

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

PROUDOVÉ ZDROJE A AKTIVNÍ ZÁTĚŽ V TECHNOLIGII CMOS

CURRENT SOURCES AND ACTIVE LOAD IN CMOS TECHNOLOGY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE — KAREL CIHLÁŘ
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — RNDr. MICHAL HORÁK, CSc.
SUPERVISOR

BRNO, 2009

Abstrakt:

Tato bakalářská práce popisuje a vysvětluje princip zdrojů proudu v integrovaných obvodech. Především však podrobně popisuje různá zapojení proudových zrcadel jako zdroje proudu i jako aktivní zátěže u zesilovačů. Dále se zaměřuje na počítačové simulace teplotních a dynamických vlastností Widlarova a kaskádového proudového zrcadla, které se realizují v simulačním programu OrCad PSpice 10. V další části zkoumá vliv aktivní zátěže v podobě Widlarova proudového zrcadla na vybrané zapojení zesilovacích stupňů. V simulacích se především zaměřuje na změny napěťového přenosu, dále pak vstupní a výstupní impedanci. Dle výsledů simulací poté daná zapojení porovnáváme.

Abstract:

This bachelor thesis describes and explains the principle of current sources in integrated circuits. Above all, however, describes in detail the various engagement of current mirrors as current sources as active loads for amplifiers. Furthermore, focusing on computer simulation of temperature and dynamic properties of Widlarova and cascade current mirrors, which are implemented in the simulation program Orcad PSpice 10th In the next section examines the effect of active load in the form of Widlarova current mirror on the involvement of selected amplification levels. The simulations are mainly focused on changes in the transmission voltage, frequency and characteristics of the input and output impedance amplifier, depending on the involvement of a type of burden.

Klíčová slova:

proudové zdroje, aktivní zátěž, CMOS.

Keywords:

current sources, active load, CMOS

Bibliografická citace díla:

CIHLÁŘ, K. *Proudové zdroje a aktivní zátěž v technologii CMOS-bakalářská práce.* Brno, 2009. 52 s. Vedoucí bakalářské práce RNDr. Michal Horák, 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 2. 6. 2009

…….

Poděkování:

Děkuji vedoucímu diplomové práce RNDr. Michalu Horákovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Dále bych rád poděkoval své rodině, která mě podporovala za dosavadní dobu mého studia. V neposlední řadě pak všem přátelům, zejména pak Vojtěchu Čechovi a Petru Vyroubalovi za podporu a pomoc v těžkých chvílích mého studia.

Obsah:

Úvod - Proudové zdroje 10
1.1. Ideální zdroj proudu 11
1.2. Reálný zdroj proudu 12
1. Zdroje proudu s unipolárními součástkami 13
1.1. Unipolární tranzistor 13
1.2. Konstrukce zdrojů 15
2. Proudová zrcadla 15
3. Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo 16
4. Použití zdrojů proudu jako aktivní zátěž 17
4.1. Princip 17
4.2. Invertor s aktivní zátěží 17
5. Wilsonovo proudové zrcadlo 19
5.1. Malosignálové náhradní zapojení obvodu 20
5.2. Tranzistory s různými typy kanálu 20
6. Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo 21
7. Proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání 22
8. Modifikované proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání 23
9. Analýzy obvodů 24
9.1. Simulace jednoduchého Widlarova zrcadla 24
9.1.1. Změna zatěžovacího odporu 24
9.1.2. Ukázky výstupních charakteristik pro různé poměry kanálů tranzistorů 25
9.1.3. Závislost změny výstupního proudu při změně napětí 26
9.1.4. Doba ustálení tranzistorů 27
9.1.5. Teplotní analýza 28
9.2. Simulace proudového zrcadla v kaskádovém uspořádání 28
9.2.1. Analýza doby ustálení u zapojení v kaskádovém uspořádání 29
9.2.2. Teplotní analýza 29
9.2.3. Porovnání výše uvedených zapojení proudových zrcadel 30
9.2.4. Změna vstupního proudu při rozmítání zatěžovacího rezistoru 30
9.2.5. Pokusná simulace záměny tranzistorů v obvodu 31
9.2.6 Porovnání proudových zrcadel 31

10. Popis základních zapojení zesilovacích stupňů 32
10.1. Zesilovač se společnou source - elektrodou 32
10.2. Zesilovač se společnou drain – elektrodou 32
10.3. Zesilovač se společným hradlem 33
10.4. Tabulka parametrů 33
10.5. Zkreslení signálu 33

11. Řešený příklad 34

12. Analýzy obvodů 36
12.1.1. Amplitudová a fázová charakteristika 36
12.1.2. Časová analýza 36
12.1.3. Stejnosměrná analýza 37
12.1.4. Vstupní Impedance 37
12.1.5. Ostatní simulace 38
12.2. Zesilovače se společnou elektrodou – source a aktivní zátěží 39
12.2:1. Amplitudová charakteristika 39
12.2.2. Výstupní impedance obvodu 40
12.2.3. Ostatní simulace 40
12.3. Zesilovače se společným hradlem a odporovou zátěží 41
12.3.1. Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika 41
12.3.2. Stejnosměrná analýza 42
12.4. Zesilovače se společným hradlem a aktivní zátěží 42
12.4.1. Amplitudová charakteristika pro oba typy zátěží 42
12.4.2. Porovnání vstupních impedancí pro oba typy zátěže 42
13. Diferenční zesilovač s odporovou zátěží 44
13.1. Zapojení s odporovou zátěží 45
13.1.1 Amplitudová a fázová charakteristika 45
13.1.2 Časová analýza 46
13.2. Zapojení s aktivní zátěží 47
13.2.1 Amplitudová a fázová charakteristika 47
13.2.2 Stejnosměrná analýza 48
14. Závěr 49
15. Seznam značek a symbolů 51
16. Použitá literatura… 52

Seznam tabulek:

Tabulka 1 : Srovnání parametrů základních zesilovacích stupňů 31
Tabulka 2 : Porovnání hodnoty simulovaných proudových zrcadel 33

Seznam obrázků:

Obrázek 1 : Různé druhy schématických značek proudových zdrojů 11
Obrázek 2 : Zdroj proudu a jeho zatěžovací charakteristika 11
Obrázek 3 : Reálný zdroj proudu a jeho zatěžovací charakteristika 12
Obrázek 4 : Různé typy unipolárních tranzistorů a popis jejich vývodů 14
Obrázek 5 : Model ideálního proudového zrcadla 15
Obrázek 6 : Model jednoduchého Widlarova zrcadla 16
Obrázek 7 : Zapojení invertoru s aktivní zátěží a jeho převodní charakteristika 17
Obrázek 8 : Wilsonovo proudové zrcadlo s unipolárními tranzistory: a) N-MOS, b) P-MOS. 18
Obrázek 9 : Schéma malosignálového zapojení Wilsonova proudového zrcadla 20
Obrázek 10: Zlepšené Wilsonovo zrcadlo s unipolárními tranzistory: a) N-MOS , b) P-MOS. ... 21
Obrázek 11: Kaskádové proudové zrcadlo v s unipolárními tranzistory: a) N-MOS, b) P-MOS. 22
Obrázek 12: Modifikované proudové zrcadlo v kask. uspořádání a) N-MOS , b) P-MOS. 23
Obrázek 13: Schéma zapojení jednoduchého Widlarova zrcadla s pulsním zdrojem 24
Obrázek 14: Simulace změny výst. proudu v závislosti na přiloženém napětí a změně zátěže 24
Obrázek 15: Charakteristika pro kanál s poměrem W/L = 4,8u/1,2 25
Obrázek 16: Porovnání výstupních charakteristik pro různé poměry kanálů 25
Obrázek 17: Změna výstupního proudu při změně napětí 26
Obrázek 18: Simulace doby ustálení pro různé poměry kanálu Widlarova zrcadla 27
Obrázek 19: Simulace doby ustálení s tranzistory IRF 220 pro teploty 27°C, 75°C a 100°C 28
Obrázek 20: Zapojení kaskádového zrcadlo v programu PSpice 28
Obrázek 21: Doby ustálení pro různé poměry kanálu kaskádového zrcadla 29
Obrázek 22: Simulace změny výstupního proudu v závislosti na změně teploty kas. zrcadla 29
Obrázek 23: Charakteristika závislosti vstupního proudu a výst. napětí na schopnost zrcadlení . 30
Obrázek 24: Závislost vstupního proudu pro různé hodnoty zátěže 30
Obrázek 25: Simulace změn parametrů tranzistorů 31
Obrázek 26: Zapojení zesilovače se společnou source - elektrodou 32
Obrázek 27: Zapojení zesilovače se společnou drain- elektrodou 32
Obrázek 28: Zapojení zesilovače se společným hradlem 33
Obrázek 29: Příklad zapojení zesilovače se společnou source - elektrodou 34
Obrázek 30: Amplitudová a fázová charakteristika 36
Obrázek 31: Vstupní (zelená) a výstupní (červená) charakteristika signálu 37
Obrázek 32: Závislost stejnosměrného zesílení 37
Obrázek 33: Závislost vstupní impedance obvodu na kmitočtu 38
Obrázek 34: Závislost zesílení na kmitočtu 39
Obrázek 35: Závislost výstupní impedance obvodu na kmitočtu 40
Obrázek 36: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika 41
Obrázek 37: Simulace pro zjištění stejnosměrného zesílení 42
Obrázek 38: Porovnání zesílení pro oba typy zátěže 43
Obrázek 39: Závislosti vstupních impedancí na kmitočtu 43
Obrázek 40: Příklad zapojení diferenčního zesilovače 44
Obrázek 41: Amplitudová a fázová charakteristika 45
Obrázek 42: Amplitudová charakteristika 46
Obrázek 43: Zapojení diferenčního zesilovače s aktivní zátěží v programu PSpice 47
Obrázek 44: Amplitudová a fázová charakteristika 47
Obrázek 45: Stejnosměrná analýza diferenčního zesilovače 48

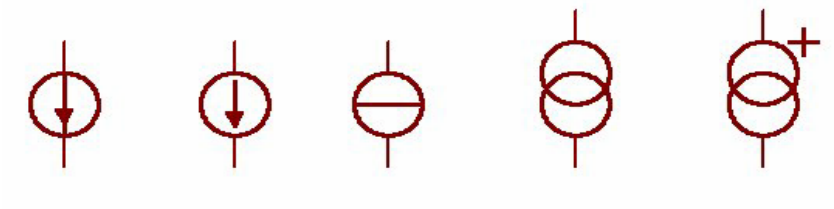
Úvod :

Zdroj proudu je jeden ze základních kamenů mnoha napájení elektrických obvodů. Jako zdroj konstantního proudu se nejčastěji používají proudová zrcadla a jejich modifikace. Můžeme je nalézt jak v analogových, tak digitálních obvodech. Hlavně v analogových obvodech, kde plní funkci aktivní zátěže a vytlačují příliš velké rezistory, čímž zmenšují plochu obvodu na čipu.

Proudové zrcadlo s unipolárními tranzistory je vlastně zdroj proudu řízený proudem. Dle definice by ideální zrcadlo mělo zrcadlit proud bez ohledu na jeho směr. Reálné proudové zrcadlo však nedokáže plnit přesně tuto funkci.V této práci se budeme hlavně zabývat různými modifikacemi proudových zrcadel v technologii CMOS. Budeme sledovat vliv různých typů tranzistorů na vlastnosti obvodu. Dále se zaměříme na přenosové vlastnosti, výstupní a vstupní odpor v závislosti na typu zapojení. U vybraných zrcadel provedeme v programu OrCAD teplotní, dynamické, a jiné simulace. V další části se zaměříme na vliv aktivní zátěže na parametry různých druhů zesilovačů. V simulacích budeme sledovat zejména vliv aktivní zátěže na vstupní a výstupní impedanci, závislosti napěťových přenosů a dalších parametrů na kmitočtu.

Proudové zdroje

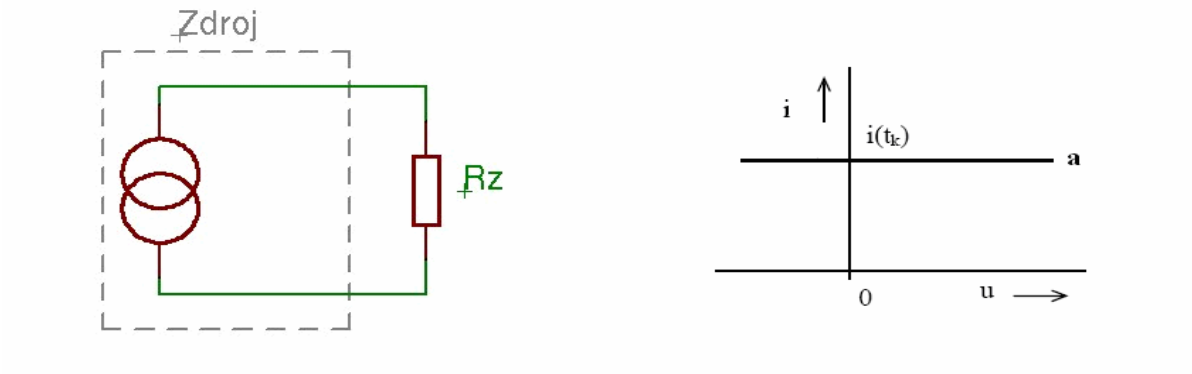
Zdroje proudu jsou jedny z nejdůležitějších prvků při konstrukci integrovaných obvodu.



Obrázek 1: Různé druhy schématických značek proudových zdrojů

1.1. Ideální zdroj proudu

Je takový zdroj, který má nekonečně velký vnitřní odpor. Tento zdroj dodává stále stejný proud bez ohledu na velikost odporu připojené zátěže.



Obrázek 2: Zdroj proudu a jeho zatěžovací charakteristika

V zapojení ideálního zdroje se vyskytuje pouze ideální zdroj proudu a zátěž. Na výpočet nám stačí jen Ohmův zákon v základním tvaru:

U_0 ... napětí zdroje naprázdno
U_{Rz} .. napětí na zátěži

I_k …. je proud zdroje na krátko
I …... proud tekoucí zdrojem
R_z .... je odpor zátěže

$$I_k = I$$

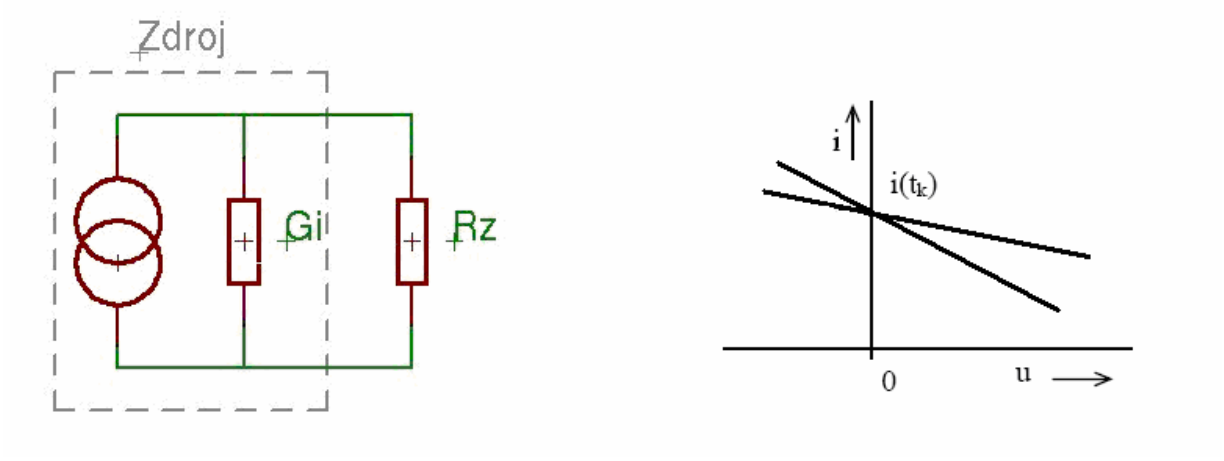
$$U_0 = \infty$$

$$U_{Rz} = I * R_z \qquad (1)$$

Ze vztahu vidíme, že napětí roste úměrně s rostoucí ohmickou hodnotou odporu, tedy čím je zátěž vyšší, tím vyšší musí být napětí, aby byl na zátěži požadovaný proud. [3]

1.2. Reálný zdroj proudu

U reálného zdroje proudu nám přibývá jedna vodivost (rezistor). Je ve schématu vyznačena jako G_i. Prochází-li touto vodivostí proud, vzniká na ní dle Ohmova zákona úbytek napětí, a právě tento úbytek napětí určuje hodnotu napětí, která bude na výstupu reálného zdroje proudu. Proud procházející vodivostí, je-li zdroj nezatížen, je roven proudu ideálního zdroje k němuž je paralelně připojena zmíněná vodivost. Zároveň je tento proud roven proudu, který teče zkratovanými svorkami. [3]



Obrázek 3: Reálný zdroj proudu a jeho zatěžovací charakteristika

U_0 … napětí zdroje naprázdno

U_{Rz} … napětí na zátěži

I_k … proud zdroje na krátko

I … proud tekoucí zdrojem

I_{Gi} … proud tekoucí vnitřní vodivostí

I_{Rz} … proud tekoucí zátěží

R_Z … odpor zátěže

R_i … vnitřní odpor

$$I_k = I[A]$$

$$U_0 = \frac{I}{G_i}[V] \quad (2)$$

$$G_i = \frac{I}{R_i}[S] \quad (3)$$

$$U_{R_Z} = \frac{I_{R_Z}}{R_Z}[V] \quad (4)$$

$$I_{R_Z} = I - I_{G_i}[A] \quad (5)$$

$$I_{G_i} = UG_i[A] \quad (6)$$

1. Zdroje proudu s unipolárními součástkami

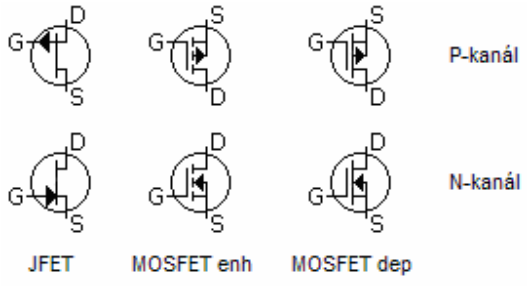
1.1 CMOS technologie

Bipolární tranzistor potřebuje ke svému buzení výkon do bázového (v zapojení se společným emitorem) nebo emitorového (v zapojení se společnou bází) obvodu. Primární veličinou ve vstupním obvodu je proud, který teče buď do báze (zapojení SE) nebo do emitoru (zapojení SB) bipolárního tranzistoru. Tato vlastnost neumožňuje integrovat větší množství (řádově tisíce) bipolárních tranzistorů na jediném čipu, neboť generované Jouleovo teplo by miniaturní čip nebyl schopen odvést. Bipolární tranzistory se proto používají zejména v analogových integrovaných obvodech, kde není tak vysoká hustota integrace a v číslicových obvodech malé a střední hustoty integrace.

Potřeba aktivního prvku v pevné fázi s vysokým vstupním odporem vedla k objevu a konstrukci tzv. tranzistorů řízených polem, jinak nazývaných FET (z anglického field effect transistor). Jsou to tranzistory, jejichž fyzikální princip funkce je odlišný od principu, na kterém pracují bipolární tranzistory. Řídicí elektrodou tranzistorů typu FET teče buď jen velmi malý proud ekvivalentní proudu diody v závěrném směru, nebo je tato řídicí elektroda izolovaná od řízeného obvodu vrstvičkou SiO_2, takže jí neteče prakticky žádný proud (představuje ss odpor o velikosti cca 10^{12} Ω). Historicky první vznikly tranzistory s řídicí elektrodou (hradlem) izolovanou závěrně pólovaným přechodem PN, tzv. tranzistory JFET (junction FET). Pro výklad si můžeme představit, že tranzistor JFET je tvořen polovodičem, např. typu N válcového tvaru, kde ve střední části je po obvodu vytvořen přechod PN tvořící hradlo (řídicí elektrodu, gate, G) tranzistoru a čela válce jsou opatřena kontakty, představující zbývající dvě elektrody tranzistoru. Elektroda, ke které vztahujeme napětí na tranzistoru, se nazývá zdrojová elektroda (source, S), elektroda, na kterou je připojeno napětí, odtoková elektroda (drain, D). Elektroda G je zapojena na napětí U_{GS} takové polarity vůči S, aby přechod PN byl pólován v závěrném směru, elektroda D je vůči S na kladném (pro základní polovodič typu P na záporném) napětí U_{DS}. Vytvořením přechodu PN vznikne v blízkosti přechodu oblast vázaného náboje, jejíž šířka je přibližně nepřímo úměrná odmocnině z koncentrace příměsí. Tato šířka dále závisí na přiloženém napětí v závěrném směru tak, že s rostoucím napětím v závěrném směru roste i šířka této oblasti. Jinými slovy napětím mezi elektrodami G a S řídím velikost proudu mezi elektrodami S a D; vytvořil jsem aktivní prvek v pevné fázi, jehož funkce je, z hlediska vnějšího obvodu, obdobná jako u elektronky. Proud tekoucí do řídicí elektrody je dán závěrným proudem přechodu PN, tj. je v řádu jednotek až desítek nA.

Pracovní oblast právě popsaného JFETu, tedy oblast napětí na hradle, kdy dochází k ovlivňování proudu mezi elektrodami S a D, leží v oblasti napětí záporných vůči elektrodě S, je-li tranzistor tvořen materiálem typu N (takový tranzistor pak nazýváme tranzistor JFET s kanálem typu N) a kladných vůči elektrodě S, je-li tranzistor JFET tvořen materiálem typu P (JFET s kanálem typu P). Objev tranzistoru JFET byl za krátkou dobu následován objevem tranzistoru typu MOSFET. U tohoto tranzistoru je hradlo izolováno tenkou vrstvičkou izolantu, např. SiO_2, a tak stejnosměrný vstupní odpor tohoto prvku je teoreticky nekonečný, v praxi je řádu 10^{11}-10^{12} Ω

Do substrátu o vodivosti P jsou nadifundovány dvě oblasti typu N a tyto oblasti slouží jako elektrody S a D. Řídicí elektroda je mezi těmito oblastmi a je izolována tenkou vrsvou SiO_2. Přiložíme-li nyní na řídicí elektrodu dostatečně vysoké kladné napětí (avšak nikoliv tak vysoké, abychom izolační vrstvičku prorazili), vytvoří se na povrchu polovodiče typu P v blízkosti hradla tzv. inverzní vrstva, tj. vrstva o opačné vodivosti, tedy o vodivosti N a tato inverzní vrstva propojí oblasti typu N (tedy elektrody S a D) a proud mezi těmito elektrodami může procházet. Zde je ale napětí na hradle a napětí na elektrodě D tranzistoru stejné polarity, což má za následek, že průřez kanálu klesá se vzdáleností *x*. V blízkosti elektrody D se může stát, pro určitou velikost napětí U_{GS} a napětí U_{DS}, že inverzní vrstva zmizí a omezí tak proud mezi elektrodami S a D. To se projeví na výstupní charakteristice tranzistoru (závislost proudu I_{DS} na napětí U_{DS} pro konstantní U_{GS}) saturací proudu od určité hodnoty U_{DS}. Přiložíme-li na hradlo G tranzistoru MOSFET kladné napětí vůči elektrodě S, vzniká efektem elektrostatické indukce elektrické pole v izolační vrstvě, neboť záporný náboj ve vrstvě se hromadí v blízkosti hradla a kladný v blízkosti povrchu polovodiče. Tento kladný náboj opět indukuje hromadění záporného náboje v blízkosti rozhraní oxid-polovodič, ale na straně polovodiče. V blízkosti rozhraní oxid-polovodič tedy vzniká v polovodiči typu P vrstva obohacená elektrony. Je-li náboj nahromaděný na straně oxidu v blízkosti rozhraní oxid-polovodič dostatečně veliký (to závisí na velikosti napětí na elektrodě G a na tloušťce izolační vrstvičky, tj. na elektrickém poli, které se přes oxidovou vrstvičku vytvoří), může obohacení elektrony v polovodiči vést k vytvoření vrstvy opačné vodivosti, než měl původní polovodič, tedy typu N. Obdobný efekt nastává, zvolíme-li základní materiál typu N. Nyní nepoteče proud I_{DS}, bude-li na elektrodě G nulové napětí vůči elektrodě S. Je to dáno tím, že inverzní vrstva je indukována napětím na hradle tranzistoru, bez napětí inverzní vrstva neexistuje a tranzistor tedy nevede. Říkáme, že se jedná o tranzistor MOSFET s indukovaným kanálem. Pracovní oblast napětí na hradle leží tedy (pro kanál N) v oblasti kladných napětí vůči elektrodě S. To je často výhoda, neboť nám v aplikaci stačí jeden zdroj napětí, ale pracovní oblasti tranzistoru MOSFET a tranzistoru JFET s kanálem stejné vodivosti se nepřekrývají, takže např. není možná záměna obou typů. Z tohoto důvodu byl vyvinut ještě jeden druh tranzistorů s technologicky vytvořeným kanálem, který může pracovat ve dvou režimech, režimu obohacení (enhancement) a režimu ochuzení (depletion). Režim obohacení nastává při přiložení kladného napětí na elektrodu G, kdy stejným mechanismem elektrostatické indukce jako byl popsán u MOSFETu s indukovaným kanálem se kanál dále rozšiřuje a tedy obohacuje o elektrony, stává se vodivější a příslušné výstupní charakteristiky se nasycují při vyšším proudu (při jinak stejném U_{GS}). Při přiložení záporného napětí na elektrodu G funguje opět mechanismus elektrostatické indukce, ale s opačným efektem, technologicky vytvořený kanál typu N se ochuzuje o elektrony, jeho průřez klesá, až při určitém dostatečně velikém záporném napětí U_{GS} proud mezi elektrodami S a D klesne prakticky na nulu, tranzistor se zavře. [7]



Obrázek 4: Různé typy unipolárních tranzistorů a popis jejich vývodů

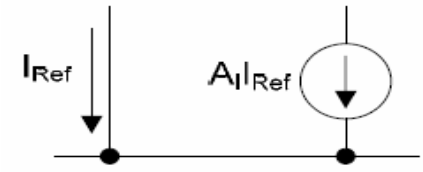
1.1. Konstrukce zdrojů

Pro konstrukci těchto zdrojů proudu nemůžeme použít všechny druhy unipolárních tranzistorů, ale jen ty, které mají výstupní charakteristiku pro nulové vstupní napětí posunutou nad nulovou hodnotu proudu. Vhodné jsou tedy tranzistory JFET a MOSFET s ochuzovaným (zabudovaným) kanálem. MOSFET s obohacovaným kanálem se přímo využít nedá, protože při Ugs= 0V a v tomto případě tranzistor nevede. [2]

2. Proudová zrcadla

V integrovaných obvodech se velmi často používají tzv. proudová zrcadla(*Current Mirror*), která se stala významným stavebním prvkem v analogových integrovaných obvodech i v mnohých číslicových integrovaných obvodech. Jsou to zapojení zdrojů řízených proudem, u kterých se referenční proud, tekoucí v jedné větvi obvodu zrcadlí v jeho druhé větvi. V integrovaných obvodech se proudová zrcadla velmi často používají jako proudové opakovače, nebo zdroje konstantního proudu. Také se využívají pro jejich lepší vlastnosti místo vysokoohmových rezistorů. Dále se proudové zdroje využívají ve funkci tzv. aktivní zátěže, kde se využívá velkého výstupního odporu zdroje a zapojují se jako zatěžovací rezistor zesilovače. Takto zapojená aktivní zátěž je výhodná i z hlediska menších parazitních kapacit a menší plochy, kterou zdroj na čipu zabírá. Aplikace aktivních zátěží také dovoluje realizovat nízkopříkonové režimy funkčních bloků elektronických obvodů, umožňuje osazení podstatně vyšších zisků zesilovacích stupňů a konečně u diferenčních zesilovačů dovoluje snadnou konverzi symetrického výstupu na nesymetrický, čímž je umožněno jednoduché připojení dalších obvodů.

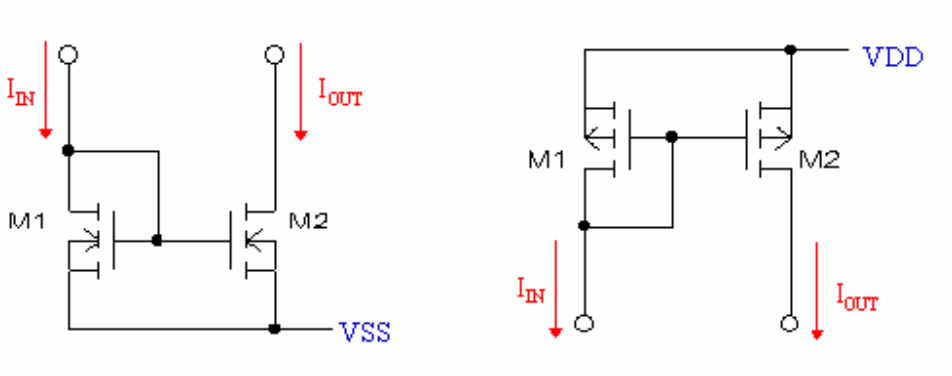
Další výhodou je, že zesilovače zesilují nezávisle na velikosti napájecího napětí, mohou zesilovat velké signály bez zkreslení a rozkmit signálu může být téměř přes celý rozsah napájení



Obrázek 5: Model ideálního proudového zrcadla

Ideální proudové zrcadlo je tedy vlastně zdroj proudu řízený proudem, který zrcadlí proud bez ohledu na jeho směr. Reálné proudové zrcadlo však není schopné přesně plnit funkci zdroje proudu řízeného proudem Zesílení může být pouze kladné, dynamický rozsah a rychlost má samozřejmě konečnou velikost. A také proud tekoucí referenční větví není snímán ideálně, jelikož je vstupní impedance této větve nenulová [1], [2]

3. Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo



Obrázek 6: Model jednoduchého Widlarova zrcadla

a) **b)**

Proud protékající tranzistorem M1 souvisí s Ugs_1. Jestliže bude $Ugs_1 = Ugs_2$, pak proud protékající tranzistorem M2 bude v ideálním případě roven Id1, případně jeho násobku. Pokud je M2 v saturaci a M1=M2 , pak budou protékající proudy shodné.

Proudový přenos tohoto zrcadla je : $$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{g_{f2}}{g_{f1} + g_{DS1}} = \frac{g_f}{g_f + g_{DS}} = \frac{1}{1 + \frac{g_{DS}}{g_f}}$$ (7)[3]

Strmost tranzistoru například : $g_f = g_{f1} = g_{f2} = 10$ mA/V a
Výstupní vodivost tranzistoru například : $g_{DS} = g_{DS1} = 10^{-4}$ S
Po přepočítání vztahu s předpokládanými parametry pro unipolární tranzistor je proudový přenos $K_I = 0{,}990$, tj. chyba přenosu proudu je 1% , což je zanedbatelné.

Vstupní odpor zrcadla je dán vlastnostmi tranzistoru M1 $$R_{IN} = \frac{1}{g_{f1} + g_{DS1}}$$ (8)[3]

pro typické hodnoty vychází $R_{IN} = 99\ \Omega$.

Výstupní odpor zrcadla je určen výstupní vodivostí tranzistoru M2 $$R_{OUT} = \frac{1}{g_{DS2}}$$ (9)[3]

po dosazení číselné hodnoty bude $R_{OUT} = 10\ k\Omega$.

U zdroje proudu požadujeme co největší (ideálně nekonečný) výstupní odpor. U tohoto zapojení je však dosažena hodnota pouze 10kΩ což je příliš malý odpor, pro vhodný zdroj proudu. [3]

4. Použití zdrojů proudu jako aktivní zátěž

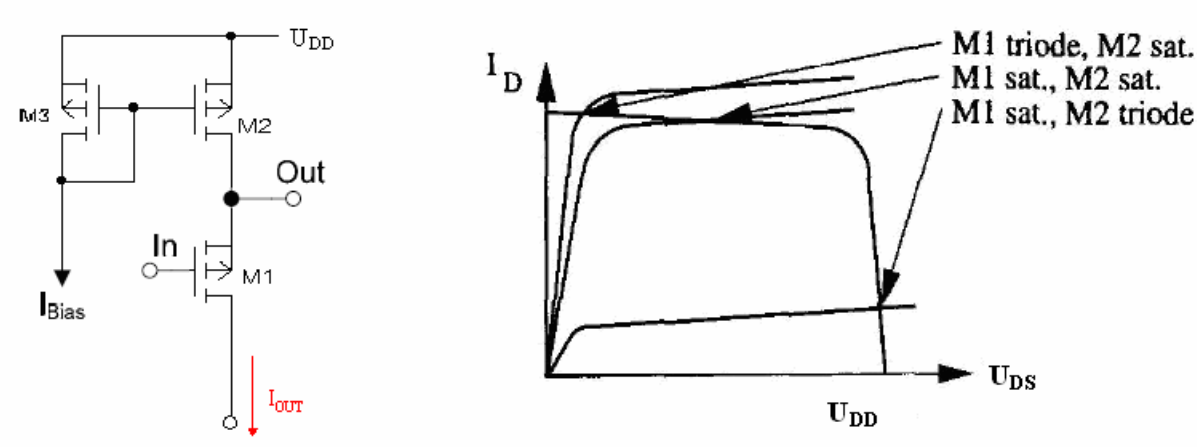
Aktivní zátěž může být součástí obvodu s tranzistory pracujícími v aktivním režimu. Náhrada odporové pasivní zátěže proudovým zdrojem o vysokém výstupním odporu vede ke zvětšení napěťového zesílení. Cílem jak minimalizace, tak i dosažení vyššího zesílení je eliminovat odporové zátěže a nahradit je aktivními. Princip funkce aktivní zátěže popsaný v kapitole 4.1 vysvětlujeme na bipolárních tranzistorech.

4.1. Princip

V běžných zesilovacích stupních je zisk omezen odporem kolektoru. Zvýšit zisk zesilovače je možné zvýšením odporu v kolektoru, toto má však za následek změnu klidového pracovního bodu a s tím související pokles kolektorového proudu. Na proudu kolektorem je závislý proudový zesilovací činitel β. Díky tomu zisk naopak klesá. Řešení tohoto problému spočívá v realizaci kolektorové zátěže prostřednictvím aktivních prvků, které zajistí nastavení odpovídajícího pracovního bodu pro stejnosměrné složky napětí a proudů, tak jako by to bylo při užití kolektorového rezistoru s relativně nízkou hodnotou. Pro střídavé složky zesilovaného signálu se však tato zátěž musí chovat jako impedance s vysokým odporem . Jako aktivní zátěž pro zesilovače nízkých výkonů lze použít tranzistoru zapojeného jako proudový zdroj, či proudového zrcadla. Klidový pracovní bod je nastaven proudem.

4.2. Invertor s aktivní zátěží

Invertor s aktivní zátěží, je vlastně nejjednodušší zapojení, které plní úlohu zesilovače. Můžeme si také všimnout, že zapojení je stejné jako u jednoduchého proudového zrcadla. Pracovní bod tranzistoru, který tvoří aktivní zátěž, je nastaven pomocí referenčního napětí U_{bias}. Vstupní signál je připojen pouze na *hrado* jednoho tranzistoru. Ze schématu (obrázek 7) je patrné, že tranzistor M_3, kterým protéká proud I_{bias} je zapojen v tzv. diodovém uspořádání (*drain* a *hradlo* tranzistoru je propojeno), vytváří referenční napětí.

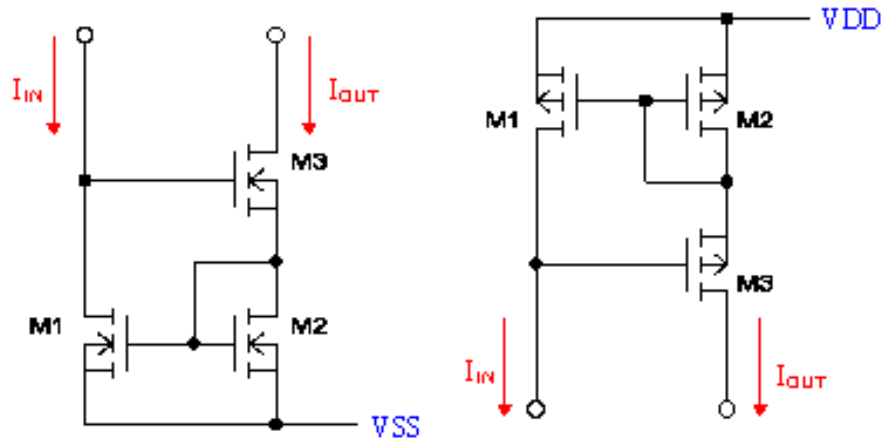


Obrázek 7: Zapojení invertoru s aktivní zátěží a jeho převodní charakteristika

Stejnosměrná charakteristika aktivní zátěže je dána tím, že napětí mezi G a S ($U_{GS)}$ je konstantní. Pokud bude vstupní napětí U_{in} menší než je prahové napětí U_{TH} tranzistoru M1, potom tranzistorem nepoteče téměř žádný proud a výstupní napětí bude v tomto případě velmi blízké napájecímu napětí U_{DD}. Pak pracuje tranzistor M1 v *podprahovém* (*„subthreshold“*) režimu a tranzistor M2 v režimu *lineárním* (*odporovém*, *„triode“*).Pokud budeme napětí V_{in} zvyšovat, začne tranzistor podprahový režim opouštět a stane se vodivým. I tak však výstupní napětí zůstává blízké U_{DD} do té doby, než tranzistor M1 vstoupí do oblasti saturace (protékající proud dosáhne hodnoty saturačního proudu). Charakteristika má v tomto bodě poměrně strmý pokles. Oba tranzistory jsou v režimu saturace. Pokud budeme i nadále zvyšovat vstupní napětí, proud procházející tranzistorem M1 začne být vyšší jak proud procházející tranzistorem M2. Toto však není možné a dojde k vyrovnávání proudů zmenšováním výstupního napětí, až do stavu, kdy se tranzistor M1 dostane do *lineárního* režimu a napětí na výstupu se přiblíží ke *gnd*.

Největšího zesílení dosahuje invertor v oblasti, kde oba tranzistory pracují v saturaci. Z toho samozřejmě plyne, že pokud chceme tohoto obvodu použít jako zesilovače, je potřeba nastavit pracovní bod obvodu právě tak, aby se pohyboval v této oblasti. Naopak připomeňme, že v digitálních obvodech se snažíme, aby invertor pracoval v oblastech kdy je výstup buď blízko napájecího napětí (U_{DD}, log 1) nebo naopak zemi (*gnd*, log 0). V těchto bodech invertor vykazuje téměř nulovou výkonovou ztrátu. Tohoto stavu je dosaženo právě tím, že vstupní signál řídí oba tranzistory (tranzistory mají spojeny svá *hradla* a tento uzel je vstup). [1] [2]

5. Wilsonovo proudové zrcadlo



Obrázek 8: Wilsonovo proudové zrcadlo s unipolárními tranzistory: a) N-MOS, b) P-MOS.

a) b)

Od Widlarova proudového zrcadla se odlišuje přidáním tranzistoru M3, čímž jsme docílili lokální zpětné vazby, která nám zvýší výstupní odpor obvodu. Napětí V_{GS} tranzistorů M1 a M2 jsou shodná. Proudový přenos Wilsonova zrcadla s unipolárními tranzistory je dán vztahem

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{g_f^{\,2} + g_{DS} \cdot g_f}{g_f^{\,2} + 2 \cdot g_{DS} \cdot g_f + 2 \cdot g_{DS}^{\,2}} = \frac{1}{1 + \frac{g_{DS}}{g_f} + \frac{g_{DS}^{\,2}}{g_f^{\,2} + g_{DS} \cdot g_f}} \qquad (10)\ [3]$$

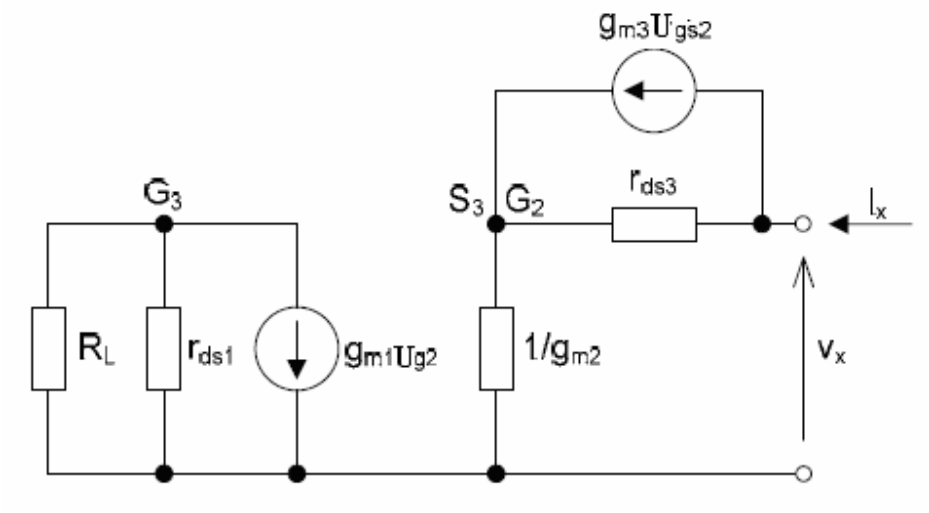
Strmost tranzistoru například : $g_f = g_{f1} = g_{f2} = 10$ mA/V a
Výstupní vodivost tranzistoru například : $g_{DS} = g_{DS1} = 10^{-4}$ S

Proti předešlému zapojení nám přibyl další chybový člen : $\frac{g_{DS}^{\,2}}{g_f^{\,2} + g_{DS} \cdot g_f}$

Po výpočtu a zaokrouhlení na 3 desetinná místa se však proudový přenos nezměnil. Výhodou tohoto zapojení oproti předešlému, je menší citlivost přenosu na změnu napájecího napětí. Vstupní odpor Wilsonova zrcadla s unipolárními tranzistory je roven převrácené hodnotě výstupní vodivosti tranzistoru M1. Ten se pohybuje okolo hodnoty 10kΩ, což není příliš vhodná hodnota. Toto zapojení bylo původně navrženo pro aplikaci s bipolárními tranzistory, aby se eliminovaly proudy do bází, tudíž pro MOS technologii, ve které jsou proudy do řídících elektrod zanedbatelné, nemá větší smysl. Přesto zapojení používáme, protože vykazuje vysoký výstupní odpor, který činí dle níže uvedeného vzorce $R_{OUT} = 1{,}01$ MΩ [3]

$$R_{OUT} = \frac{1}{g_{f2} + g_{DS2}} + \frac{1}{g_{DS3}} + \frac{g_{f3} \cdot (1 + g_{f1} / g_{DS1})}{(g_{f2} + g_{DS2}) \cdot g_{DS3}} \qquad (11)[3]$$

5.1. Malosignálové náhradní zapojení obvodu



Obrázek 9: Schéma malosignálového zapojení Wilsonova proudového zrcadla

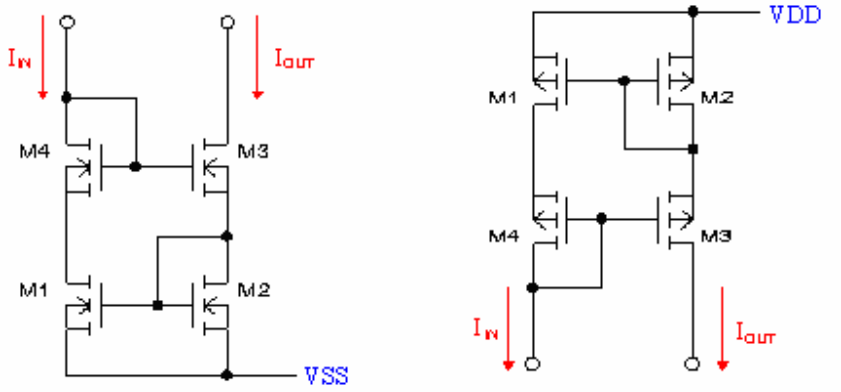
Na výše uvedeném obrázku se pokusím popsat funkci zpětné vazby. Obvod se bude chovat správně, pokud budou všechny tranzistory pracovat v saturační oblasti. Pokud zvýšíme výstupní proud(o příspěvek ΔI_{out}), protéká tento proud tranzistory M2 a M3. V závislosti na tom se musí zákonitě zvýšit Uds_2 , aby jim protekl proud $I_{out}+\Delta I_{out}$, jelikož Ugs_2 je konstantní a proud hradly nemůže protékat. Pracovní podmínky tranzistoru M1 se nemění, a proto klesá při zvýšení U_{ds2} prahové napětí U_{gs3} , a tím se tento tranzistor přivírá, čímž dochází ke stabilizaci výstupního proudu. Jedinou nevýhodou tohoto obvodu je fakt, že napětí *drain-source* tranzistorů M1 a M2 jsou rozdílná , což způsobuje systematickou chybu výstupního proudu

5.2. Tranzistory s různými typy kanálu

U proudového zrcadla se předpokládá, že proud I_D je nezávislý na napětí U_D. Toto ovšem není úplná pravda, a proto je lepší v jednoduchém proudovém zrcadle používat MOS tranzistory s dlouhým kanálem (nepoužívat minimální povolenou délku kanálu, ale alespoň 3*Lmin). Výhodou tranzistoru s krátkým kanálem je jeho rychlost, nevýhodou méně přesné kopírování proudu. Proto pro přesnější kopírovaní proudu preferujeme tranzistory s dlouhými kanály

6. Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo

Do původního Wilsonova proudového zrcadla jsme připojili tranzistor M4, čím jsme vlastně dostali dvě jednoduchá zrcadla, která pracují proti sobě čímž je vytvořena aktivní zpětná vazba z výstupu na vstup. Tímto se zlepší přesnost zrcadla a díky symetrickému uspořádání bude navíc zrcadlo méně citlivé na změny napájecího napětí. Vylepšené Wilsonovo zrcadlo odstraňuje systematickou chybu vybalancováním napětí na drain svorkách tranzistoru M1 a M3 [3]



Obrázek 10: Zlepšené Wilsonovo zrcadlo s unipolárními tranzistory: a) N-MOS , b) P-MOS.

a) b)

Proudový přenos má menší odchylku od ideální hodnoty než předchozí zapojení zrcadel.

Strmost tranzistoru například : $g_f = g_{f1} = g_{f2} = 10$ mA/V a
Výstupní vodivost tranzistoru například : $g_{DS} = g_{DS1} = 10^{-4}$ S

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{g_f^3 + 3 \cdot g_f^2 \cdot g_{DS} + 2 \cdot g_f \cdot g_{DS}^2}{g_f^3 + 3 \cdot g_f^2 \cdot g_{DS} + 4 \cdot g_f \cdot g_{DS}^2 + 2 \cdot g_{DS}^3} \qquad (12)[3]$$

Dosazením do vzorce vychází proudový přenos $K_I = 0{,}9998$, tj. s chybou jen 0,2 promile

Tím, že jsme zvýšili hodnotu výstupního odporu, dojde k nemalé redukci rozsahu výstupního napětí. Napětí na *source* terminálu tranzistoru M3 je rovno V_{GS2} a aby byl M3 v saturaci výstupní napětí musí být větší než je jeho minimální saturační napětí. Jeho hodnota může být v rozmezí *0,8-1,5 V* což je i při napájecím napětí *5 V* poměrně významná redukce. Toto platí pro obě zapojení Wilsonova proudového zrcadla.

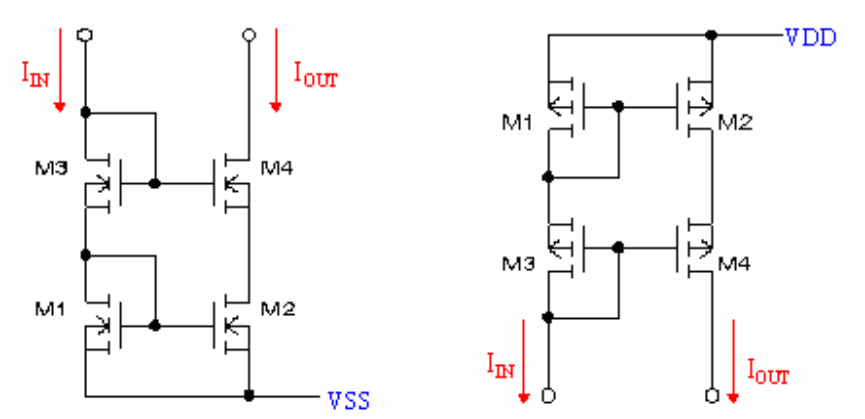
Vstupní odpor zlepšeného Wilsonova zrcadla určují vlastnosti tranzistorů M1 a M4

$$R_{IN} = \frac{1}{g_{DS1}} + \frac{1}{g_{f4} + g_{DS4}} = \frac{1}{g_{DS}} + \frac{1}{g_f + g_{DS}} \qquad (13)[3]$$

Pro reálné hodnoty parametrů tranzistorů bude $R_{IN} = 10{,}1\ \text{k}\Omega$.
Výstupní odpor je stejný jako v předešlém zapojení, tedy : $R_{OUT} = 1{,}01\ \text{M}\Omega$.

7. Proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání

Toto kaskádové uspořádání se velmi často používá v MOS technologiích. Tranzistor M4 má funkci ochrany tranzistoru M2 před změnou napětí na výstupní svorce proudového zrcadla. Toto zapojení je vlastně alternativa pro zvýšení výstupního odporu zrcadla, avšak citlivost přenosu na změnu napětí bude o něco horší jak v předešlém zapojení. [3]



Obrázek 11: Kaskádové proudové zrcadlo v s unipolárními tranzistory: a) N-MOS , b) P-MOS.

a) b)

Tranzistory M1, M3 (ve vstupní větvi) zapojené v diodové konfiguraci, slouží k nastavení pracovních bodů tranzistorů M2-M4 zapojených v kaskádovém uspořádání. Stejně jako v předchozích případech pokud budou tranzistory M1 a M2 shodné, bude stejné i jejich napětí $V_{GS,}$ a tím pádem bude tranzistor M2 zrcadlit do výstupní větve proud tranzistoru M1. Díky kaskádovému zapojení bude zvýšen výstupní odpor zrcadla. [3]

Proudový přenos zrcadla s kaskádou je dán vztahem

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{g_f^{\,3} + 4 \cdot g_f^{\,2} g_{DS} + 3 \cdot g_f \cdot g_{DS}^{\,2}}{g_f^{\,3} + 4 \cdot g_f^{\,2} g_{DS} + 5 \cdot g_f \cdot g_{DS}^{\,2} + 2 \cdot g_{DS}^{\,3}} \qquad (14)[3]$$

Dosazením: $g_f = g_{f1} = g_{f2} = 10$ mA/V a $g_{DS} = g_{DS1} = 10^{-4}$ S

Dostáváme proudový přenos $K_I = 0{,}9998$, tj. s chybou jen 0,2 promile

Vstupní odpor tohoto zrcadla určují tranzistory M1 a M3 podle vztahu

$$R_{IN} = \frac{1}{g_{f1} + g_{DS1}} + \frac{1}{g_{f3} + g_{DS3}} = \frac{2}{g_f + g_{DS}} \qquad (15)[3]$$

Po dosazení dostaneme velmi příznivou hodnotu R_{IN}=198Ω

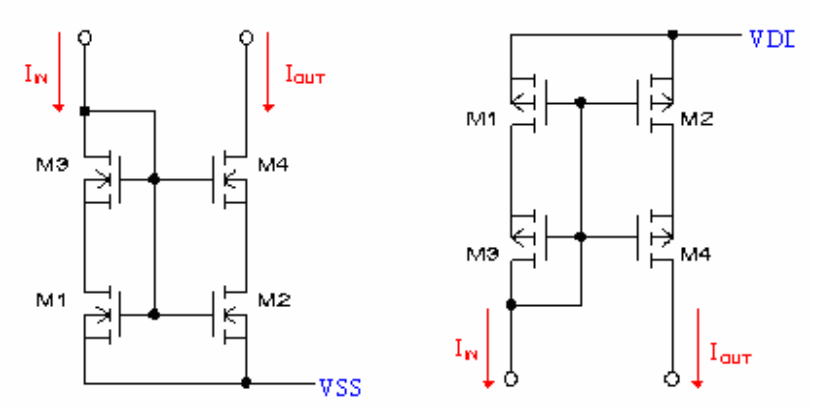
Výstupní odpor kaskádového zapojení je dán vztahem

$$R_{OUT} = \frac{1}{g_{DS2}} + \frac{1}{g_{DS4}} + \frac{g_{f4}}{g_{DS2} \cdot g_{DS4}} \qquad (16)[3]$$

a v reálném případě má hodnotu $R_{OUT} = 1{,}02$ MΩ.

8. Modifikované proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání

Tato zapojení vzniklo za účelem dalšího snižování napájecího napětí a tím i tepelných ztrát obvodu. I u tohoto zapojení platí, že zvýšení výstupního odporu je zaplaceno redukcí dynamického rozsahu výstupního signálu (napětí na výstupním uzlu). Ve většině případů, je ovšem právě tento rozsah jedním z klíčových parametrů proudového zrcadla. Jako návrháři se pak dostáváme k nesnadnému úkolu navrhnout zrcadlo, které by skloubilo nejen velký rozsah výstupního napětí, ale také vysoký výstupní odpor (je zajištěn, pokud oba kaskádové tranzistory pracují v saturační oblasti), při zachování korekce systémové chyby výstupního proudu. [3]



Obrázek 12: Modifikované proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání s unipolárními tranzistory: a) N-MOS , b) P-MOS.

a) b)

Proudový přenos modifikovaného proudového zrcadla v kaskádovém uspořádání je dán vztahem

$$K_I = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{1}{1 + \frac{g_{DS}^{\ 2}}{g_f^{\ 2} + 4 \cdot g_{DS} \cdot g_f + 4 \cdot g_{DS}^{\ 2}} + \frac{2 \cdot g_{DS}^{\ 3}}{g_f^{\ 3} + 4 \cdot g_{DS} \cdot g_f^{\ 2} + 4 \cdot g_{DS}^{\ 2} \cdot g_f}} \qquad (17)[3]$$

Dosazením: $g_f = g_{f1} = g_{f2} = 10$ mA/V a $g_{DS} = g_{DS1} = 10^{-4}$ S

Číselně je proudový přenos K_I = 0,99990, což je nejpříznivější hodnota z popisovaných proudových zrcadel s unipolárními tranzistory.

Vstupní odpor tohoto proudového zrcadla opět určují tranzistory M1 a M3 podle vztahu

$$R_{IN} = \frac{1}{g_{f1} + g_{DS1}} + \frac{g_{DS1}}{(g_{f1} + g_{DS1}) \cdot (g_{f3} + g_{DS3})} \qquad (18)[3]$$

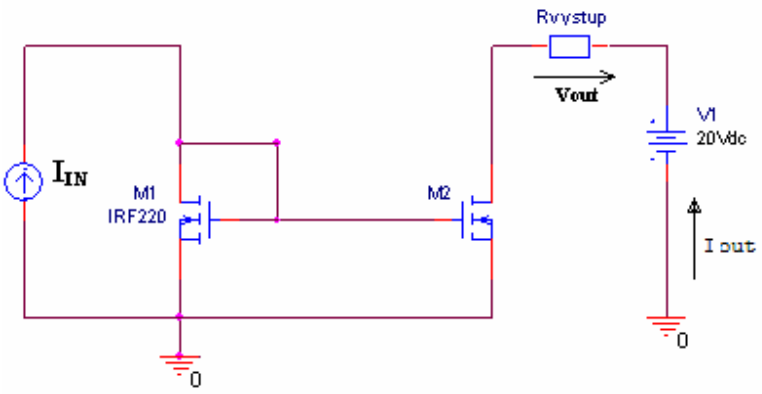
a po dosazení dostaneme celkem příznivou hodnotu R_{IN}=100ΩVýstupní odpor zlepšeného kaskádového zapojení je dán opět vztahem

$$R_{OUT} = \frac{1}{g_{DS2}} + \frac{1}{g_{DS4}} + \frac{g_{f4}}{g_{DS2} \cdot g_{DS4}} \qquad (19)[3]$$

a v reálném případě má hodnotu $R_{OUT} = 1{,}02\ M\Omega$.

9. Analýzy obvodů

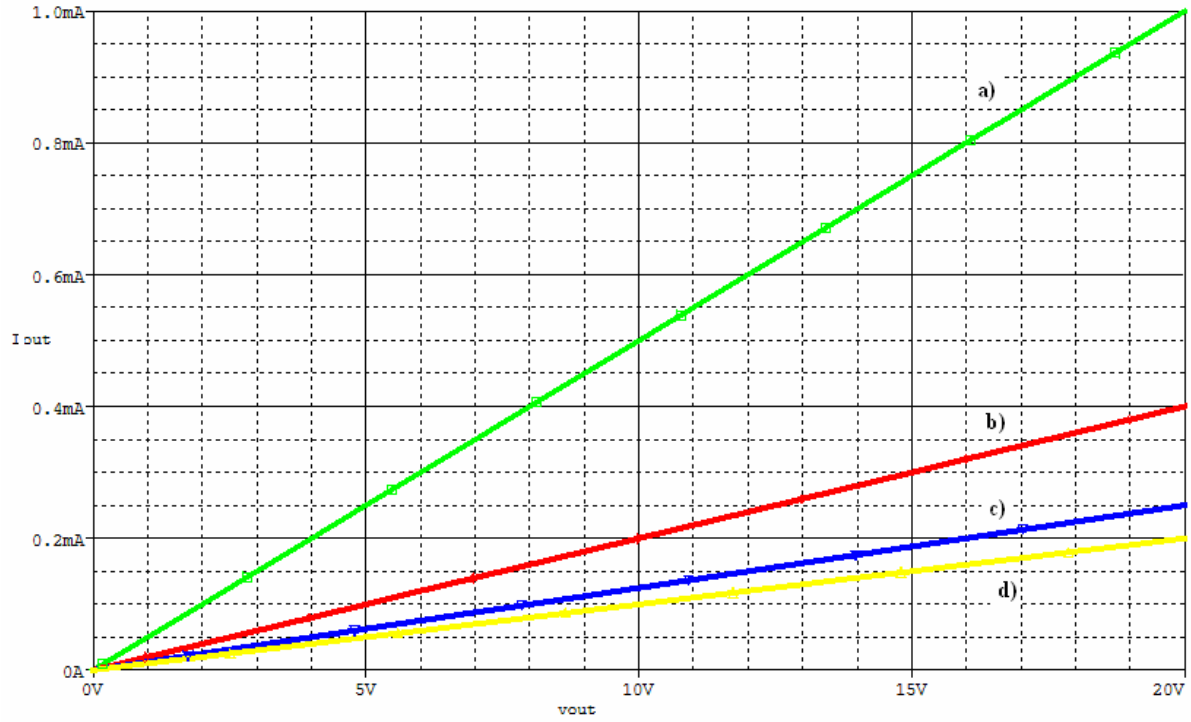
9.1. Simulace jednoduchého Widlarova zrcadla



Obrázek 13: Schéma zapojení jednoduchého Widlarova zrcadla

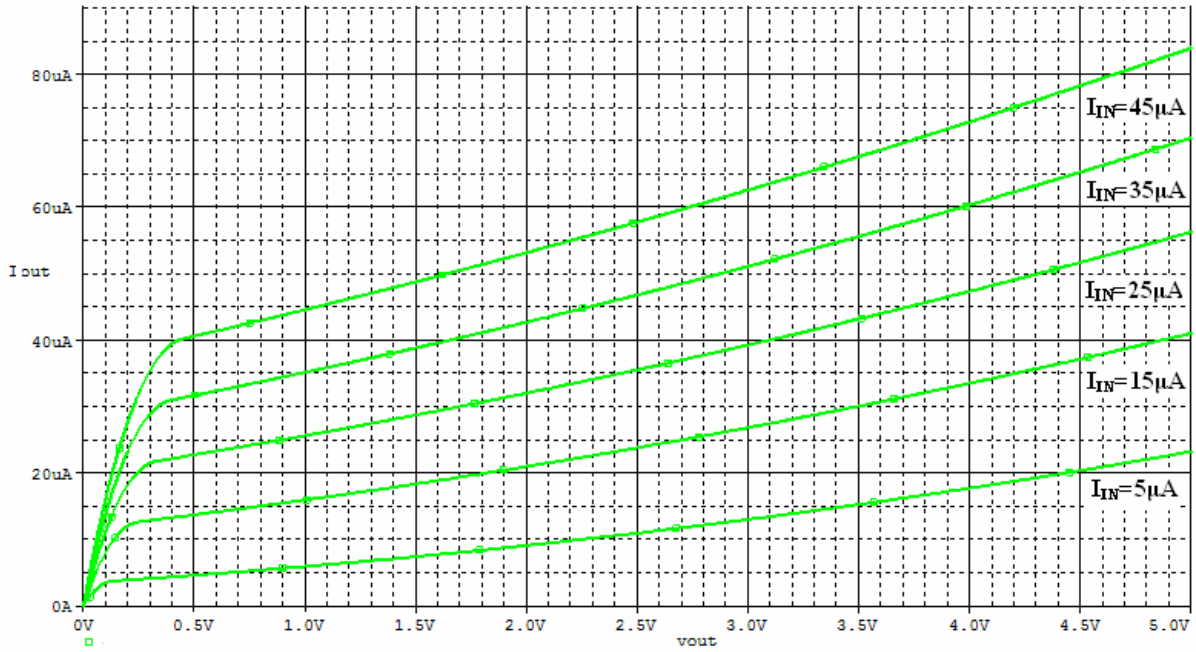
9.1.1. Změna zatěžovacího odporu

Tímto pokusem jsme ověřili vliv přiloženého napájecího napětí na výše uvedené proudové zrcadlo (obrázek 13) Pro simulaci jsme rozmítali hodnotu zatěžovacího rezistoru Rvystup a sledovali jak se bude měnit výstupní proud se změnou napětí při I_{IN} = 1 mA . Pro hodnotu zatěžovacího rezistoru 100 kΩ při změně U_{OUT} v rozsahu 0-20V je Δ I_{OUT} = 0,2 mA

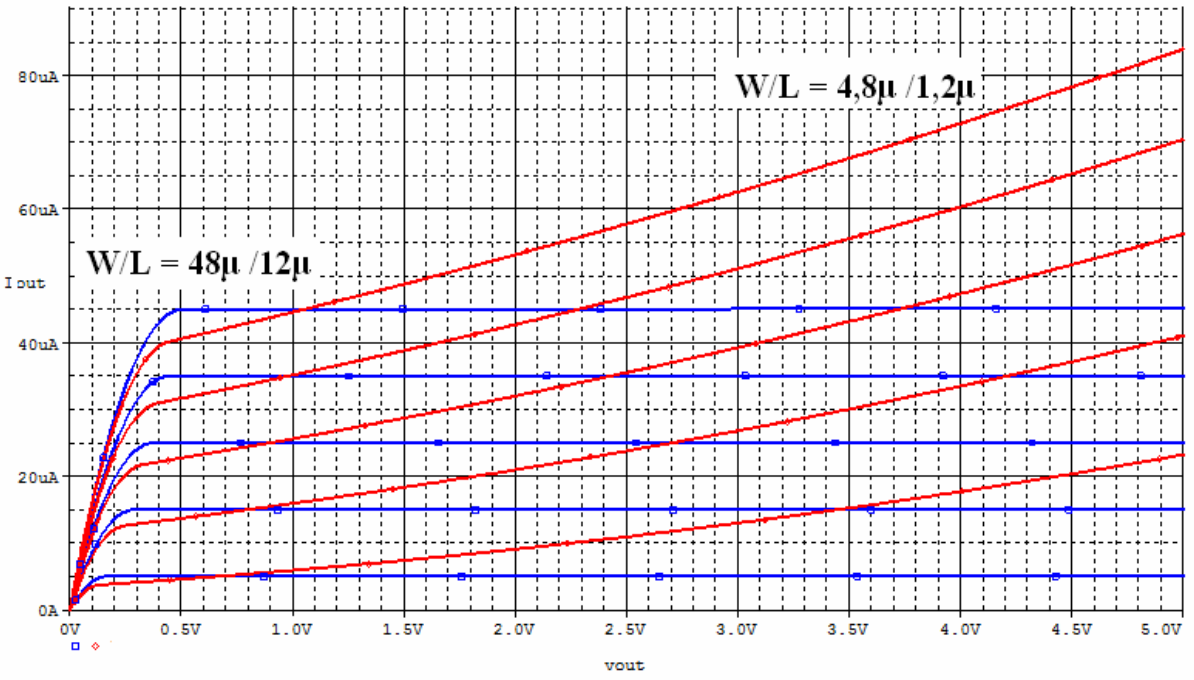


Obrázek 14: Závislost výstupního proudu I_{OUT} na změně napětí U_{OUT} při I_{IN} = 1mA. Na přiložené zátěže pro a) 20 kΩ; b) 50 kΩ; c) 80 kΩ; d) 100 kΩ

9.1.2. Ukázky výstupních charakteristik pro různé poměry šířky W a délky L kanálů unipolárního tranzistorů

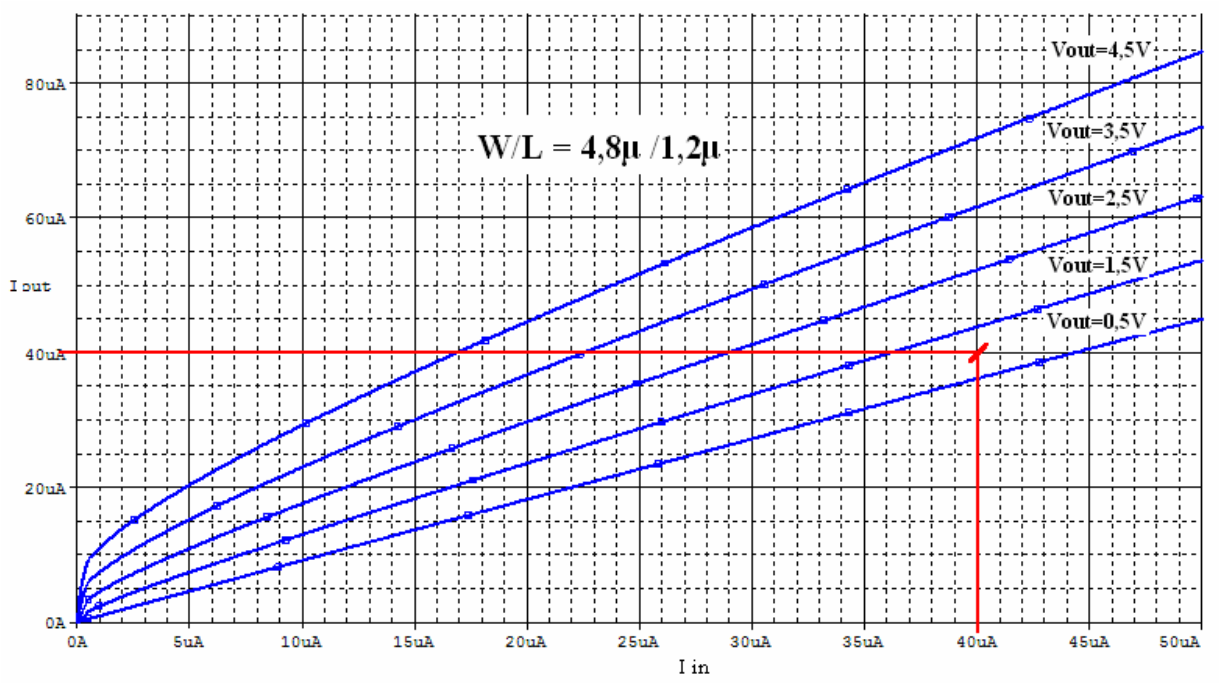


Obrázek 15: Charakteristika pro poměry šířky W a délky L kanálů W/L = 4,8u/1,2



Obrázek 16: Porovnání výstupních charakteristik pro různé poměry šířky W a délky L kanálů

9.1.3. Závislost změny výstupního proudu při změně napětí

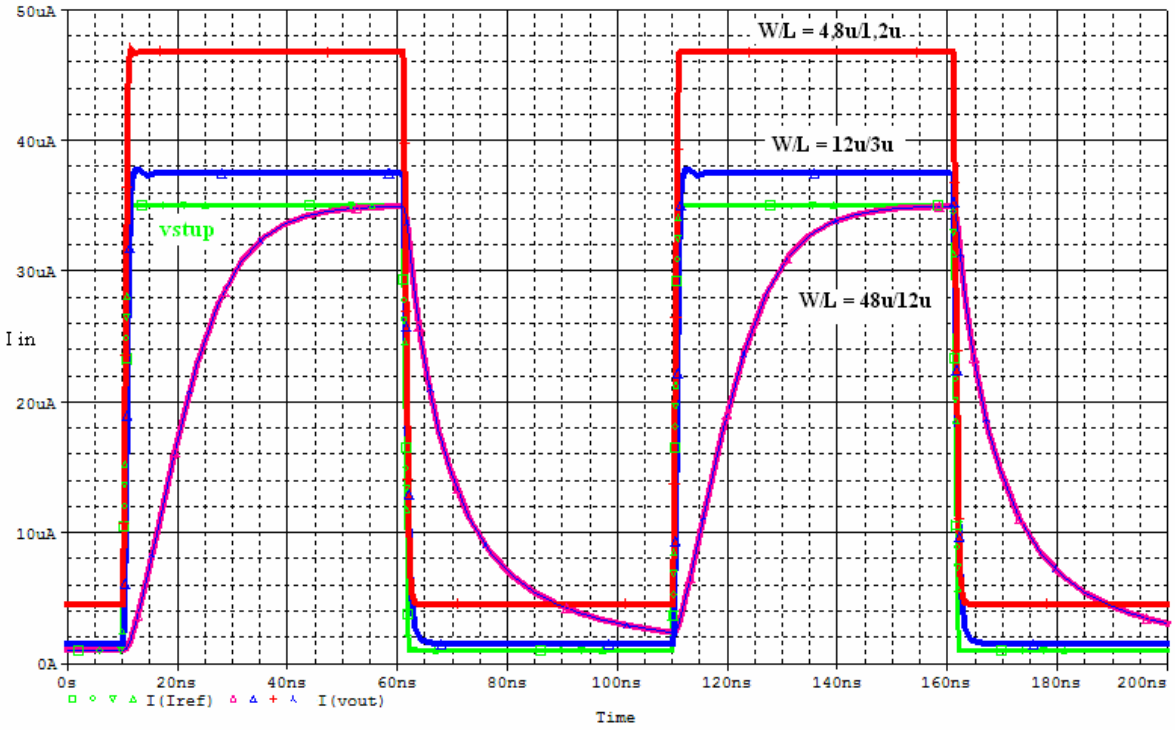


Obrázek 17: Změna výstupního proudu při změně napětí

Ze simulace je patrné, že při použití tranzistorů s krátkým kanálem dochází při hodnotách výstupního napětí vyšších jak 1V k chybě zrcadlení. Použitím tranzistorů s kanálem dlouhým tuto chybu eliminujeme a charakteristika je konstantní pro všechny hodnoty napětí.

9.1.4. Doba ustálení tranzistorů

Doba ustálení je vlastně čas za který obvod přejde z vypnutého stavu do sepnutého a naopak a dojde k zrcadlení vstupního proudu na výstupu. V digitálních obvodech jde vlastně o přechod z logické 0 (vypnuto) do logické 1 (sepnuto). Pro analýzu doby ustálení Widlarova proudového zrcadla s unipolárními tranzistory N-MOS (IRF220) jsme na vstup zrcadla zapojili pulsní zdroj obdélníkového signálu. Ze simulace vyplývá, že doba ustálení při sepnutí i vypnutí se pohybovala kolem 0,5ns pro krátký kanál. Zapínací a vypínací doba je velmi malá a to umožňuje provozní kmitočty až desítky kHz.

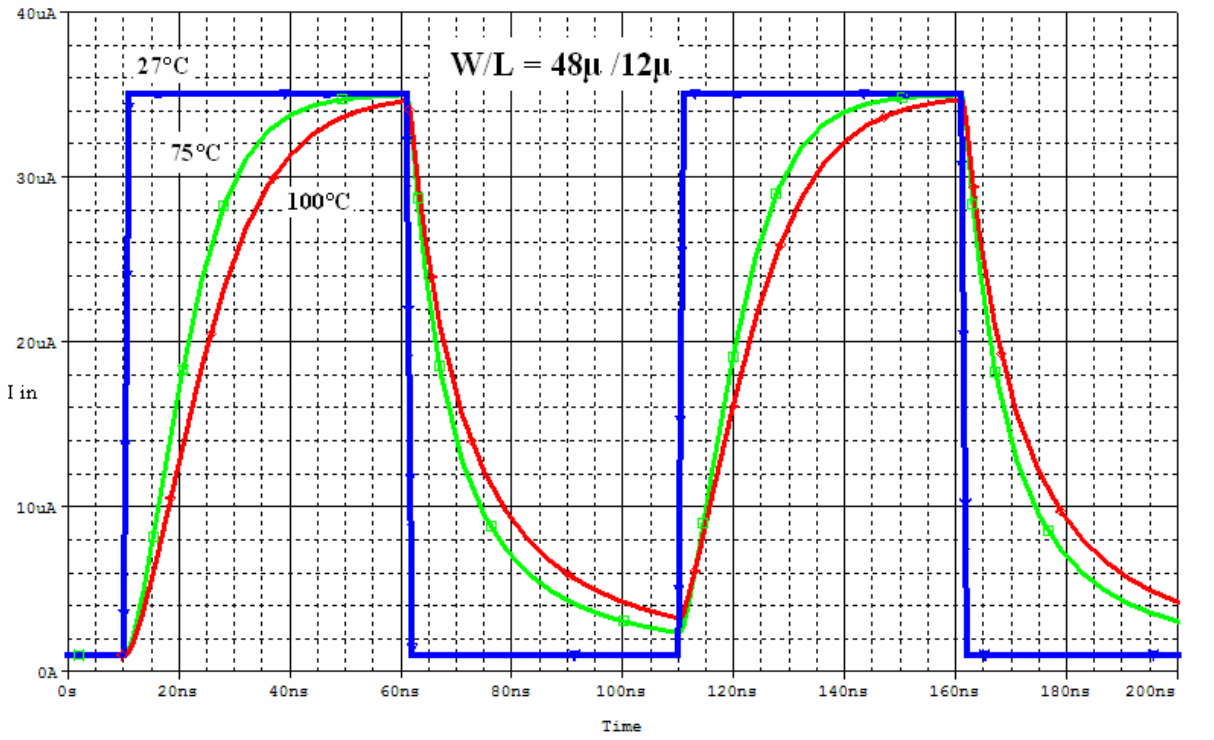


Obrázek 18: Simulace doby ustálení pro různé poměry šířky W a délky L kanálu zrcadla

Doba ustálení u tranzistorů také velice záleží na typu kanálu. Tranzistor s krátkým kanálem je rychlejší, ale jak vidíme z charakteristiky, mnohem nepřesnější. Pro přesné zrcadlení proudu používáme tranzistor s dlouhým kanálem (fialový průběh), na kterém vidíme, že doba ustálení je mnohem delší, avšak s přesným zrcadlením na výstupu.

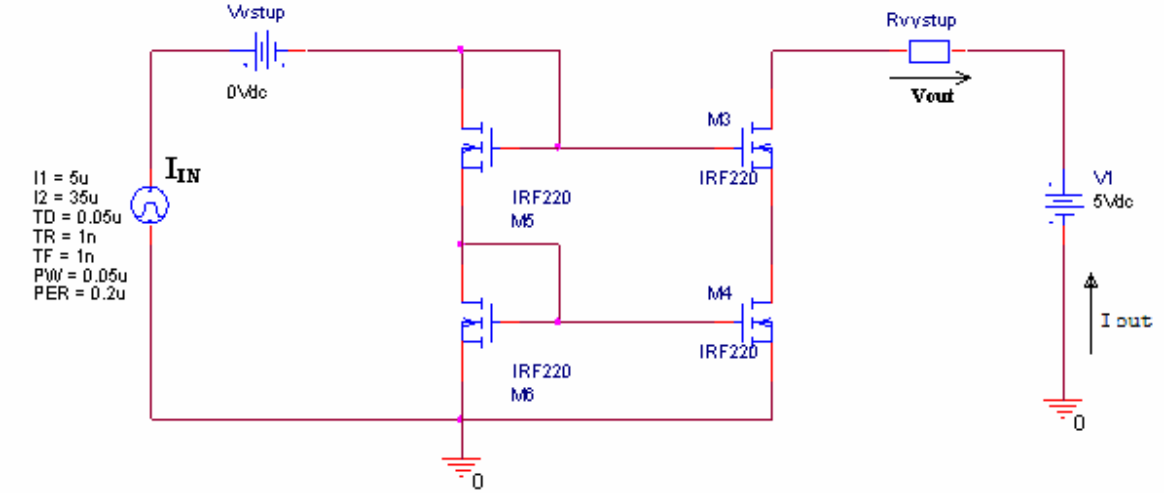
9.1.5. Teplotní analýza

Ze simulace je patrné, že obvod není náchylný na tepelné změny. Menší změna průběhu nastala při 75°C a větší při teplotě 100°C , Toto jsou ovšem v praxi velmi nepravděpodobné teploty, které jsem použil jen pro ukázku v simulaci. Při obvyklých teplotách je obvod stabilní.



Obrázek 19: Simulace doby ustálení s tranzistory IRF 220 pro teploty 27°C, 75°C a 100°C

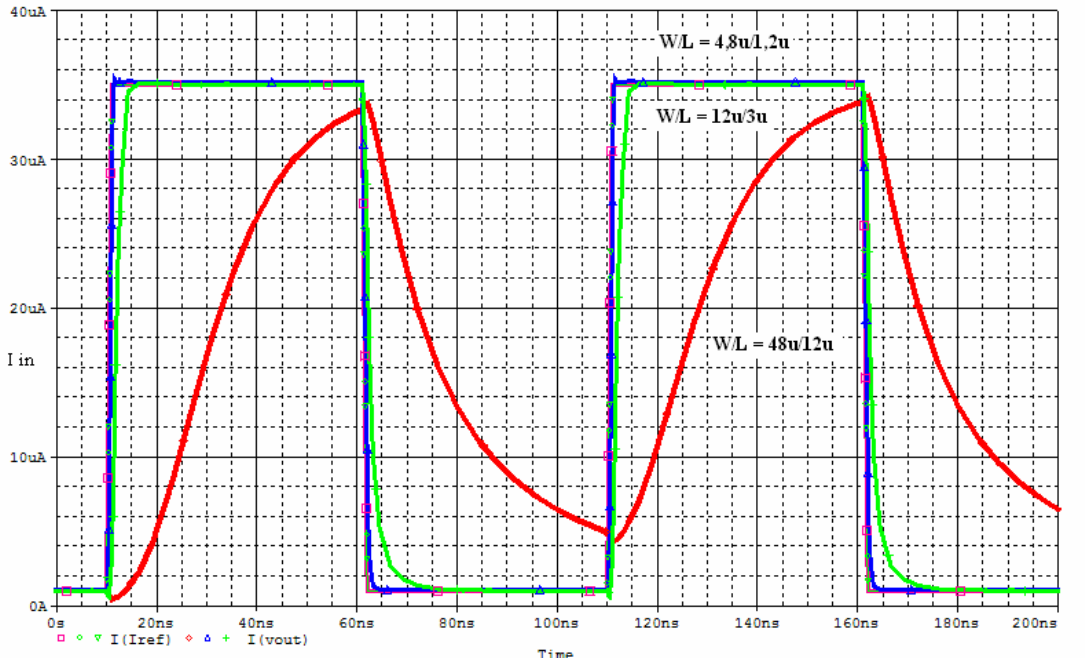
9.2. Simulace proudového zrcadla v kaskádovém uspořádání



Obrázek 20 : Zapojení kaskádového zrcadlo v programu PSpice

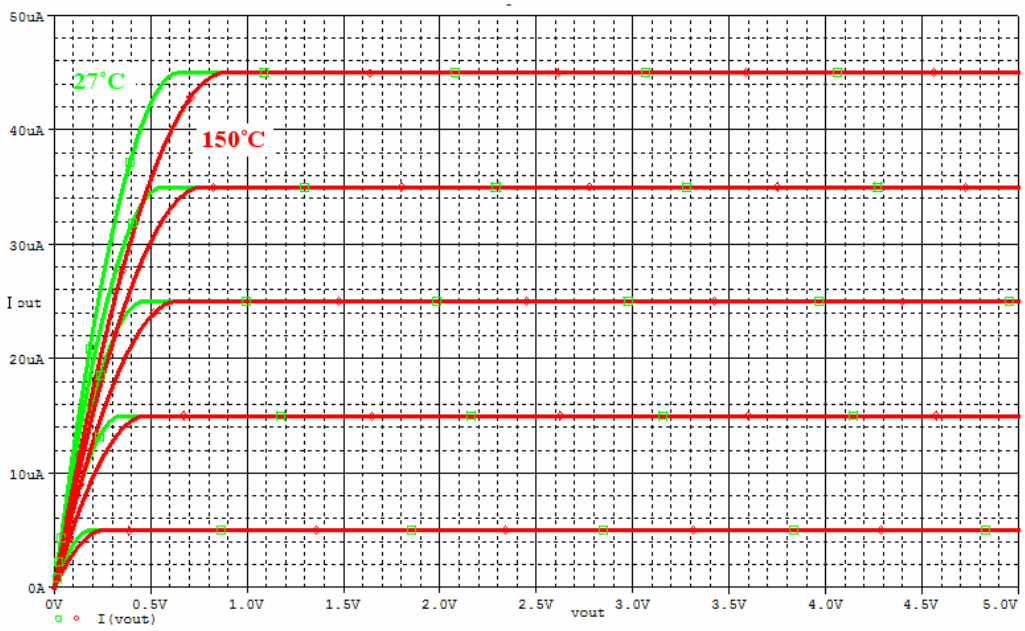
9.2.1. Analýza doby ustálení u zapojení v kaskádovém uspořádání

Ze simulace je patrné, že při zachování stejných parametrů tranzistorů jako u Widlarova proudového zrcadla obvod lépe zrcadlí při nižších hodnotách kanálu.



Obrázek 21: Doby ustálení pro různé šířky kanálu kaskádového zrcadla

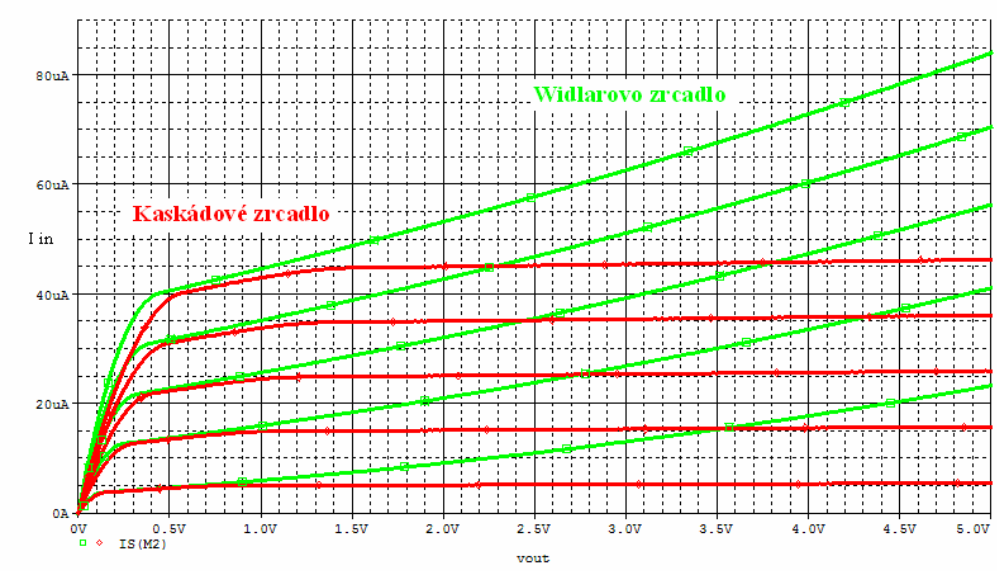
9.2.2. Teplotní analýza



Obrázek 22: Simulace změny výstupního proudu v závislosti na změně teploty kask. zrcadla

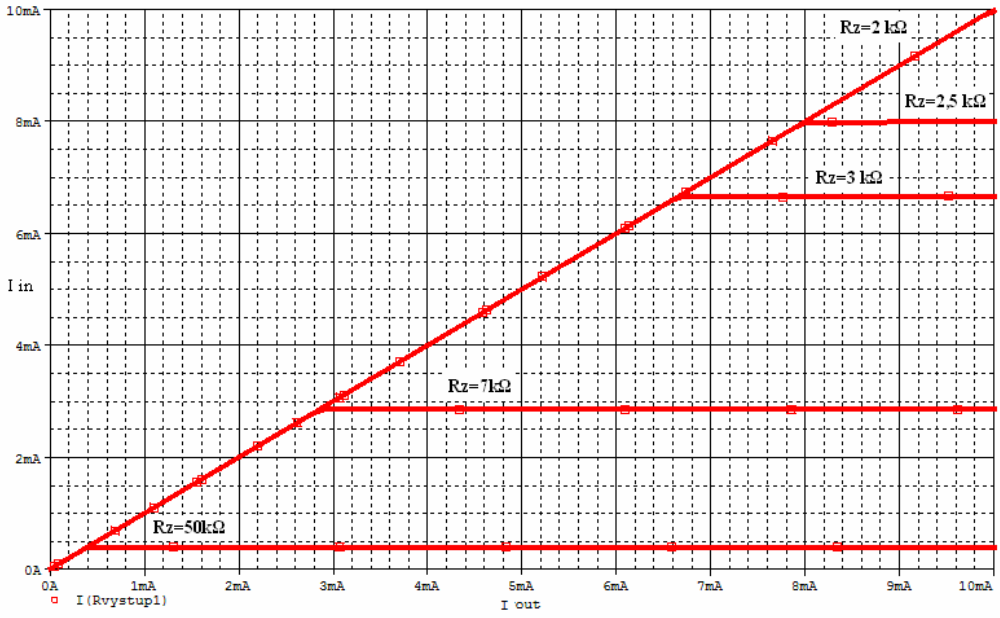
9.2.3. Porovnání výše uvedených zapojení proudových zrcadel

Ze simulace je jasně patrné, že zrcadlo v kaskádovém uspořádání lépe zrcadlí vstupní proud na výstup, čímž byly potvrzeny informace uváděné v odborné literatuře. Charakteristiky zrcadlí obdobně asi jen do hodnoty výstupního napětí U_V = 1 V. Od této hodnoty se na Widlarovu zapojení objevují chyby v zrcadlení.



Obrázek 23: Charakteristika závislosti velikosti vstupního proudu a výstupního napětí na schopnost zrcadlení zkoumaných proudových zdrojů

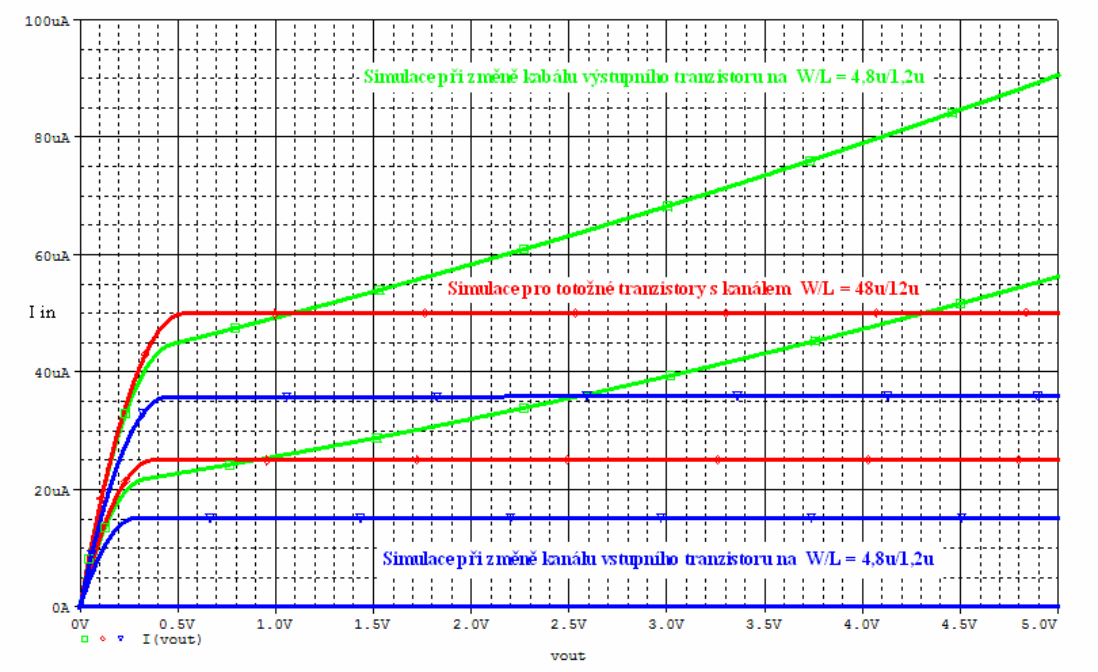
9.2.4. Změna vstupního proudu při rozmítání zatěžovacího rezistoru



Obrázek 24: Závislost vstupního proudu pro různé hodnoty zátěže

9.2.5. Pokusná simulace záměny tranzistorů v obvodu

Aby zrcadlo plnilo správně svoji funkci, musí být oba tranzistory stejné. Touto simulací jsem ukázal velký vliv parametrů tranzistorů na jejich výstupní charakteristiku. Dále pak můžeme vidět, co se děje s obvodem, při změně určitého tranzistoru v zapojení.



Obrázek 25: Simulace změn parametrů tranzistorů

9.2.6. Porovnání proudových zrcadel

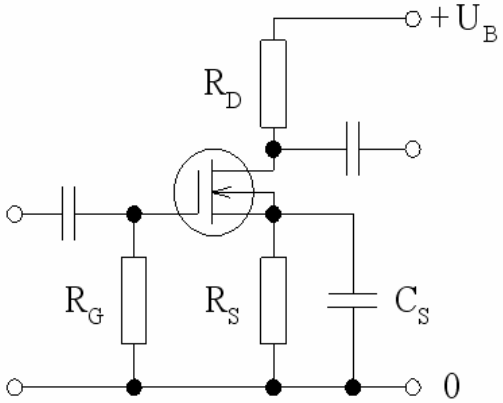
Charakteristický parametr proudového zrcadla		K_1	R_{IN}	R_{OUT}
Typ proudového zrcadla	**Zapojení**	**[-]**	**[Ω]**	**[Ω]**
Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo	Obr. 6	0,99	99	10 k
Wilsonovo proudové zrcadlo	Obr. 8	0,99	10 k	1,01 M
Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo	Obr. 10	0,9998	10,1 k	1,01 M
Proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání	Obr. 11	0,9998	198	1,02 M
Modifikované proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání	Obr. 12	0,9999	100	1,02 M

Tabulka 1: Porovnání hodnoty simulovaných proudových zrcadel [3]

10. Popis základních zapojení zesilovacích stupňů

10.1. Zesilovač se společnou source - elektrodou

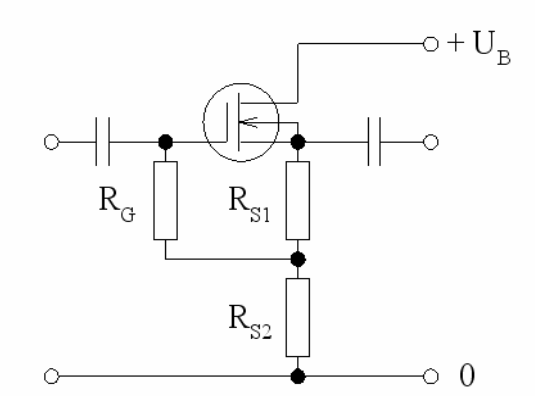
Poloha klidového pracovního bodu v charakteristikách je určena napětím U_{DS} a U_{GS}, tranzistory FET jsou samostabilizující. Předpětí U_{GS} se v nejjednodušším případě tvoří na odporu R_S v obvodu source elektrody, tento odpor současně slouží ke stabilizaci pracovního bodu. U tranzistoru IGFET s indukovaným kanálem musí být předpětí U_{GS} vytvořeno děličem napětí.



Obrázek 26: Zapojení zesilovače se společnou source – elektrodou

10.2. Zesilovač se společnou drain – elektrodou

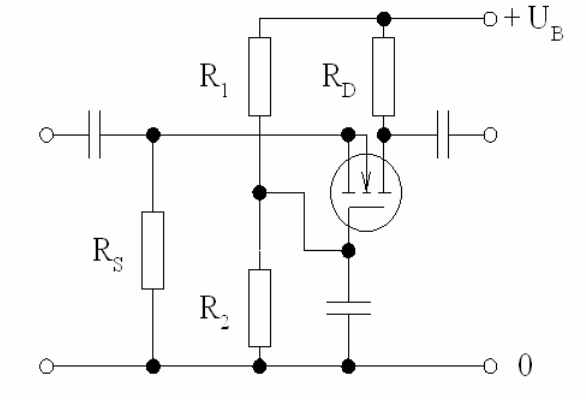
Toto zapojení, také jinak nazývané emitorový sledovač, je charakteristické napěťovým přenosem blízkým jedné. Jeho význam spočívá v zesilování proudu tekoucího do vstupu. Prakticky je emitorový sledovač možno využít jako koncový stupeň ostatních zesilovačů, u kterých je dosaženo vysokého napěťového přenosu. Výstupní odpor těchto zesilovačů je velký, a proto při připojení zátěže o nízké impedanci dojde k poklesu amplitudy výstupního signálu. Emitorový sledovač tedy může sloužit jako proudové posílení výstupu zesilovače. Na výstup takto vzniklého zesilovače bude možno připojit již impedanci o nízkém odporu bez toho, že by došlo k poklesu napěťového přenosu.



Obrázek 27: Zapojení zesilovače se společnou drain- elektrodou

10.3. Zesilovač se společným hradlem

Zapojení má velmi malou vstupní impedanci a velkou výstupní, proto se velmi často používá jako impedanční přizpůsobení.



Obrázek 28: Zapojení zesilovače se společným hradlem

10.4. Tabulka parametrů

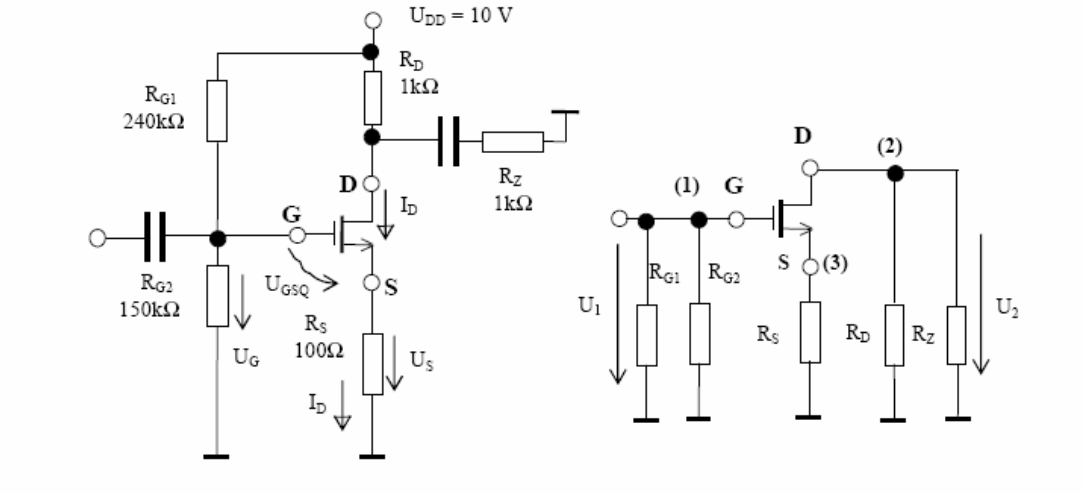
parametr	SS	SD	SG
A_u	střední (20)	< 1	střední (20)
R_{vst}	≈ R_G (1 MΩ)	velký (1 MΩ)	malý (500 Ω)
$R_{výst}$	velký (50 kΩ)	malý (500 Ω)	velký (50 kΩ)
fáze U_2 proti U_1	v protifázi	ve fázi	ve fázi

Tabulka 2: Srovnání parametrů základních zesilovacích stupňů

10.5. Zkreslení signálu

Dalším požadavkem na zesilovač je, aby průběh výstupního signálu byl přesně lineárně zvětšený obraz vstupního signálu. Zesilovače však zesilují signál dostatečně lineárně jen za určitých podmínek. Čím více se zesilovač od těchto podmínek odchyluje, tím více se projeví nelinearita v zesílení. Říkáme, že zesilovač zkresluje. Zkreslení je způsobeno nelinearitou aktivních součástek. Jednoduše řečeno změnou vstupního napětí se mění i zesílení. Toto tzv. nelineární zkreslení vykazuje každý zesilovač. Jeho velikost se vyjadřuje tzv**. činitelem harmonického zkreslení k**, který udává kolik procent vyšších harmonických kmitočtů se po zesílení v původním signálu objevilo. Nelineární zkreslení např. zvukových (nf) zesilovačů bývá v rozmezí 0,1 až 5%. Zkreslení větší než 1% lze rozeznat sluchem. Zesilovače třídy HiFi mají povoleno zkreslení maximálně 0,5%.

11. Řešený příklad



Obrázek 29: Příklad zapojení zesilovače se společnou source - elektrodou

Pro ukázku postupu návrhu jsem zvolil zapojení SS zesilovače s tranzistorem NMOSFET s parametry $K = 2{,}96$ mA/V^2, $U_T = 2$ V, $U_A = 156$ V, $R_{G1} = 240$ kΩ , $R_{G2} = 150$ kΩ, $R_S = 100$ Ω, $R_Z = 1$ kΩ, $U_{DD} = 10$ V

Nejdříve musíme určit pracovní bod a přesvědčit se, zda je tranzistor v saturační oblasti.
Pro stejnosměrné napětí na hradle tranzistoru platí:

$U_G = U_{DD}R_{G2}/(R_{G1}+R_{G2}) = 10\text{x}150/(240+150) = 3{,}846$ V. (20)

Současně musí platit, že stejnosměrné napětí na odporu R_S je $U_S = R_S I_D$ a stejnosměrné napětí

mezi G a S je $U_{GS} = U_G - R_S I_D$. Po dosazení do vztahu: $I_D = K(U_{GS} - U_T)^2$ (21)

Získáváme $I_D = K[(U_G - R_S I_D) - U_T]^2 = K[(U_G - U_T) - R_S I_D]^2$ (22)

Po dosazení za uvedené podmínky dostaneme řešení $I_D = 5{,}2$ mA. Nyní můžeme určit napětí
$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_D + R_S) = 10 - 5{,}2\text{x}1{,}1 = 10 - 5{,}72 = 4{,}28$ V. (23)

V saturační oblasti musí platit $U_{DS} > U_{GS} - U_T = U_G - R_S I_D - U_T = 3{,}85 - 0{,}52 - 2 = 1{,}33$ V (24)

Výše uvedená podmínka je pro napětí 1,33V splněna . Dále proto můžeme určit ze vztahu:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} = \frac{\partial}{\partial U_{GS}}\left[K\left(U_{GS} - U_T\right)^2\right] = 2K\left(U_{GS} - U_T\right) = \frac{2I_D}{U_{GS} - U_T} = 2\cdot\sqrt{KI_D} \quad (25)$$

$g_m = 22{,}96\times 10 - 35{,}2\times 10^{-3} = 7{,}846$ mS
$r_d = 1/g_d = U_A/I_D = 156 / 5{,}2\text{x}10^{-3} = 30$ kΩ (26)

Nyní můžeme dle náhradního signálového schématu doplnit matici. [4]

	1, G	2, D	3, S				
1, G	$G_{G1}+G_{G2}$	0	0		U_1		I_1
2, D	g_m	$G_D+G_Z+g_d$	$-g_m-g_d$	x	U_2	=	0
3, S	$-g_m$	$-g_d$	$G_S+g_m+g_d$		U_3		0

Uvažujme buzení struktury ze zdroje napětí U_1, potom stačí řešit pouze poslední dvě rovnice

$G_D+G_Z+g_d$	$-g_m-g_d$	x	U_2	$-g_mU_1$
$-g_d$	$G_S+g_m+g_d$		U_3	g_mU_1

Ve smyslu „Gaussovských“ úprav se systém nemění, přičteme-li k 1. řádku řádek 2. (napětí U_2 a U_3 nesečítáme, patří „k sloupcům“), dostáváme upravený systém (který má stejné řešení, pouze je o něco „výhodnější“ při řešení)

G_D+G_Z	G_S	x	U_2	0
$-g_d$	$G_S+g_m+g_d$		U_3	g_mU_1

Pomocí Cramerova pravidla určíme, že

$$U_2 = \frac{-G_S g_m U_1}{(G_D+G_Z)(G_S+g_m+g_d)+g_d G_S} = \frac{-g_m r_d (R_D // R_Z)}{r_d+(R_D // R_Z)+R_S(1+g_m r_d)} \qquad (27)\ [4]$$

Dosadíme-li pro uvedené poměry, dostáváme:

$$U_2/U_1 = \frac{-7{,}846\cdot 10^{-3}\cdot 30\cdot 10^3 (10^3 // 10^3)}{30\cdot 10^3+(10^3 // 10^3)+100(1+7{,}846\cdot 10^{-3}\cdot 30\cdot 10^3)} = -12{,}173$$

Vstupní odpor je jednoznačně určen paralelní kombinací R_{G1} a R_{G2}, t.j. 92,3 kW. Výstupní odpor určíme „buzením“ uzlu 2 proudem I_2, budeme uvažovat, že zdroj napětí U_1 je odpojen (z řešení jednoznačně vyplyne, že tento předpoklad nijak neovlivní velikost výstupního odporu). Za této situace je maticový popis vyjádřen formálním zápisem

$G_{G1}+G_{G2}$	0	0		U'_1		0
g_m	$G_D+G_Z+g_d$	$-g_m-g_d$	x	U'_2	=	I_2
$-g_m$	$-g_d$	$G_S+g_m+g_d$		U'_3		0

Chceme-li stanovit výstupní odpor bez vlivu Rz, stačí uvažovat, že $G_Z = 0$. Potom rutinním způsobem určíme napětí U_{a2} a výstupní odpor $R_{OUT} = U_{a2}/I_2$:

$$R_{OUT} = \frac{G_S+g_m+g_d}{G_D(G_S+g_m+g_d)+g_d G_S} = \frac{1}{1/R_D+1/R_{OD}} = \frac{R_D R_{OD}}{R_D+R_{OD}} \qquad (28)\ [4]$$

$$R_{OD} = r_d + R_S(1+g_m r_d) \qquad (29)$$

Pro dané poměry je $R_{OD} = 30\,000 + 100(1 + 7{,}846.10^{-3} \text{ x } 30\,000) = 53638\ \Omega$
a proto lze určit (bez vlivu R_Z), že $R_{OUT} = 100 \parallel 53638 = 981{,}7\ \Omega$. [4]

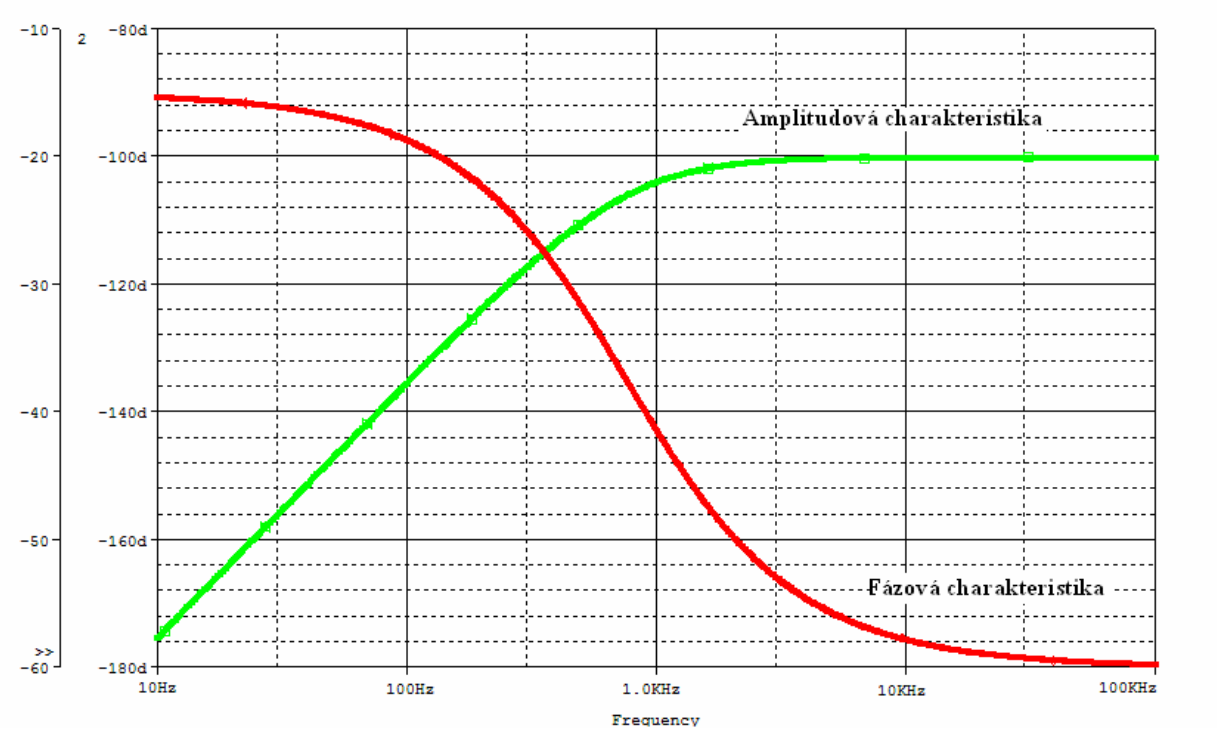
12. Analýzy obvodů

12.1. Zesilovače se společnou elektrodou –source a odporovou zátěží

V této kapitole se budeme zabývat simulacemi zesilovače se společnou elektrodou–source, který jsme v předešlé kapitole navrhli a porovnáme simulované hodnoty s vypočtenými.

12.1.1. Amplitudová a fázová charakteristika

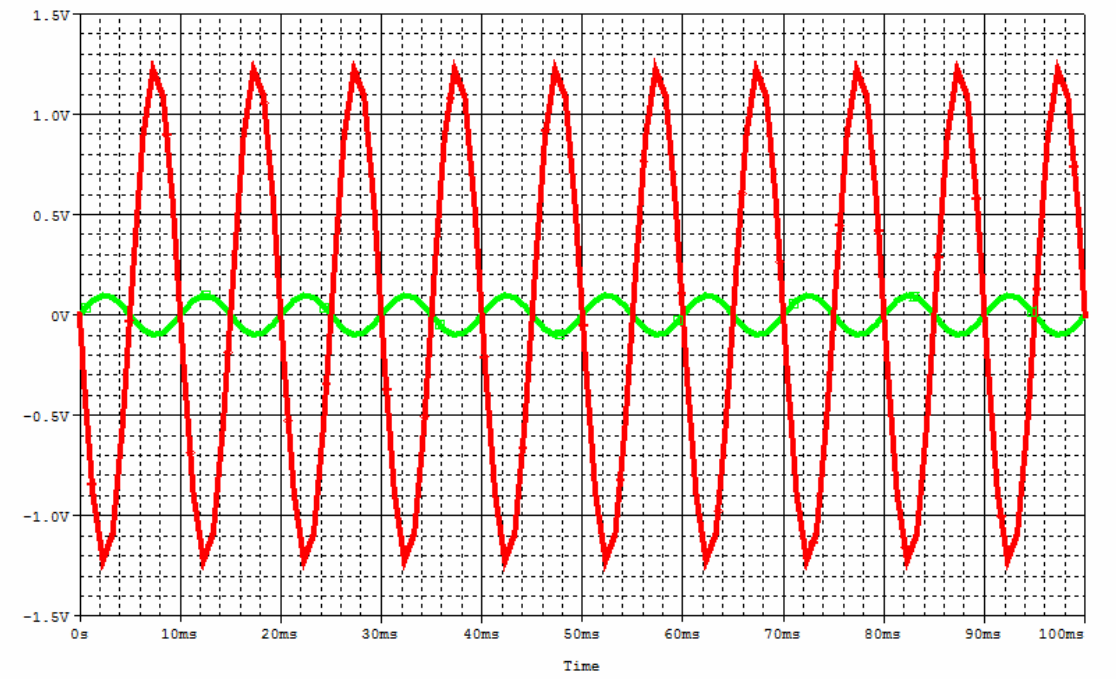
Z literatury vyplývá, že zapojení se společným sourcem by mělo dosahovat průměrného napěťového zesílení a U_2 proti U_1 by mělo být v protifázi, což nám také potvrdila níže uvedená fázová charakteristika. Z amplitudové charakteristiky jsme odečetli zesílení -20 dB, což po přepočtu odpovídá námi vypočtené hodnotě napěťového zesílení U_2 / U_1= -12,17



Obrázek 30: Amplitudová a fázová charakteristika

12.1.2. Časová analýza

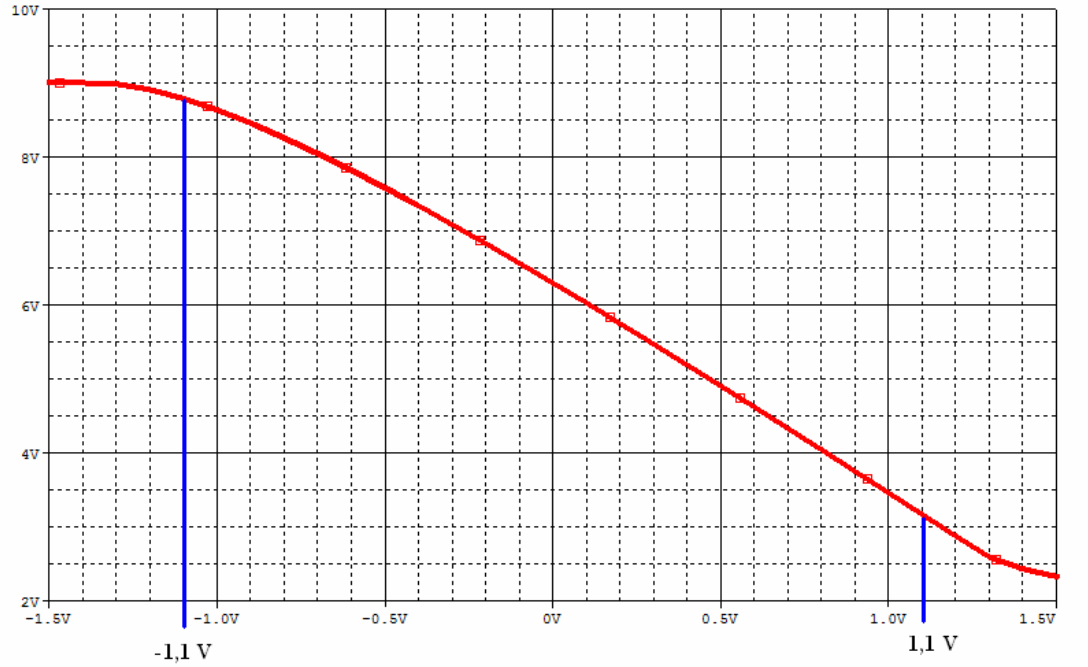
Ověření zesílení provedeme tak,že na vstup zesilovače přivedeme sinusový signál. Pro názornější ukázku jsem zvolil amplitudu vstupního signálu Uin = 0,1 V o kmitočtu 1kHz. Vzhledem k tomu že zesílení je $|Au|$ = 12,17, na výstupu bychom měli získat napětí o amplitudě Uout = 1,217 V. Jelikož nám fázová charakteristika vyšla -180˚ bude napětí na výstupu v protifázi oproti vstupu, což se nám potvrdilo. Z výstupní charakteristiky jsem odečetl napětí 1,26 V, což odpovídá danému zesílení.



Obrázek 31 : Vstupní (zelená) a výstupní (červená) charakteristika signálu

12.1.3. Stejnosměrná analýza

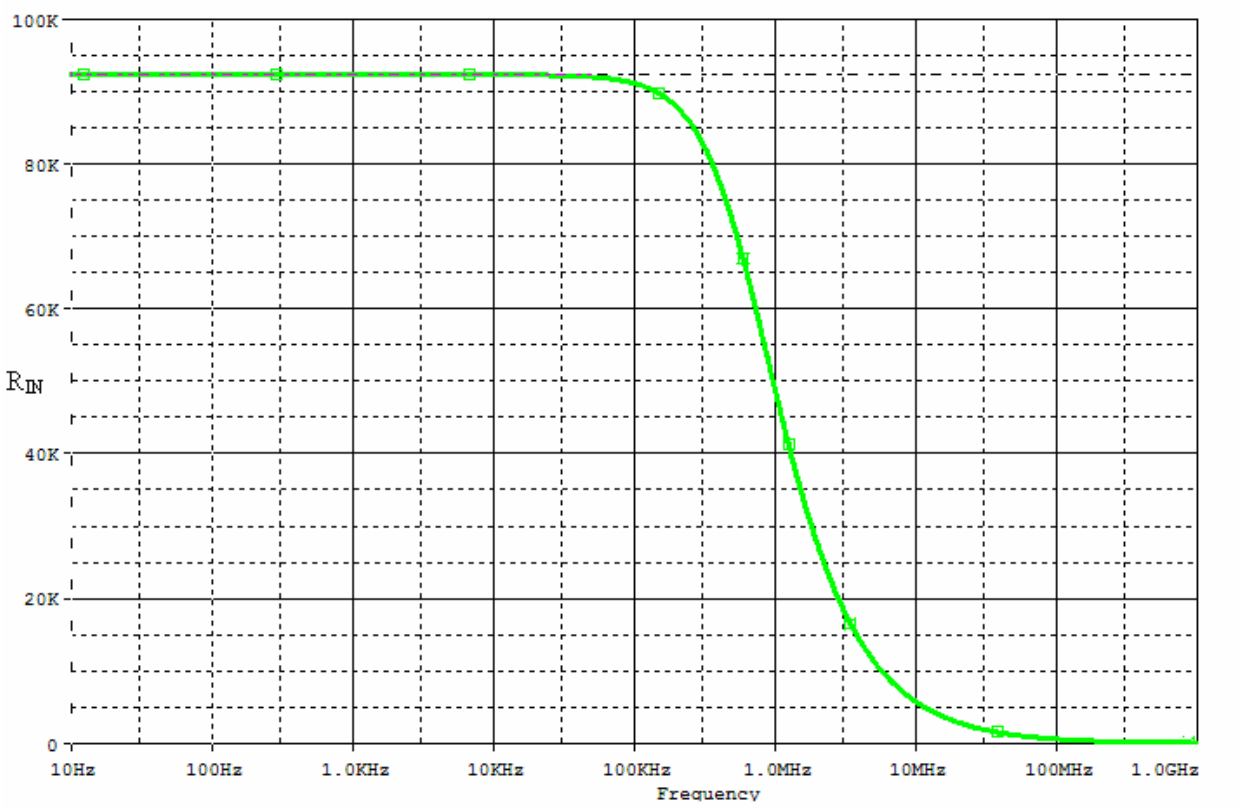
Pro další simulaci jsem na vstup zapojil stejnosměrný zdroj napětí, který jsem rozmítal v hodnotách -1,5 až 1,5 V. Z této charakteristiky jsem odečetl hranici lineárního režimu a vypočítal stejnosměrné zesílení Au_{SS}= 8



Obrázek 32: Závislost stejnosměrného zesílení

12.1.4. Vstupní Impedance

Další simulací bylo určení hodnoty vstupní impedance. Z literatury je patrné, že tato hodnota by měla dosahovat vysokých hodnot, což jsme si ověřili i výpočtem ve vzorovém příkladu. Mnou vypočtená hodnota 92,3 kΩ odpovídá hodnotě impedance v níže uvedené simulaci. Velikost vstupní impedance je vlastně dána hodnotami vstupních rezistorů. Její hodnota klesá od kmitočtů vyšších jak 100 kHz



Obrázek 33: Závislost vstupní impedance obvodu na kmitočtu

12.1.5. Ostatní simulace

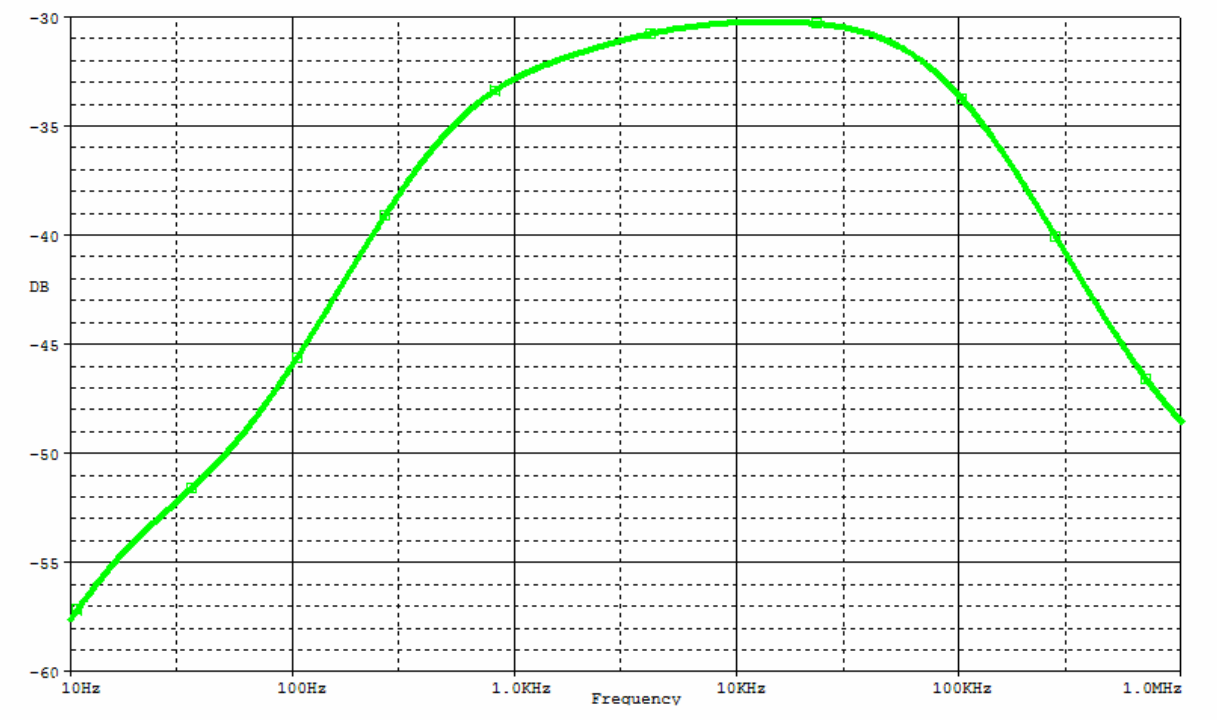
Další simulací, kterou jsem provedl byla změna zesílení v závislosti na teplotě. Mnou provedená simulace však neměla velkou vypovídací hodnotu, jelikož větší změny nastávaly až při hodnotách okolo 200°C, což je v praxi nereálná teplota působení na zesilovač. Tato vlastnost pramení z toho, že unipolární tranzistory mají velmi malou teplotní závislost, a také, že odpor R_S zajišťuje v obvodu teplotní stabilizaci. Další simulací, kterou jsem prováděl bylo zjištění hodnoty výstupní impedance, která vyšla dle předpokladů a zajímavější bude tato simulace pro stejné zapojení s aktivní zátěží, kde budeme pozorovat její nárůst vlivem aktivní zátěže.Výše zmíněné simulace nejsou v práci ukázány.

12.2. Zesilovače se společnou elektrodou – source a aktivní zátěží

Aktivní zátěž může být součástí obvodu s tranzistory pracujícími v aktivním režimu. Náhrada odporové pasivní zátěže proudovým zdrojem o vysokém výstupním odporu vede ke zvětšení napěťového zesílení. Cílem jak minimalizace, tak i dosažení vyššího zesílení je eliminovat odporové zátěže a nahradit je aktivními. V běžných zesilovacích stupních je zisk omezen rezistorem R_D. Zvýšit zisk zesilovače je možné zvýšením odporu R_D, toto má však za následek změnu klidového pracovního bodu a s tím související pokles kolektorového proudu. Tento problém však s použitím aktivní zátěže odpadá.

12.2.1. Amplitudová charakteristika

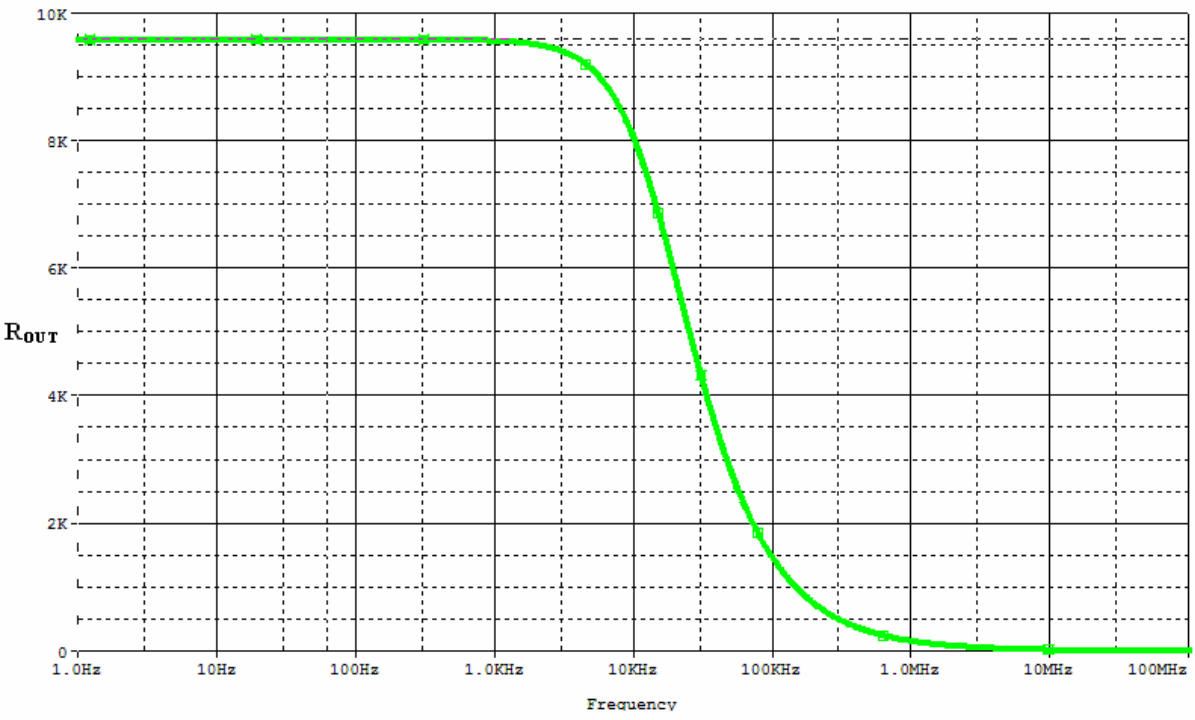
Pro všechny simulace s aktivní zátěží budeme používat namísto kolektorového rezistoru Widlarovo proudové zrcadlo. Z charakteristiky můžeme vyčíst, že zesílení při kmitočtu 10 kHz se nám zvýšilo z původních 20 dB na nynějších 30 dB. Při poklesu o 3 dB mi vyšly mezní frekvence pro dané zapojení 1 kHz a 100 kHz.



Obrázek 34: Závislost zesílení na kmitočtu

12.2.2. Výstupní impedance obvodu

V této simulaci jsem ověřil vliv aktivní zátěže na výstupní impedanci zesilovače. Z literatury víme, že hodnota výstupního odporu Widlarova zrcadla je asi 10 k Ω. V původním zapojení byla velikost výstupní impedance něco málo přes 500 Ω.. Nyní může odečíst z níže uvedené simulace hodnotu R_{out} = 9,5 k Ω, což je nárůst oproti odporové zátěži 9 k Ω.



Obrázek 35: Závislost výstupní impedance obvodu na kmitočtu

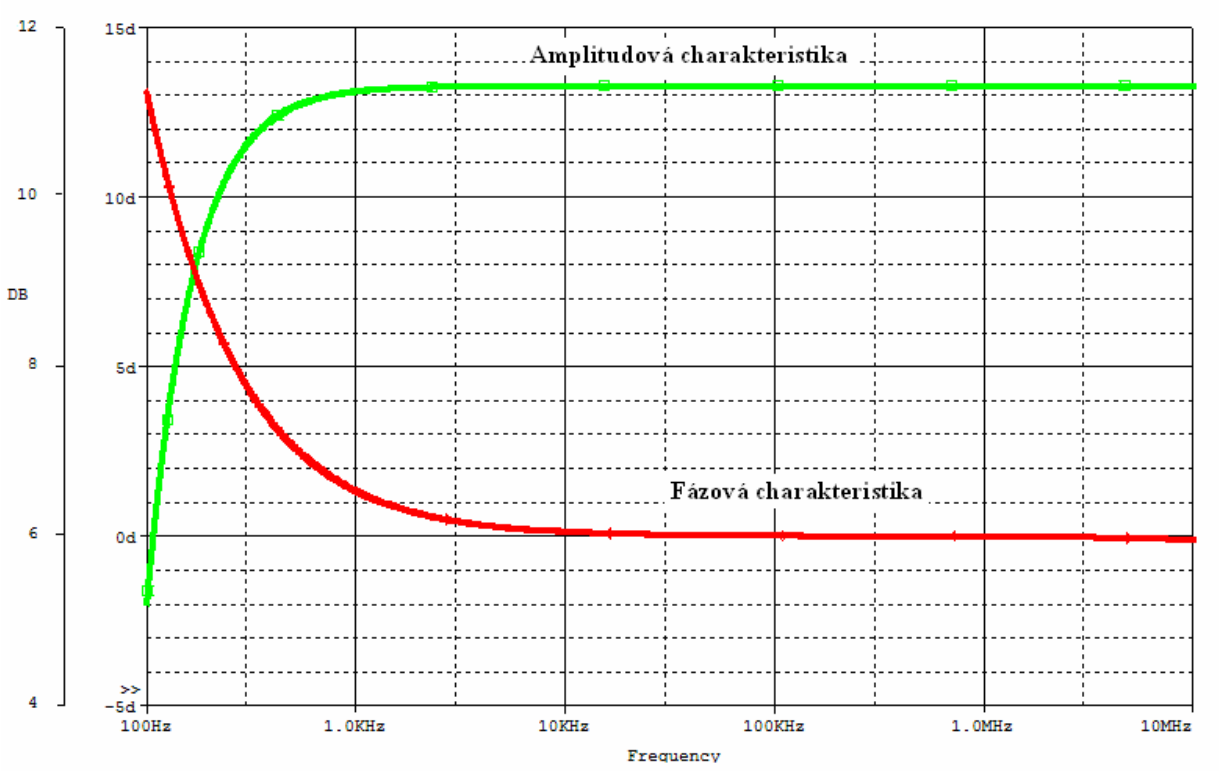
12.2.3. Ostatní simulace

Jelikož vstupní impedance aktivní zátěže (Widlarova zrcadla) je asi jen 100 Ω, nemá žádný zásadní vliv na daný obvod, a proto i její simulace dopadla jako u zapojení s odporovou zátěží. Dále jsem pokusně provedl transientní analýzu(v práci neuvádím), kdy jsem na vstup přivedl signál o amplitudě 0,1 V a frekvenci 1kHz a sledoval výstup.Z výstupu jsem odečetl amplitudu, která odpovídá danému zesílení.

12.3. Zesilovače se společným hradlem a odporovou zátěží

12.3.1. Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

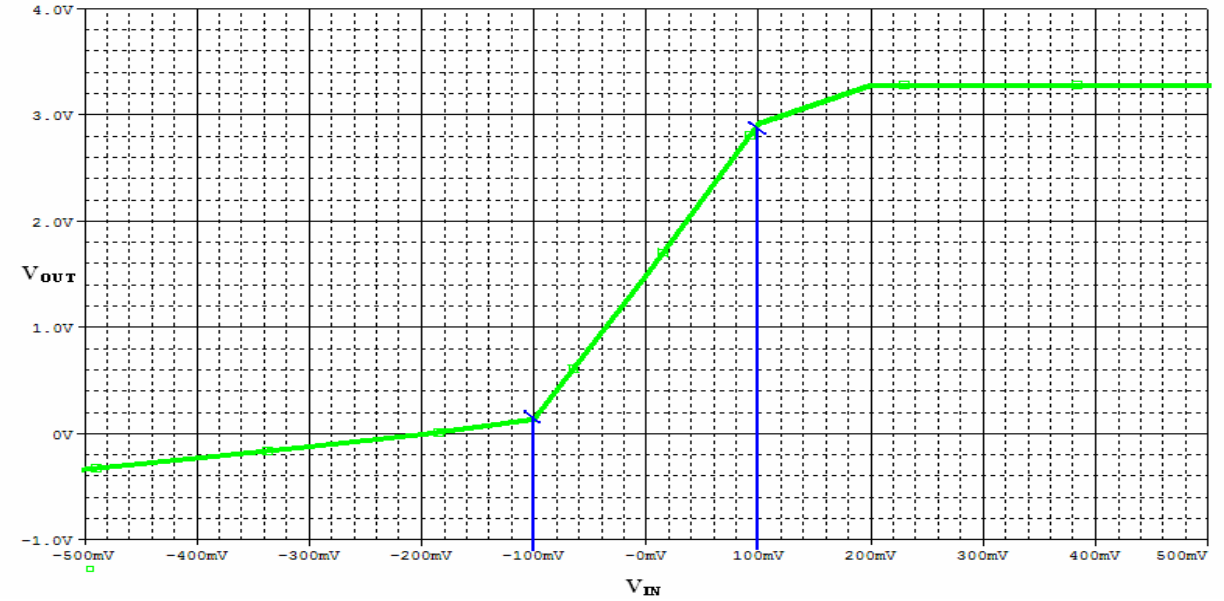
Touto simulací jsem potvrdil předpoklad, že zesílení tohoto zapojení by se mělo pohybovat na středních hodnotách a U_2 proti U_1 by mělo být ve fázi, což nám také potvrdila níže uvedená fázová charakteristika. Z amplitudové charakteristiky jsem odečetl zesílení 11,67 dB, což odpovídá napěťovému zesílení $U_2 / U_1 = 4$



Obrázek 36: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

12.3.2. Stejnosměrná analýza

Pro další simulaci jsem na vstup zapojil stejnosměrný zdroj napětí, který jsem rozmítal v hodnotách -0,5 až 0,5V. Z této charakteristiky jsem odečetl hranici lineárního režimu a vypočítal stejnosměrné zesílení Au_{SS}= 24



Obrázek 37: Simulace pro zjištění stejnosměrného zesílení

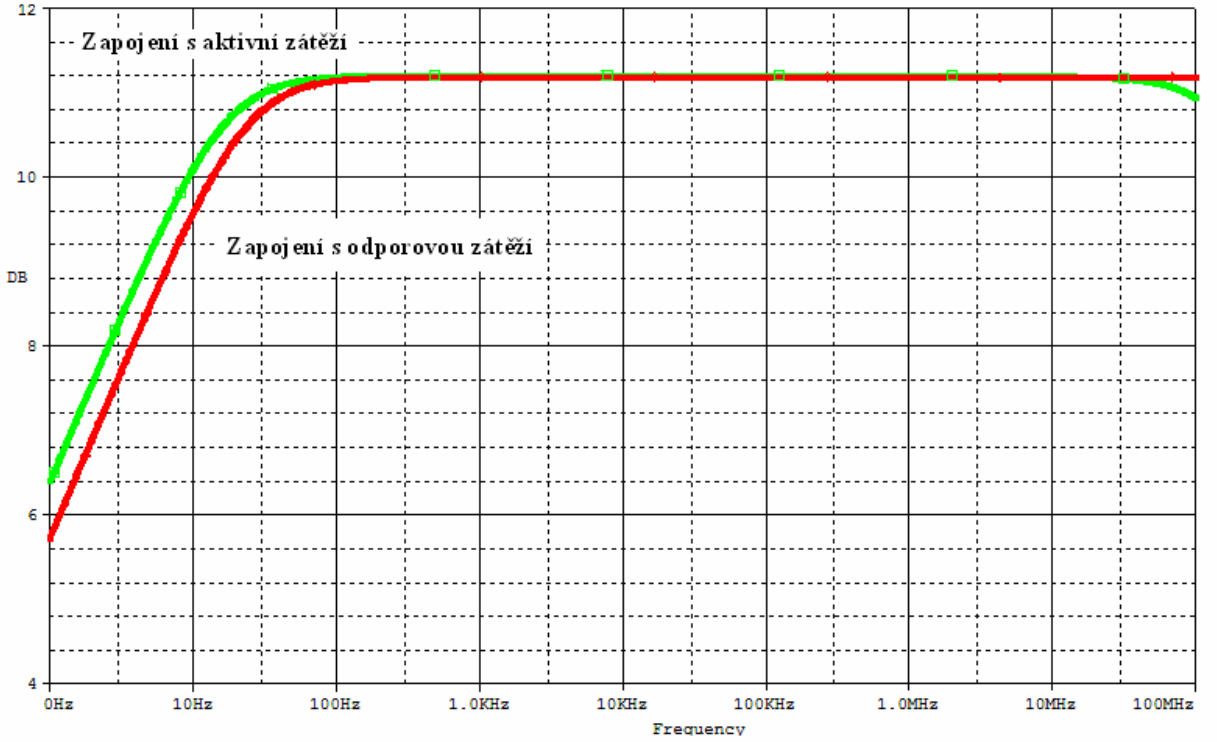
12.4. Zesilovače se společným hradlem a aktivní zátěží

12.4.1. Amplitudová charakteristika pro oba typy zátěží

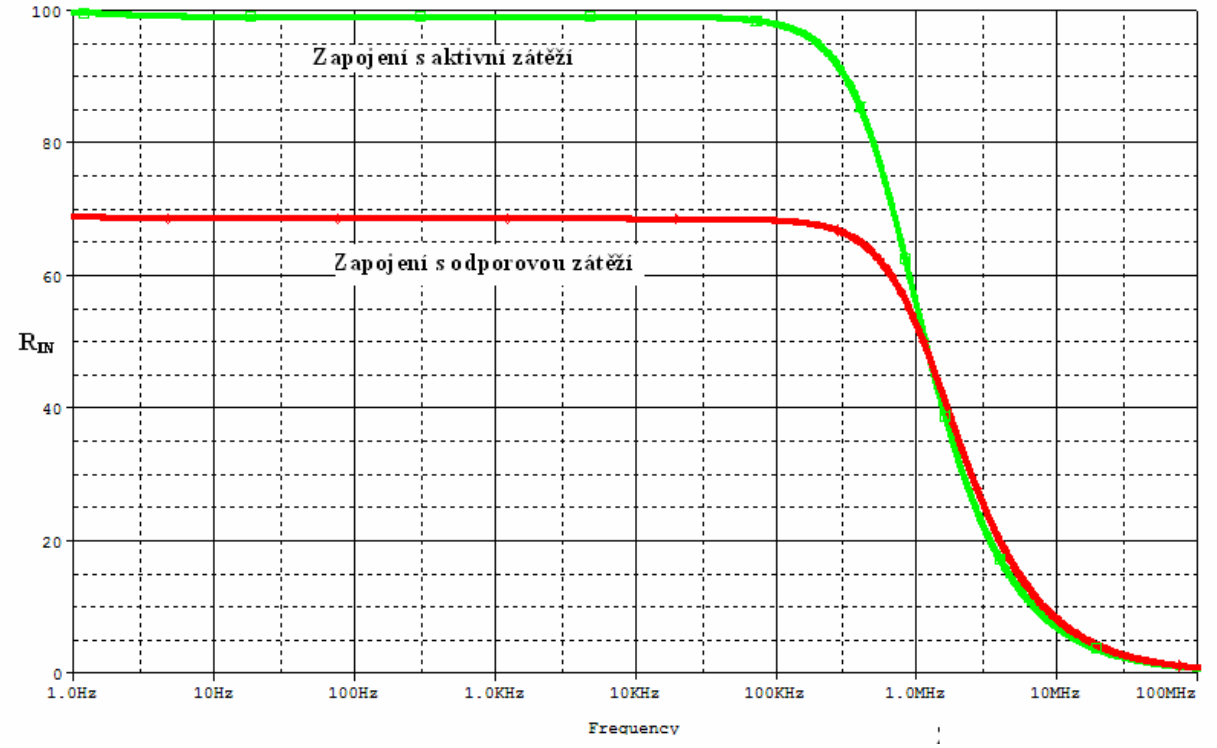
Na simulaci (obrázek 38) jsme si ověřili, že na zapojení zesilovače se společným hradlem nemá změna odporové zátěže za aktivní významný vliv na zesílení obvodu. Zapojení vykazuje velmi nízký vstupní odpor (jak si ukážeme na další simulaci), tak vysoký výstupní odpor, a proto se toto zapojení, jak s odporovou tak aktivní zátěží, používá jako impedanční přizpůsobení**.**

12.4.2. Porovnání vstupních impedancí pro oba typy zátěže

Na simulaci (obrázek 39) jsme ověřili předpoklad malé vstupní impedance zesilovače se společným hradlem pro obě zapojení zátěže. Z charakteristik můžeme odečíst, že vstupní impedance odporové zátěže činí asi 70 Ω a aktivní zátěže asi 100 Ω.

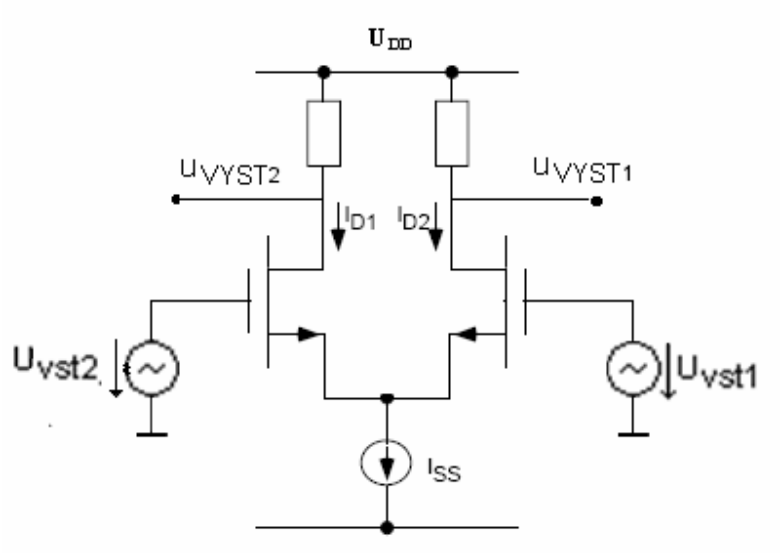


Obrázek 38: Porovnání zesílení pro oba typy zátěže



Obrázek 39: Závislosti vstupních impedancí na kmitočtu

13. Diferenční zesilovač



Obrázek 40: Příklad zapojení diferenčního zesilovače

Funkce tohoto zesilovače spočívá v zesilování rozdílu dvou vstupních signálů. Signály, jejichž rozdíl chceme zesílit, přivádíme na hradlo tranzistoru M_1 a M_2. Výstupní rozdílový signál odebíráme pak ze source terminálů tranzistorů (Uvýst). Součtové signály jsou v ideálním případě zcela potlačeny. Mají-li oba tranzistory stejná napěťová zesílení a budou-li oba vstupní signály stejné velikosti a fáze, bude výstupní napětí nulové.

Poměr výstupního napětí k rozdílu napětí vstupních je *tzv. rozdílové (diferenční) zesílení*

$$A_d = \frac{u_{VYST_2} - u_{VYST_1}}{u_{vst1} - u_{vst2}} = \frac{u_{výst}}{u_{vst1} - u_{vst2}} \tag{30}$$

Ve skutečnosti nelze při sestavení rozdílového zesilovače z diskrétních součástek, dosáhnout stejných parametrů u obou tranzistorů ani rezistorů R_D, a proto je na výstupu též součtové výstupní napětí $U_{VÝST}$. Toto napětí je rovno rozdílu napětí na výstupu přivedeme-li na oba vstupy rozdílového zesilovače stejný (soufázový) signál U_{VST}. Pak přenos soufázového signálu $A_s = A_{CM}$ je roven:

$$A_s = A_{CM} = \frac{u_{VYST}}{u_{VST}} \tag{31}$$

Ideální rozdílový zesilovač zcela potlačuje součtový signál, v praxi tomu tak však není. Hlediska potlačení součtového signálu rozdílovým zesilovačem se posuzuje pomocí ***činitele potlačení soufázového signálu*** H (někdy značen CMR):

$$(CMR) = H = 20 \cdot \log \frac{A_d}{A_{CM}} \tag{32}$$

Čím je činitel potlačení H větší, tím je rozdílový zesilovač kvalitnější.

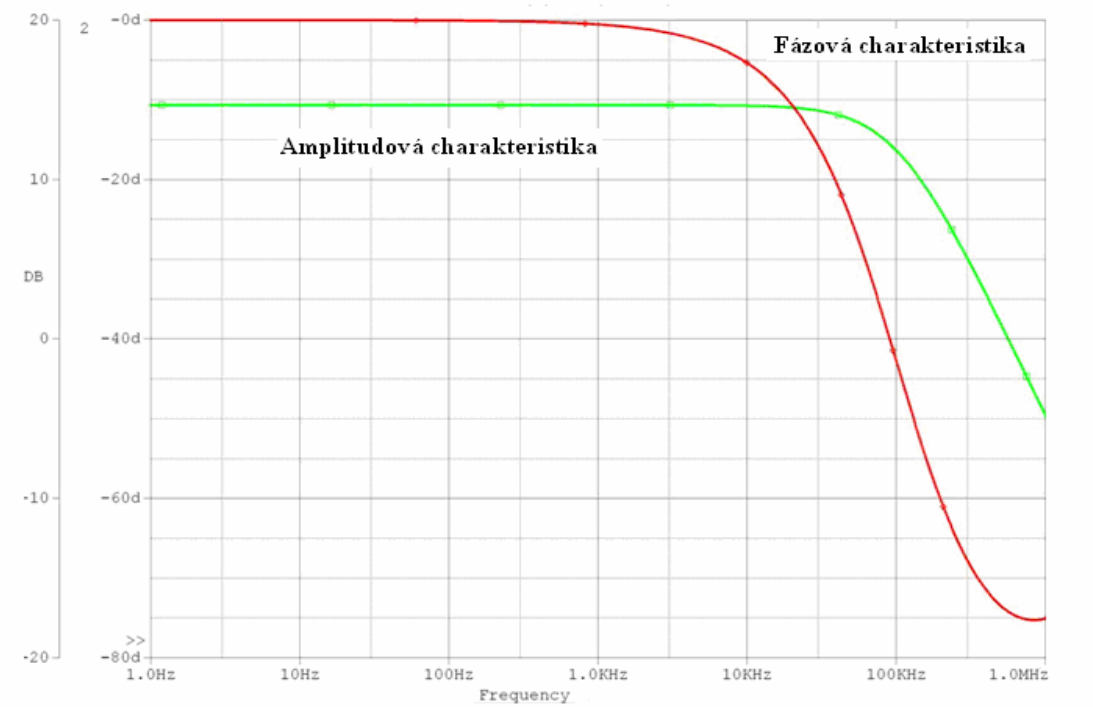
Vzhledem k stabilitě a potlačení součtového signálu rozdílového zesilovače by bylo možné dokázat, že společný source odpor R_S by měl být nekonečně velký ($R_S = \infty$). Jediným vhodným řešením je náhrada R_S ideálním proudovým zdrojem, který má mít vnitřní odpor roven nekonečnu.

Nejlepších vlastností z hlediska konstrukce rozdílových zesilovačů je dosaženo u rozdílových zesilovačů v integrované podobě. [5][6]

13.1. Zapojení s odporovou zátěží

13.1.1. Amplitudová a fázová charakteristika

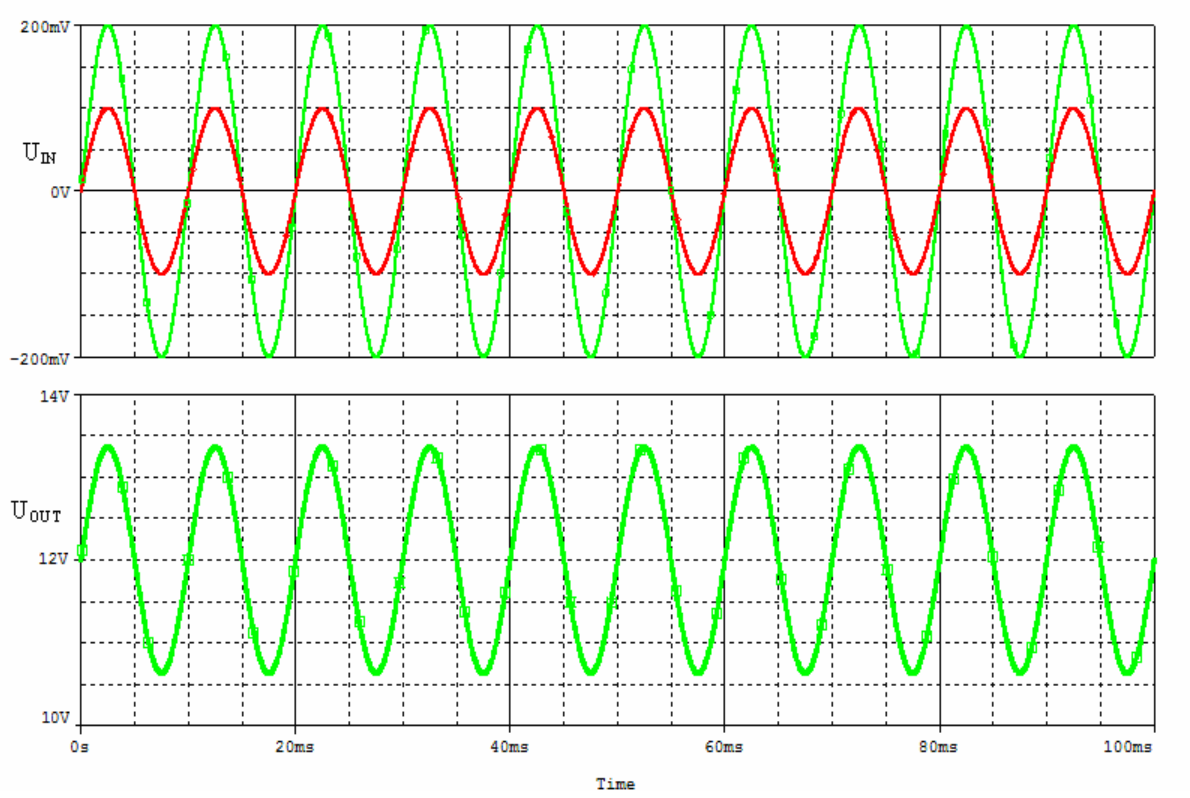
Z amplitudové charakteristiky je patrné, že zesílení tohoto zesilovače je 15 dB, což odpovídá hodnotám uváděných v literatuře. Při poklesu o 3 dB mi vyšla mezní frekvence pro dané zapojení 100 kHz. Z fázové charakteristiky je patrné, že U_2 proti U_1 jsou ve fázi



Obrázek 41: Amplitudová a fázová charakteristika

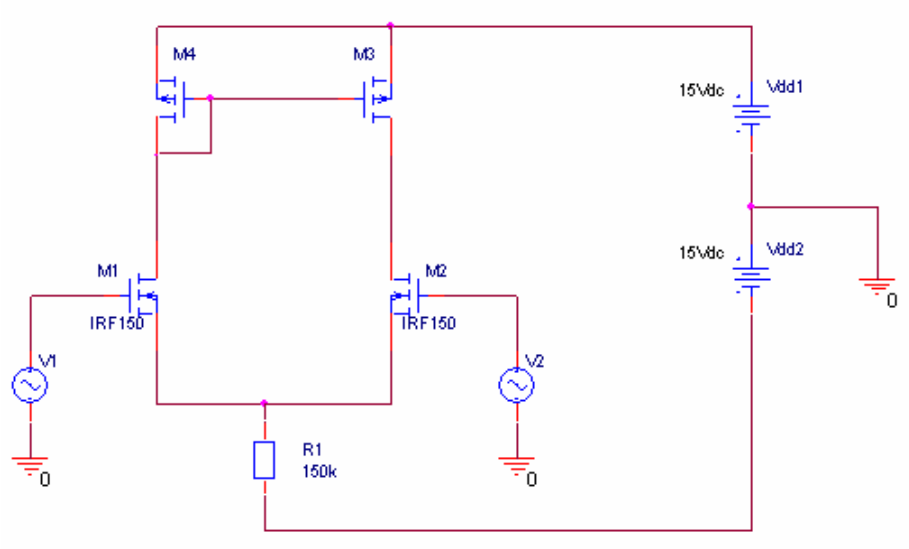
13.1.2. Časová analýza

Ověření funkce zesilovače provedeme tak, že přivedeme rozdílný sinusový signál na vstupy zesilovače a budeme sledovat výstup. Pro názornější ukázku jsem zvolil amplitudu vstupního signálu Uin_1=0,1 V a Uin_2=0,2 V o kmitočtu 1kHz. Vzhledem k tomu, že zesílení je $|Au|$ = 15 dB, na výstupu bychom měli získat napětí o amplitudě Uout=1,5 V. Z výstupní charakteristiky jsem odečetl amplitudu napětí 1,46 V, což odpovídá danému zesílení.



Obrázek 42: Průběhy vstupních a výstupních signálů časové analýzy

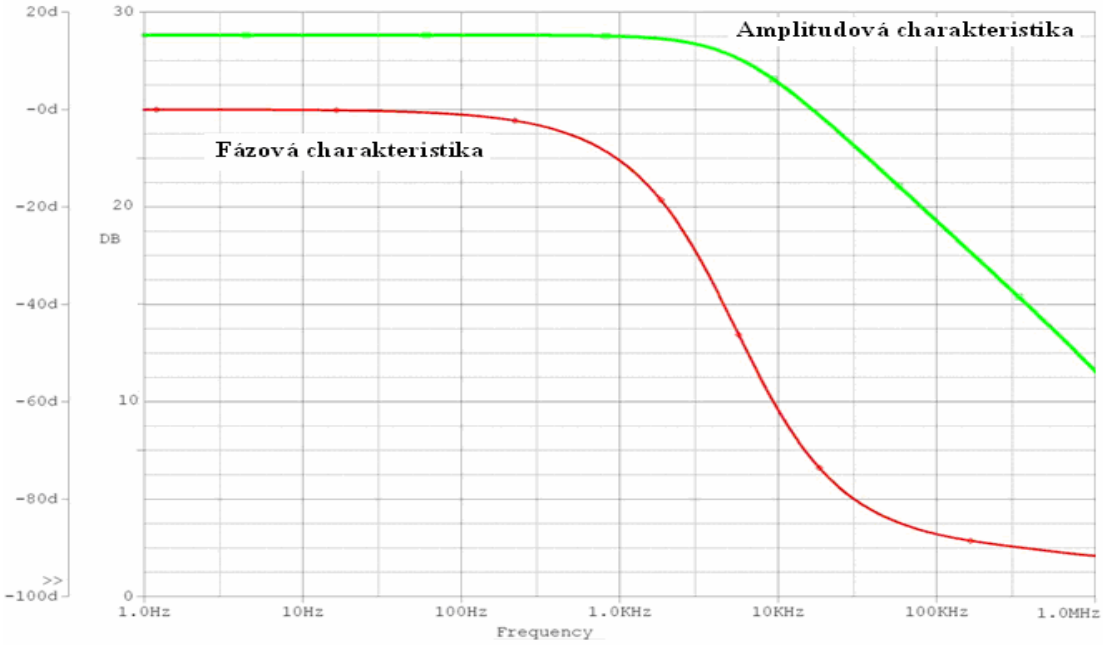
13.2. Zapojení s aktivní zátěží



Obrázek 43: Zapojení diferenčního zesilovače s aktivní zátěží v programu PSpice

13.2.1. Amplitudová a fázová charakteristika

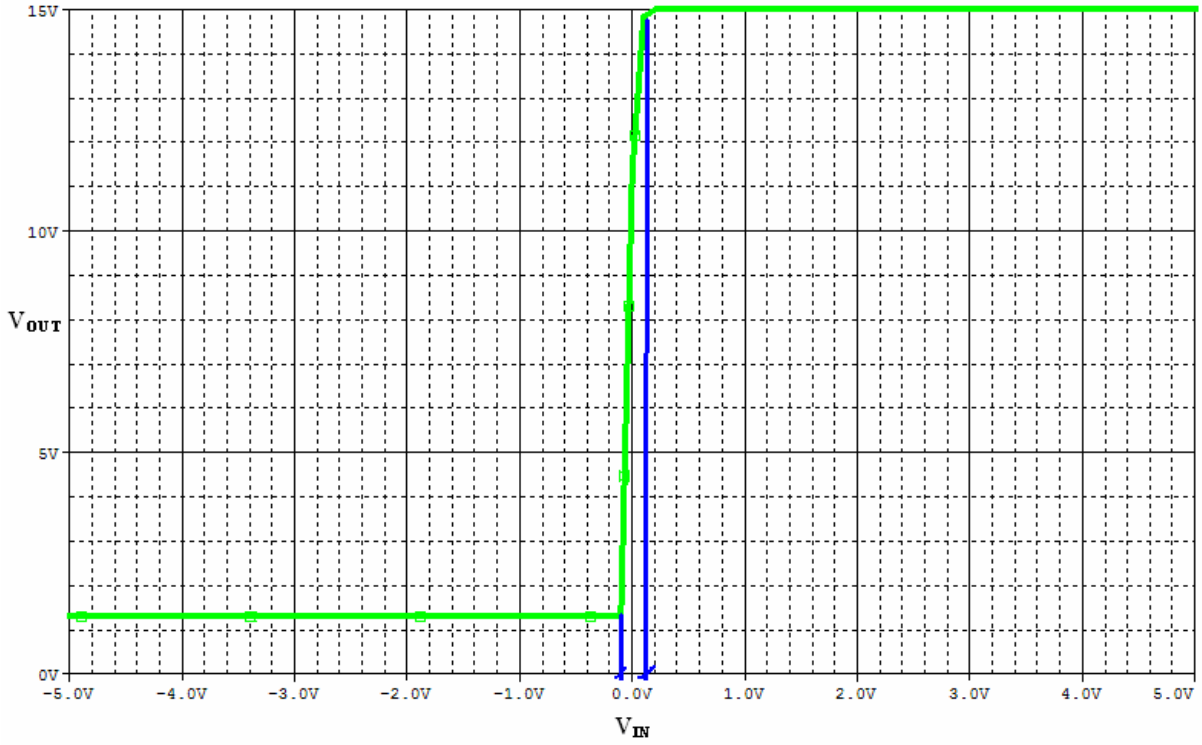
Z amplitudové charakteristiky je patrné, že se zesílení při aplikaci aktivní zátěže zvýšilo na Au = 28 dB. Při poklesu o 3 dB mi vyšla mezní frekvence pro dané zapojení 10 kHz. Z fázové charakteristiky je patrné, že U_2 proti U_1 jsou ve fázi. Frekvenční rozsah je značně závislý na použitém tranzistoru v aktivní zátěži.



Obrázek 44: Amplitudová a fázová charakteristika

13.2.2. Stejnosměrná analýza

Pro další simulaci jsem na vstupy zapojil stejnosměrný zdroj napětí. Z této charakteristiky jsem odečetl hranici lineárního režimu, která se pohybuje v rozmezí –0,1 až 0,1 V a vypočítal stejnosměrné zesílení $Au_{SS} = 12,5$.



Obrázek 45: Stejnosměrná analýza diferenčního zesilovače

14. Závěr

Tato bakalářská práce se zabývá zdroji proudu a proudovými zrcadli v technologii CMOS. Jsou zde popsány ideální (bohužel nedosažitelný) zdroj proudu, reálný zdroj proudu, dále jejich vlastnosti, charakteristiky, schématické značky a použití.

Základním stavebním kamenem této práce jsou však proudová zrcadla a jejich modifikované verze. Proudová zrcadla se používají jako zdroje konstantního proudu. Jejich nejdůležitější vlastností je, že dokáží přenášet (zrcadlit) vstupní signál na výstupu s minimálním zkreslením. Další a velmi široké uplatnění proudových zrcadel je použití jako aktivní zátěž u zesilovacích stupňů. V běžných zesilovacích stupních je zisk omezen hodnotou rezistoru R_D (drainu). Proto realizujeme zátěž R_D prostřednictvím aktivních prvků, které zajistí nastavení odpovídajícího pracovního bodu pro stejnosměrné složky. Druhý důvod použití je snížení velikosti integrovaných obvodů, protože tranzistory zabírají mnohem menší plochu v obvodu.

V prvních kapitolách této práce je podrobně popsáno jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo, Wilsonovo proudové zrcadlo, zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo, proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání a nakonec modifikované proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání. U všech zrcadel je popsána jejich funkce, zapojení a hlavně se zaměřujeme na jejich proudový přenos, vstupní a výstupní impedanci a dobu ustálení.

Pokud navrhujeme, nebo volíme určité proudové zrcadlo, je důležité, abychom věděli, jaký parametr je pro nás důležitý. Pro použití zrcadla jako aktivní zátěže, nebo jako zdroje konstantního proudu nezáleží na přesném zrcadlení proudu. To neplatí, pokud zrcadla používáme pro zpracování signálu, kde je požadavek na nezávislost na kmitočtu, napájecím napětím a na přenos. Nejvíce se ideálnímu zrcadlu blíží modifikované proudové zrcadlo v kaskádovém uspořádání, které má přenos K_I = 0,9999 , R_{IN} = 100Ω , R_{OUT} = 1,02 MΩ . Avšak citlivost proudového přenosu na napájecí napětí má lepší zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo. Hodnoty pro ostatní zapojení jsou uvedeny v kapitole 9.2.6 (tabulka 1).

Další část Této práce je zaměřena na simulace vybraných proudových zrcadel. Pro dané simulace jsou zvoleny Widlarovo proudové zrcadlo a proudové zrcadla v kaskádovém uspořádání. Nejprve jsem zkoumal vliv poměru šířky W a délky L kanálů unipolárních tranzistorů (dále jen: poměr W/L) na přesnost zrcadlení. Ze simulace (obrázek 16) je patrné, že zrcadla s tranzistorem s větším poměrem W/L kanálu zrcadlí přesně vstupní proud na výstup, zatímco u druhého typu tranzistoru dochází ke značné chybě v zrcadlení. Dále je provedena teplotní analýza proudového zrcadla v kaskádovém uspořádání, kde se sleduje jak se bude měnit výstupní proud v závislosti na teplotě. Ze simulace (obrázek 22) je patrné, že obvod je velmi teplotně stabilní. Vidíme, že vlivem teploty došlo ke zpomalení rychlosti zrcadlení, přičemž přesnost zůstala výborná. Tyto posuny však nastávaly až při teplotách vyšších jak 150 °C, které jsou v praxi nereálné.

Dalším velmi důležitým parametrem u tranzistorů je doba ustálení. V simulacích je na vstup připojen pulzní zdroj obdélníkového signálu a pozorujeme vliv druhu zapojení a poměru W/L kanálu tranzistorů na doby ustálení. Ze simulace (obrázek 18) je patrné, že poměr W/L kanálu má na dobu ustálení obrovský vliv. Dále je zkoumán vliv teploty na dobu ustálení (obrázek 19), který byl opět zanedbatelný. Poté je ještě na simulaci (obrázek 25) pokusně prokázán velký vliv změny parametrů tranzistorů na výstupní charakteristiku a schopnost zrcadlení. Pokud změníme tranzistor, nebo parametr jednoho z tranzistorů v zapojení, projevují se velké odchylky v zrcadlení.

V další části práce (kapitola 10) jsou vysvětleny základní zapojení zesilovacích stupňů (SS, SD, SG), jejích parametry, vlastnosti a využití v elektrotechnice. Poté je na zapojení zesilovače se společnou elektrodou source předveden návrh jeho součástek. Takto vypočtené parametry jsou následně ověřeny simulacemi v programu PSpice. Další simulace se zaměřují především na zjištění napěťového přenosu v závislosti na kmitočtu, kde vidíme nárůst zesílení při použití aktivní zátěže. V dalších simulacích vidíme porovnání vlivu aktivní zátěže na velikost vstupní a výstupní impedance obvodu, dále zjištění stejnosměrného zesílení a časovou analýzu, ve které zkoumáme zesílený výstupní signál. Většina simulací je provedena pro typy zapojení SS a SG a pro jejich modifikace s aktivní zátěží. Zjištěné výsledky jsou popsány u daných simulací v textu. U zesilovače v zapojení SG se potvrdil předpoklad pro jejich užití jako impedanční přizpůsobení. V závěru se práce zabývá vlastnostmi, principy a funkcí diferenčního zesilovačem jak s odporovou, tak s aktivní zátěží. Jeho základní funkce, což je zesílení dvou rozdílných vstupních signálů, je popsána v simulaci (obrázek 42). Opět jsou zde provedeny simulace vstupní a výstupní impedance v závislosti na typu zátěže, dále pak fázová, amplitudová a stejnosměrná analýza. Veškeré zjištěné hodnoty jsou buď patrné ze simulací, nebo jsou popsány u dané simulace.

Simulacemi byly potvrzeny předpoklady načerpané z odborné literatury, že aktivní zátěž má velmi dobrý vliv na napěťový přenos, kmitočtové vlastnosti obvodu a na výstupní impedanci zesilovačů. Proto je používáme společně s unipolárnímu tranzistory například v operačních zesilovačích, kde tyto vlastnosti požadujeme. Díky tomu, že tranzistory CMOS mají malou teplotní závislost a velkou odolnost proti šumu, mohou se tedy bez problému integrovat ve velkém množství na čip. Jejich hlavní využití je v integrovaných obvodech v zapojeních s velkou hustotou integrace.

15. Seznam značek a symbolů

I	[A]	proud
I_K	[A]	proud na krátko
I_G	[A]	proud na *hradle* tranzistoru
I_D	[A]	proud na *drain* tranzistoru
I_S	[A]	proud na *source* tranzistoru
I_{Gi}	[A]	proud vnitrní vodivostí
R	[Ω]	odpor, označení součástky ve schématu
Ri	[Ω]	vnitřní odpor zdroje
R_Z	[Ω]	zatěžovací odpor
Gi	[S]	vnitřní vodivost
M	[-]	tranzistor, označení součástky ve schématu
U	[V]	napětí
U_{DS}	[V]	napětí mezi *drain- source* tranzistoru
U_{GS}	[V]	napětí mezi *hradlem- source* tranzistoru
U_0	[V]	napětí naprázdno
U_R	[V]	napětí na odporu R
C	[F]	kapacita
W	[μm]	šířka kanálů MOS tranzistoru
L	[μm]	délka kanálů MOS tranzistoru
K_P	[$A.V^{-2}$]	technologický vodivostní parametr
g_f	[mA/V]	strmost tranzistoru
g_{ds}	[S]	výstupní vodivost tranzistoru
g_m	[S]	přenosová vodivost tranzistoru
β	[$A.V^{-2}$]	vodivostní parametr
t	[s]	čas

16. Použitá literatura

[1] Bečvář Daniel, Stehlík Jiří. *Návrh analogových integrovaných obvodů*. Elektronické texty, Brno, 1.10.2006.

[2] Musil Vladislav, Prokop Roman. *Návrh analogových integrovaných obvodů*. Elektronické texty, Brno, 13.11.2003.

[3] Cihlář, K. Proudové zdroje a aktivní zátěž v technologii : semestrální projekt. Brno FEKT VUT v Brně, 2008. 23s.

[4] Punčochář, J.: Lineární obvody s elektronickými prvky. Elektronické texty, Ostrava 2001

[5] Langhammer, P. Základy elektrotechniky – Přednášky. Elektronické texty, Osrava, 2007.

[6] Denton J.Dailey. Electronic device and circuits : Discrete and integrated, Columbus, 2001

[7] Článek dostupný na: http://www.sousezm.edu.sk/studium/elektronika/kap2/2_3_2.html

[8] Brzobohatý, J., Musil, V: Analogové elektronické obvody. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně, 2003.

[9] Biolek, D. Modelování a simulace v mikroelektronice.Elektronické texty, Brno, 1.11.2005