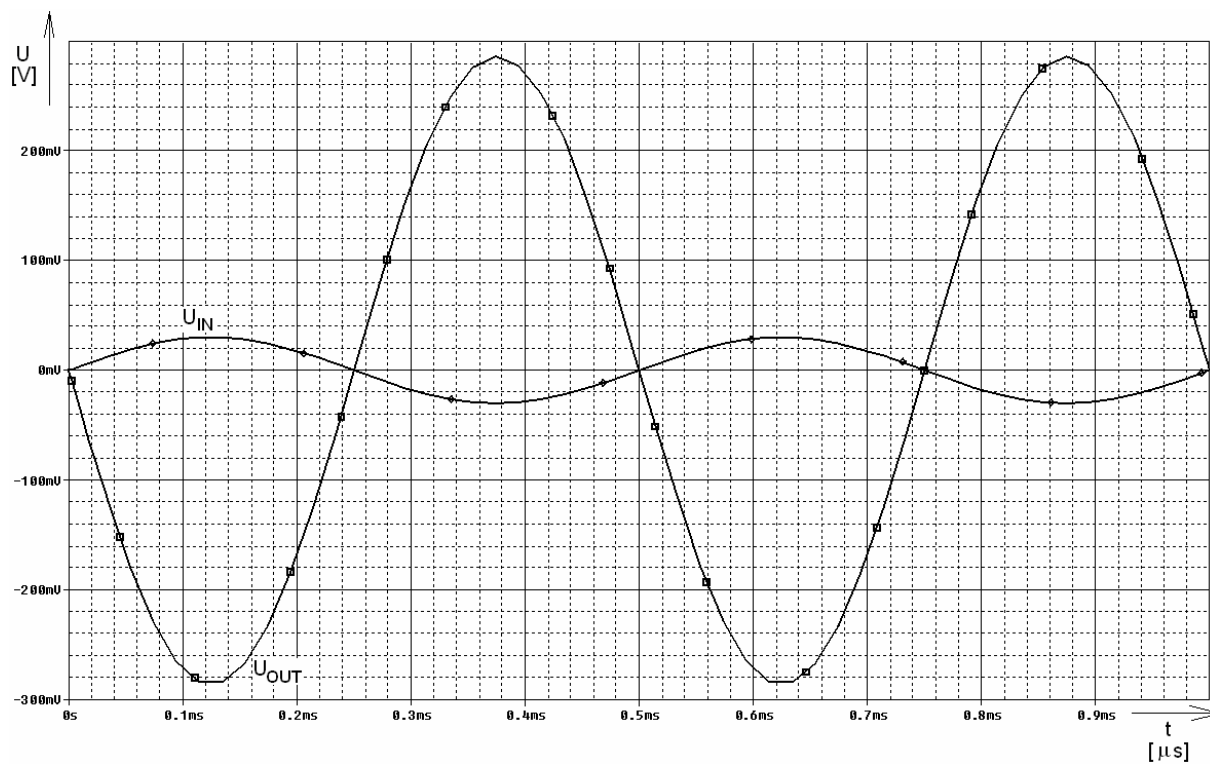
$$A_{ZV} = 6 \text{ dB}, U_{IN} = 300 \text{ mV}, f_{IN} = 1 \text{ MHz}$$

2.3.4 Transientní charakteristiky zesilovače v invertujícím zapojení zesilovače



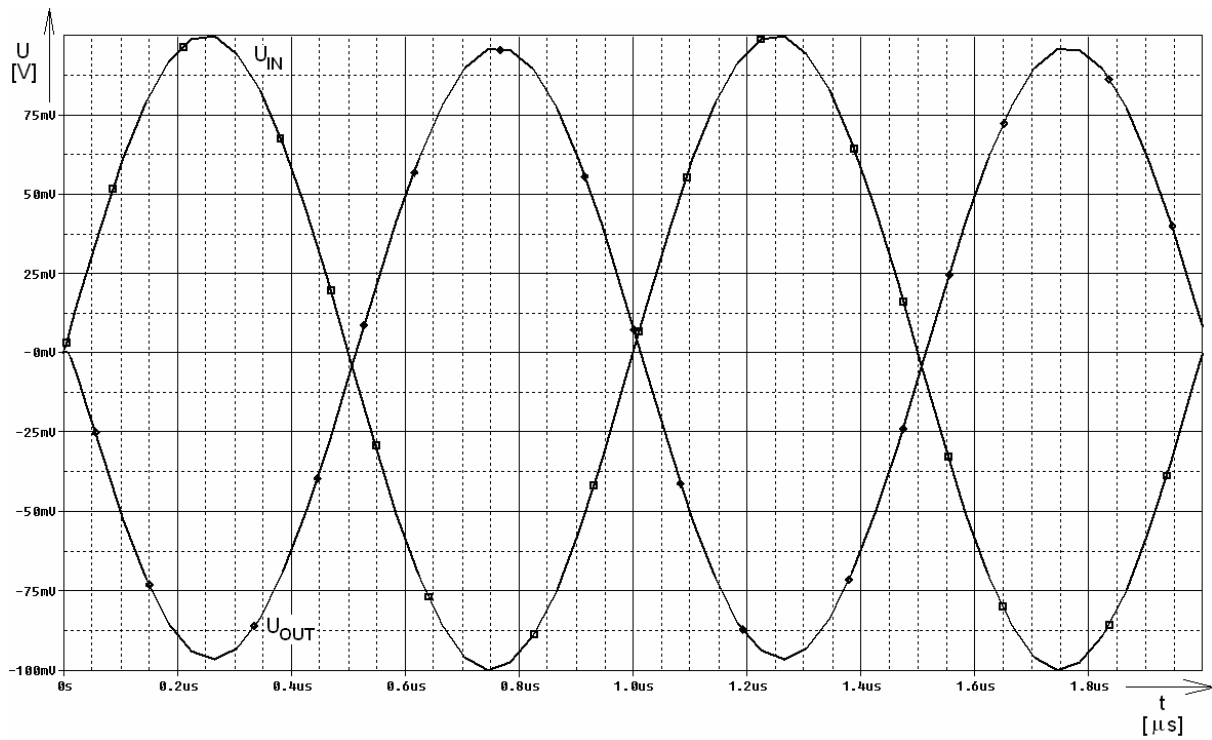
Obr.31: Tansientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

$$A_{ZV} = 0 \text{ dB}, U_{IN} = 30 \text{ mV}, f_{IN} = 2 \text{ kHz}$$



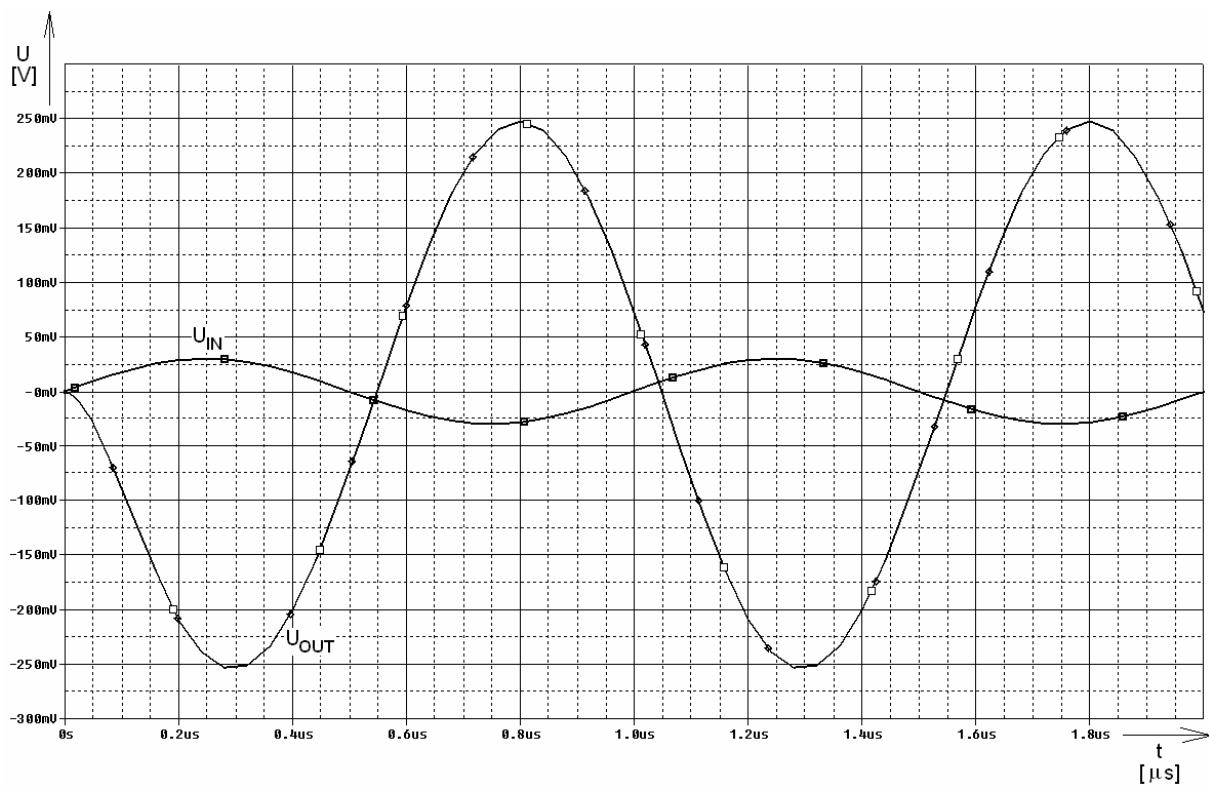
Obr.32: Tansientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

$$A_{ZV} = 20 \text{ dB}, U_{IN} = 30 \text{ mV}, f_{IN} = 2 \text{ kHz}$$



Obr.33: Tansientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

$$A_{ZV} = 0 \text{ dB}, U_{IN} = 100 \text{ mV}, f_{IN} = 1 \text{ MHz}$$



Obr.34: Tansientní charakteristika pro zesilovač se zesílením

$$A_{ZV} = 20 \text{ dB}, U_{IN} = 30 \text{ mV}, f_{IN} = 1 \text{ MHz}$$

2.3.5 Shrnutí parametrů zesilovače

V předchozích kapitolách jsme se zabývali parametry zesilovače. Abychom tyto parametry přehledně seřadili vytvořili jsme jednoduchý katalogový list viz.tab.10, ve kterém jsou uvedeny nejdůležitější parametry zesilovače.

Tab.10: Jednoduchý katalogový list zesilovače

Parametr	Min.	Typ.	Max.
V_{DD} [V]	1,6	2,5	2,5
V_{SS} [V]	-1,6	-2,5	-2,5
P [mW]	0,5	1,25	2,5
I_{BIAS} [μ A]	20	-	100
I_{CC} [μ A]	100	-	500
A_{OL} [dB]	50	-	60
SR [V/ μ s]	-	15	-
R_{OUT} [Ω]	375	-	560
R_T [k Ω]	120	-	593
BW [MHz]	-	-	200
C_T [pF]	0,05	-	0,39
C_K [pF]	1	-	3
R_{IN+} [M Ω]	-	0,5	-
R_{IN-} [Ω]	375	-	560
U_{IO} [μ V]	-	2,5	-
$U_{OFFSET OUT}$ [mV]	-	2	-
SVR [dB]	-	69	-

3 Závěr

Tato diplomová práce se zabývá operačním zesilovačem s proudovou zpětnou vazbou *CFA* (*current feedback amplifier*). V teoretické části diplomové práce je vysvětleno jak tento zesilovač pracuje a jaké jsou jeho výhody a nevýhody v porovnání se zesilovačem s napěťovou zpětnou vazbou *VFA* (*voltage feedback amplifier*). Je zde také uvedeno jak se liší vnitřní struktura těchto zesilovačů.

Hlavním cílem praktické části bylo vytvoření návrhového postupu pro tento typ zesilovače s využitím technologie *AMIS 0,7 μm*. Strukturu zesilovače tvoří základní funkční bloky a schéma zapojení je uvedeno v kap.2.1.1 obr.17. Před vytvořením samotného návrhového postupu jsme se také zabývali, tím jaké funkční bloky použít z hlediska parametrů zesilovače. Ověřili jsme také, platnost základních vztahů pro použité funkční bloky operačního zesilovače.

Samotný návrhový postup funguje tak, že si uživatel zvolí pět vstupních parametrů, které zesilovač charakterizují. Mezi tyto parametry patří: zesílení zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby A_{OL} , zesílení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby BW_{ZV} , příkon zesilovače P a kladné a záporné napájecí napětí V_{DD} a V_{SS} . Z pohledu uživatele je důležité hlavně zpětnovazební zesílení zesilovače A_{ZV} a šířka přenášeného pásma zesilovače BW_{ZV} . V průběhu návrhu se musí uživatel při volbě parametrů držet v definovaných mezích pro, které návrhový postup správně pracuje viz.kap.2.2.6 tab.7. Po zvolení vstupních parametrů, návrhový postup vygeneruje rozměry kanálu jednotlivých tranzistorů, které tvoří strukturu zesilovače. Tyto rozměry může uživatel vložit do předdefinovaného netlistu, který je součástí příloženého *CD*. Potom může v simulačním prostředí provést simulace, které potvrdí to, že návrhový postup v definovaných mezích pracuje správně.

Ověření výsledků návrhového postupu, jsme provedli pro jeden vzorový návrh, na jehož výsledku viz.kap.2.3 tab.9 je vidět, že návrhový postup pracuje správně a přesně. Pro tento navržený zesilovač jsme sestrojili i zjednodušený katalogový list viz.kap.2.3.5 tab.10, který obsahuje hodnoty parametrů, které se běžně v katalogových listech operačních zesilovačů uvádějí. Samotný návrhový postup byl vytvořen v prostředí *Microsoft office Excel 2003* a je součástí příloženého *CD*. Zhodnocení celé diplomové práce tedy je, že byl vytvořen funkční návrhový postup, který pracuje v definovaných mezích.

3.1 Seznam použité literatury

- [1] Bezděk, M. *Elektronika*. KOPP, České Budějovice 2002. 271 stran. ISBN 80-7232-171-4.
- [2] Boušek, J., Brzobohatý, J., Musil, V., Prchalová, I. *Elektronické součástky*. Vutium, Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2000. 260 stran. ISBN 80-214-1776-5.
- [3] Biolek, D., Hájek, K., Krtička, A. *Analogové elektronické obvody*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2007. 264 stran.
- [4] Biolek, D. *Řešíme elektronické obvody*. BEN, Praha 2004. 510 stran. ISBN 80-7300-125-X.
- [5] Brzobohatý, J., Klosová, K., Musil, V. *Microelectronics in English*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2007. 260 stran. SNTL 04-001-81.
- [6] Dostál, J. *Operační zesilovače*. BEN, Praha 2005. 479 stran. ISBN 80-7300-049-0
- [7] Křečan, Z., Uhlíř, J. *Elektronika*. SNTL, Praha 1990. 295 stran. ISBN 80-03-00161-7.
- [8] Láníček, R. *Elektronika*. BEN, Praha 2002. 479 stran. ISBN 80-86056-25-2.
- [9] Malina, V. *Poznáváme elektroniku III*. KOPP, České Budějovice 1998. 240 stran. ISBN 80-85828-87-1.
- [10] Mancini, R. *Op amps for everyone*. Texas Instruments, Texas 2002. 464 stran. SLOD006B.
- [11] Maňátko, J. *Elektronika*. IDEA SERVIS, Praha 2001. 271 stran. ISBN 80-85970-20-1.

- [12] Musil, V., Prokop, R. *Návrh analogových integrovaných obvodů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2003. 223 stran.
- [13] Neumann, P., Uhlíř, J. *Elektronické obvody a funkční bloky*. ČVUT, Praha 2001. 269 stran. ISBN 80-01-02394-X.
- [14] Punčochář, J. *Operační zesilovače historie a současnost*. BEN, Praha 2002. 66 stran. ISBN 80-7300-047-4.
- [15] Punčochář, J. *Operační zesilovače v elektronice*. BEN, Praha 2002. 496 stran. ISBN 80-7300-059-8.
- [16] Vlček, J. *Vlastnosti a užití CMOS obvodů*. BEN, Praha 2000. 47 stran. Obj. Číslo 120915.
- [17] Vobecký, J., Záhlava, V. *Elektronika*. GRADA, Praha 2005. 220 stran. ISBN 80-247-1241-5.
- [18] Texas instrument. *OPA2674*. Texas 2008. 33 stran. SBOS270C. Dostupný na:
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa2674.pdf>

3.2 Přílohy

3.2.1 Model NMOS tranzistoru

```
.model N1 NMOS LEVEL = 7 VERSION = 3.1
* Parameters for the device checker:
*+ l1=0u l2=0u l3=0u l4=0u vds2a=5.8 vds2b=5.8
*+ vds2c=5.8 vds2d=5.8 vgs2=5.8 vbs1=-5.8 vbs2=300m vbd1=-5.8
*+ vbd2=300m vb1=-10m vb2=10m vgd1=5.8 vgb=5.8
+tnom=27 tox=1.75e-8 xj=2.5e-7
+nch=1.7e17 nsub=4e16 vth0=0.76
+k1=0.8219166 k2=-8.54312e-3 k3=11.1089581
+k3b=-1.9786631 w0=1e-6 nlx=3.751355e-8
+dvt0w=0 dvt1w=0 dvt2w=-0.032
+dvt0=5.2254747 dvt1=0.590721 dvt2=-0.05
+vbm=-5 u0=635.6142994 ua=1.983902e-9
+ub=1e-21 uc=4.667652e-11 vsat=9.5e4
+a0=0.9331753 ags=0.1339124 b0=0
+b1=0 keta=-2.746786e-5 a1=0
+a2=1 rdsw=1.573286e3 prwg=6.719929e-6
+prwb=-1e-3 wr=1 wint=6.065442e-8
+lint=2.87042e-8 dwg=-1.268839e-8 dwb=1.654199e-8
+voff=-0.15 nfactor=0.6887273 cit=0
+cdsc=0 cdsd=0 cdsb=0
+eta0=0.08 etab=-0.07 dsub=0.56
+pclm=1.0175962 pdiblc1=0.032818 pdiblc2=2.506552e-3
+pdiblc3=-1e-6 drout=0.6067512 pscbe1=3.356583e8
+pscbe2=5e-5 pvag=0.0168906 delta=0.01
+alpha0=5e-7 beta0=26 rsh=65
+mobmod=1 prt=159.2464225 ute=-1.9522848
+kt1=-0.4126334 kt1l=7.244799e-9 kt2=2.671323e-3
+ua1=8.353648e-11 ub1=-2.12098e-19 uc1=-5.6e-11
+at=3.3e4 nqsmod=0 wl=0
+wln=1 ww=0 wwn=1
+wwl=-5.30182e-20 ll=0 lln=1
+lw=0 lwn=1 lwl=0
+af=1 kf=3e-28 capmod=2
+cgdo=4e-10 cgso=4e-10 cgbo=3.35e-10
+cj=5e-4 pb=0.73 mj=0.35
+cjsw=2.8e-10 pbsw=0.8 mjsw=0.21
* leakage
+js=1.3e-07 jsw=7e-14
* leakage temperature
+xti=2 n=1
*alev=3 dcaplev=0 diolev=2
+xpart=0
+elm=5
```

3.2.2 Model *PMOS* tranzistoru

```
.model P1 pmos    LEVEL = 7  VERSION = 3.1
* Parameters for the device checker:
*+ l1=0u l2=0u vds1a=-5.8 vds1b=-5.8 vgs1=5.8 vbs1=-300m
*+ vbs2=5.8 vbd1=-300m vbd2=5.8 vb1=-300m vb2=5.8 vgd1=5.8
*+ vgb=5.8
* End of Parameters for the device checker
+tnom=27          tox=1.75e-8      xj=3e-7
+nch=1.7e17       nsub=4e16         vth0=-1.00
+k1=0.563991     k2=0                k3=16.3317811
+k3b=-2.9202228  w0=1.23464e-6      nlx=9.69545e-8
+dvt0w=0         dvt1w=0            dvt2w=-0.032
+dvt0=3.5648008  dvt1=0.3898843    dvt2=-0.0284121
+vbm=-10         u0=235.7724356     ua=2.964616e-9
+ub=1.419129e-18 uc=-7.00385e-11    vsat=1.1e5
+a0=0.4590784    ags=0              b0=0
+b1=1.407805e-9  keta=-0.047        a1=0
+a2=1            rdsw=3e3           prwg=2.024978e-3
+rsh=94          prwb=7.428781e-5   wr=1
+wint=10.669321e-8 lint=1.9089522e-8  dwg=-1.478082e-8
+dwb=1.561823e-8 alpha0=0            beta0=30
+voff=-0.126     nfactor=0.7324039  cit=0
+cdsc=0          cdsd=7.69e-4       cdsb=8.2e-4
+eta0=9.999059e-4 etab=-1.999936e-4  dsub=0.998946
+pclm=2.6025265  pdiblc1=1          pdiblc2=2.853174e-4
+pdiblc=0        drout=0.3837047    pscbe1=4.249266e8
+pscbe2=5e-5     pvag=3.8222424     delta=0.01
+mobmod=1        prt=216.4347715    ute=-1.2989809
+kt1=-0.4521998
+kt11=-2.091783e-8 kt2=-0.040013
+ua1=3.100822e-9 ub1=-1e-17      uc1=-8.35439e-11
+at=3.289e4      nqsmod=0           wl=0
+wln=1           ww=0               wwn=1
+wwl=-2.33876e-20 ll=0          lln=1
+lw=0            lwn=1              lwl=0
+capmod=2        cgdo=1.0e-10       cgso=1.0e-10
+cgbo=3.35e-10   cj=6.0e-4          pb=0.9
+mj=0.51         cjsw=3.6e-10       mjsw=0.35
+af=1            kf=5.0e-30
* leakage
+js=1.4e-7       jsw=9e-14
+xti=0.5         n=1
* other switch
+xpart=0 elm=5
* dcaplev=0 alev=3 rlev=4 diolev=2 lis=3
```

3.2.3 Netlist zesilovače CFA pro Pspice

```
OZ CFA
*
*Napájecí napětí
Vdd 1 0 2
Vss 12 0 -2
*
*Korekční kondenzátor
*
Ck 15 15 0 1.98p
*
*Zpětnovazební rezistory
*
Rf 20 8 1k
Rg 8 0 1k
*
*Rozměry kanálu tranzistorů proudových zdrojů
*
.param Lk=1u
.param Wpn=26.3u
.param Wpp=78.1u
*
MP1 2 2 1 1 PMOS L={LK} W={Wpp}
MP2 3 2 1 1 PMOS L={LK} W={Wpp}
MP3 4 4 2 2 PMOS L={LK} W={Wpp}
MP4 5 4 3 3 PMOS L={LK} W={Wpp}
MP5 16 2 1 1 PMOS L={LK} W={Wpp}
MP6 17 4 16 16 PMOS L={LK} W={Wpp}
ikp 4 0 50u
*
MP7 9 9 10 10 NMOS L={LK} W={Wpn}
MP8 7 9 11 11 NMOS L={LK} W={Wpn}
MP9 10 10 12 12 NMOS L={LK} W={Wpn}
MP10 11 10 12 12 NMOS L={LK} W={Wpn}
MP11 18 9 19 19 NMOS L={LK} W={Wpn}
MP12 19 10 12 12 NMOS L={LK} W={Wpn}
Ikn 0 9 50u
*
*Rozměry kanálu tranzistorů vstupního sledovače
*
.param Lsi=0.7u
.param Wsin=32.7u
.param Wsip=97.2u
*
M1 5 5 6 6 NMOS L={LS} W={Wsin}
M2 13 5 8 8 NMOS L={LS} W={Wsin}
M3 7 7 6 6 PMOS L={LS} W={Wsip}
M4 14 7 8 8 PMOS L={LS} W={Wsip}
```

```

*
*
* Rozměry kanálu tranzistorů proudových zrcadel
*
.param Lz=2.2u
.param Wzn=58.8u
.param Wzp=174.6u
*
M5 13 13 1 1 PMOS L={Lz} W={Wzp}
M6 15 13 1 1 PMOS L={Lz} W={Wzp}
M7 14 14 12 12 NMOS L={Lz} W={Wzn}
M8 15 14 12 12 NMOS L={Lz} W={Wzn}
*
* Rozměry kanálu tranzistorů výstupního sledovače
*
.param Lso=0.7u
.param Wson=32.7u
.param Wsop=97.2u
*
M9 17 17 15 15 NMOS L={Lso} W={Wson}
M10 1 17 20 20 NMOS L={Lso} W={Wson}
M11 18 18 15 15 PMOS L={Lso} W={Wsop}
M12 12 18 20 20 PMOS L={Lso} W={Wsop}
*
.OP
.PROBE
.END

```

