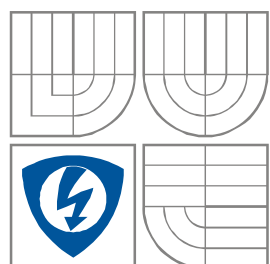


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

PROUDOVÝ KONVEJOR CCII S NÍZKÝM NAPÁJECÍM NAPĚTÍM A NÍZKÝM PŘÍKONEM

LOW VOLTAGE LOW POWER CURRENT CONVEYOR CCII

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Petr Kadaňka

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. et Ing. Fabian Khateb, Ph.D. et Ph.D.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Mikroelektronika a technologie

Student: Petr Kadaňka

ID: 111061

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Proudový konvektor CCII s nízkým napájecím napětím a nízkým příkonem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte proudový konvektor druhé generace CCII s nízkým napájecím napětím a nízkým příkonem, založený na základě Bulk-Driven CMOS (transistor řízený substrátem). Popište hlavní výhody tohoto návrhu. Ověřte pomocí návrhových prostředí Cadence nebo Orcad PSpice.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 3.6.2010

Vedoucí práce: Ing. et Ing. Fabian Khateb, Ph.D. et Ph.D.

prof. Ing. Radimír Vrba, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Práce se zabývá srovnáním proudových konvektorů podle konstrukce. Zkoumá rozdíl mezi gate-driven a bulk-driven přístupem, a rozdíl mezi návrhem na základě proudového zrcadlení oproti návrhu na základě operačního zesilovače. Dále pomocí SPICE simulací ověřujeme funkčnost navrženého konvektoru v konkrétních aplikacích. Základním cílem práce je navrhnout zapojení pro co nejmenší možná napájecí napětí a s minimálním příkonem.

Abstract

This paper is focused on comparing CCIIs by their construction principle. It researches differences between gate-driven and bulk-driven approach, and between design based on current mirrors or operational amplifier. Designed current conveyor functionality is verified by SPICE simulation. Main objective of this work is to obtain current conveyor with lowest possible supply voltage and minimal power consumption.

Klíčová slova

Proudový konvektor, CCII, řízení bulkovým napětím, aplikace, filtr

Key words

Current conveyor, CCII, bulk-drive, application, filter

Bibliografická citace

KADAŇKA, P. Proudový konvektor CCII s nízkým napájecím napětím a nízkým příkonem. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 31 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. et Ing. Fabian Khateb, Ph.D. et Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. 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 3. 6. 2010

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. et Ing. Fabianu Khatebovi Ph.D. et Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 3. června 2010

.....
podpis autora

Obsah

Obsah.....	5
Seznam obrázků	5
Seznam tabulek	6
Úvod.....	7
1. Princip řízení substrátem.....	8
2. Proudový konvektor druhé generace – CCII.....	9
3. Návrh CCII pomocí proudového zrcadlení	10
I. Gate-driven princip	10
II. Bulk-driven princip	11
4. Návrh CCII pomocí operačního zesilovače	12
I. Princip fungování CCII za pomoci OZ	12
II. Gate-driven přístup.....	13
III. PMOS bulk-driven přístup	13
IV. NMOS bulk-driven přístup.....	15
5. Vlastnosti navrženého CCII	17
I. Technologie CMOS 0,7 μm	17
II. Technologie CMOS 0,18 μm	18
6. Rozšíření navrženého CCII na DOCCII.....	24
7. Použití navrženého DOCCII v konkrétních aplikacích.....	27
I. Usměrnovač založený na DOCCII.....	27
II. Filtr založený na DOCCII	28
Závěr.....	30
Seznam literatury.....	31
Seznam zkratk a symbolů.....	31

Seznam obrázků

obr.1: Proud tranzistorem pro řízení gatem vs řízení bulkem	8
obr.2: Proudový konvektor druhé generace	9
obr.3: CCII na základě proudových zrcadel.....	10
obr.4: CCII na základě proudových zrcadel, bulk-driven interpretace	11
obr.5: CCII na základě operačního zesilovače	12
obr.6: Závislost V_X na V_Y zapojení z obr.5.....	14
obr.7: Výhoda NMOS tranzistorů oproti PMOS.....	14
obr.8: Problém s napěťovým prostorem u vstupních tranzistorů	15
obr.9: Schéma navrženého proudového konvektoru druhé generace.....	16

obr.10: Kmitočtové charakteristiky použitého operačního zesilovače.....	19
obr.11: DC závislost I_Z na I_X proudového konveju.....	20
obr.12: Kmitočtová závislost I_Z na I_X proudového konveju	20
obr.13: Napěťový sledovač $V_X = V_Y$	21
obr.14: Napěťový rozdíl $V_Y - V_X$	21
obr.15: Napětí V_X a V_Y na časové ose	22
obr.16: Proud I_X a I_Z na časové ose.....	22
obr.17: Parazitní impedance na vstupu X.....	23
obr.18: Parazitní impedance na vstupu Y.....	23
obr.19: Parazitní impedance na výstupu Z.....	24
obr.20: Schéma navrženého DOCCII.....	25
obr.21: Usměrňovač založený na DOCCII	27
obr.22: Vstupní a výstupní signál usměrňovače na časové ose.....	27
obr.23: Filtr typu LP-BP-HP na základě DOCCII	28
obr.24: vlastní kmitočet a Q faktor navrženého filteru	28
obr.25: Frekvenční odezva navrženého filteru.....	29

Seznam tabulek

tabulka 1: parametry součástek z obr.4 pro technologii CMOS 0,7 μm	11
tabulka 2: simulované parametry zapojení z obr.4.....	12
tabulka 3: Velikosti součástek CCII v technologii CMOS 0,7 μm	17
tabulka 4: Vlastnosti CCII v technologii CMOS 0,7 μm	17
tabulka 5: Velikosti součástek CCII v technologii CMOS 0,18 μm	18
tabulka 6: Vlastnosti CCII v technologii CMOS 0,18 μm	18
tabulka 7: Velikosti součástek DOCCII v technologii CMOS 0,18 μm	26
tabulka 8: Vlastnosti DOCCII v technologii CMOS 0,18 μm	26
tabulka 9: Hodnoty součástek navrženého filteru	28

Úvod

Cílem této bakalářské práce je navrhnout proudový konvektor druhé generace (CCII) s nízkým napájecím napětím a nízkým příkonem za pomoci CMOS tranzistorů řízených bulkovým napětím. Dále máme porovnat výhody a nevýhody bulk-driven (řízení bulkovým napětím) zapojení oproti klasickému gate-driven zapojení. Rovněž máme porovnat možnosti návrhu CCII za pomoci proudového zrcadlení oproti návrhu za pomoci operačního zesilovače.

V následující práci stručně popíšeme princip CCII a bulk-driven principu. Dále rozebereme možnosti konstrukce CCII za použití jak gate-driven tak bulk-driven principu, při návrhu založeném na proudovém zrcadlení i návrhu založeném na použití operačního zesilovače. Na základě srovnání těchto možností se pokusíme zvolit ideální řešení. Vybranou variantou poté důkladněji charakterizujeme pomocí SPICE simulací.

Pomocí SPICE simulací rovněž ověříme funkčnost zvolené varianty v jednoduchých zapojeních.

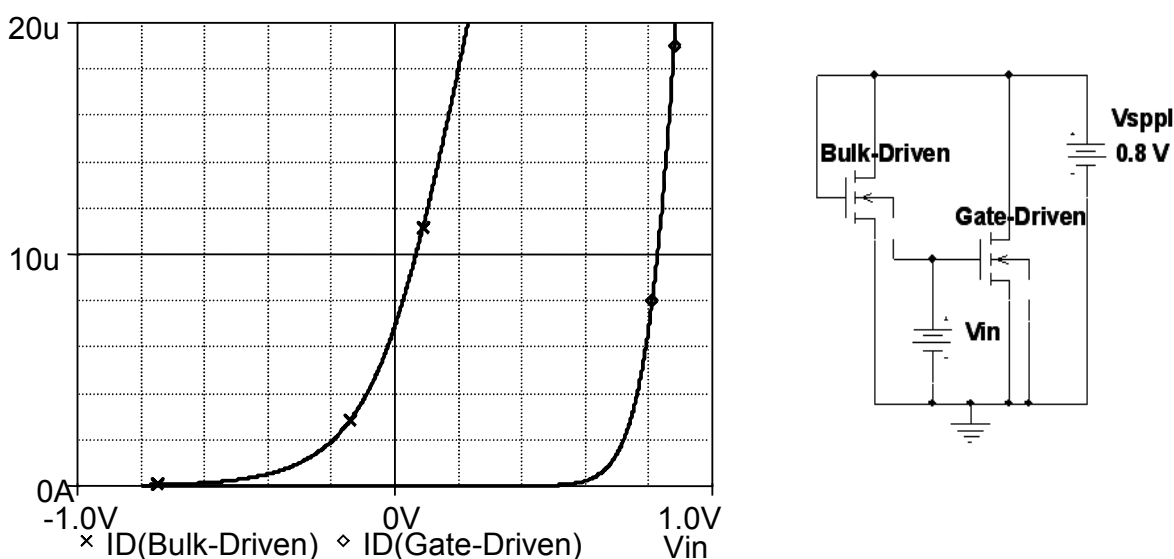
1. Princip řízení substrátem

Pro konstrukci nízkonapětových zařízení realizovaných pomocí MOS tranzistorů je výrazným limitujícím faktorem existence prahového napětí V_{TH} , kterého musí být dosaženo k otevření tranzistoru. Námí používané tranzistory (technologie CMOS 0,7 μ m) mají prahové napětí přibližně 0,8V u NMOSů a 1V u PMOSů. Pokud máme k dispozici napájecí napětí 2V a méně, nezbyvá příliš mnoho napětového prostoru pro samotnou funkci zapojení.

Možným řešením se ukazuje využití bulkové elektrody. V tom případě máme 3 možnosti zapojení:

- 1) V_B je konstantní – snížíme V_{TH}
- 2) V_B se dynamicky mění – V_{TH} se rovněž snižuje dynamicky
- 3) V_B používáme přímo jako řídicí napětí – možnost naprosto eliminovat V_{TH}

V následující práci se budeme zabývat třetí možností, kdy hradlo MOSu použijeme k vytvoření vodivého kanálu mezi drainem a sourcem formou inverzní oblasti. Pro NMOS nastavíme $V_{GS} > V_{TH}$, a tranzistor se tak chová podobně jako JFET. Porovnání gate-driven a bulk-driven zapojení je na obr.1:

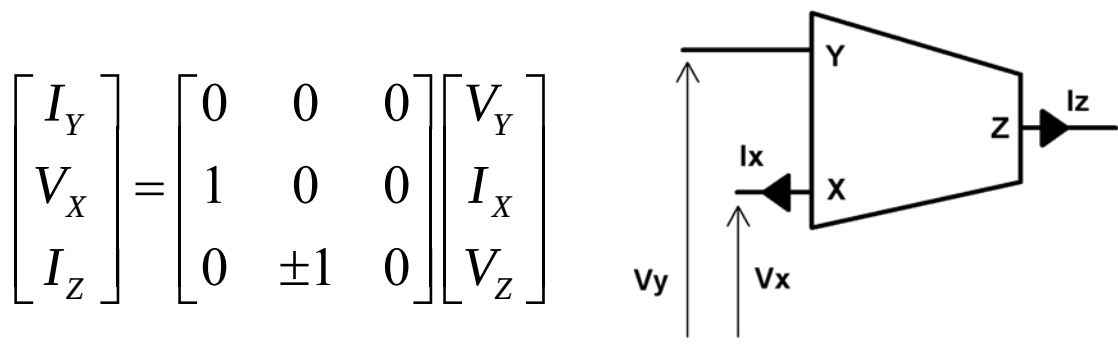


obr.1: Proud tranzistorem pro řízení gatem vs řízení bulkem

Je vidět, že při použití bulk-driven zapojení a nastavení vhodného V_G (v tomto případě 0,8V) dosáhneme snížení V_{TH} až do záporných hodnot. Díky tomu můžeme tranzistor použít pro nulová, dokonce i malá záporná napětí. Tohoto faktu pak využijeme zejména u nízkonapětových aplikací, kde je možnost využití většího napětového prostoru klíčová.

2. Proudový konvektor druhé generace – CCII

Následující blokové schéma a maticový zápis znázorňují funkci ideálního CCII:



obr.2: Proudový konvektor druhé generace

Impedance na jednotlivých vstupech jsou pak následující:

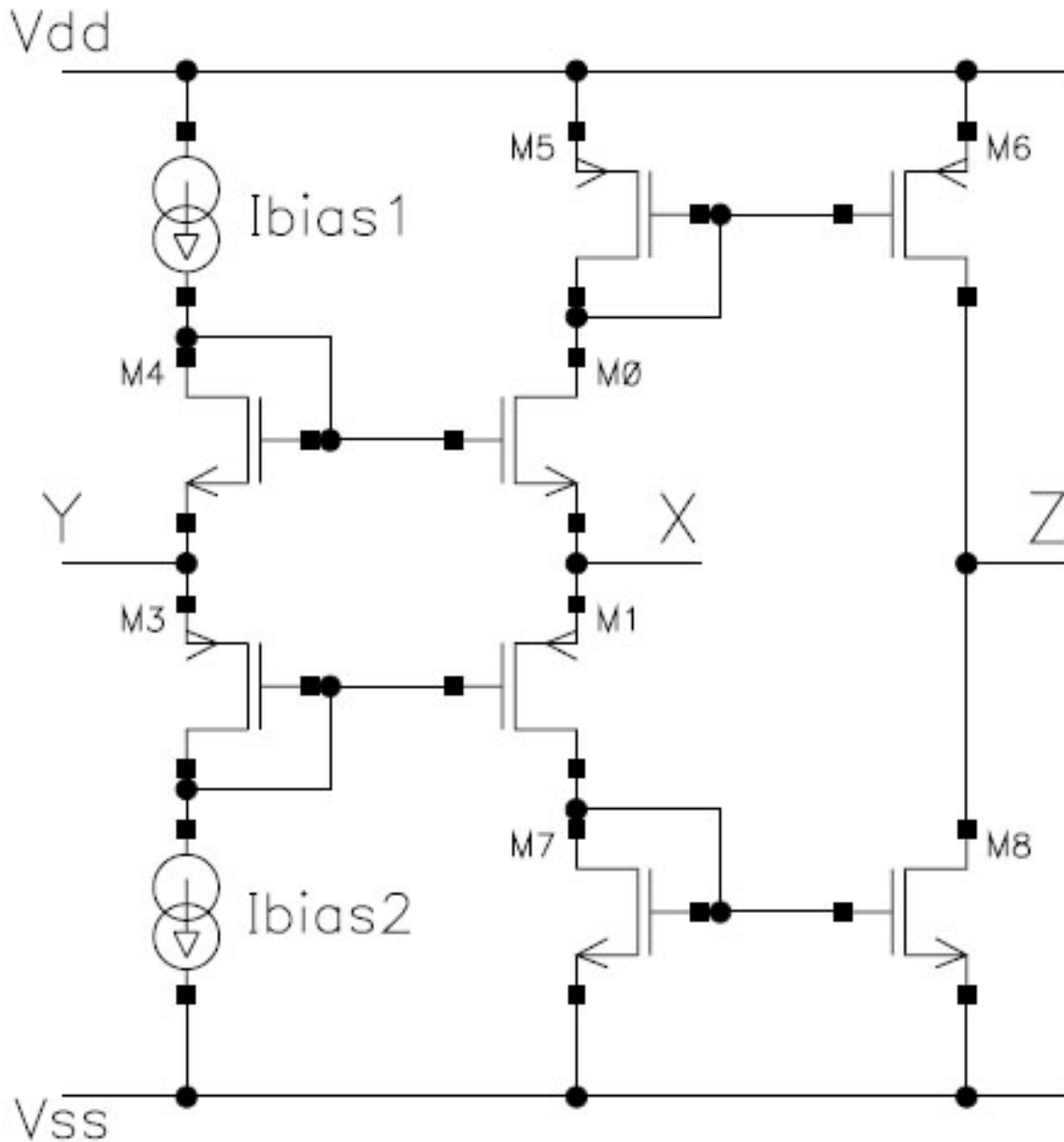
X	-	nízká (ideálně nulová)
Y	-	vysoká (ideálně nekonečná)
Z	-	vysoká (ideálně nekonečná)

Funkce konvektoru je následující: pokud připojíme napětí na vstup Y, objeví se stejné napětí na výstupu X. Proud tekoucí z výstupu X se zrcadlí na výstup Z se stejným nebo opačným znaménkem (v závislosti na tom, jedná-li se o CCII+ nebo CCII-). Některá konkrétní zapojení mají možnost odběru ozrcadleného proudu obou směrů.

Proudový konvektor je základní blok, který může být použit stejným způsobem jako OZ v analogovém návrhu založeném právě na používání OZ. Využitím CCII do velmi jednoduchých zapojení můžeme získat např. proudový zdroj řízený napětím, napět'ový zdroj řízený proudem, proudový zesilovač a jiné. Zájem o využití proudového konvektoru stoupá se stoupajícím zájmem o návrh v tzv. proudovém módu, který je stále častěji používán právě pro řešení nízkonapět'ových aplikací [1].

3. Návrh CCII pomocí proudového zrcadlení

První přístup k návrhu CCII, který budeme zkoumat, je použití proudových zrcadel. Vyjdeme z jednoduchého zapojení uvedeného v [1].



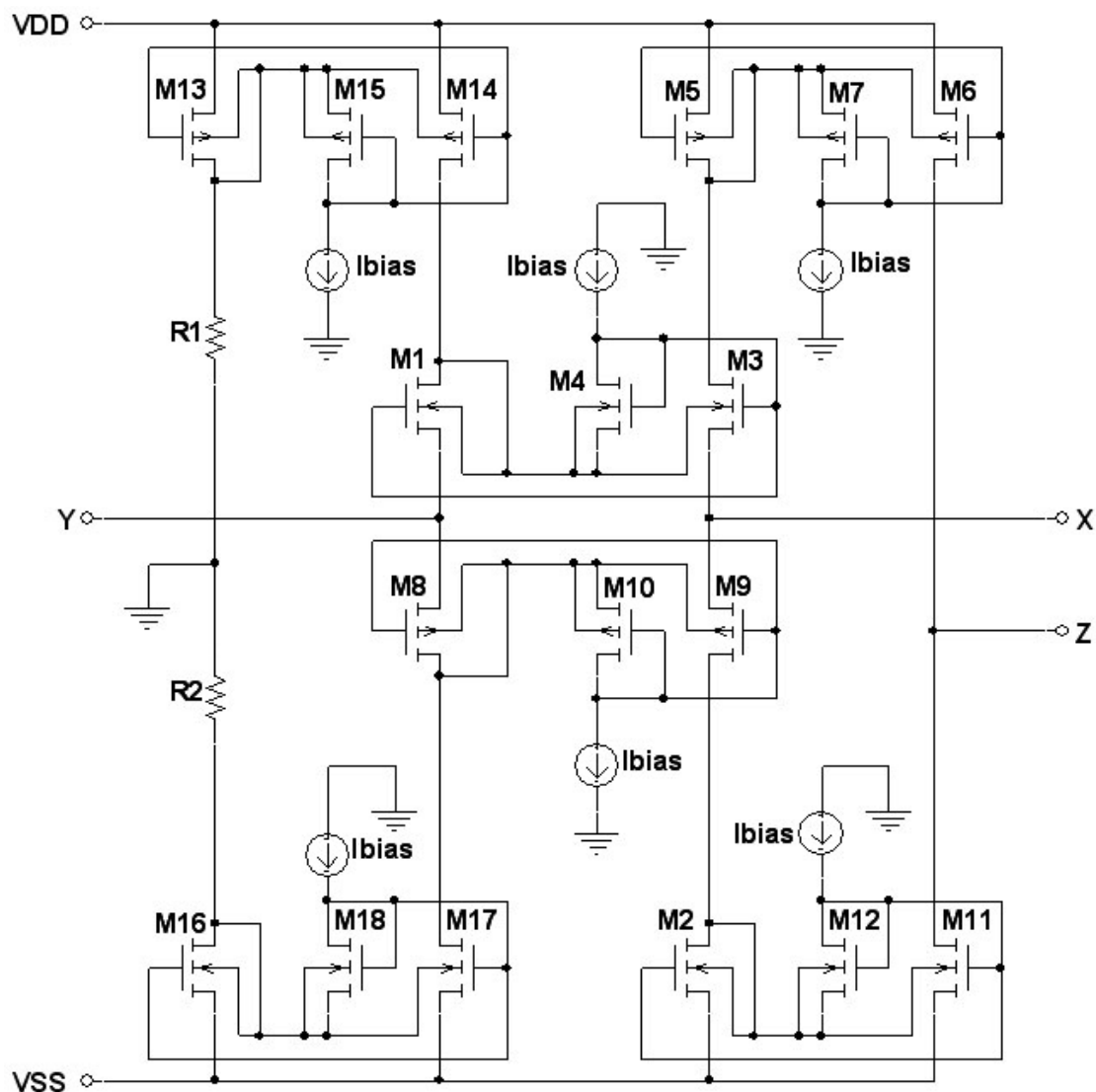
obr.3: CCII na základě proudových zrcadel

I. Gate-driven princip

Je zřejmé, že v gate-driven módu je tento systém nepoužitelný pro nízká napájecí napětí menší nebo rovna 2V, protože ve větvi tranzistorů M5, M0, M1 a M7 je jen pro správnou funkci tranzistorů zapotřebí napětí $V_{GS} + 2V_{DS} + V_{GS}$, což je v případě našich tranzistorů (konkrétně CMOS 0,7 um) právě kolem 2V.

II. Bulk-driven princip

Pro dosažení lepších výsledků použijeme místo klasického proudového zrcadla vylepšeného proudového zrcadla (improved bulk current-mirror) z [4]. Zapojení z obr.3 je potom následující:



obr.4: CCII na základě proudových zrcadel, bulk-driven interpretace

V následující tabulce jsou uvedeny konkrétní hodnoty zapojení, pro které probíhaly simulace:

tabulka 1: parametry součástek z obr.4 pro technologii CMOS 0,7 μm

Parametr	Hodnota
Velikosti tranzistorů M1-M18	W/L = 10/1 μm
R1	33 k Ω
R2	38 k Ω
Ibias	5 nA

Simulované parametry takto navrženého konveju jsou uvedeny v následující tabulce:

tabulka 2: simulované parametry zapojení z obr.4

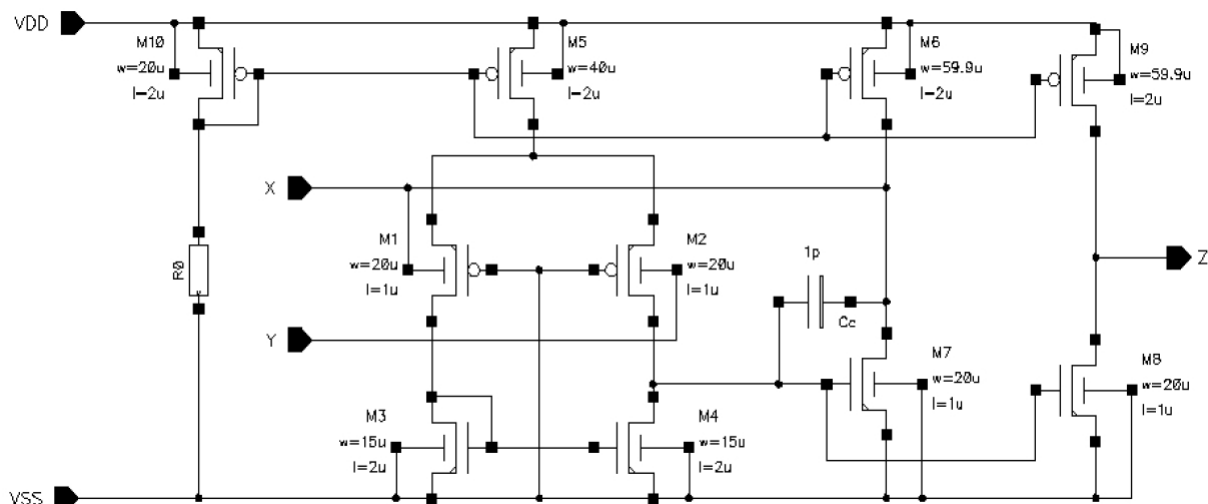
Mirror based CCII – 0,7 μ m	
Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	$\pm 0,7$ V
Spotřeba	58 μ W
Šířka pásma	380 MHz
Výstupní rozsah	± 200 mV
Napětový zisk	0,969
Proudový zisk	0,998 ($R_Z = R_X = 10$ k Ω)
Impedance na X	5,3 k Ω
Impedance na Y	290 k Ω
Impedance na Z	510 k Ω

Výhodou tohoto zapojení je velká šířka pásma, která je oproti konveju založeným na operačním zesilovači řádově větší. Nevýhodou je naopak nízký rozsah napětí na výstupu X – rozpětí ± 200 mV činí necelých 30% napájecího napětí $\pm 0,7$ V. Také parazitní impedance Z_X rovna 5,3 k Ω je příliš vysoká pro použití ve většině aplikací.

4. Návrh CCII pomocí operačního zesilovače

1. Princip fungování CCII za pomoci OZ

Druhým přístupem je použití operačního zesilovače. Použijeme zapojení z [2]:



obr.5: CCII na základě operačního zesilovače

Bulk-driven operační zesilovač udržuje na výstupu X stejné napětí jako přiložíme na Y. Proud tekoucí výstupem X je pak ozrcadlen na výstup Z následujícím způsobem:

- 1) Tranzistory M7, M8 respektive M6, M9 jsou stejně velké
- 2) Proud tekoucí tranzistorem M6 označme jako I_1 , proud do vstupu X (teče do konveju) jako I_2 a proud tranzistorem M7 jako I_3 . Potom $I_3 = I_1 + I_2$ z čehož plyne že $I_2 = I_3 - I_1$
- 3) Obdobně proud tranzistorem M9 označíme jako I_1' , proud do výstupu Z (teče do konveju) jako I_2' a proud tranzistorem M8 jako I_3' . Potom $I_3 = I_1' + I_2'$ z čehož plyne že $I_2' = I_3' - I_1'$
- 4) Na základě bodu 1) můžeme napsat, že $I_1 = I_1'$ a $I_3 = I_3'$
- 5) Dosadíme li do předešlých vztahů, dostáváme $I_2 = I_2'$, což je princip konveju

Udržování rovnosti $V_X = V_Y$ funguje následujícím způsobem:

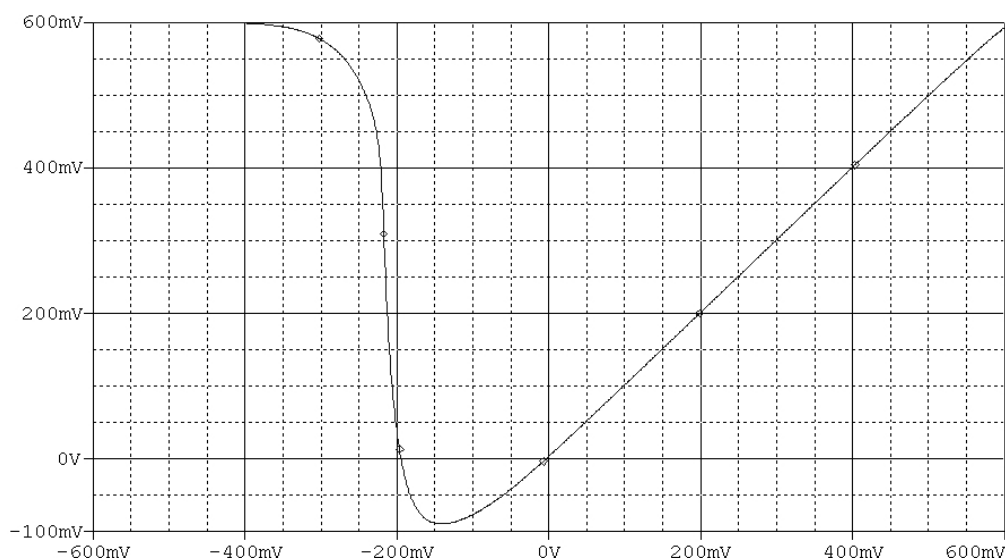
- 1) Necht' napětí V_Y vzroste. Potom proud tranzistorem M2 klesne.
- 2) Při zmenšení proudu tranzistorem M2 dojde díky principu aktivní zátěže M4 k poklesu napětí mezi nimi.
- 3) Tento pokles napětí se přenáší na gate tranzistoru M7, proud tranzistorem M7 tedy klesne.
- 4) Při poklesu proudu tranzistorem M7 dojde díky principu aktivní zátěže M6 k nárůstu napětí mezi tranzistory M6 a M7 a tedy i k nárůstu V_X .
- 5) Vzhledem k bodu 1) vidíme, že napětí V_X sleduje napětí V_Y .

II. Gate-driven přístup

Na obr.5 je pro vstupní tranzistory diferenciálního stupně použit bulk-driven princip. Zapojení je možné realizovat i za použití běžného gate-driven přístupu, ovšem s jistým omezením. Vzhledem k prahovému napětí V_{TH} MOS tranzistorů musí být vstupní napětí $V_{in} > V_{TH}$ u NMOSů, případně $V_{in} < V_{TH}$ u PMOSů. V každém případě tak ztratíme přibližně 0,8 až 1,2V napětíového prostoru, což je pro aplikace s napájecím napětím rovným nebo menším 2V citelné omezení. Gate-driven přístup se tedy pro naše účely příliš nehodí.

III. PMOS bulk-driven přístup

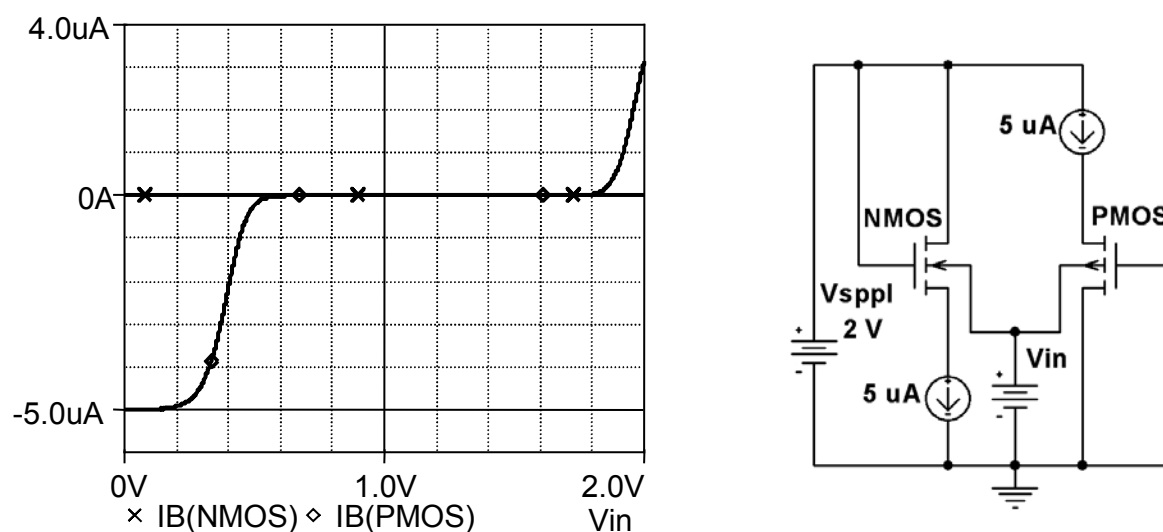
Použití PMOS bulk-driven tranzistorů pro vstup diferenciálního stupně je řešení použité v [2] a zobrazené na obr.5. Závislost V_X na V_Y pro napájení $\pm 0,6V$ je s použitím tranzistorů které máme k dispozici (CMOS 0,7 um) následující:



obr.6: Závislost V_X na V_Y zapojení z obr.5

Nekorelace vstupního a výstupního napětí pro hodnoty menší než cca -50mV (podle obr.6) je způsobena tím, že pro hodnoty bulkového napětí blízké V_{DD} resp. V_{SS} u NMOS resp. PMOS tranzistorů dochází k otevření diody bulk-source.

Tento fakt ověříme simulací zapojení podle obr.7.



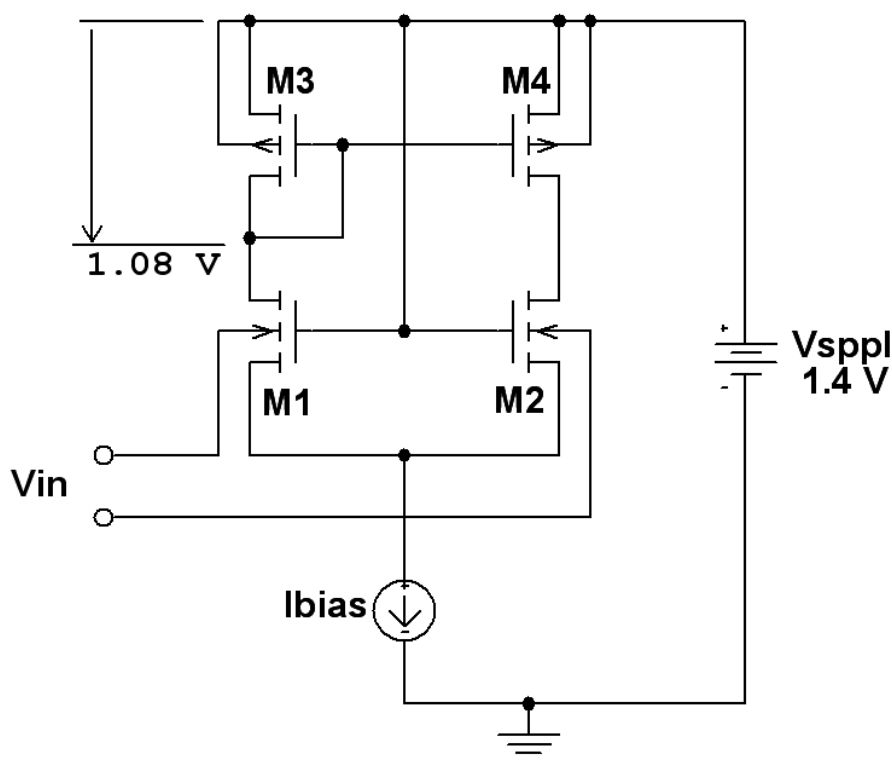
obr.7: Výhoda NMOS tranzistorů oproti PMOS

V obou případech je degradována funkce tranzistoru a zapojení přestává fungovat. Rozdíl mezi oběma typy tranzistorů ale není jen v tom, jestli přestávají pracovat pro vysoká nebo pro nízká napájecí napětí. Podstatný rozdíl je i ve vzdálenosti od odpovídající napájecí meze. V případě PMOS tranzistoru začíná proud bulkem téci už na cca 0,6V, kdežto v případě NMOS tranzistoru a napájecího napětí 2V proud bulkem teče až na cca 1,8V, čili 0,2V od hodnoty V_{DD} .

Je proto zřejmé, že použití NMOS tranzistorů nám umožní při napájecím napětí 2V pracovat se vstupním rozsahem napětí 0-1,8V kdežto při použití PMOS tranzistorů můžeme využít rozsah jen 0,6-2V. To je rozdíl 0,4V, což je při napájecím napětí 2V nezanedbatelných 20%. Jak bude dále ukázáno, pro technologii CMOS 0,7 μ m se nám podařilo navrhnout proudový konvektor pracující s napájecím napětím $\pm 0,7$ V. V tom případě už 0,4V představuje téměř 30% napájecího rozsahu. Pro konstrukci výsledného konvektoru tedy využijeme NMOS tranzistorů.

IV. NMOS bulk-driven přístup

Použijeme zapojení z obrázku č.5, ale místo PMOS tranzistorů pro vstup diferenciálního stupně použijeme NMOS tranzistory. Výsledné zapojení je na obr.9.



obr.8: Problém s napěťovým prostorem u vstupních tranzistorů

Pokud použijeme diferenciální stupeň jako je na obr.8, narazíme na jiný problém. Napětí V_S tranzistoru M1 totiž sleduje vstupní napětí V_B tohoto tranzistoru. Pro široký rozsah bulkového napětí je V_{BS} záporné a V_S je tedy větší než V_B . Pokud je například vstupní napětí 0V, díky zápornému napětí V_{BS} menšímu než -1 V je $V_S > 1$ V. Pro správnou funkci tranzistoru je třeba V_{DS} alespoň 100mV, ale díky diodě M3 je V_D přibližně 0,32V. Toto zapojení tedy nemůže fungovat.

K odstranění problému zavedenému diodou M3 (na obr.8) použijeme systém tzv. složené kaskódy (folded cascode) [3]. Výsledné schéma je na obr.9.

5. Vlastnosti navrženého CCII

I. Technologie CMOS 0,7 μm

Simulace nejprve probíhaly s modely tranzistorů pro technologii CMOS 0,7 μm . Prahová napětí tranzistorů jsou pak 0,76V pro NMOS a 1,00V pro PMOS. Velikosti jednotlivých součástek jsou uvedeny v tabulce 3:

tabulka 3: Velikosti součástek CCII v technologii CMOS 0,7 μm

Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	$\pm 0,7 \text{ V}$
R1	110 k Ω
C1	0,8 pF
Velikost tranzistorů M1,M2	W/L = 80/1 μm
Velikost tranzistorů M3,M4	W/L = 40/3 μm
Velikost tranzistorů M5,M7	W/L = 40/1 μm
Velikost tranzistoru M6	W/L = 20/1 μm
Velikost tranzistoru M8	W/L = 20/3 μm
Velikost tranzistorů M9,M10	W/L = 60/0,7 μm
Velikost tranzistorů M11,M12	W/L = 20/2 μm
Velikost tranzistorů M14,M16	W/L = 60/1 μm
Velikost tranzistorů M15,M17	W/L = 35/3 μm

Charakteristické parametry jako spotřeba, šířka pásma, výstupní rozsah a další získané ze simulací jsou uvedeny v tabulce 4:

tabulka 4: Vlastnosti CCII v technologii CMOS 0,7 μm

OTA based CCII – 0,7 μm	
Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	$\pm 0,7 \text{ V}$
Spotřeba	105 μW
Šířka pásma	105 MHz
Výstupní rozsah	- 700 až 450 mV
Napěťový zisk	0,999
Proudový zisk	0,979 ($R_z = R_x = 10 \text{ k}\Omega$)
Impedance na X	15 Ω
Impedance na Y	0,2 pF
Impedance na Z	470 k Ω

Při srovnání se zapojením založeném na proudovém zrcadlení, jehož vlastnosti jsou shrnuté v tabulce 2, vidíme následující: Pro stejné napájecí napětí $\pm 0,7\text{V}$ je výrazně větší rozsah výstupního napětí, a to -700mV až 450mV oproti $\pm 200\text{mV}$ u předchozího zapojení. Příkon vzrostl z $58\mu\text{W}$ na $105\mu\text{W}$, což je pořád přijatelná hodnota. K výraznému zlepšení došlo i u hodnot impedancí na jednotlivých vstupech. Obzvláště snížení parazitní impedance na vstupu X z $5,3\text{k}\Omega$ na 15Ω výrazně zlepšuje vlastnosti konveju v dalších zapojeních (viz

kapitola 7). Jediné výrazné zhoršení nastalo u šířky pásma, která se zmenšila z původních 380MHz na 105MHz. To je způsobeno konstrukcí jednotlivých zapojení, kde původní zapojení založené jen na proudových zrcadlech je z principu velmi rychlé, oproti zapojení založeném na operačním zesilovači se zpětnou vazbou. Zpětná vazba naopak způsobí velmi dobré sledování napětí $V_X = V_Y$.

II. Technologie CMOS 0,18 um

Později jsme získali k dispozici i modely pro technologii CMOS 0,18 um, které umožnily další snížení napájecího napětí a příkonu. Prahová napětí tranzistorů jsou pak 0,36V pro NMOS a 0,40V pro PMOS. Schéma zapojení zůstává stejné jako na obr9., velikosti součástek jsou uvedeny v tabulce 5:

tabulka 5: Velikosti součástek CCII v technologii CMOS 0,18 um

Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	$\pm 0,4 \text{ V}$
R1	40 k Ω
C1	4 pF
Velikost tranzistorů M1,M2	W/L = 80/1 um
Velikost tranzistorů M3,M4	W/L = 25/3 um
Velikost tranzistorů M5	W/L = 40/1 um
Velikost tranzistoru M6	W/L = 20/1 um
Velikost tranzistoru M7	W/L = 10/1 um
Velikost tranzistoru M8	W/L = 8,5/3 um
Velikost tranzistorů M9,M10	W/L = 60/0,5 um
Velikost tranzistorů M11,M12	W/L = 20/2 um
Velikost tranzistorů M14,M16	W/L = 65/1 um
Velikost tranzistorů M15,M17	W/L = 23/3 um

Charakteristické parametry jako spotřeba, šířka pásma, výstupní rozsah a další získané ze simulací jsou uvedeny v tabulce 6:

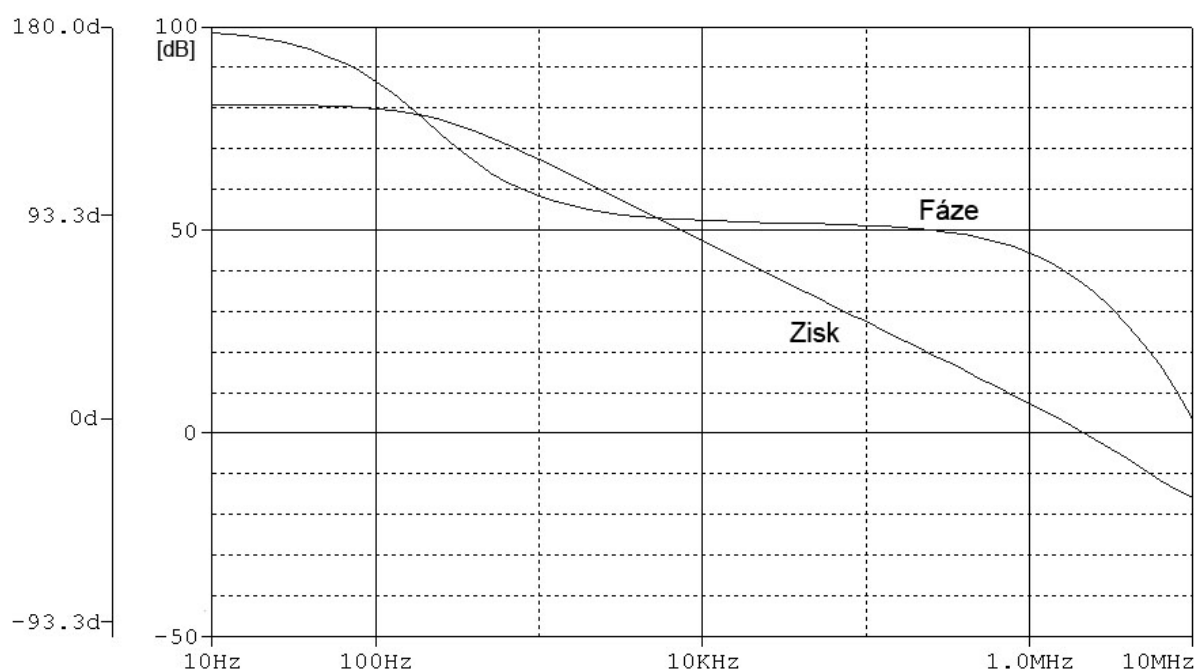
tabulka 6: Vlastnosti CCII v technologii CMOS 0,18 um

OTA based CCII – 0,18um LVLP	
Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	$\pm 0,4 \text{ V}$
Spotřeba	46 uW
Šířka pásma	50 MHz
Výstupní rozsah	$\pm 0,4 \text{ V}$
Napětíový zisk	1.000
Proudový zisk	0,997 ($R_z = R_x = 1 \text{ k}\Omega$)
Impedance na X	30 Ω
Impedance na Y	0,2 pF
Impedance na Z	320 k Ω

Použitím modelů novější technologie jsme získali možnost výrazně snížit napájecí napětí, a to až na $\pm 0,4V$. S tímto snížením přímo souvisí snížení příkonu na hodnotu $46\mu W$. Tímto jsme naplnili podstatu práce, neboť uvedené zapojení skutečně můžeme nazvat proudový konvektor CCII s nízkým napájecím napětím a nízkým příkonem.

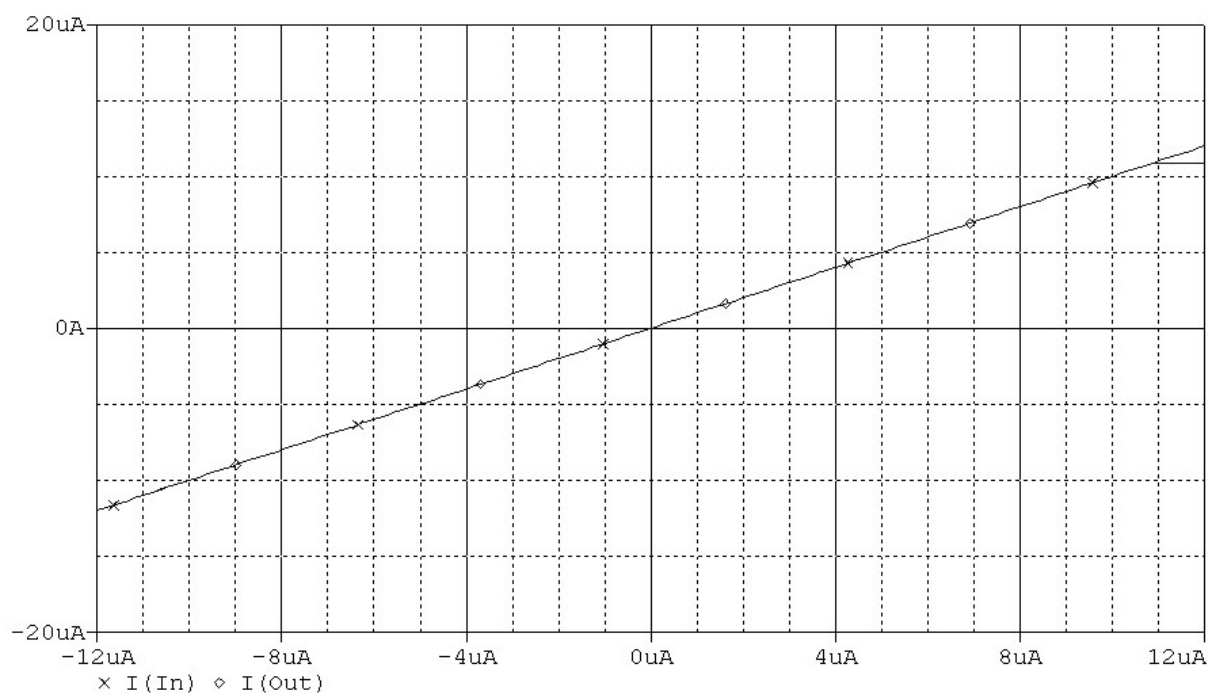
Další velkou výhodou je tzv. rail-to-rail rozsah výstupního napětí na X. Toto je velmi důležitá vlastnost, neboť při takto nízkých napájecích napětích je každé omezení výstupu velmi citelné.

Protože jsme v zapojení použili dvojstupňový operační zesilovač, je důležité zabývat se i otázkou stability zapojení. K tomu slouží millerovská kmitočtová kompenzace C1 o hodnotě $4pF$. Na obr.10 jsou znázorněné kmitočtové charakteristiky našeho operačního zesilovače pro hodnotu kompenzačního kondenzátoru $4pF$. Šířka pásma je $2MHz$ a fázová bezpečnost na jednotkovém přenosu je 61° .



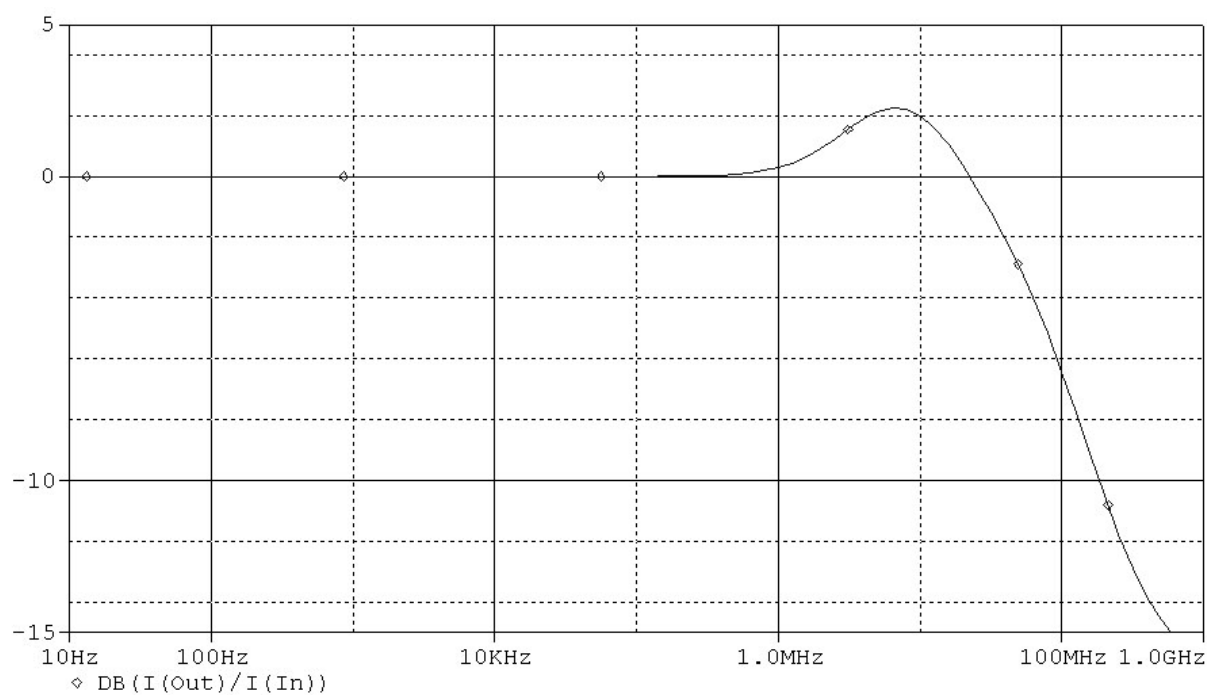
obr.10: Kmitočtové charakteristiky použitého operačního zesilovače

Na obr.11 je vynesena závislost výstupního proudu I_Z na vstupním proudu I_X . Je zřejmé, že pro navržený rozsah proudů $\pm 10\mu A$ platí $I_Z = I_X$.



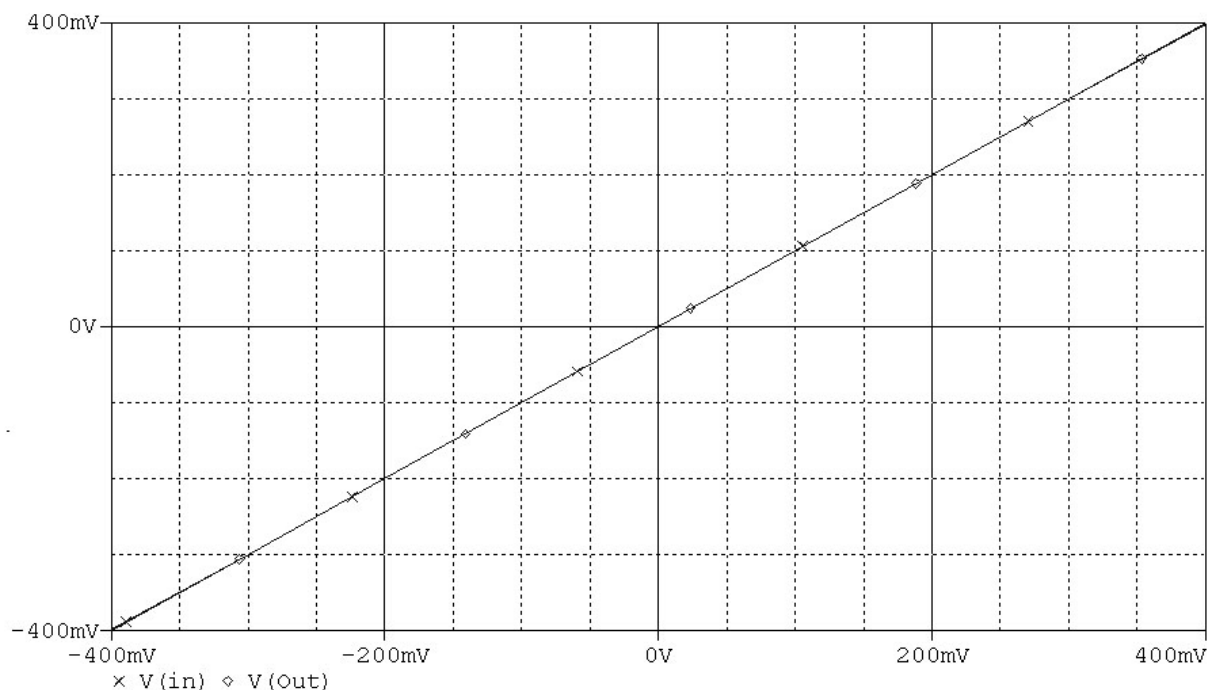
obr.11: DC závislost I_Z na I_X proudového konveju

Šířku pásma proudového konveju odečteme z grafu na obr.12. Zobrazuje kmitočtovou závislost výstupního proudu I_Z na vstupním proudu I_X .



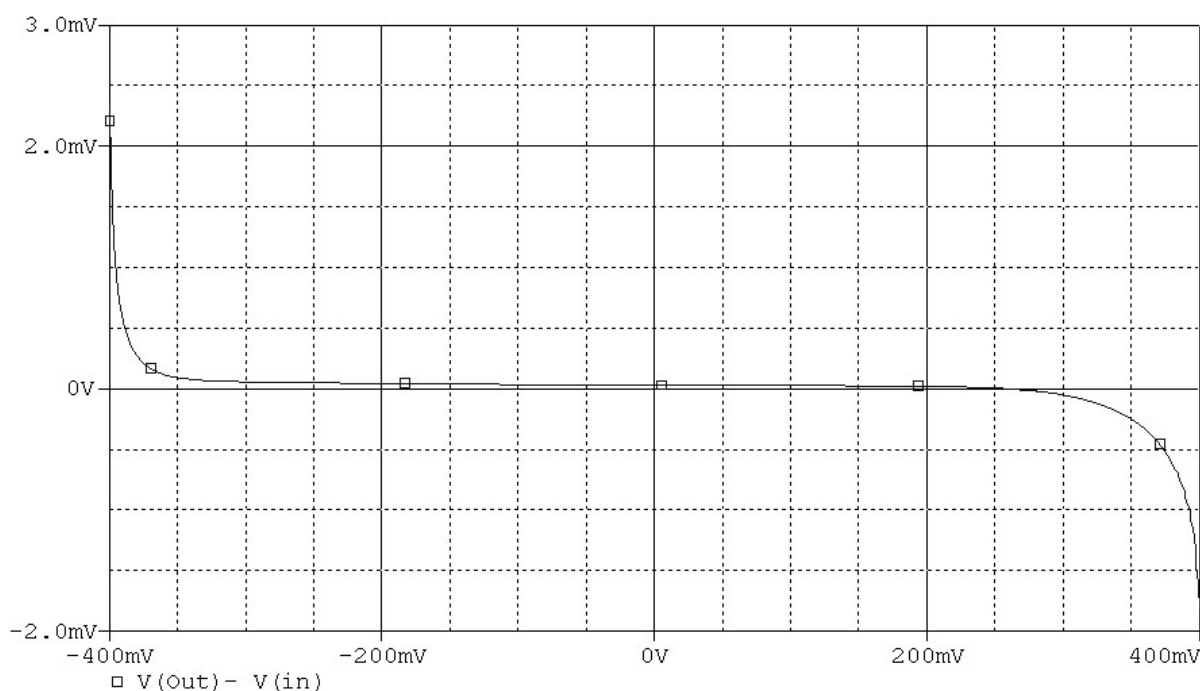
obr.12: Kmitočtová závislost I_Z na I_X proudového konveju

Na obr.13 je znázorněna schopnost konvejeoru udržovat rovnost napětí $V_X = V_Y$. Výstupní napětí V_X zde není omezeno prahovým napětím a s velmi dobrou přesností sleduje vstupní napětí pro celý rozsah napájecího napětí - $\pm 400\text{mV}$. Vedle nízkého příkonu a nízkého napájecího napětí tak dělá z navrženého konvejeoru skutečně použitelné zapojení v měřítku „low-voltage low-power“.



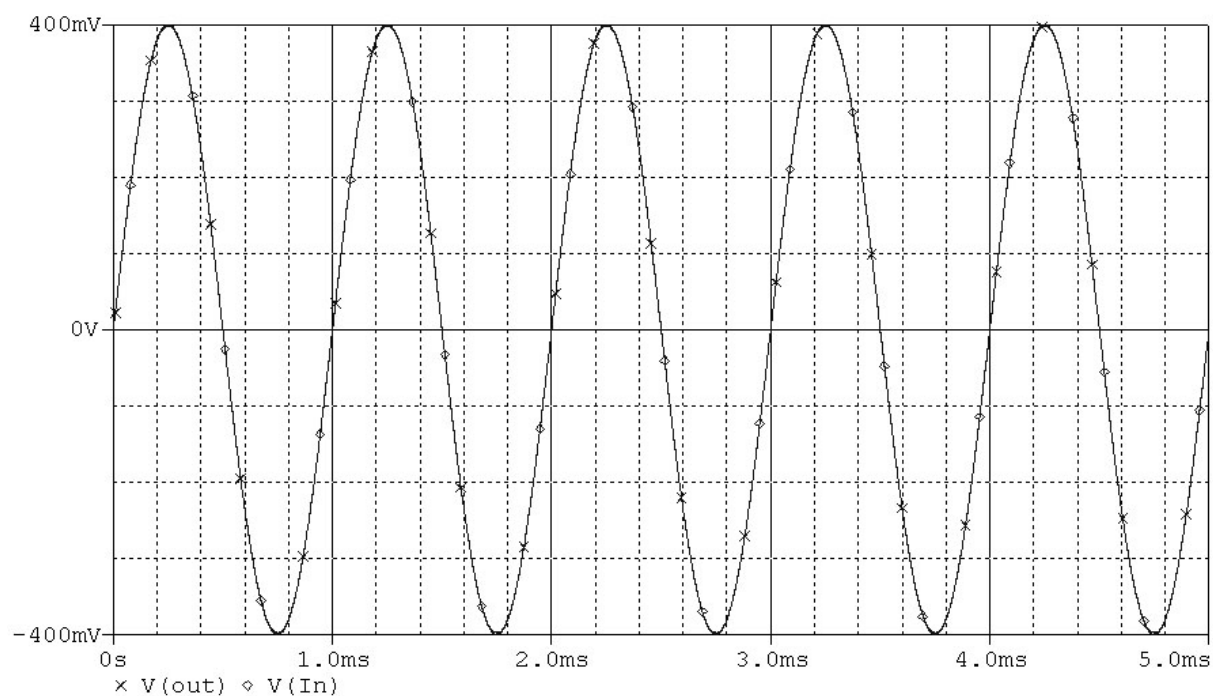
obr.13: Napět'ový sledovač $V_X = V_Y$

Detailní zobrazení rozdílu $V_Y - V_X$ je na obr.14. Chyba je menší než 0,5%.



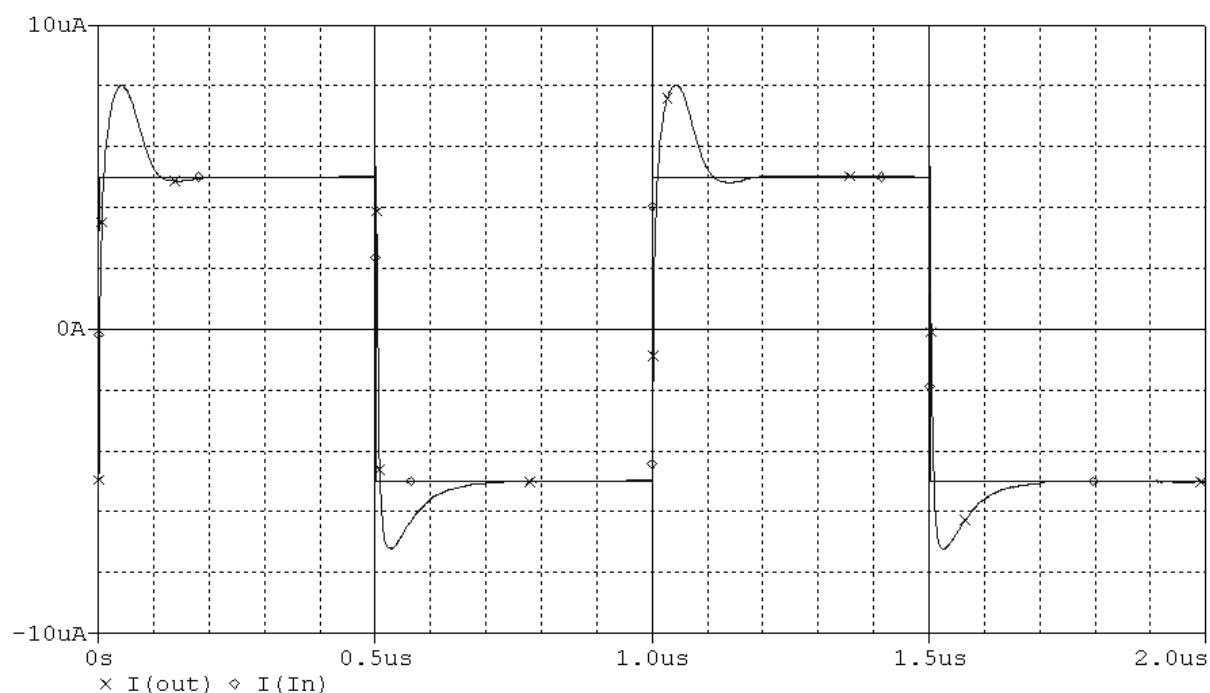
obr.14: Napět'ový rozdíl $V_Y - V_X$

Předchozí výsledky ověříme transientní analýzou i pro časovou oblast. Na vstup Y přivedeme harmonický signál o frekvenci 1kHz a amplitudě 400mV. Obr.15 zobrazuje napětí na Y i na X:



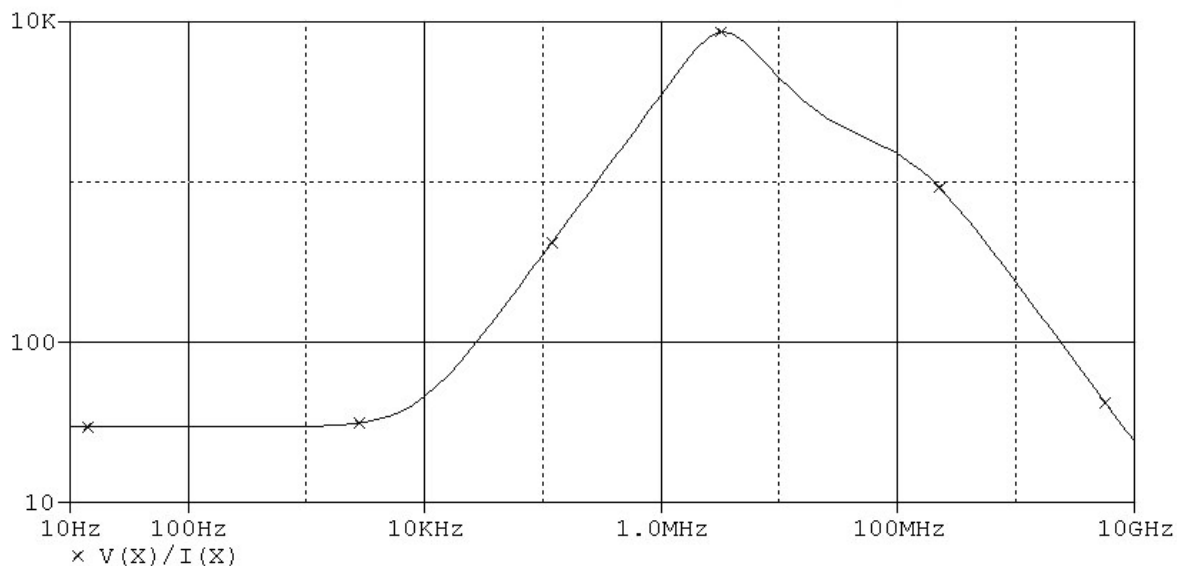
obr.15: Napětí V_X a V_Y na časové ose

Zajímavé je sledovat odezvu I_Z pokud na X přivedeme obdélníkový signál o frekvenci 1MHz. Jsou zde patrné výrazné přeskmy u nástupných a sestupných hran. Tyto přeskmy vychází z peaku u GBW pozorovatelném na obr.12.



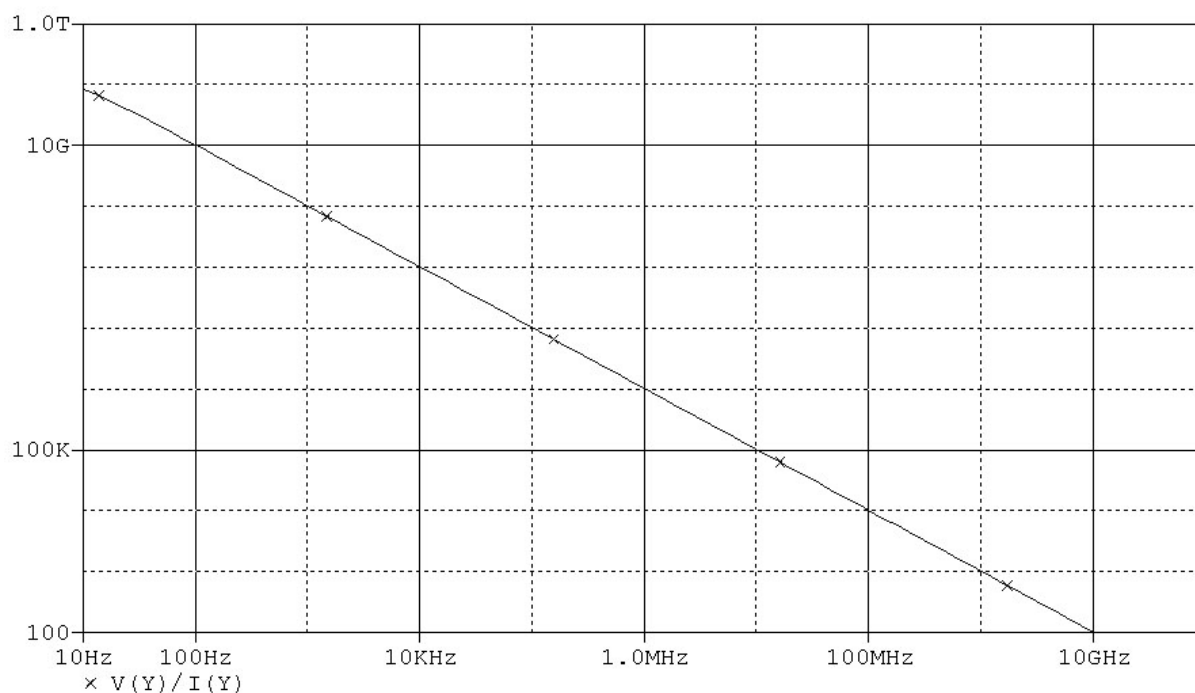
obr.16: Proud I_X a I_Z na časové ose

Hodnoty impedancí na jednotlivých vstupech konveju, tak jak jsou uvedené v tabulce 6, platí jen pro nízké kmitočty. Na vstupu X je pro nízké kmitočty parazitní impedance rovna 30Ω , pro hodnoty frekvencí kolem 10kHz však začíná převládat induktivní charakter impedance, jak zobrazuje obr.17. Tento parazitní parametr bude výrazně omezovat použití konveju pro vysokofrekvenční aplikace.



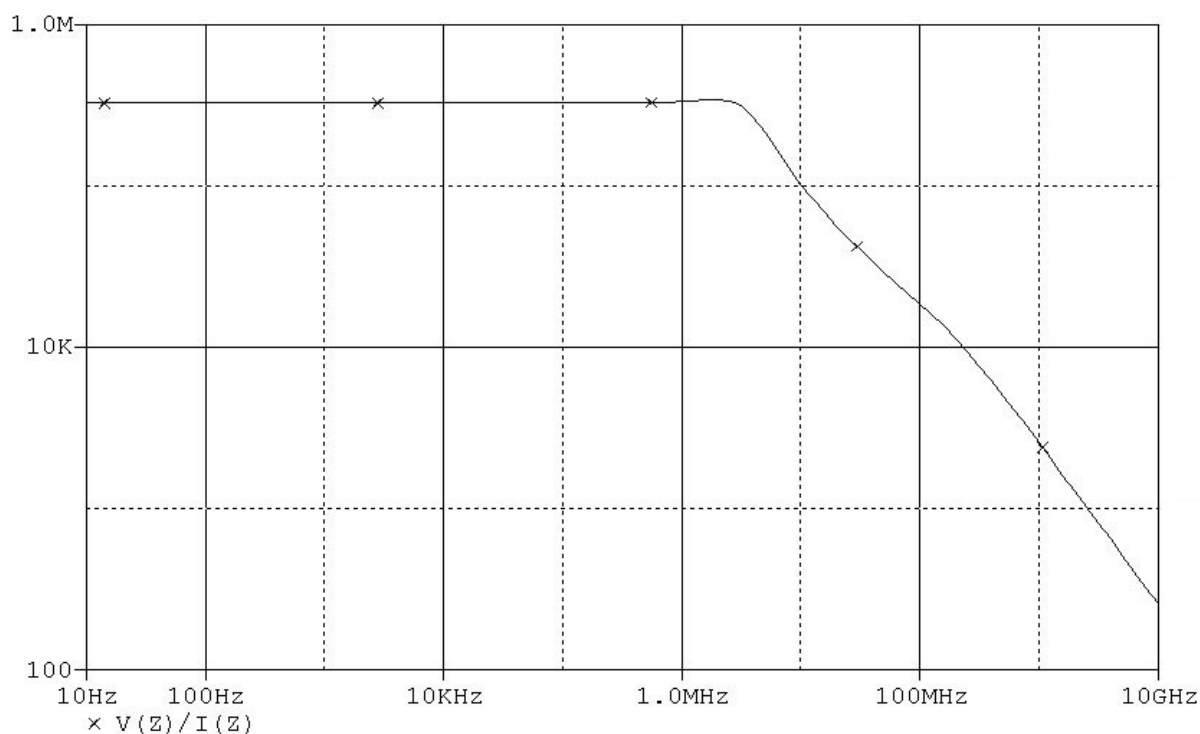
obr.17: Parazitní impedance na vstupu X

Impedance na vstupu Y je kapacitního charakteru, závislost reaktance na kmitočtu zobrazuje obr.18. Ekvivalentní kapacita má hodnotu přibližně 0,2pF.



obr.18: Parazitní impedance na vstupu Y

Ideálně nekonečná impedance na výstupu Z má pro poměrně velmi širokou oblast kmitočtů (až do 2MHz) hodnotu 320k Ω . Na vyšších kmitočtech začíná převládat kapacitní charakter impedance.



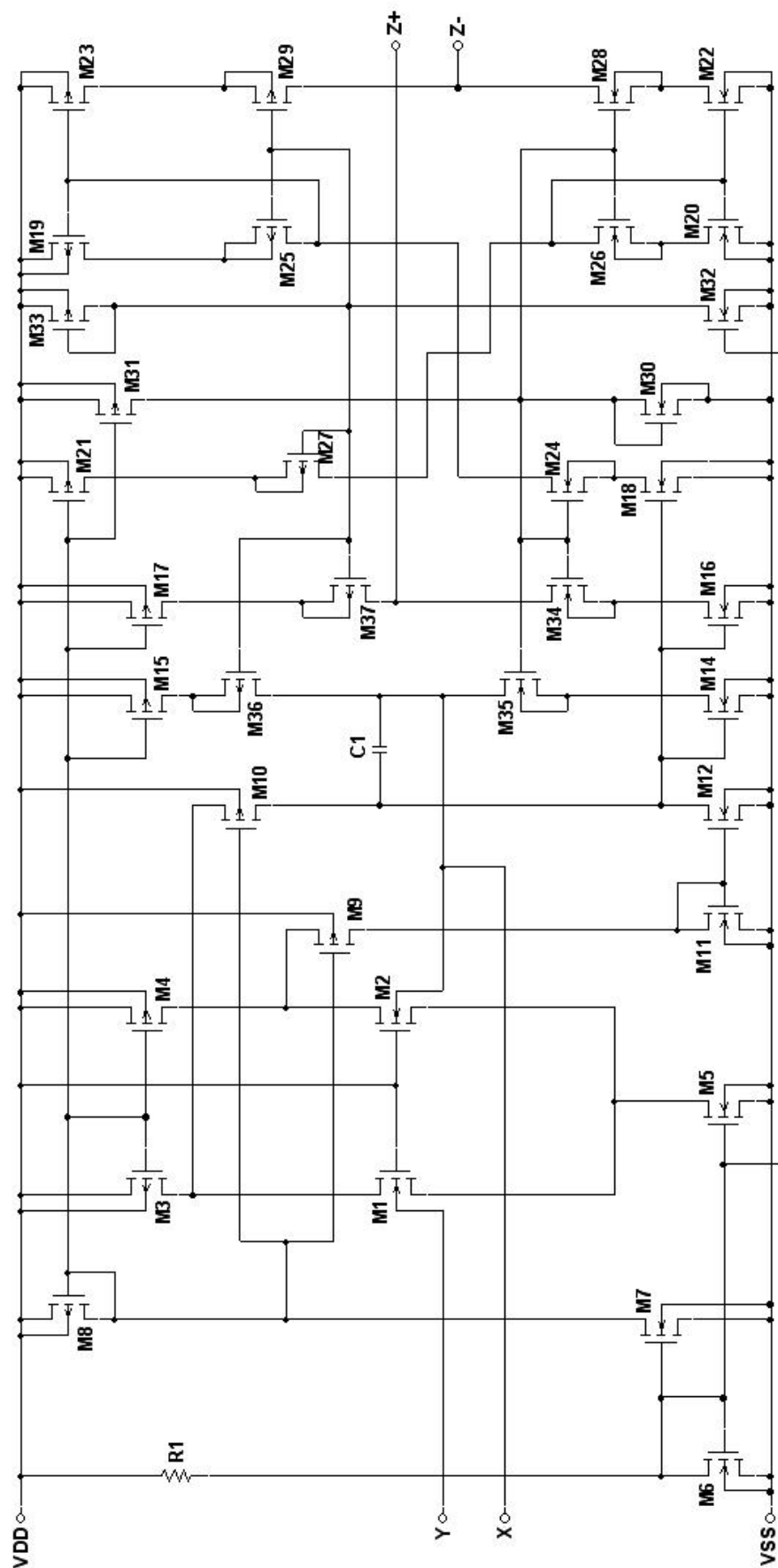
obr.19: Parazitní impedance na výstupu Z

6. Rozšíření navrženého CCII na DOCCII

Navržený proudový konvektor druhé generace zrcadlí $I_X=I_Z$ se stejným znaménkem, jedná se tedy o pozitivní CCII, zkráceně CCII+. Pro některé aplikace je však vhodné, aby I_Z tekla opačným směrem než I_X , v tom případě hovoříme o negativním CCII, zkráceně CCII-. Pro některá zapojení je navíc potřeba proudů obou směrů. Tento problém řeší rozšíření navrženého proudového konvektoru na tzv. dual output second generation current conveyor, zkratkou DOCCII.

Navržené zapojení je na obr.20. Jedná se o zapojení z obr.9 rozšířené o výstupní stupeň pro zrcadlení I_{Z-} . Ten je tvořen tranzistory M18 až M23, tranzistory M24 až M37 tvoří jednotlivé kaskody pro dosažení správné funkce zapojení. Toto rozšíření má za následek logické zvětšení příkonu až na hodnotu 100uW, zároveň ale dojde díky kaskodám k výraznému zvýšení impedance na výstupech $Z+$ a $Z-$ (hodnoty v řádech M Ω).

Velikosti součástek navrženého DOCCII jsou uvedeny v tabulce 7, simulované parametry tohoto zapojení jsou uvedeny v tabulce 8.



obr.20: Schéma navrženého DOCCH

tabulka 7: Velikosti součástek DOCCII v technologii CMOS 0,18 um

Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	$\pm 0,4$ V
R1	40 k Ω
C1	4 pF
Velikost tranzistorů M1,M2	W/L = 80/1 um
Velikost tranzistorů M3,M4	W/L = 25/3 um
Velikost tranzistorů M5,M32	W/L = 40/1 um
Velikost tranzistoru M6	W/L = 20/1 um
Velikost tranzistoru M7	W/L = 10/1 um
Velikost tranzistoru M8	W/L = 8,5/3 um
Velikost tranzistorů M9,M10	W/L = 60/0,5 um
Velikost tranzistorů M11,M12	W/L = 20/2 um
Velikost tranzistorů M14,M16	W/L = 65/1 um
Velikost tranzistorů M15,M17,M19,M21,M31	W/L = 23/3 um
Velikost tranzistoru M18	W/L = 32,5/1 um
Velikost tranzistorů M20,M22	W/L = 60/1 um
Velikost tranzistoru M24	W/L = 32,5/0,5 um
Velikost tranzistorů M25,M27,M36,M37	W/L = 40/0,2 um
Velikost tranzistorů M26,M28	W/L = 10/3 um
Velikost tranzistoru M29	W/L = 80/0,2 um
Velikost tranzistoru M30	W/L = 10/5 um
Velikost tranzistoru M33	W/L = 20/3 um
Velikost tranzistorů M34,M35	W/L = 65/0,5 um

tabulka 8: Vlastnosti DOCCII v technologii CMOS 0,18 um

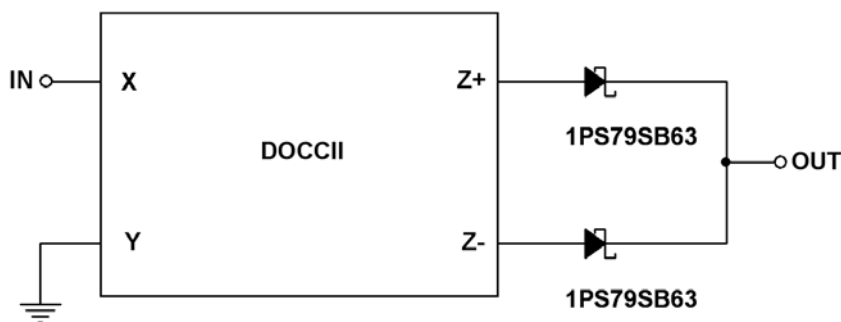
OTA based DOCCII – 0,18um LVLP	
Parametr	Hodnota
Napájecí napětí	$\pm 0,4$ V
Spotřeba	100 uW
Šířka pásma (I_{Z+}/I_{Z-})	36/12 MHz
Výstupní rozsah	$\pm 0,4$ V
Napěťový zisk	1,000
Proudový zisk	1,000 ($R_z = R_x = 1$ k Ω)
Impedance na X	30 Ω
Impedance na Y	0,2 pF
Impedance na Z+/Z-	6/2,5 M Ω

7. Použití navrženého DOCCII v konkrétních aplikacích

Proudový konvektor druhé generace je možné díky jeho všestrannosti použít ve velkém množství různých aplikací [1]. My využijeme navrženého DOCCII, který nám poskytuje díky svým dvěma výstupům použití v ještě širší oblasti než prostý CCII. Nejprve ověříme jeho funkčnost (a tedy i funkčnost CCII, ze kterého úpravami vznikl) v zapojení pro usměrnění proudu, posléze i ve frekvenčním filtru.

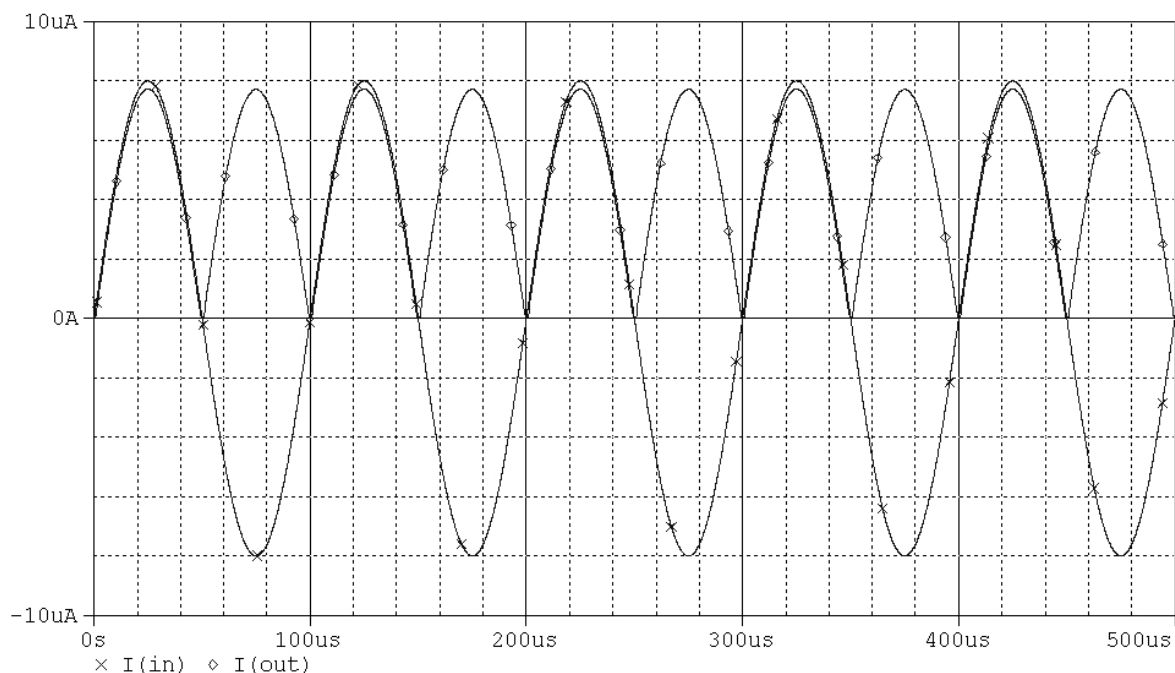
I. Usměrňovač založený na DOCCII

Použijeme velmi jednoduché zapojení zobrazené na obr.21. Využijeme Schottkyho diody 1PS79SB63 od firmy Philips. Na vstup přivedeme harmonický signál o frekvenci 10kHz a amplitudě 8 μ A. Každá z diod propustí pouze kladnou půlvlnu, protože je ale výstup Z- oproti vstupu opačný, dostáváme na výstupu usměrněný signál.



obr.21: Usměrňovač založený na DOCCII

Na obr.22 je patrný pokles amplitudy usměrněného signálu. Tento pokles je dán neideálností diod a je přibližně 3% původní amplitudy.

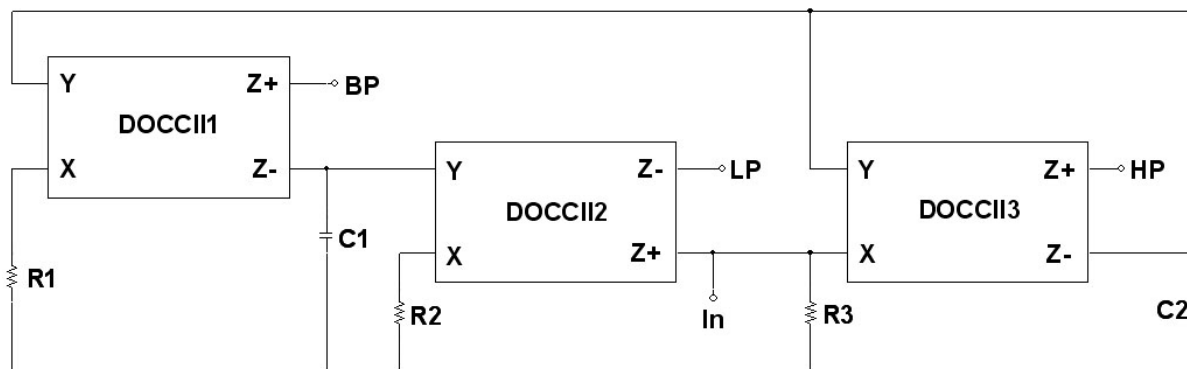


obr.22: Vstupní a výstupní signál usměrňovače na časové ose

II. Filtr založený na DOCCII

Stejně jako operační zesilovače, i proudové konvejory mohou být použity pro návrh analogových filtrů, zejména těch pracujících v proudovém módu [1]. Následující zapojení splňuje několik zásad pro návrh CCII-based filtrů:

- co nejmenší počet aktivních komponent
- co nejmenší počet pasivních komponent
- pasivní součástky uzemněné
- poskytující více typů filtru
- přeladitelnost filtru (ideálně změnou jediného parametru)



obr.23: Filtr typu LP-BP-HP na základě DOCCII

Tento filtr umožňuje současně získat tři přenosové funkce: dolní propust, pásmovou propust a horní propust. Vlastní frekvence a Q faktor jsou dány následujícími vztahy:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad Q = R_3 \sqrt{\frac{C_2}{R_1 R_2 C_1}}$$

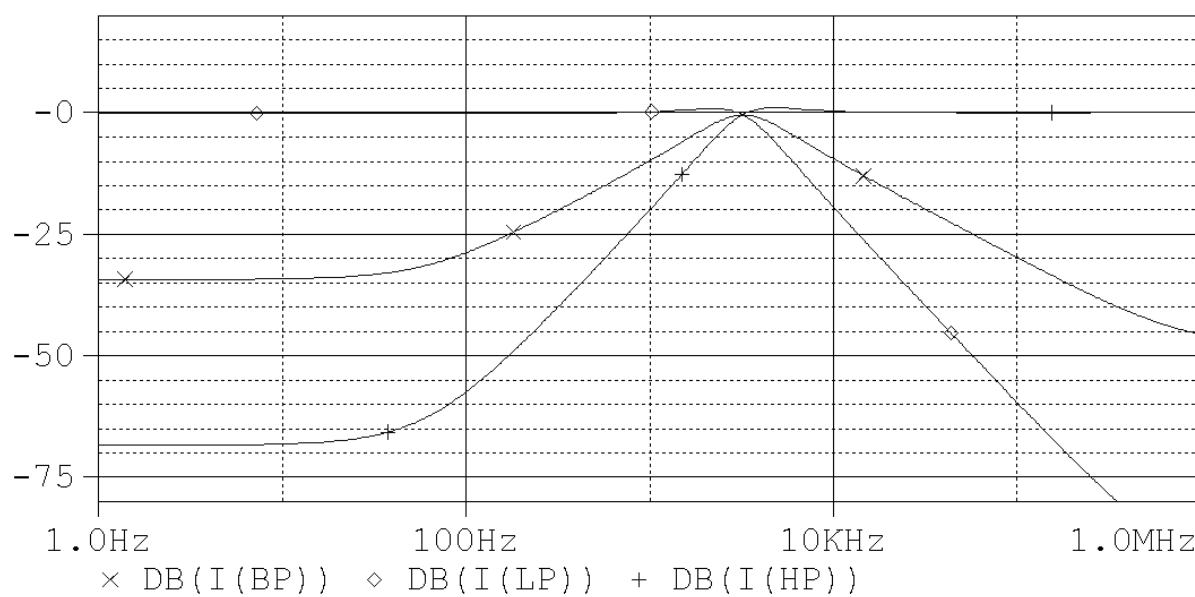
obr.24: vlastní kmitočet a Q faktor navrženého filteru

Výraznou výhodou tohoto zapojení je fakt, že je možné nezávisle na sobě nastavit hodnotu ω_0 a Q. Zvýšením hodnoty součinu $R_1 \cdot R_2$ dojde ke snížení ω_0 ale také ke snížení Q faktoru filtru. Pokud je toto snížení Q faktoru nepřijatelné, je možné jej opět zvýšit zvětšením hodnoty rezistoru R_3 bez ovlivnění nastaveného kmitočtu.

Na obr.25 je znázorněna funkce filtru. Je zřejmé, že pro pásmovou propust je výhodný vysoký Q faktor, kdežto pro dolní a horní propust nikoliv. Hodnoty součástek byly zvoleny tak, aby výsledný Q faktor byl roven 1.

tabulka 9: Hodnoty součástek navrženého filtru

Parametr	Hodnota
R_1, R_2, R_3	50 k Ω
C_1, C_2	1 nF



obr.25: Frekvenční odezva navrženého filtru

Teoretická hodnota vlastní frekvence filtru vypočtená podle rovnice z obr.24 je 3183Hz. Simulovaná hodnota je 3206Hz, chyba je tedy menší než 1%.

Závěr

Návrh proudového konvejeoru druhé generace pomocí systému proudového zrcadlení se pro naše účely příliš nehodí. Při použití klasického gate-driven zapojení je zapotřebí příliš vysokého napájecího napětí, což je protichůdné se zadáním práce. Použití bulk-driven principu velmi výrazným způsobem omezí rozsah výstupního napětí. Navíc parazitní impedance na X vstupu dosahuje příliš vysokých hodnot.

U zapojení používajícího principu operačního zesilovače, které má gate-driven vstupní tranzistory dojde k velmi výraznému (při napájecích napětích menších než 2V) omezení rozsahu vstupního napětí díky V_{TH} . Při použití bulk-driven principu můžeme zvolit vstupní tranzistory PMOS jako v [2], nebo jako v našem případě NMOS.

U PMOS tranzistorů v bulk-driven módu se ale otevírá dioda bulk-source dříve než u NMOS tranzistorů. Při našich simulacích na 1,4V napájecího napětí tak použití NMOS tranzistorů zvětší pracovní rozsah o přibližně 0,4V. Ze všech zkoumaných možností jsme tedy pro návrh CCII s nízkým napájecím napětím vybrali přístup založený na použití principu operačního zesilovače s NMOS bulk-driven vstupními tranzistory.

Zvolenou variantu CCII jsme navrhli pro technologie CMOS 0,7um a CMOS 0,18um. Zapojení navržené pro technologii CMOS 0,18um jsme dále podrobněji prozkoumali. Poté jsme jej rozšířili na DOCCII, jehož funkci jsme pomocí SPICE simulací ověřili v již reálných aplikacích.

Hlavním přínosem této práce je návrh proudového konvejeoru druhé generace CCII, který má při napájecím napětí $\pm 0,4V$ spotřebu 46uW, rail-to-rail rozsah výstupního napětí a pracuje s proudy v rozsahu $\pm 10uA$.

Seznam literatury

- [1] Giuseppe Ferri, Nicola C. Guerrini: Low Voltage, Low Power CMOS Current Conveyors, 2003, ISBN:1402074867
- [2] KHATEB, F.; BIOLEK, D.; NOVÁČEK, K. On the Design of low-voltage low-power bulk-driven CMOS Current Conveyors. In *29th International Spring Seminar on Electronics Technology*. Dresden Germany: Dresden University of Technology, 2006. s. 326-330. ISBN: 1-4244-0551- 3.
- [3] MUCHA, MSC, Igor. *Special Function Blocks for Analog Current Signal Processing*. Brno, 1995. 129 s. Vedoucí dizertační práce Prof. Jaromír Brzobohatý, PhD, MSc.
- [4] MULDER, J.; WOERD, A.; SERDIJN, W.; ROERMUND, A. „Application of the Back GATE in MOS weak Inversion Translinear Circuits,“ *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. cas-34, pp. 958-962, Nov. 1995.

Seznam zkratek a symbolů

Podle pořadí výskytu:

CCII	- proudový konvektor druhé generace
V_{TH}	- prahové napětí
MOS	- metal–oxide–semiconductor, typ tranzistoru
NMOS	- MOS s indukovaným kanálem typu N
PMOS	- MOS s indukovaným kanálem typu P
V_B	- napětí mezi bulkem a V_{SS}
V_{GS}	- napětí mezi gatem a sourcem
JFET	- junction gate field-effect transistor
OZ	- operační zesilovač
V_{DG}	- napětí drain-gate
V_{DS}	- napětí drain-source
V_{DD}	- “kladná” úroveň napájecího napětí
V_{SS}	- “záporná” úroveň napájecího napětí
V_S	- napětí mezi sourcem a V_{SS}
V_D	- napětí mezi drainem a V_{SS}
GBW	- gain bandwidth product
DOCCII	- CCII s duálním výstupem