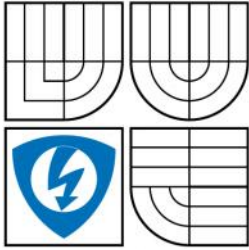


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH TRANSKONDUKTANČNÍHO ZESILOVAČE CMOS

CMOS TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER DESIGN

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MILOSLAV ZELINKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. VLADISLAV MUSIL, CSc

BRNO 2008

Zadávací list

LICENÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: **Miloslav Zelinka**

Bytem: **Mlýnská 3, Brankovice**

Narozen/a (datum a místo): **18.9.1984, Vyškov**

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

.....

(dále jen „nabyvatel“)

I. 1

Specifikace školního díla

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

disertační práce

diplomová práce

bakalářská práce

jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Návrh transkonduktančního zesilovače CMOS

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

Ústav: Mikroelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: 13.6.2008

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v*:

tištné form – počet exemplářů**2**

elektronické form – počet exemplářů**1**

* hodící se zaškrtněte

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

článek 2

Udělení licenčního oprávnění

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

článek 3

Závazná ustanovení

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

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Práce se zabývá problematikou návrhu a simulace analogových integrovaných obvodů v technologii CMOS. Hlavním zaměřením práce je navrhnout transkonduktanční zesilovač a prostudovat jeho charakteristiku v kmitočtové oblasti. Je představen transkonduktanční operační zesilovač využívající kompenzačního kapacitoru. Tato kompenzační metoda rozštěpení pólů společně s nulujícím rezistorem zabráňuje vzniku oscilace. Práce se také zabývá obvodovým řešením operačních zesilovačů. Ovšem vliv kmitočtových kompenzací na kmitočtovou a fázovou charakteristiku

.

KLÍČOVÁ SLOVA

CMOS, transkonduktanční zesilovač, operační zesilovač, dvoustupňový operační zesilovač, OTA

ABSTRACT

The work deals with question of design and simulation of integrated analog circuits in CMOS technology. The general aim of my thesis is to design transconductance amplifier and analyze its frequency response and stability in feedback systems. The two stage operational – transconductance amplifier with compensation capacitor is presented in my work. This compensational method of pole splitting used together with the nulling resistor prevents amplifier from oscillation. This work also deals with circuit solution of computing amplifier. It verifies compensation influence of frequency for phaser and frequency characteristics.

KEYWORDS

CMOS, transconductance amplifier, operational amplifier, computing amplifier, two stage operational amplifier OTA

ZELINKA, M. *Návrh transkonduktan níhé zesilova e CMOS*. Brno: Vysoké u ení technické v Brn , Fakulta elektrotechniky a komunika níh technologií, 2008. 30 s.
Vedoucí bakalá ské práce prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma "Návrh transkonduktančního zesilovače CMOS" jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 29. 5. 2008

.....

(podpis autora)

POD KOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Vladislavu Musilovi, CSc. a dalším zaměstnancům Ústavu Mikroelektroniky za veškerou pomoc spojenou s jejím vypracováním.

Dále bych rád poděkoval všem kamarádům za cenné připomínky a rady k mé bakalářské práci. V neposlední řadě bych rád poděkoval všem z mého okolí za jejich trpělivost a psychickou podporu.

SEZNAM OBRÁZK

Obr. 1.1: Porovnání kmito- tové charakteristiky zesílení G opera- ního zesilovače s otevřenou smyčkovou zpětnou vazbou s maximálním rozkmitem harmonického výstupního napětí s vrcholovou hodnotou U_M v závislosti na jeho kmitočtu.....	14
Obr. 1.2: Zjednodušená vnitřní struktura operačního zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou.....	15
Obr. 1.3: Operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou: a) principiální uspořádání tohoto zesilovače b) porovnání vlivu nastaveného zesílení VFA a CFA zesilovače na hodnotu mezního kmitočtu.....	16
Obr. 1.4: a) Používané schematické značky transkonduktančního zesilovače, b) zjednodušené vnitřní uspořádání s pipojenou zátěží na výstupu.....	18
Obr.2.1: Dvoustupňový operační zesilovač OTA [2].....	19
Obr.2.2: Nestabilní a stabilní obvod [3].....	21
Obr.2.3: Nyquistovo kritérium stability [1].....	21
Obr.2.4: Frekvenční a fázová odezva pro malou a velkou fázovou bezpečnost [3].....	22
Obr.2.5: Zjednodušený malosignálový model OTA [2].....	22
Obr.2.6: Frekvenční kompenzace [1].....	23
Obr.2.7: OZ s nulou RHP blízko ω_T [3].....	24
Obr.3.1: Zapojení OTA v systému CADENCE.....	26
Obr.3.2: Frekvenční charakteristika dvoustupňového OTA.....	29
Obr.3.3: Frekvenční a fázová charakteristika dvoustupňového OTA.....	29
Obr.3.4: Frekvenční a fázová charakteristika dvoustupňového OZ bez R_C	30
Obr.3.5: Frekvenční a fázová charakteristika dvoustupňového OZ bez kompenzace.....	30
Obr.3.6: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA náběžné hrany signálu.....	31
Obr.3.7: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA sestupné hrany signálu.....	31
Obr.3.8: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA pro $C_C = 1,1$ pF.....	32
Obr.3.9: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA pro $C_C = 5$ pF.....	32
Obr.4.1: Zapojení jednostupňového OZ v systému CADENCE.....	33
Obr.4.2: Frekvenční charakteristika jednoduchého OTA.....	34
Obr.4.3: Frekvenční a fázová charakteristika jednoduchého OTA.....	35

SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1: Požadované parametry.....	26
Tab. 3.2: Nominální hodnoty technologických parametrů, CMOS AMIS 0,7 μm [4].....	26
Tab. 3.3: Rozměry tranzistorů navrhovaného dvoustupňového OTA.....	28
Tab. 3.4: Měření frekvenční a fázové charakteristiky dvoustupňového OTA.....	33
Tab. 4.1: Rozměry tranzistorů navrhovaného jednostupňového OTA.....	34
Tab. 4.2: Měření frekvenční a fázové charakteristiky jednoduchého OTA.....	35

OBSAH

ÚVOD.....	13
1 VLASTNOSTI OBVODŮ PRACUJÍCÍCH V PROUDOVÉM A NAPĚVĚM MÓDU	14
1.1 Dynamické vlastnosti operačního zesilovače s napěvovou zpětnou vazbou VFA (Voltage Feedback Amplifier).....	14
1.2 Dynamické vlastnosti operačního zesilovače s proudovou zpětnou vazbou CFA (Current Feedback Amplifier).....	16
1.3 Transkonduktanční zesilovač OTA (Operational Transconductance Amplifier).....	17
2 TRANSKONDUKTANČNÍ OPERAČNÍ ZESILOVAČ 19	19
2.1 Podmínka stejnosměrné rovnováhy OZ.....	20
2.2 Podmínka maximálního zesílení operačního zesilovače.....	20
2.3 Frekvenční odezva.....	21
2.4 Podmínky stability dvoustupňového operačního zesilovače [2].....	24
3 NÁVRH DVOUSTUPŇOVÉHO OTA.....	26
3.1 Simulace dvoustupňového OTA.....	29
4 JEDNOSTUPŇOVÝ OTA.....	33
4.1 Simulace jednostupňového OTA.....	34
5 ZÁVĚR.....	36
6 POUŽITÁ LITERATURA.....	37
7 SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ.....	38

ÚVOD

Transkonduktan ní zesilova , neboli zesilova OTA (Operational Transconductance Amplifier), se chová na svém výstupu jako zdroj proudu, který je řízen vstupním diferenčním napětím. Oproti klasickému operačnímu zesilovači se ideální OTA liší v těchto bodech:

1. Chová se jako ideální zdroj proudu, nikoliv jako ideální zdroj napětí.
2. Vstupní diferenční napětí není nulové. Přitom vstupní impedance je opět nekonečná, takže můžeme zanedbat proudy do vstupů.

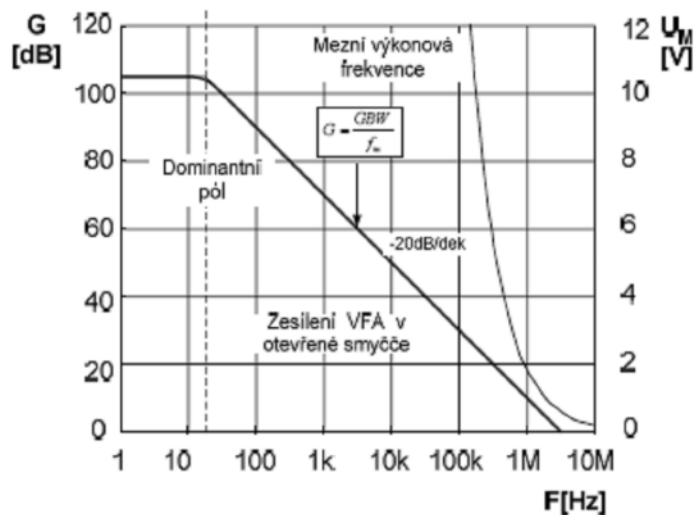
Výstupní proud závisí na vstupním diferenčním napětí podle rovnice $I = g_m \cdot U_g$, kde g_m je tzv. transkonduktance (přenosová vodivost). Její velikost je možné nastavit vnějším řídicím proudem přes pomocnou svorku, což se využívá k elektronickému nastavování parametru, například pro elaborování kmitočtových filtrů.

Transkonduktan ní zesilovači v prvním přiblížení představujeme jako zdroj proudu řízený napětím. Jedná-li se o ideální transkonduktan ní zesilovač (OTA), jeho transkonduktance G roste nad všechny meze.

Operační zesilovač je univerzální zesilovací prvek s velkým zesílením schopný stabilní činnosti v uzavřené zpětnovazební smyčce. Operační zesilovač popsaný v kapitole 2, tzv. Miller v OTA, se tomuto popisu blíží. Pro porovnání je pak v kapitole 4 uveden jednodušší jednostupňový zesilovač.

1 VLASTNOSTI OBVOD PRACUJÍCÍCH V PROUDOVÉM A NAPĚVĚVÉM MÓDU

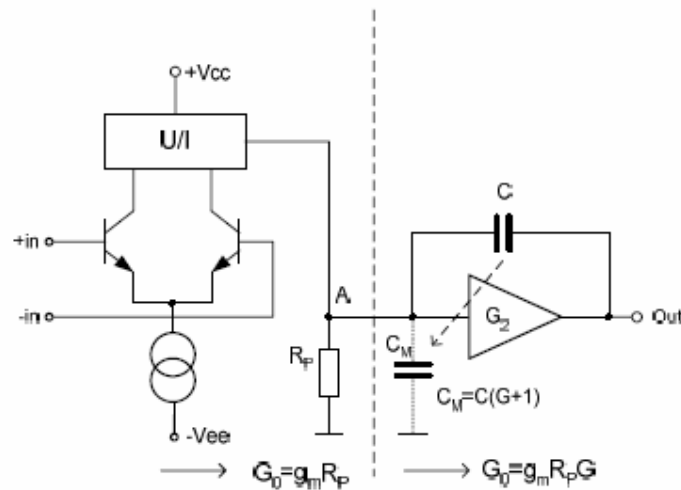
Dynamické vlastnosti operačního zesilovače s napěvovou zpětnou vazbou VFA (Voltage Feedback Amplifier), zesilovače s proudovou zpětnou vazbou CFA (Current Feedback Amplifier) a transkonduktančního zesilovače OTA (Operational Transconductance Amplifier).



Obr. 1.1: Porovnání kmitočtové charakteristiky zesílení G operačního zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby s maximálním rozkmitem harmonického výstupního napětí s vrcholovou hodnotou U_M v závislosti na jeho kmitočtu.

1.1 Dynamické vlastnosti operačního zesilovače s napěvovou zpětnou vazbou VFA (Voltage Feedback Amplifier)

Princip a základní vlastnosti operačního zesilovače jsou dostatečně popsány v literatuře. Z hlediska dynamických vlastností je vhodné zabývat se vnitřní strukturou operačního zesilovače.



Obr. 1.2: Zjednodušená vnitřní struktura operačního zesilovače s napájecími napětími a zpětnou vazbou.

Libovolný operační zesilovač můžeme prakticky rozdělit na dvě hlavní části. Vstupní diferenciální stupeň s převodníkem U/I a výstupní zesilovač (viz. obrázek 1.2). Vstupní diferenciální stupeň s převodníkem transformuje vstupní napětí na jediný, vzhledem k zemi souměrný signál. Proud z převodníku U/I je veden na impedanci R_p , která dosahuje vysokých hodnot (je realizována parazitními vodivostmi ve struktuře zesilovače). Označíme-li transkonduktanci převodníku U/I g_m (vztaženo k vstupním svorkám zesilovače), pak je zisk G_1 prvního stupně, tj. v uzlu A roven:

$$G_1 = g_m \cdot R_p \quad (1.1)$$

Napětí je pak zesilováno ve druhé části zesilovače (v oddělovacím zesilovači) se zesílením G_2 . Tento zesilovač je z důvod zajištění stability obvykle přemostněn kompenzační kapacitou C . Kapacita mezi vstupem a výstupem zesilovače tvoří ekvivalentní Millerovu kapacitu C_M transformovanou v poměru:

$$C_M = (G + 1) \cdot C \quad (1.2)$$

Přenos v uzlu A je pak daný paralelním spojením rezistoru R_p a kapacity C_M (1.1):

$$G_1 = g_m \cdot Z = \frac{R}{RCs + 1} = \frac{G_1}{\tau \cdot s + 1} \quad (1.3)$$

kde Z je impedance paralelní kombinace R_p a C_M . Ze vztahu (1.3) je patrné že v přenosu operačního zesilovače vzniká pól, označovaný jako dominantní (obrázek 1.1). Celkové zesílení zesilovače pro kmitočty nižší než kmitočet dominantního pólu je pak $G_0 = G_1 \cdot G_2$. Vynásobením hodnoty kmitočtu dominantního pólu celkovým zesílením G_0 dostáváme tzv. Gain Bandwidth Product, označovaný jako GBW. Navrhujeme-li zesilovač s operačním zesilovačem na zesílení G , je hodnota mezního kmitočtu pro pokles -3dB dána:

záporném vstupu. Proud I_0 je obrazem proudu I_- , který prochází inventujícím vstupem. Tento proud vytváří na parazitní vodivosti G_p , která dosahuje vysokých hodnot úbytek napětí. V tomto bodě je realizováno veškeré zesílení obvodu. Zesílení oddělovacího stupně je nastaveno na 1 a je tedy zřejmé, že parazitní Millerova kapacita dosahuje podstatně nižších hodnot než v porovnání s VFA zesilovatelem. To je i hlavní důvod pro to, že CFA zesilovatele dosahují výrazně vyšších hodnot rychlostí přechodu (v ádech až tisíc $V/\mu s$ v porovnání s desítkami u VFA zesilovatele).

Snímání proudu I_- se nejprve provádí proudovými zrcadly zapojenými ve výstupním obvodu jednotkového zesilovatele. Je zřejmé, že přenos veličiny ze vstupních obvodů do výstupních je na úrovni proudu. Práv tato vlastnost je pro obvody v proudovém módu typická. Přenos proměnné veličiny napětí proudovým zrcadlem vyvolává jen nepatrné variace napětí na jeho vstupu. Je tedy zřejmé, že i případnými parazitními kapacitami tohoto vstupu protéká zanedbatelný proud. Jejich vliv je tedy o poznání menší než u obvodů v napěťovém módu.

Další zajímavou vlastností v porovnání s VFA zesilovatelem je, že velikost šířky pásma B s reálným zesilovatelem nezávisí na celkovém zesílení G_0 ale pouze na velikosti impedančního rezistoru R_f . (viz. obrázek 1.3b). Odvození a vysvětlení tohoto jevu je popsáno v dostupné literatuře. Pro volbu impedančního rezistoru R_f je potřeba z hlediska stability dodržovat doporučení výrobce.

Na druhou stranu je třeba zmínit, že transkonduktanční zesilovatele nemají příliš vhodné stejnosměrné a šumové vlastnosti a při nedodržení podmínek daných výrobcem jsou i náchylnější k nestabilitě. Jejich použití je tedy vhodné pouze tam, kde vyžadujeme vysokou rychlost přechodu (kapacitní zátěž, spínané kapacitory, koaxiální vedení apod.) i neproměnnou šířku pásma v závislosti na nastaveném zesílení.

1.3 Transkonduktanční zesilovatel OTA (Operational Transconductance Amplifier)

Transkonduktanční zesilovatel je v podstatě napětím řízený zdroj proudu i_{out}

$$i_{out} = g_m * (u_+ - u_-) \quad (1.6)$$

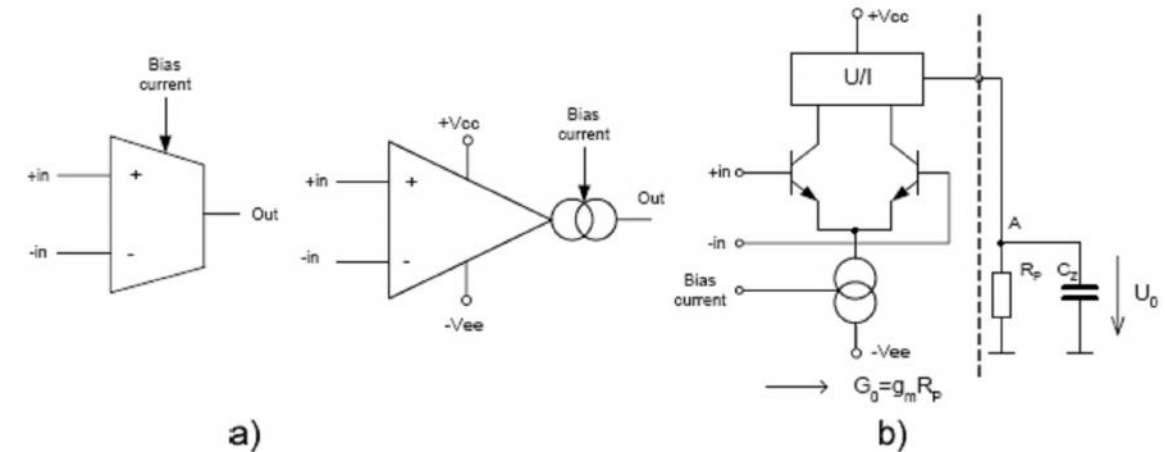
kde u_+ a u_- jsou napětí inventujícího a neinventujícího vstupu.

Vnitřní struktura transkonduktančního zesilovatele je zobrazena na obrázku 1.4a). Vstupní obvod je tvořen diferenciálním vstupem a převodníkem U/I. Výstup z tohoto převodníku je již přímo výstupem transkonduktančního zesilovatele. Transkonduktance g_m je

obvykle iditelná externím proudem Bias current I_{ABC} . P ipojením zat žovacího rezistoru na jeho výstup obdržíme výstupní nap tí naprázdno

$$u_{out} = R_z g_m * (u_+ - u_-) = G_0 * (u_+ - u_-) \quad (1.7)$$

Ze vztahu (1.7) vyplývá že transkonduktan ní zesilova e mají z principu kone né zesílení a nevyžadují použití zp tné vazby. Tento fakt zp sobuje že mezi vstupy transkonduktan ního zesilova e není nulové nap tí jako u VFA i CFA. Diferenciální stupe je však více i mén nelineární a lze tedy p ipustit maximální vstupní rozdílové nap tí v ádech stovek mV. P ekro ení této meze vede k výraznému zkreslení signálu. Absence zp tné vazby je výhodná z hlediska stability a kmito tového rozsahu.



Obr. 1.4: a) Používané schematické zna ky transkonduktan ní zesilova , b) zjednodušené vnit ní uspo řádání s p ipojenou zát ží na výstupu.

P ipojením kondenzátoru C_Z jako zát že vzniká bezeztrátový integrátor s p enosem:

$$F(s) = \frac{g_m}{s \cdot C} \quad (1.8)$$

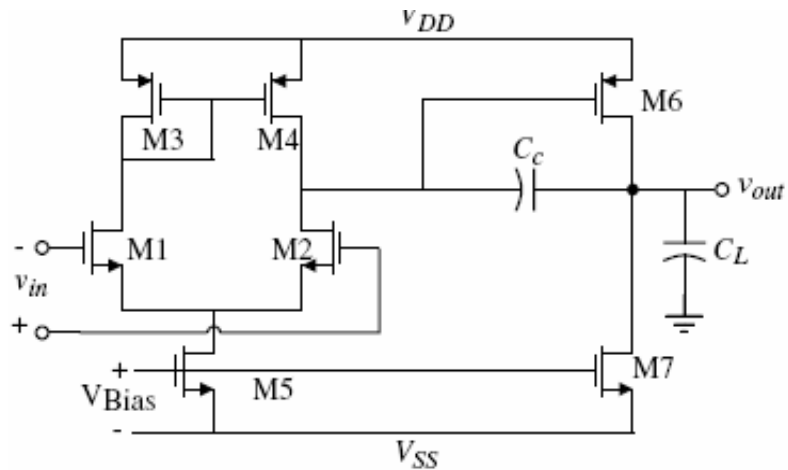
který je s výhodou (integrátor s uzemn ým kapacitorem) používán v integrovaných realizacích kmito tovéch filtr . Zapojení se ásto ozna uje jako OTA-C. Ztrátový integrátor lze vytvo it z bezeztrátového p ipojením paralelního rezistoru R. Kmito tový p enos pak bude mít podobu:

$$H(s) = g_m * Z = g_m * R \frac{1}{RCs + 1} = \frac{G_0}{\tau \cdot s + 1} \quad (1.9)$$

což formuje dolní propust prvního řádu s mezním kmito tem $\tau = RC$ a sm rnicí potla ení 20dB/dek

2 TRANSKONDUKTAN NÍ OPERA NÍ ZESILOVA

Dvoustup ový transkonduktan ní zesilova (OTA) je na obr.2.1. První blok tvo í diferen ní pár, který zesiluje rozdílový vstupní signál a p evádí jej na signál jednoduchý (*single ended*). Na schématu je použita varianta s tranzistory typu NMOS, p í emž jako zát ž bylo použito proudové zrcadlo tvo ené tranzistory M₃ a M₄. Proud protékající tranzistorem M₁ je zrcadlen pomocí M₃ a M₄ do druhé v tve páru, kde je ode ten proud M₂. Výsledný proud vytvá í na výstupním malosignálovém odporu $r_{D2}||r_{D4}$ výstupní nap ový signál. Druhým blokem je invertující zesilova M₆ s aktivní zát ží, který p edstavuje druhý zesilovací stupe . Proudový zdroj, tranzistor M₅, zajistí, že sou et proud tekoucí vstupními tranzistory bude nezávislý na stejnosm rné složce vstupního nap tí. Funkce kapacitoru C_c bude vysv tlena pozd ji.



Obr.2.1: Dvoustup ový opera ní zesilova OTA [2]

Stejnossm rné rozdílové zesílení A_{DC} lze odvodit pomocí analýzy jednotlivých blok . Protože p í nízkých kmito tech se jednotlivé bloky neovliv ují, je celkové zesílení A_{DC} dáno násobkem zesílení jednotlivých blok :

$$A_{DC} = \frac{g_{m2}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \cdot \frac{g_{m6}}{g_{ds6} + g_{ds7}} = \frac{2 \cdot g_{m2}}{I_5 \cdot (\lambda_2 + \lambda_4)} \cdot \frac{g_{m6}}{I_6 \cdot (\lambda_6 + \lambda_7)} \quad (2.1)$$

2.1 Podmínka stejnosměrné rovnováhy OZ

Za předpokladu $V_{SG4}=V_{SG6}$, pak tranzistor M6 zrcadlí proud I_4 :

$$I_6 = \left(\frac{S_6}{S_4}\right)I_4 \quad (2.2)$$

Obdobně se chová tranzistor M7 vzhledem k proudu I_5 :

$$I_7 = \left(\frac{S_7}{S_5}\right)I_5 = 2\left(\frac{S_7}{S_5}\right)I_4 \quad (2.3)$$

Operační zesilovač bude v rovnováze, pokud pro vstupní nulový signál bude na výstupu hodnota odpovídající napávací úrovni $(V_{DD}/V_{SS})/2$, což odpovídá situaci, kdy je velikost proudu I_7 rovna velikosti proudu I_6 :

$$2\left(\frac{S_7}{S_5}\right) = \left(\frac{S_6}{S_4}\right) \quad (2.4)$$

Tato podmínka rovněž zaručí saturaci tranzistoru M_4 , kterou neovlivní vnější napávací zdroje ani vnitřní propojení.

2.2 Podmínka maximálního zesílení operačního zesilovače

Pro MOS tranzistor v režimu saturace ($v_{DS} > v_{GS} - V_T$) platí při $\lambda v_{DS} \ll 1$

$$i_D = \frac{1}{2} \frac{W \cdot K}{L} (v_{GS} - V_T)^2 \quad (2.5)$$

$$g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}} = \sqrt{2i_D \frac{W \cdot K}{L}} \quad (2.6)$$

Jak ukazuje rovnice 2.1, pro stejnosměrné zesílení OZ je důležitý poměr mezi transkonduktancí g_m a stejnosměrným proudem I_D u tranzistorů podléhajících se na zesílení:

$$\frac{g_m}{I_D} = \frac{2}{V_{GS} - V_T} \quad (2.7)$$

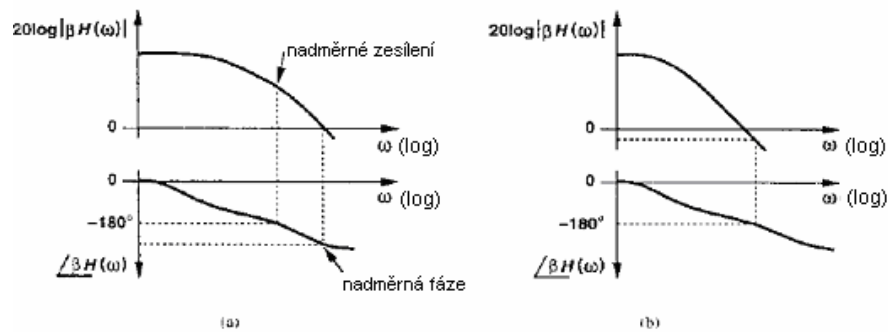
Pro velké zesílení je tedy třeba malého rozdílu $V_{GS} - V_T$, ale dostatečně velkého napětí, aby tranzistor stále pracoval v oblasti silné inverze.

2.3 Frekven ní odezva

Obvod, ve kterém s rostoucím ásem p echodné d je zaniknou pro libovolný amplitudov omezený podm t se nazývá stabilní. Nutnou podmínkou pro to je, aby všechny póly p enosové funkce ležely v levé polorovin rovině komplexních ísel. U složit jších obvod je obtížné odvozovat hodnoty všech pól , a proto se používají postupy nazývané kritéria stability.

Systém s negativní zp tnou vazbou popsany rovnicí 2.8 za ne oscilovat, jestliže jeho zisk dosáhne nadm rné hodnoty, p i které je fázový posuv -180° , kdy se záporná zp tná vazba zm ní na kladnou, nebo tém ekvivalentn , systém dosáhne nadm rné fáze p i níž je zisk jednotkový.

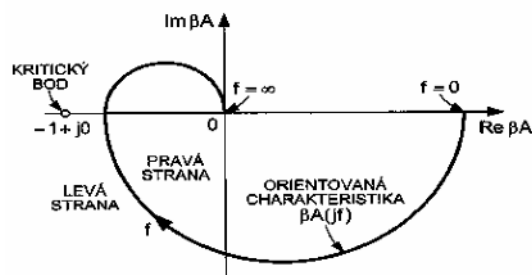
$$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta(j\omega)} \quad (2.8)$$



Obr.2.2: Nestabilní a stabilní obvod [3]

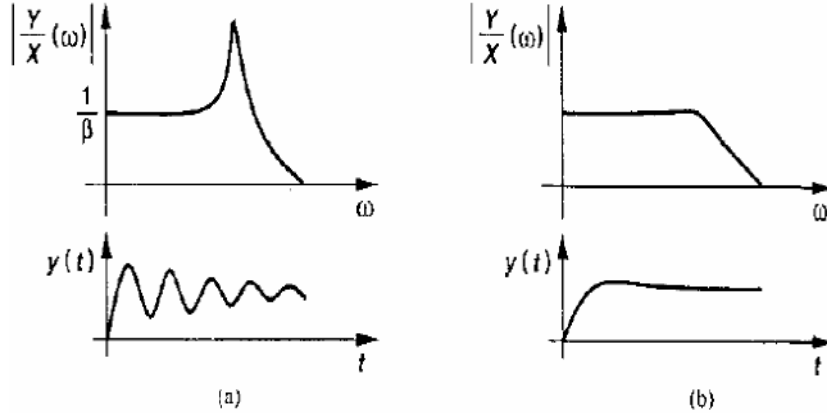
Pro následující kritérium ur ení stability je klí ový mezní bod $-1+j0$, pro který p enosová funkce roste nad všechny meze, póly leží na imaginární ose a systém osciluje s asov nem nnou amplitudou.

Zúžené Nyquistovo kritérium stability: "Opera ní obvod je stabilní, jestliže bod $-1+j0$ leží po levé stran orientované frekven ní charakteristiky $\beta(j\omega)A(j\omega)$." [1]



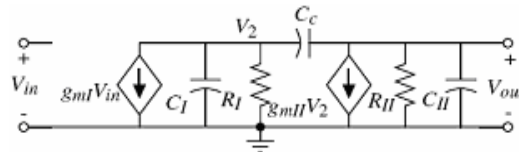
Obr.2.3: Nyquistovo kritérium stability [1]

Fázová charakteristika obvodu s jedním pólem se asymptoticky blíží k -90° , u obvodu se dvěma póly k -180° . Oba systémy jsou tedy stabilní, nicméně pro dobrou odezvu OZ je důležité doplnit k fázi do -180° . Tento doplněk je pro tranzitní kmitočet definován jako fázová bezpečnost (*Phase Margin*).



Obr.2.4: Frekvenční a časová odezva pro malou a velkou fázovou bezpečnost [3]

Pro fázovou bezpečnost funkce nekompensovaného OTA má dva póly. Pro dobrou fázovou charakteristiku je třeba, aby tranzitní frekvence byla nižší než frekvence druhého pólu. V takovém případě se pól p_1 označuje jako dominantní a obvod lze aproximovat funkcí s jedním pólem. Ve dvoustupňovém OTA však póly p_1 a p_2 nejsou vzdáleny dostatečně, obvod nemá dominantní pól a je nutná kompenzace. Frekvenční kompenzování znamená kontrolované řízení poklesu zesílení, aby se zlepšila fázová charakteristika a provádí se nejčastěji kompenzováním kapacitorem C_C zapojeným do zprůměrované vazby mezi vstupem a výstupem druhého stupně (obr.2.5).



Obr.2.5: Zjednodušený malosignálový model OTA [2]

$$g_{mI} = g_{m1} = g_{m2}, g_{mII} = g_{m6}, R_I = r_{ds2} \parallel r_{ds4}, R_{II} = r_{ds6} \parallel r_{ds7}, C_I = C_1, C_{II} = C_L$$

Náhradní obvod popisuje soustava rovnic

$$v_I \cdot (g_I + sC_I) + (v_2 - v_{out}) \cdot sC_C + g_{mI} \cdot v_{in} = 0 \quad (2.9)$$

$$v_{out} \cdot (g_{II} + sC_{II}) + (v_{out} - v_2) \cdot sC_C + g_{mII} \cdot v_I = 0 \quad (2.10)$$

ešením je

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = g_{mI} R_I R_{II} \cdot \frac{g_{mII} - sC_c}{1 + sR_I R_{II} g_{mII} C_c + s^2 R_I R_{II} \cdot [C_I C_{II} + (C_I + C_{II}) \cdot C_c]} \quad (2.11)$$

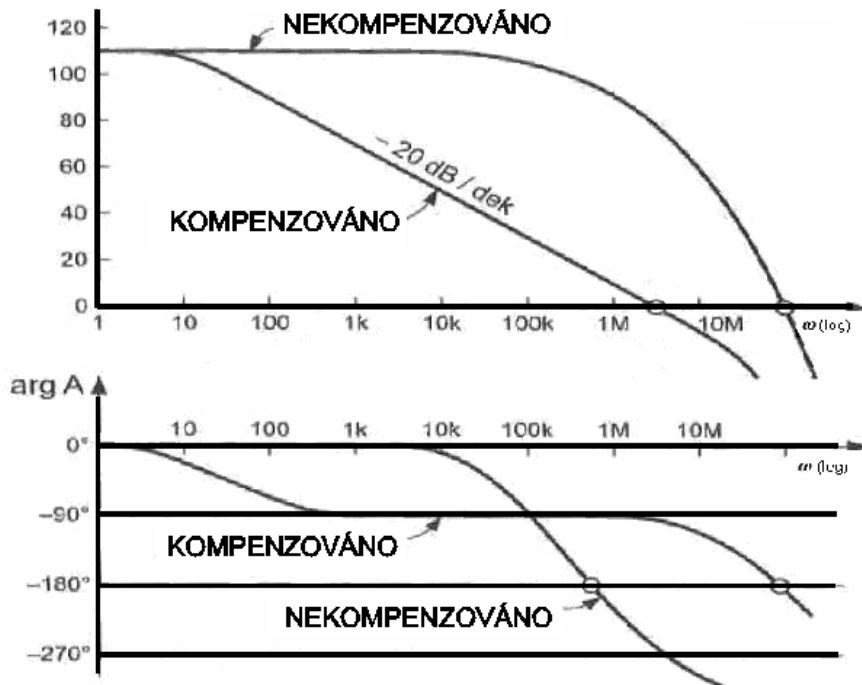
P enosová funkce má dva póly a jednu nulu, jejichž pozice je

$$p_1 \approx \frac{-1}{R_I R_{II} g_{mII} C_c} \quad (2.12)$$

$$p_2 \approx \frac{-g_{mII} C_c}{C_I C_{II} + (C_I + C_{II}) C_c} \approx \frac{-g_{mII}}{C_{II}} \quad (2.13)$$

$$z = \frac{g_{mII}}{C_c} \quad (2.14)$$

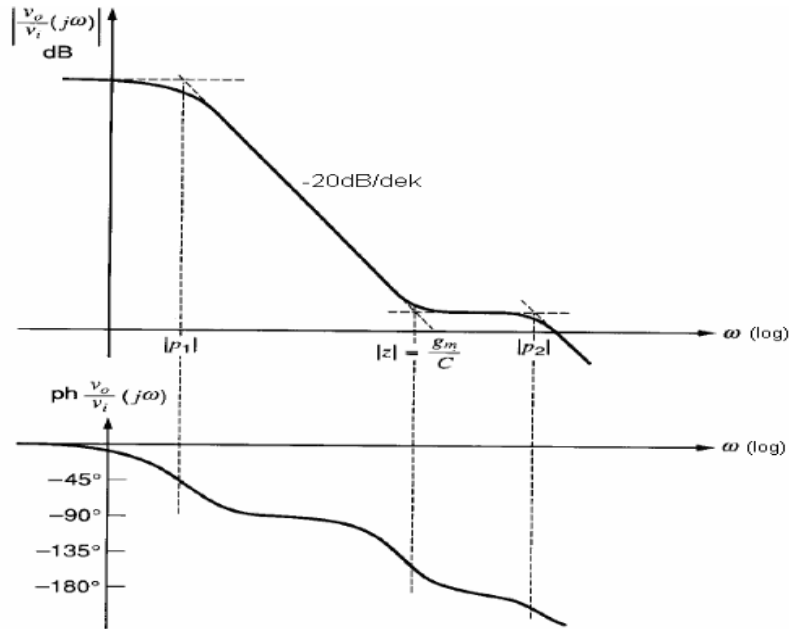
Pól p_1 je posunut na nižší kmito et, p_2 na vyšší kmito et. Nula z v pravé části komplexní roviny (RHP) produkuje navýšení zesílení, ale pokles fáze. Úinek kapacitoru C_c demonstruje obr.2.6.



Obr.2.6: Frekven ní kompenzace [1]

Poměr mezi nulou výchylky a úhlovým kmitočtem ω_T je roven poměru g_m výstupního a vstupního stupňového zesílení. Pokud by $g_{mII} \gg g_{mI}$, bude nula dostatečně vzdálena od ω_T . V CMOS je ovšem g_m úměrná odmocnině klidového proudu a poměru W/L .

Situaci, kdy nula RHP leží pod ω_T znázorňuje obr.2.7. Tuto nulu je třeba posunout dostatečně daleko za ω_T .



Obr.2.7: OZ s nulou RHP blízko ω_T [3]

2.4 Podmínky stability dvoustupeňového operačního zesílení [2]

Tranzitní kmitočtem ω_T za předpokladu, že pól p_1 je dominantní

$$\omega_T \approx A_0 |\omega_0| = A_0 \cdot |p_1| = (g_{mI} g_{mII} R_I R_{II}) \left(\frac{1}{g_{mII} R_I R_{II} C_C} \right) = \frac{g_{mI}}{C_C} = \frac{g_{m1}}{C_C} = \frac{g_{m2}}{C_C} \quad (2.15)$$

Fázová bezpečnost PM je doplněk fáze do -180° pro ω_T

$$\varphi_M = \arg[A(j\omega_T) \cdot B(j\omega_T)] + 180^\circ \text{ pro } |A(j\omega_T) \cdot B(j\omega_T)| = 1 \quad (2.16)$$

Pro $PM = 60^\circ$ a nulu $z \geq 10\omega_T$ platí

$$60^\circ = \arg[A(j\omega_T) \cdot B(j\omega_T)] + 180^\circ \quad (2.17)$$

$$-120^\circ = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_T}{|p_1|}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_T}{|p_2|}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_T}{|z|}\right) \text{ pro } B(j\omega) = 1 \quad (2.18)$$

$$120^\circ = 90^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_T}{|p_2|}\right) + 5,7^\circ \Rightarrow |p_2| \geq 2,2\omega_T \quad (2.19)$$

$$\frac{g_{m6}}{C_C} > \frac{10g_{m1}}{C_C} \Rightarrow g_{m6} > 10g_{m1} \quad (2.20)$$

$$\left|\frac{g_{m6}}{C_L}\right| > \frac{2,2g_{m1}}{C_C} \Rightarrow C_C > 0,22C_2 \quad (2.21)$$

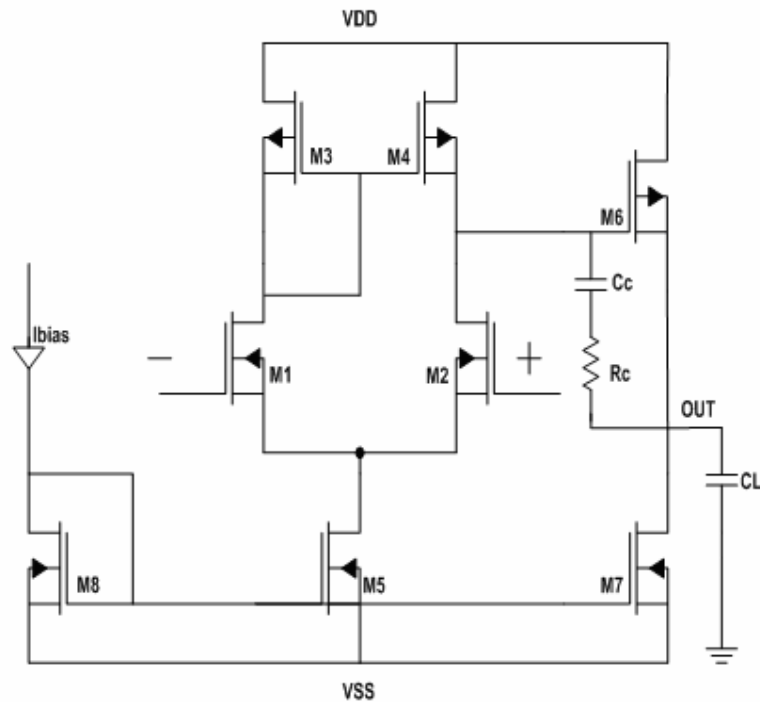
Jiné řešení předpokládá, že g_{mII} není výrazně větší než g_{mI} a pozice nuly se může blížit k nule. Pro dodatečnou kompenzaci se používá jednotkový napávací zesilovač, jednotkový proudový zesilovač nebo tzv. nulovací odpor. V posledním případě není zapotřebí tvořit kapacitou, ale impedancí realizovanou sériovým spojením rezistoru a kapacitoru. V řešení přenosové funkce této soustavy se téměř nezmění pozice pólů, pozice nuly je modifikována na

$$z = \frac{1}{C_C \cdot \left(\frac{1}{g_{mII} - R_Z}\right)} \quad (2.22)$$

Znaménko výrazu $(1/g_{mII} - R_Z)$ určuje, zda bude nula ležet v pravé či levé části komplexní roviny přenosové funkce. Nula v levé části může být vzájemně vyrušena s pólem p_2 , což vede k rozšíření šířky pásma. Naopak pokud $R_Z = 1/g_{mII}$, nula je přesunuta na nekonečno.

3 NÁVRH DVOUSTUP OVÉHO OTA

Dvoustup ový OTA je navržen v technologii CMOS AMSI 0,7 μm . Pro návrh jsem zvolil nominální hodnoty WILD/SHORT z tabulky.



Obr.3.1: Zapojení OTA v systému CADENCE

Tab. 3.1: Požadované parametry

$V_{DD} = 5 \text{ V}$	$V_{SS} = -2,5 \text{ V}$	$f_0 = 10 \text{ MHz}$
------------------------	---------------------------	------------------------

Tab. 3.2: Nominální hodnoty technologických parametrů, CMOS AMIS 0,7 μm [4]

WIDE/SHORT	NARROW/SHORT
$W = 20 \mu\text{m}$ $L = 0,7 \mu\text{m}$	$W = 1 \mu\text{m}$ $L = 0,7 \mu\text{m}$
$K_P = 29,75 \mu\text{A/V}^2$	$K_P = 23,59 \mu\text{A/V}^2$
$K_N = 89,25 \mu\text{A/V}^2$	$K_N = 91,7 \mu\text{A/V}^2$
$V_{TN} = 0,74 \text{ V}$	$V_{TN} = 0,81 \text{ V}$
$ V_{TP} = 0,95 \text{ V}$	$ V_{TP} = 1,05 \text{ V}$

Pro následující výpočet byl uvažován zatěžovací kapacitor $C_L = 5 \text{ pF}$.

Volím $C_C = 1,1 \text{ pF}$

Rychlost přechodu **$SR > 10 \text{ V}/\mu\text{s}$** :

$$\rightarrow SR \approx \frac{I_5}{C_C}$$

$$I_5 = 10 \cdot 10^6 \cdot 1,1 \cdot 10^{-12} \Rightarrow \mathbf{I_5 = 11 \mu\text{A}}$$

Pro výpočet transkonduktance $g_{m1,2}$ použijeme vztah:

$$g_{m1,2} = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_C$$

$$g_{m1,2} = 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 1,1 \cdot 10^{-12} = \underline{69 \mu\text{S}}$$

$$\rightarrow \omega_T = \frac{g_{m1}}{C_C} = \frac{g_{m2}}{C_C}$$

$$\rightarrow g_m = \sqrt{2 \cdot I_D \cdot \frac{W \cdot K}{L}}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} = \frac{g_{m1,2}^2}{2 \cdot I_{1,2} \cdot K_N} = \frac{(69 \cdot 10^{-6})^2}{2 \cdot 5,5 \cdot 10^{-6} \cdot 89,25 \cdot 10^{-6}} = \mathbf{4,85}$$

Minimální V_{IC} musí zaručit, že tranzistor M_5 zůstane v saturaci:

$$\rightarrow V_{IC}(\text{min}) = V_{SS} + V_{DS5}(\text{sat}) + V_{GS1} = V_{SS} + V_{DS5}(\text{sat}) + V_{GS2}$$

Pro $V_{IC}(\text{min}) = 1 \text{ V}$:

$$B = K_N \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} = 89,25 \cdot 10^{-6} \cdot 4,85 = 4,33 \cdot 10^{-4}$$

$$V_{DS5} = 1 - 0 - \sqrt{\frac{2 \cdot 5,5 \cdot 10^{-6}}{4,33 \cdot 10^{-4}}} - 0,74 = 0,235 \text{ V}$$

$$\rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_{5,8} = \frac{2 \cdot I_5}{K_N \cdot V_{DS5}(\text{sat})^2} = \frac{2 \cdot 5,5 \cdot 10^{-6}}{89,25 \cdot 10^{-6} \cdot (0,235)^2}$$

$$\rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_{5,8} = \mathbf{2,23}$$

Pro $PM = 60^\circ$ musí být pól p_2 nejméně 2,2 krát v tísni než ω_T . Při simulaci ale určit dojde ke snížení tranzitního kmitočtu odvozeného na základě těchto zjednodušených výpočtů, čímž se zlepší fázová bezpečnost. Je tedy možné umístit pól p_2 blíže k ω_T :

$$\rightarrow g_{m6\text{min}} = 2\pi \cdot 1,22 \cdot f_0 \cdot C_L$$

$$g_{m6\text{min}} = 2\pi \cdot 1,22 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = \underline{383 \mu\text{S}}$$

Pro druhý stupeň transkonduktančního zesilovače volím proud $I_6 = 50 \mu\text{A}$. Pak dosadíme do následujícího vzorce:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_6 = \frac{g_{m6}^2}{2 \cdot I_6 \cdot K_p} = \frac{(383 \cdot 10^{-6})^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 29,75 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_6 = 49,38$$

Pro splnění podmínek rovnováhy musíme dosadit do vzorce :

$$\rightarrow I_6 = \left(\frac{S_6}{S_4}\right) \cdot I_4$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{3,4} = \frac{I_{3,4}}{I_6} \cdot S_6 = \frac{5,5 \cdot 10^{-6} \cdot 49,38}{50 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_{3,4} = 5,43$$

$$\rightarrow \frac{S_6}{S_4} = \frac{2 \cdot S_7}{S_5}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_7 = \frac{49,38 \cdot 2,23}{2 \cdot 5,43} = 10,15$$

$V_{IC}(\text{max})$ musí udržet v saturaci tranzistory M_3 a M_4 :

$$\rightarrow V_{IC}(\text{max}) = V_{DD} - V_{SG3} + V_{T1}$$

$$V_{IC}(\text{max}) = 5 - \sqrt{\frac{2 \cdot 5,5 \cdot 10^{-6}}{5,43 \cdot 29,75 \cdot 10^{-6}}} - 0,95 + 0,74 = 4,53V$$

Hodnota nulujícího rezistoru:

$$\rightarrow R_C = \frac{1}{g_{m6}} = \frac{1}{383 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow R_C = 2,61 \text{ k}\Omega$$

Odhadovaná výkonová ztráta:

$$\rightarrow P_{DISS} = (V_{DD} - V_{SS})(I_5 + I_6)$$

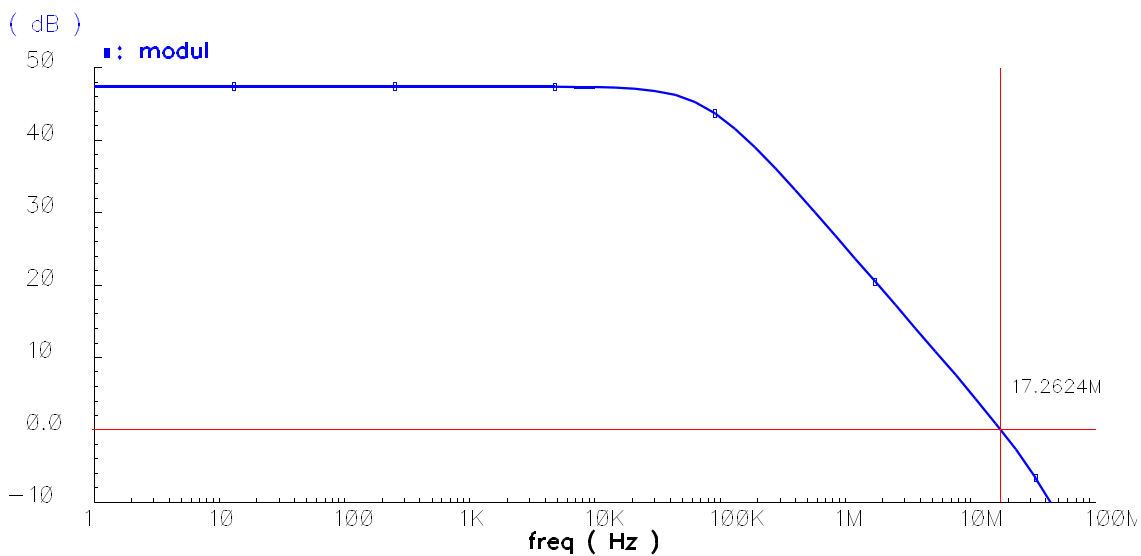
$$P_{DISS} = (5 - 0)(11 \cdot 10^{-6} + 50 \cdot 10^{-6}) = 0,3 \text{ mW}$$

Tab. 3.3: Rozměry tranzistorů navrhovaného dvoustupňového OTA

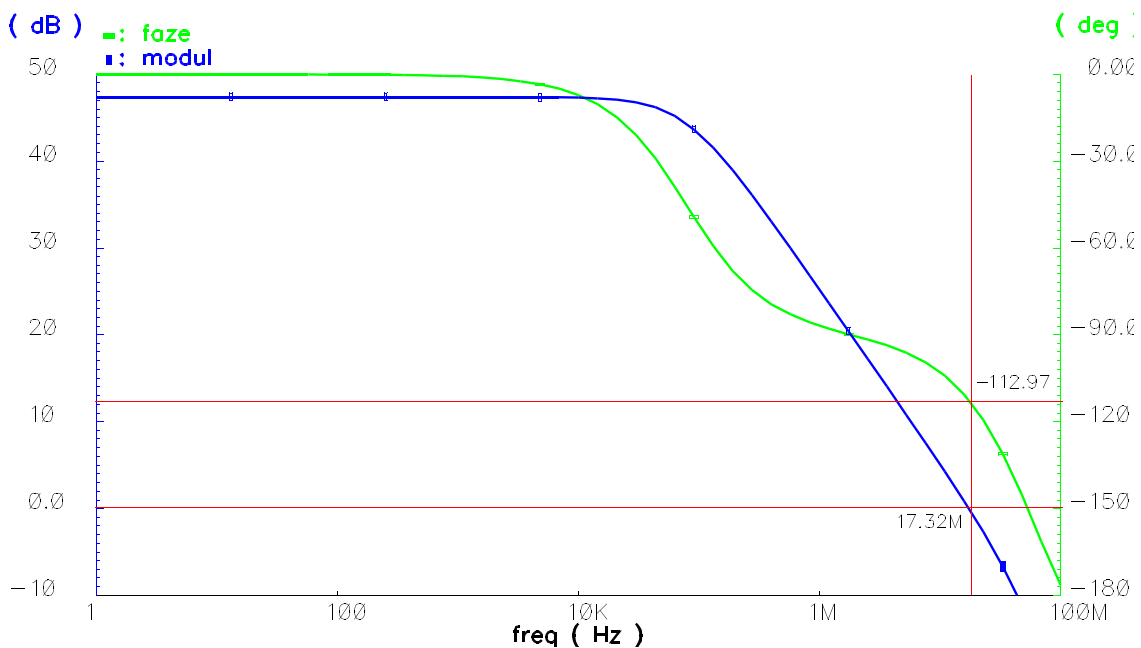
Tranzistor	W/L	W	L	2*W/L	W	L
M1	4,85	15,7	2	9,7	19,4	2
M2	4,85	15,7	2	9,7	19,4	2
M3	5,4	8,1	1,5	10,8	16,2	1,5
M4	5,4	8,1	1,5	10,8	16,2	1,5
M5	2,24	4,5	2	4,5	9	2
M6	49,3	74	1,5	98,6	148	1,5
M7	10,2	15,3	1,5	20,4	30,6	1,5
M8	2,24	4,5	2	4,5	9	2

V tabulce 3.3 jsou vypočítané rozměry tranzistorů M1 až M8 pro návrh dvouступového OTA. Hodnota $2 \cdot W/L$ je simulována v systému CADENCE. U dvojnásobku vypočítaných hodnot dochází k posunu hodnoty transientního kmitočtu f_0 z 12,5 MHz na hodnotu $f_0 > 17$ MHz což považuji za hodnotu kterou jsem chtěl docílit.

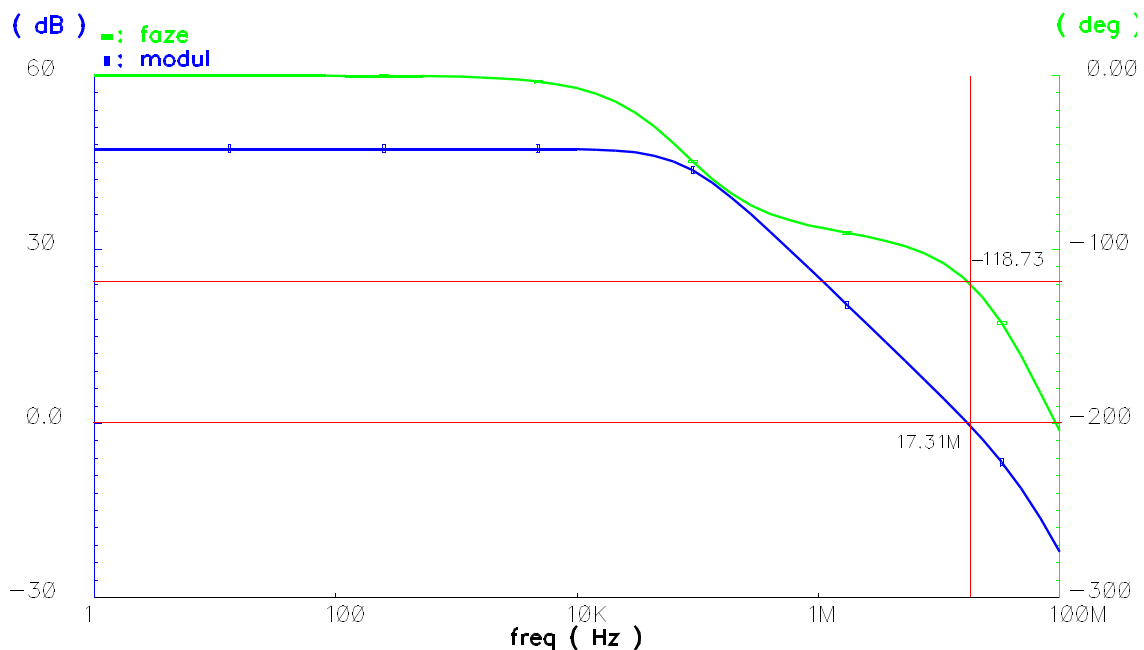
3.1 Simulace dvouступového OTA



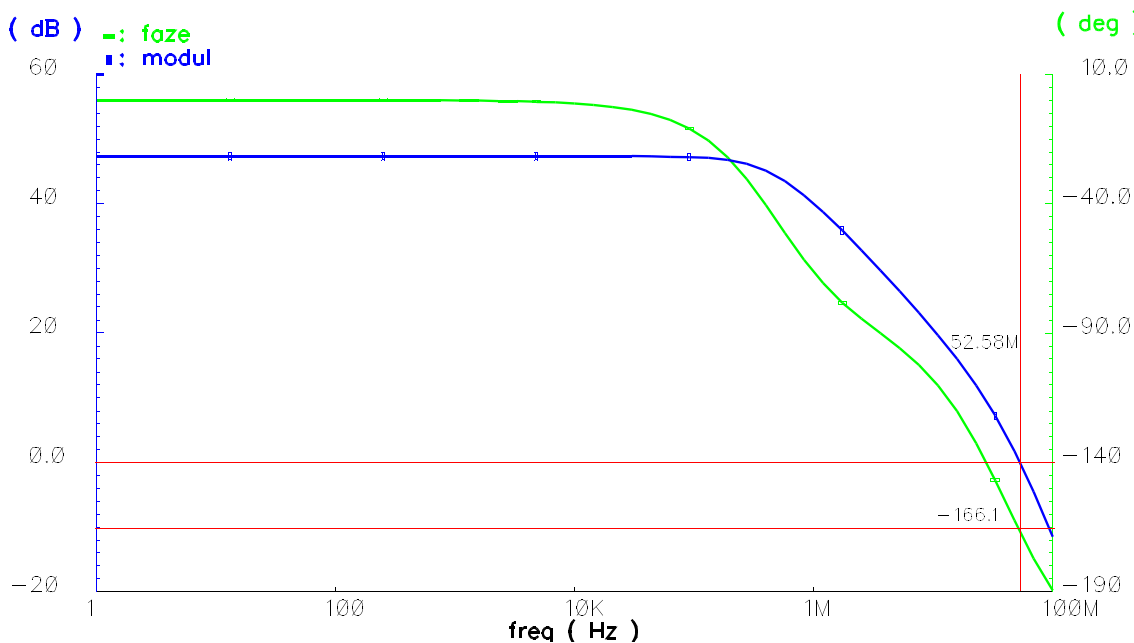
Obr.3.2: Frekvenční charakteristika dvouступového OTA



Obr.3.3: Frekvenční a fázová charakteristika dvouступového OTA

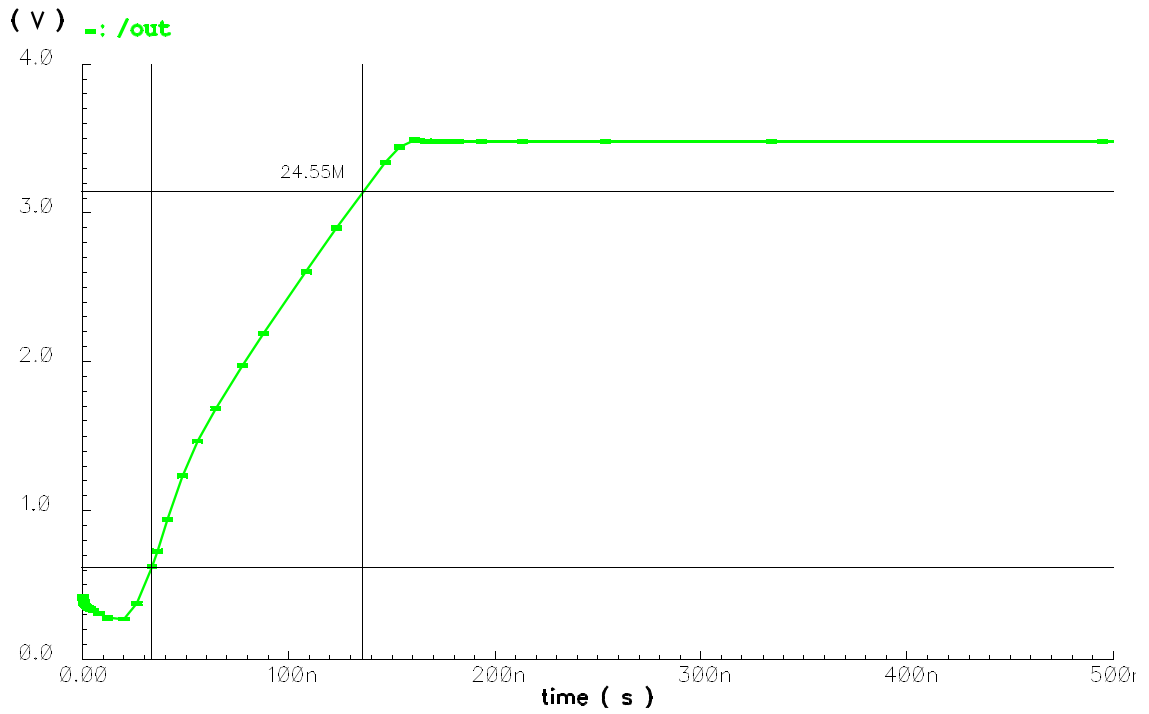


Obr.3.4: Frekven ní a fázová charakteristika dvoustup ového OZ bez R_C

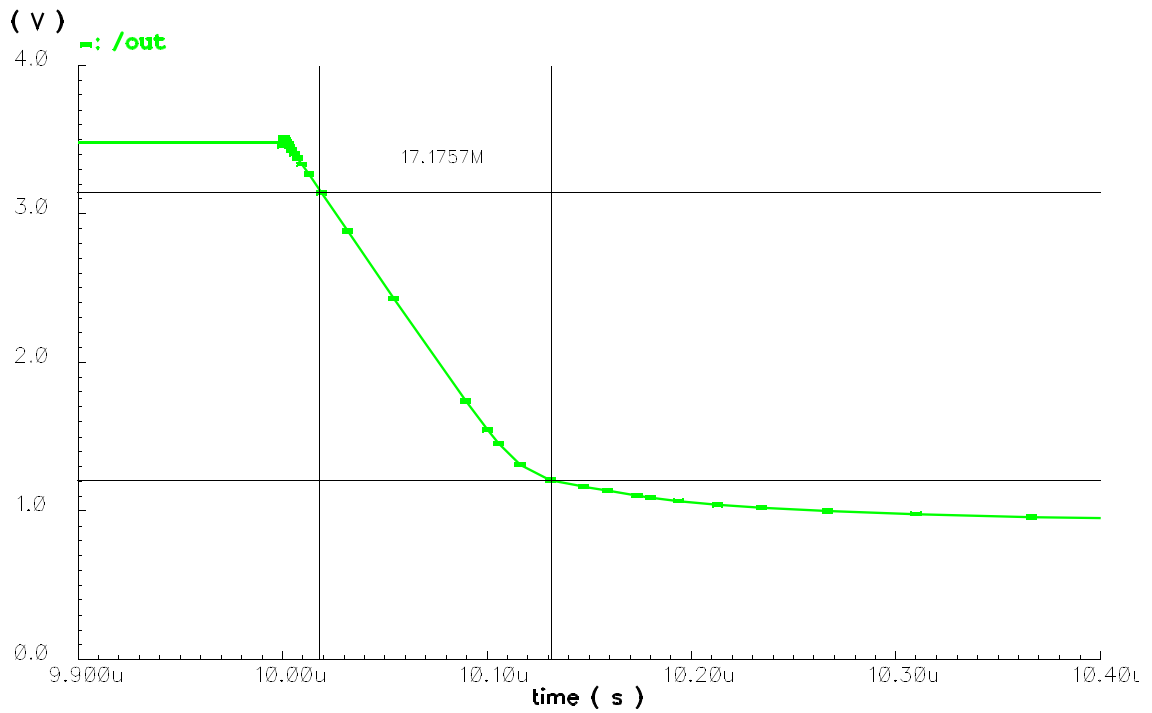


Obr.3.5: Frekven ní a fázová charakteristika dvoustup ového OZ bez kompenzace

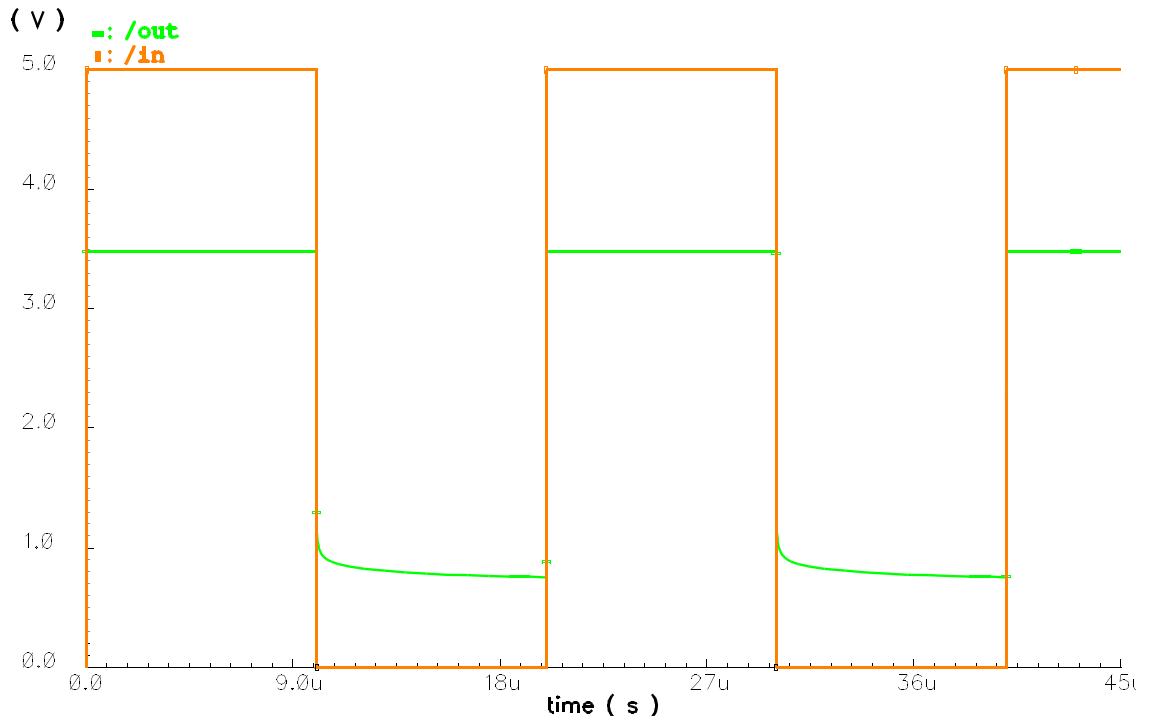
Simulace frekven ních charakteristik ukazuje, že kompenzaci kapacitorem lze u takového OTA dosáhnout požadované hodnoty fázové bezpečnosti. Tohoto postupu je třeba, i když je zesilovač stabilní, nebo se takto omezuje pro stabilitu v časové oblasti. Nevýhodou je pokles tranzitního kmitočtu.



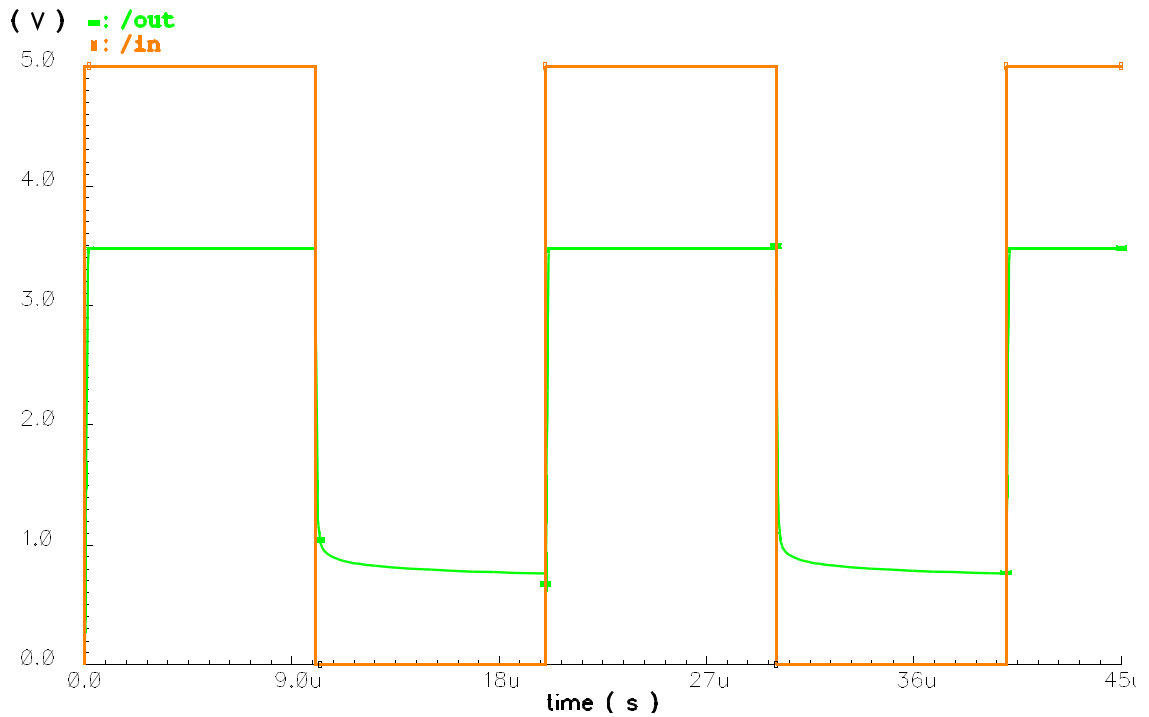
Obr.3.6: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA náběžné hrany signálu



Obr.3.7: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA sestupné hrany signálu



Obr.3.8: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA pro $C_C = 1,1 \text{ pF}$



Obr.3.9: Transientní charakteristika dvoustupňového OTA pro $C_C = 5 \text{ pF}$

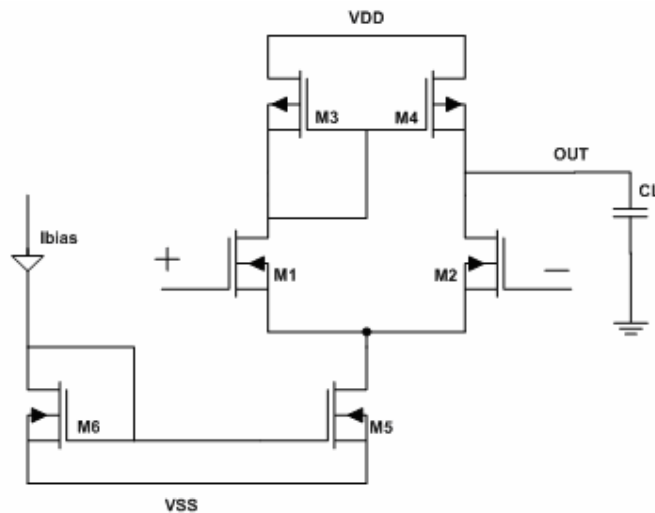
Při velkém kompenzačním kapacitoru dochází ke zkreslení výstupního signálu.

Tab.4.2: Mění frekvenci a fázové charakteristiky dvoustupňového OTA

	A_{DC} [dB]	f_T [Mhz]	PM [°]
bez C_C	47	52,58	14
C_C	47	17,31	61,27
C_C+R_C	47	17,32	67,03

4 JEDNOSTUPŇOVÝ OTA

Transkonduktanční zesilovač na obrázku (4.1) je zjednodušenou verzí předchozího OZ. Zesílení v rovnici (2.1) je menší o zesílení invertoru, invertující vstup je na M_2 . Chybí kompenzační kapacitor C_C . Zatímco výpočet ICMR se nemění, výstupní napěťový rozsah je nižší o $V_{DS(sat)}$ tranzistoru M_2 .



Obr.4.1: Zapojení jednostupňového OZ v systému CADENCE

Dominantní pól je určen výstupním odporem a velikostí zatěžovacího kapacitoru:

$$p_1 \approx -\frac{g_{ds2} + g_{ds4}}{C_L} \quad (4.1)$$

U dvoustupňového OZ nárůst kapacity zátěže způsobí zhoršení fázové bezpečnosti. Je-li zatěžovací kapacitor součástí kompenzačním kapacitorem, dominantní pól se přesune na nižší kmitočet, čímž se fázová bezpečnost naopak zlepšuje. Tomuto druhu OZ se proto říká samokompenzující se (*self-compensated*) [3].

Tranzitní kmitočet je omezen zatřovacím kapacitorem:

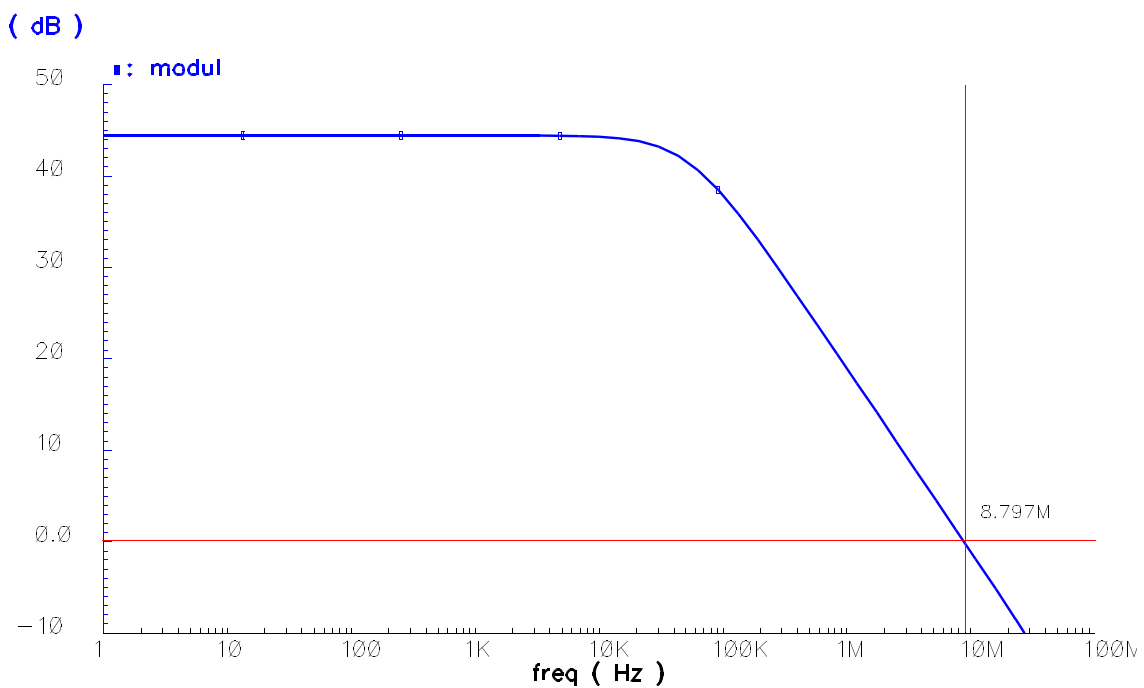
$$f_T = \frac{g_{m1}}{2\pi \cdot C_L} = \frac{g_{m2}}{2\pi \cdot C_L} \quad (4.2)$$

Pro $SR = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$, $C_L = 5 \text{ pF}$, $I_{BIAS} = 50 \mu\text{A}$ byly v simulaci použity tyto hodnoty:

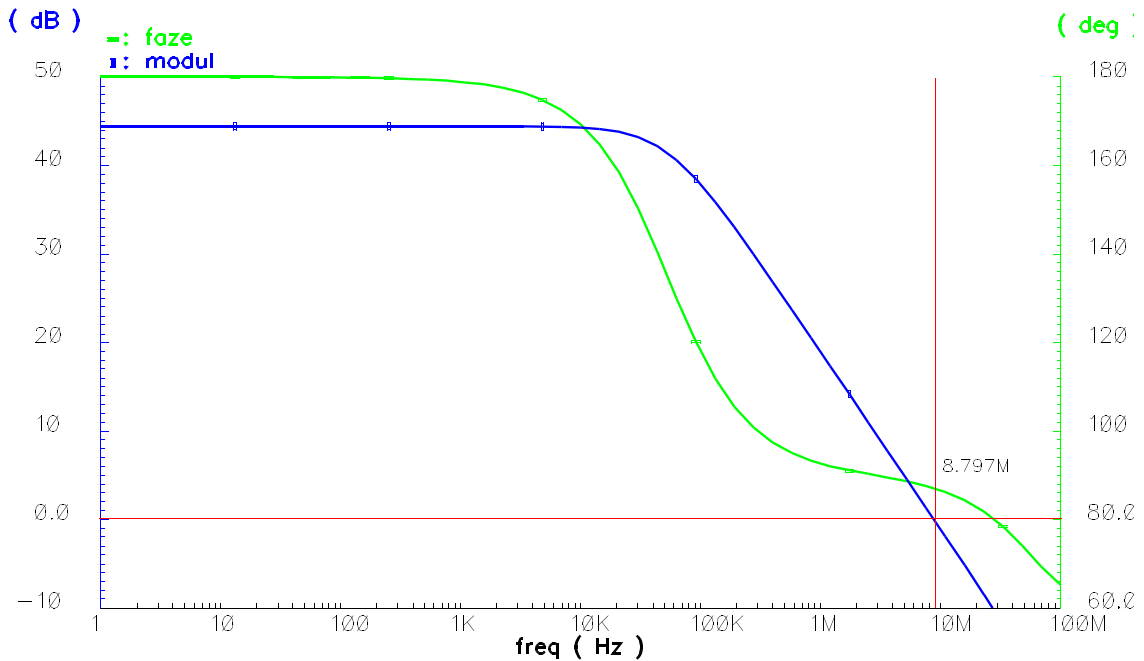
Tab. 4.1: Rozměry tranzistorů navrhovaného jednostupňového OTA

Tranzistor	W/L	W	L
M1	4,85	15,7	2
M2	4,85	15,7	2
M3	5,4	8,1	1,5
M4	5,4	8,1	1,5
M5	2,24	4,5	2
M6	2,24	4,5	2

4.1 Simulace jednostupňového OTA



Obr.4.2: Frekvenční charakteristika jednoduchého OTA



Obr.4.3: Frekvencní a fázová charakteristika jednoduchého OTA

Tab.4.2: Měření frekvencí a fázové charakteristiky jednoduchého OTA

	A_{DC} [dB]	f_T [Mhz]	PM [°]
<i>jednoduchý</i>	44	8,797	87

Napůvový zisk jednoduchého OTA lze navýšit buď zvýšením poměru g_m/I_D nebo výstupního odporu, například nahrazením jednoduchého proudového zrcadla zrcadlem kaskodovým, čímž se ještě více omezí výstupní napůvový rozsah. Další možnost, navyšování potu stupně zesilovače, problematizuje možnost nestability OZ. Není-li výstupní napůvový rozsah dostatečný, lze ho vylepšit použitím invertujícího zesilovače ve druhém stupni.

5 ZÁVĚR

Byl navržen transkonduktan ní opera ní zesilova , který spl ůje požadované zadání. Výsledky simulace totiž ukázaly, že p i návrhu dvoustup ového transkonduktan ního zesilova e p i vypo tených hodnotách byl transientní kmito et 12,5 MHz. Byla tak spln no požadované zadání. Pro ješt lepší výsledky jsem zdvojnásobil W/L pro zvýšení transientního kmito tu p i zachování kritéria stability. Byla tedy ov ena teorie stability opera ního (transkonduktan ního) zesilova e.

V kapitole 2.4 je uvedeno, že nekompenzovaný dvojstup ový OTA má dva póly. V takovém p ípad by byl OZ vždy stabilní, což je v rozporu s výsledkem simulace (obr.3.5). Ve skute nosti je s tranzistorem M_3 spojen další pól (*mirror pole*), který se v modelu kompenzovaného OTA zanedbává, protože leží na relativn vysokých kmito tech a na jeho frekven ní charakteristiku nemá žádný nebo zanedbatelný vliv.

Zapojením kompenza ního kapacitoru do zp tné vazby mezi vstup a výstup druhého stupn vznikají v malosignálovém modelu dv signálové cesty, což se projeví v p enosové funkci zesilova e. Pokud není $z \geq 10\omega_T$, tak zhorší fázovou bezpe nost a je nutné ji eliminovat.

6 POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Jiří Dostál: *Opera ní zesilova e*, BEN, 2005, ISBN 80-7300-049-0
- [2] Allen P.E.: *CMOS Analog Circuit Design*, p ednášky, www.aicdesign.org
- [3] Behzad Razavi: *Design of Analog CMOS Integrated Circuit*, McGraw-Hill Higher Education, ISBN 0-07-238032-2
- [4] *Electrical parameters CMOS 0.7um*, technologický manuál, AMI Semiconductor
- [5] PUN OCHÁ , J. *Opera ní zesilova e*. BEN technická literatura, 2002. 496 stran. ISBN 80-7300-059-8..
- [6] BE VÁ , D. *Návrh analogových integrovaných obvod* : Ústav Mikroelektroniky, FEI VUT Brno, 2005.
- [7] Vratislav Michal, DTEE Brno University of Technology, [http://www.postreh.com/vmichal/articles/current and voltgaea feedback amplifiers.pdf](http://www.postreh.com/vmichal/articles/current_and_voltgaea_feedback_amplifiers.pdf), 2008

7 SEZNAM ZKRATEK A SYMBOL

A_V	rozdílové zesílení nap í
f_T	tranzitní kmito et
ICMR	dovolený rozsah vstupního souhlasného nap í
K_N	transkonduktan ní parametr pro N-kanálový tranzistor
K_P	transkonduktan ní parametr pro P-kanálový tranzistor
L	délka kanálu tranzistoru
OZ	opera ní zesilova
PM	fázová bezpe nost
RHP	v pravé ásti komplexní roviny
S	pom r mezi W a L
SR	mezní rychlost p eb hu
V_{IC}	vstupní souhlasné nap í
V_{TN}	prahové nap í pro N-kanálový tranzistor
V_{TP}	prahové nap í pro P-kanálový tranzistor
W	ší ka kanálu tranzistoru
	modulace délky kanálu
τ	tranzitní úhlový kmito et
x_Y	celková okamžitá hodnota signálu
X_Y	stejnosem rná složka signálu
x_y	st ídavá složka signálu
X_y	komplexní hodnota signálu