



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

ANALÝZA A REALIZACE KMITOČTOVÉHO FILTRU PŘELADITELNÉHO ZMĚNOU PARAMETRU AKTIVNÍHO PRVKU

ANALYSIS AND REALIZATION OF FREQUENCY FILTER TUNABLE
BY ACTIVE COMPONENT PARAMETER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. ADAM VRBA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ROMAN PROKOP, Ph.D.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Mikroelektronika

Student: Bc. Adam Vrba

ID: 77728

Ročník: 2

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

**Analýza a realizace kmitočtového filtru přeladitelného změnou
parametru aktivního prvku**

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Analyzujte možnosti realizace aktivního kmitočtového filtru 2.řádu s možností nastavení jeho základních vlastností pomocí změny parametru aktivního prvku (transkonduktance, zisk, atd.)

Proveďte rozbor možností řešení přeladitelného aktivního filtru z hlediska volby typu přeladitelného aktivního prvku.

Proveďte návrh optimální varianty (dle předchozí analýzy) přeladitelného filtru typu dolní propust 2.řádu. Analyzujte navržený filter.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 27.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Roman Prokop, Ph.D.

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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.

LICENČNÍ SMLOUVA
POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Adam Vrba

Bytem: Uherské Hradiště – Míkovice, Hlavní 270

Narozen/a (datum a místo): 4.4.1986, Uherské Hradiště

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 244/53, 602 00, Brno

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

Ing. Zdenka Rozsivalová

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1
Specifikace školního díla

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

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

Název VŠKP: Analýza a realizace kmitočtového filtru přeladitelného
změnou parametru aktivního prvku

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Roman Prokop, Ph.D.

Ústav: Ústav mikroelektroniky

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v*:

- tištěné formě – počet exemplářů
- elektronické formě – počet exemplářů

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

Článek 3

Závěrečná ustanovení

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

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt:

Předložená práce analyzuje možnosti přeladování mezní frekvence plně integrovaných aktivních filtrů pracujících spojitě v čase. Jednotlivé topologie popisované v práci se liší jak typem použitého aktivního prvku, tak způsobem přeladování mezní frekvence filtru. Principy přeladování všech typů filtrů jsou ověřeny na filtru typu dolní propusti druhého řádu. Jednotlivé topologie jsou v práci posouzeny a porovnány jak z hlediska možností přeladění, tak z hlediska míry harmonického zkreslení. Základním blokem všech filtrů popsaných v této práci je integrátor.

Abstract:

This work analyzes tuning capabilities of different fully integrated active filter topologies. Work only deals with continuous time active filters. Topologies described in this work differ in type of active element and in method of frequency tuning. Techniques of tuning are proved on second order low pass filter. Filter topologies are compared from tuning capabilities and from point of total harmonic distortion. The main building block of all filters is integrator.

Klíčová slova:

Plně integrovaný filtr, analogový filtr, přeladitelný filtr, MOSFET-C filtr, G_m -C filtr, G_m -C OpAmp filtr, CT filtr

Keywords:

Fully integrated filter, analog filter, tunable filter, MOSFET-C filter, G_m -C filter G_m -C OpAmp filter, Continuous time filter

Bibliografická citace díla:

VRBA, A. *Analýza a realizace kmitočtového filtru přeladitelného změnou parametru aktivního prvku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 54s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Prokop, Ph.D.

Prohlášení 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 24. 5. 2010

Poděkování:

Děkuji vedoucímu mé diplomové práce Ing. Roman Prokop, Ph.D. za účinnou pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování této diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat všem lidem, bez kterých by tato práce nemohla být úspěšně dokončena.

Obsah

1 Úvod	7
2 Rozbor	9
2.1 Přenosová funkce filtru	12
2.2 Aproximace přenosových funkcí	13
<i>Butterworthova aproximace</i>	13
<i>Besselova aproximace</i>	13
<i>Čebyševova aproximace</i>	14
<i>Inverzní Čebyševova aproximace</i>	14
<i>Cauerova (eliptická) aproximace</i>	14
3 Topologie integrovaných filtrů	15
3.1 Integrátor	17
3.2 Plně diferenční integrátor	20
4 MOSFET-C filtry	23
4.1 Harmonické zkresení MOSFET tranzistoru	24
4.2 Techniky linearizace MOSFET tranzistoru	27
<i>Plně diferenční zapojení</i>	28
<i>Plně diferenční zapojení s křížením</i>	29
4.3 Přeladění MOSFET-C filtru	30
4.4 Návrh MOSFET-C filtru	31
4.5 Výsledky simulace MOSFET-C filtru	36
5 Gm-C filtry	43
5.1 Zapojení transkonduktoru	44
5.2 Zapojení filtru	45
5.3 Výsledky simulace Gm-C filtru	47
6 Gm-C OpAmp filtr	52
6.1 Přeladění filtru Gm-C OpAmp	52
6.2 Návrh filtru Gm-C OpAmp	54
6.3 Výsledky simulace Gm-C OpAmp filtru	55
7 Závěr	59
8 Seznam použité literatury	61
9 Seznam příloh	62
10 Seznam zkratk	63
11 Seznam obrázků	64
12 Seznam tabulek	65

1 Úvod

Analogové i digitální filtry jsou jedním ze základních stavebních bloků elektronických obvodů vůbec. Lze je nalézt v širokém spektru zařízení od výkonových po telekomunikační, u obvodů zpracovávajících mikro-voltové signály i u silových zařízení. Za řadu let, co jsou filtry používány v diskrétní podobě, jsou principy jejich činnosti i návrhové postupy dobře prozkoumány a zdokumentovány. Přesun realizace filtru z diskrétní podoby k integrované probíhal pozvolně přes částečně integrované řešení filtrů až k řešením plně integrovaným. I přesto, že některé realizace plně integrovaných filtrů vycházejí z diskrétních zapojení, nejsou zatím filtry v integrované podobě zdaleka tak dobře prozkoumány, jako je tomu v případě filtrů diskrétních. Mnoho zapojení plně integrovaných filtrů nemá diskrétní protějšky a při jejich návrhu a realizaci se tedy není možné opřít o známé a dobře ověřené postupy.

Při návrhu plně integrovaných filtrů je nutné se potýkat s aspekty, které nebylo třeba uvažovat v případě návrhu filtrů diskrétních. Jedním z těchto aspektů je velký rozptyl absolutních hodnot parametrů prvků na čipu. Parametry integrovaných filtrů je tak po výrobě zpravidla nutné doladovat. Na druhou stranu je možné při realizaci integrovaných filtrů těžit z velmi dobrého relativního poměru stejných prvků na jednom čipu.

Předložená práce řeší problematiku návrhu analogových plně integrovaných CT (Continuous Time) filtrů, tedy filtrů pracujících v čase spojitě. Především se zaměřuje na způsoby přeladění mezní frekvence filtru v širokém rozsahu pomocí změny parametru aktivního prvku. Práce se zabývá filtry, jejichž základním stavebním blokem je integrátor.

První kapitola práce tvoří rozbor dvou základních realizací plně integrovaných filtrů, a to filtrů spojitě a nespojitě pracujících v čase. Jsou především rozebírány výhody i nevýhody těchto dvou přístupů. Dále jsou v této části rozebrány základní aspekty, se kterými je potřeba se při návrhu plně integrovaných filtrů potýkat. V závěru této kapitoly byly probrány matematické metody popisující chování filtru spolu se základními aproximacemi, které se při návrhu filtrů používají.

V druhé kapitole jsou porovnány topologie aktivních a plně integrovaných filtrů. Spolu s požadavky, které musí topologie plně integrovaného filtru splňovat. Dále je v této kapitole

probrán integrátor, který je základním stavebním blokem všech dále posuzovaných topologií filtrů.

Každá z následujících třech kapitol se podrobněji věnuje jedné ze tří topologií, které jsou v práci rozebírány. V těchto kapitolách jsou probrány limitace dané topologie spolu s postupem, který byl při návrhu dané topologie použit. V závěru každé kapitoly jsou uvedeny výsledky simulací příslušné topologie. Parametry všech filtrů byly navrženy stejně, aby je bylo možné dále porovnat.

V závěru práce jsou jednotlivé topologie posouzeny z hlediska všech parametrů, které byly v předešlých kapitolách odsimulovány nebo odvozeny. Především jsou jednotlivé topologie porovnány z hlediska možností přeladění mezního kmitočtu, a dále pak také z hlediska velikosti harmonického zkreslení.

2 Rozbor

Plně integrované analogové filtry se v praxi realizují pomocí dvou základních technik. Tyto techniky se liší spojitostí zpracovávání signálu v čase na spojitě a nespojitě pracující. Nespojitě pracující filtry bývají implementovány technikou spínaných kapacitorů a také pomocí techniky spínaných proudů. Jelikož je u těchto obvodů vstupní signál vzorkován v čase, je potřeba dodržet Niquistův vzorkovací teorém (2.1), stejně jako v případě převodníků A/D. Teorém udává minimální požadavek na vzorkovací frekvence f_s který musí být dvakrát větší než nejvyšší frekvenční složka f_{max} obsažená ve vstupním signálu. Pokud není vzorkovací teorém dodržen, je nutné omezit frekvenční rozsah vstupního signálu antialiasingovým filtrem, nebo zvýšit vzorkovací frekvenci. V praxi bývá vzorkovací frekvence výrazně vyšší než nejvyšší frekvenční složka obsažená ve zpracovávaném signálu, a to z několika důvodů. Jedním z těchto důvodů je snížení požadavků na antialiasingový filtr, který by v případě rovnítka v rovnici (2.1) musel mít ideální (obdélníkovou) přenosovou funkci. Použitím vyšší vzorkovací frekvence se tak sníží požadavky na strmost přenosové charakteristiky antialiasingového filtru a také na přesnost jeho absolutní frekvence. Nutnost vyššího převzorkování na druhou stranu omezuje použití SC filtrů na oblasti nižších frekvencí. Velkou výhodou SC filtrů je závislost parametrů přenosové funkce na poměru stejných obvodových elementů (kapacit) a velikosti vzorkovací frekvence. To umožňuje dosáhnout velmi přesné mezní frekvence filtru (až do 0,1%) bez nutnosti dalšího doladování. Další z výhod tohoto typu je dosažení poměrně vysoké linearity a nízkého šumu. Je možné dosáhnout odstupů signálu od šumu a zkreslení více jako 90dB [1].

$$f_s > 2 \cdot f_{max} \quad (2.1)$$

Spojitě v čase pracující filtry bývají označovány jako CT filtry (Continuous Time). Jejich výhodou je především schopnost zpracování signálů o větší frekvenci v porovnání se spínanými filtry. Tyto filtry mají také několik nevýhod, které limitují jejich použití, a to především pro zpracovávání signálů o vyšších frekvencích v méně náročných aplikacích.

První nevýhodou tohoto typu filtrů je závislost parametrů přenosové funkce, především mezní frekvence filtru na součinu či podílu nesterajných obvodových elementů, jako kondenzátorů a rezistorů, případně transkonduktančních parametrů tranzistorů. Mezní frekvence CT

filtrů se tak mění s teplotou a procesem o více jako 30% v závislosti na dané technologii. Rozptyl parametrů prvků technologie CMOS07, jejichž absolutní hodnota přímo udává mezní frekvenci filtru, je shrnut v Tab 1. Mezní frekvence filtru v této technologii se může měnit až o 50% v závislosti na teplotě a výrobě. Uvedené parametry udávají nejhorší případy, které mohou nastat jak s procesem, tak s rozsahem teplot -50°C až 150°C. Rozptyl dvojic parametrů $K_N-V_{th_N}$ a $K_P-V_{th_P}$ spolu do značné míry koreluje, nikdy tak nenastane situace, kdy bude hodnota transkonduktančního parametru K_P maximální a prahové napětí V_{th_P} minimální.

Tab 1: Rozptyl parametrů vybraných prvků technologie CMOS07

Prvek	Parametr	Hodnota	Rozptyl parametru	
			Absolutní	Relativní
Kondenzátor ¹⁾	C_s [$\mu\text{F}/\text{m}^2$]	Typická	750	-
		Minimální	650	-13
		Maximální	850	+13
NMOS tranzistor ²⁾	K_N [$\mu\text{A}/\text{V}^2$]	Typická	90	-
		Minimální	50	-44%
		Maximální	170	+88%
	V_{th} [V]	Typická	0,75	-
		Minimální	0,45	-40%
		Maximální	1	+33
PMOS tranzistor ²⁾	K_p [$\mu\text{A}/\text{V}^2$]	Typická	35	-
		Minimální	16	-54%
		Maximální	58	+56%
	V_{th} [V]	Typická	-0,95	-
		Minimální	-0,6	-36%
		Maximální	-1,25	+32%
HIPO rezistor ¹⁾	R_{\square} [Ω]	Typická	2000	-
		Minimální	1600	-20%
		Maximální	2400	+20%

1) Maximální procesní rozptyl pro teplotu 27°C

2) Maximální procesní rozptyl a teplotní rozptyl pro rozsah teplot -50°C až 150°C

Takto vysoký rozptyl mezní frekvence je ve většině případů potřeba korigovat pomocí doladovacích obvodů, případně pomocí jednorázového trimování ve výrobě. Nevýhodou jednorázového doladění je další pohyb parametru s teplotou a stárnutím čipu.

Další nevýhodou tohoto typu filtrů je jejich poměrně malá linearita a také horší šumové vlastnosti filtru. Jen málokdy se u těchto obvodů podaří dosáhnout odstupů signálu od šumu a zkreslení více jak o 60dB [1].

CT filtry jsou v některých případech jedinou možnou alternativou, jako například v případě antialiasingového filtru nebo filtru rekonstrukčního. Jsou také většinou výhodnější v případech, kde by použití digitálního filtru vyžadovalo implementaci ADC a DAC převodníků, které nejsou pro funkci daného řešení nutné, a byly by použity pouze pro daný digitální filtr. Podrobnější rozbor CT filtrů z hlediska aplikace je možno nalézt v [2].

V případě požadavku na přeladění mezní frekvence filtru jsou požadavky na přeladění daleko vyšší, než v případě doladění na konkrétní frekvenci, proto je i náročnost realizace přeladitelných filtrů výrazně vyšší. V přeladitelného filtru musí být požadovaná šířka přeladění rozšířena o rozptyl daný procesem výroby.

2.1 Přenosová funkce filtru

Přenosová funkce udává vztah mezi vstupem a výstupem lineárního časově invariantní systému. V matematické podstatě přenosová funkce lineárně mapuje Laplaceův obraz vstupního signálu na obraz výstupního signálu (2.2), kde $Y(s)$ a $X(s)$ jsou Laplaceovy obrazy výstupního a vstupního signálu a $H(s)$ je přenosová funkce filtru.

$$Y(s) = H(s) X(s) \quad (2.2)$$

Přenosová funkce je funkcí komplexního kmitočtu s . Může být vyjádřena několika způsoby, například jako racionální lomená funkce (2.3), kde a_x jsou koeficienty polynomu jmenovatele a b_x koeficienty polynomu čitatele. Řád polynomu jmenovatele m přenosové funkce odpovídá řádu filtru. Přenosová funkce bývá nejčastěji uvedena v normovaném tvaru podle koeficientu b_n , který má v normovaném případě hodnotu 1.

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.3) [3]$$

Přenosová funkce může být také upravena na tvar (2.4), pomocí rozkladu polynomů čitatele a jmenovatele na kořenové činitele. Kořeny polynomu jmenovatele se označují jako nuly přenosu z a v komplexní rovině se označují symbolem \circ . Pokud je komplexní kmitočet roven hodnotě nuly přenosu, je přenos filtru nulový. Kořeny polynomu čitatele se označují jako póly p , přenosové funkce a značí se symbolem \times . Pokud je komplexní kmitočet roven hodnotě pólu přenosu, je přenos filtru nekonečný. Obecně jsou nuly a póly přenosové funkce komplexní čísla, mohou však být reálné či čistě imaginární. Z hlediska stability se musí póly přenosu nacházet v levé polorovině polárního souřadnicového systému, reálná část kmitočtu pólu musí být tedy záporná.

$$H(s) = \frac{(s - z_m)(s - z_{m-1}) \dots (s - z_1)}{(s - p_m)(s - p_{m-1}) \dots (s - p_1)} \quad (2.4)$$

V případě normované přenosové funkce ($b_n=1$) druhého řádu vyjadřují jednotlivé koeficienty polynomů přímo základní parametry filtru (2.5). Proto bývá zvykem převádět přenosové funkce filtrů vyššího řádu na součin přenosových funkcí 2. řádu, případně jedné funkce 1. řádu v případě lichého řádu výchozí přenosové funkce.

$$H(s) = k \frac{s^2 + s \cdot \omega_z / Q_z + \omega_z^2}{s^2 + s \cdot \omega_p / Q_p + \omega_p^2} \quad (2.5)$$

Substitucí $s=j\omega$ je možné určit přenos filtru pro vstupní harmonický signál v ustáleném stavu (HUS). Převedením takto upravené přenosové funkce na exponenciální tvar komplexního čísla je možné určit modulovou a fázovou frekvenční charakteristiku daného filtru.

2.2 Aproximace přenosových funkcí

Existuje několik speciálních aproximací přenosových funkcí, které se liší především svou optimalizací pro určitý parametr. Těmito parametry může být strmost přenosové funkce

nebo linearita modulové charakteristiky. Níže uvedené vlastnosti aproximací jsou uvedeny pro filtr typu dolní propust (DP).

Butterworthova aproximace

Vyznačuje se maximální linearitou modulové frekvenční charakteristiky v propustném pásmu pro daný řád filtru. Je tedy vhodná především v případě, kde záleží na co nejmenším zkreslení amplitudy signálu v celém propustném pásmu.

Besselova aproximace

Dosahuje maximální linearity modulové charakteristiky pro daný řád filtru. Toho je dosaženo na úkor nejmenší strmosti modulové charakteristiky. Je vhodná především tehdy, pokud chceme zachovat tvar přenášeného signálu.

Čebyševova aproximace

Umožňuje dosáhnout strmějšího přechodu z propustného do nepropustného pásma. Nevýhodou je větší zvlnění modulové charakteristiky a fázového zpoždění v propustném pásmu.

Inverzní Čebyševova aproximace

Umožňuje dosáhnout stejné strmosti jako klasická Čebyševova aproximace. Oproti předešlé aproximaci má zvlnění modulové charakteristiky v nepropustném pásmu.

Cauerova (eliptická) aproximace

Dosahuje vůbec nejstrmějšího přechodu z propustného do nepropustného pásma. Nevýhodou je vysoké zvlnění charakteristiky grupového zpoždění. Je výhodná pouze pokud záleží na co největší strmosti přechodu z propustného do zádržného pásma.

Mimo tyto základní aproximace existuje mnoho dalších druhů aproximací. Tyto aproximace se vyznačují specifickými vlastnostmi, které se hodí spíše pro speciální účely.

3 Topologie integrovaných filtrů

Realizace cívek v integrované podobě pro běžné účely není možná, a to především z hlediska velkého nároku na plochu čipu. Při návrhu plně integrovaných filtrů si tedy „musíme vystačit“ pouze s použitím odporů, rezistorů a aktivních prvků. Pasivní filtry RC nemohou dosáhnout kvality vyšší než 0,5. Není s nimi tedy možné realizovat většinu standardní aproximací. Pro dosažení vyšších činitelů jakosti Q je potřeba použít aktivní RC filtry (ARC). Střední kmitočet f_0 filtru RC 2.řádu je dán vztahem (3.1), ten je tak nepřímo úměrný součinu RC . Je zřejmé, že pro dosažení nízké mezní frekvence je potřeba vysokých hodnot kapacit a odporů, takto velké hodnoty pasivních součástí není možné v integrované hodnotě vyrobit. Přijatelné hodnoty kapacit v technologii CMOS07 se pohybují v řádu maximálně desítek pF a u odporů v řádu stovek $k\Omega$.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.1)$$

Klasické topologie ARC známé z diskretní realizace není možné v integrované podobě většinou použít. Pro realizaci plně integrovaných filtrů proto vznikly některé nové topologie filtrů, které nemají ekvivalent v diskretní podobě.

Při přeladování mezní frekvence filtru, ať už z důvodu kompenzace jejího rozptylu, nebo z důvodu přeladění přenosové funkce (např. ladění kanálu radiové stanice), zůstávaly ostatní parametry, jako je kvalita pólu a nuly, konstantní. Toto není možné v případě topologie Sallen-Key, která je hojně používána při diskretním návrhu filtrů. Z hlediska přeladění je výhodné, aby přeladění mezní frekvence celého filtru mohla probíhat pomocí jednoho řídicího signálu

Z důvodu dobrého se-souhlasení (matching) jednotlivých prvků je potřeba, aby hodnoty všech (pasivních i aktivních) prvků stejného typu byly stejné, nebo se lišily pouze o malý racionální násobek. Tento požadavek je kritický především tehdy, pokud je potřeba dosáhnout vysokého činitele jakosti. V tomto případě totiž i malá změna poměru prvků může způsobit výraznou změnu činitele jakosti. Je vhodné, aby byla daná topologie málo citlivá na parazitní obvodové prvky.

Požadavků na topologii pro plně integrované přeladitelné filtry je mnoho. Většina topologií používaných při diskrétní realizaci však všem těmto požadavkům nevyhovuje. Tyto topologie jsou tedy používány v případech, kdy jsou pouze nízké požadavky na přesnost střední frekvence, a ta tím pádem nemusí být trimována. Pro realizaci plně integrovaného přeladitelného filtru se převážně používají zapojení, jejichž hlavním obvodovým prvkem je integrátor. Tyto filtry umožňují jak nezávislé přeladování mezní frekvence na ostatních parametrech, tak jsou poměrně necitlivé na parazitní obvodové prvky. Jednotlivé filtry používající integrátor jako základní obvodový prvek je možné rozdělit do následujících skupin.

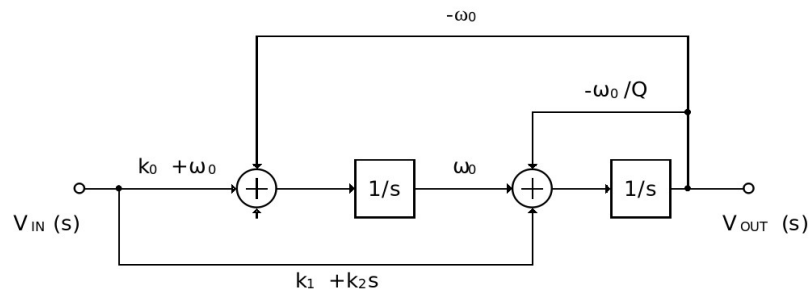
- G_m -C topologie
- G_m -C OpAmp topologie
- MOSFET-C topologie

Toto není výčet všech možných technologií, které je možné použít pro realizaci integrovaného filtru. Existují i další topologie, jejichž použití je ale vyhrazeno především pro specifické aplikace, jako například tento filtr [4], který používá jako aktivní prvek proudový konvektor druhého řádu (CCII).

Jednotlivé topologie filtrů se liší především způsobem ladění a také mírou citlivosti na parazitní prvky. Mezní frekvence je ve všech případech laděna pomocí změny integrační konstanty integrátorů. Jednotlivé topologie budou podrobněji probrány v následující kapitole.

Všechny dále popisované filtry vycházejí z obecného blokového diagramu filtru 2.řádu Obr 1. Toto zapojení je upraveno tak, aby využívalo neinvertujících integrátorů. V případě použití invertujících integrátorů se odpovídajícím způsobem musí změnit znaménka přenosu jednotlivých větví. Přenosová funkce obecného filtru 2.řádu je daná vztahem (3.2), jednotlivé koeficienty odpovídají přenosům obecného blokového diagramu Obr 1.

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{INP}(s)} = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + (\omega_p / Q) s + \omega_p^2} \quad (3.2)$$



Obr 1: Blokový diagram obecného filtru druhého řádu

3.1 Integrátor

Jak již bylo řečeno v předchozí kapitole, integrátor je základním stavebním blokem většiny plně integrovaných CT filtrů. Integrátor je možné realizovat pomocí transkonduktančního i operačního zesilovače. Transkonduktanční zesilovač je základním prvkem v topologii $G_m - C$ a $G_m - C$ OpAmp, operační zesilovač v topologii MOSFET-C.

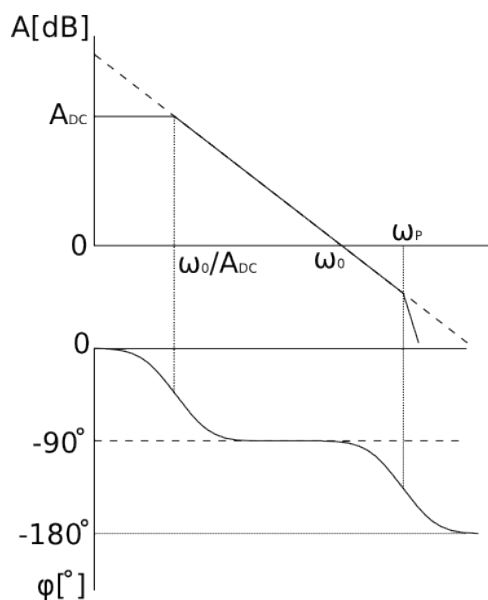
Přenosová funkce ideálního integrátoru je dána vztahem (3.3), pro $K=1$. Pól přenosové funkce leží na nulovém kmitočtu, nula přenosu na kmitočtu nekonečném. Nula přenosu není v tomto případě dána kořenem čitatele přenosové funkce, ale nekonečnou hodnotou jmenovatele pro nekonečný kmitočet, podíl přenosové funkce je pro tento kmitočet nulový.

$$H(s) = K \frac{1}{s} \quad (3.3)$$

Modulové a fázové kmitočtové charakteristiky ideálního i reálného integrátoru jsou zobrazeny na Obr 2. Plnou čarou jsou zobrazeny asymptoty modulové a fázové charakteristiky reálného integrátoru. Přenos této funkce ideálního i reálného (v pracovní oblasti) integrátoru klesá s kmitočtem se strmostí -20dB/dek . Fázový posun ideálního integrátoru je pro všechny frekvence -90° . Parametr ω_{ti} udává frekvenci jednotkového přenosu, parametr se číselně rovná integrační konstantě integrátoru K . Reálný integrátor má oproti ideálnímu konečnou hodnotu stejnosměrného přenosu A_{DC} , první pól přenosové funkce ω_{p1} je tak posunut na vyšší frekvenci danou poměrem ω_{ti}/A_{DC} . Modulová charakteristika reálného integrátoru se dále láme na frekvenci druhého pólu ω_{p2} , (prvního parazitního pólu), strmost poklesu modulové charakteristiky je za tímto pólem -40dB/dek . Frekvenční pásmo, ve kterém lze chování reálného integrátoru považovat za ideální je ohraničeno dominantním pólem

$\omega_{p1} = \omega_{ti}/A_{DC}$ a prvním parazitním pólem ω_{p2} . Oba tyto póly musí být dostatečně vzdáleny od frekvence jednotkového přenosu integrátoru ω_{ti} . Minimální závislost záleží na parametrech navrhovaného filtru, především pak na jeho kvalitě Q . Se vzrůstající kvalitou musí být tato vzdálenost větší. Pro Butterworthovu aproximaci postačuje vzdálenost pólů o jednu dekádu. Jelikož se první pól pohybuje spolu s ω_{ti} , musí být stejnosměrné zesílení A_{DC} zesilovače větší jak 60dB.

Přímou funkci integrátoru plní reaktanční obvodový prvek, kterým bývá v integrované podobě výhradně kondenzátor. Bývá proto také označován jako integrační kondenzátor. Kondenzátor přímo integruje hodnotu svého vstupního proudu podle rovnice (3.4). Napětí na kondenzátoru je tedy dáno integrálem proudu kondenzátorem. Je zřejmé, že pro zpracování napěťových signálů je potřeba před integrační kondenzátor zařadit převodník napětí na proud.



Obr 2: Modulová a fázová charakteristika ideálního a reálného integrátoru

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\tau) d\tau + u_C(t_0) \quad (3.4)$$

Nejjednodušší zapojení integrátoru je RC článek. Tento článek neplní integrační funkci zcela přesně. Článek integruje přijatelně přesně pouze tehdy, pokud je poměr výstupního a vstupního napětí malý. Při splnění této podmínky je téměř celé vstupní napětí na odporu a ten se pak chová jako převodník napětí na proud. V následujících kapitolách budou probrány dvě možné zapojení integrátorů které nejsou limitovány stejnými podmínkami jako RC článek. V souvislosti s těmito technikami budou také probrány techniky přeladění frekvence jednotkového zesílení integrátoru.

3.2 Plně diferenční integrátor

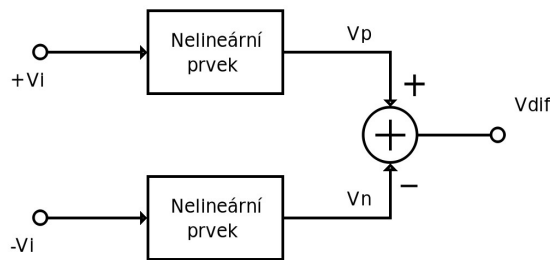
Jak už bylo řečeno, nedosahují plně integrované CT filtry vysokého dynamického rozsahu. Dynamický rozsah všech analogových obvodů je zdola limitován šumem a shora obvodovou nelinearitou. Vstupní signál se musí pohybovat pouze v lineárním rozsahu přenosové charakteristiky, jinak dojde k harmonickému a případně také intermodulačnímu zkreslení. Základní technikou omezující zkreslení a také interferenční příspěvek šumu je plně diferenční obvodové zapojení. Signál je v diferenčním zapojení dán rozdílem napětí mezi dvěma signálovými vodiči.

Míra interferenčního šumu zavedeného do signálu zvenku je plně diferenčním zapojením výrazně omezena. Toto platí pouze pokud je šumový signál vztažen proti zemi a signálové cesty jsou identické z pohledu zesílení, zkreslení a impedance. Příkladem takového signálu může být šum na napájecím vodiči nebo šum substrátu čipu. Diferenční zapojení dosahuje vyššího potlačení tohoto šumu, který je dán parametrem PSSR (Power Supply Rejection Ratio).

Plně diferenční zapojení také zčásti eliminuje zkreslení způsobené nelineárními prvky obvodu. Princip této eliminace je zobrazen na Obr 3. Pro jednotlivá napětí platí rovnice (3.5) a rovnice(3.6), kde koeficienty k_x lze získat Taylorovým rozvojem přenosu nelineárního členu, za předpokladu jeho nesetřvačného chování. Na výstupu se vzájemně odečtou zkreslení produkovaná sudými kvadratickými členy (k_2, k_4, \dots) Taylorovy řady. Za předpokladu, že jsou nelineární členy shodné.

$$v_p = v_n = k_1 v_i + k_2 v_i^2 + k_3 v_i^3 + \dots \quad (3.5)$$

$$v_{dif} = 2k_1 v_i + 2k_3 v_i^3 + 2k_5 v_i^5 + \dots \quad (3.6)$$

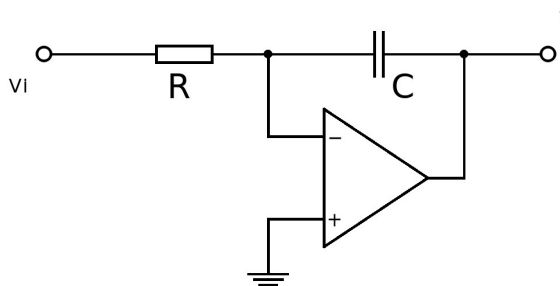


Obr 3: Blokové schéma principu potlačení nelinearit plně diferenčního zapojení

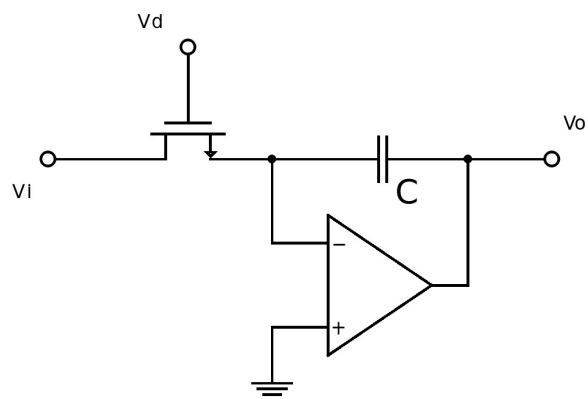
Plně diferenční zapojení zčásti eliminuje velikost interferenčního šumu zavedeného do signálu a také velikost harmonického a intermodulačního zkreslení produkovaného v důsledku nelinearity daného obvodu. Nevýhodou tohoto zapojení je složitější návrh aktivního plně diferenčního prvku a také větší požadavky na plochu. I přes tyto nevýhody je plně diferenční zapojení velmi často použito. Ve výsledku totiž umožňuje zvýšení dynamického rozsahu obvodu.

4 MOSFET-C filtry

Topologie MOSFET-C je obdobou topologií aktivních RC filtru realizovaných v diskrétní podobě. Potřeba přeladování ovšem vedla k nahradě rezistoru diskrétního zapojení integrátoru Obr 5, MOSFET tranzistorem Obr 4 pracujícím v lineárním režimu s ekvivalentní hodnotou odporu kanálu. Velkou výhodou integrovaného zapojení je značná podoba s již dobře ověřenou topologií diskrétních filtrů, což umožňuje využití znalostí z diskrétního návrhu filtrů. Další výhodou je využití operačního zesilovače, který bývá standardním blokem analogové knihovny, a není tedy potřeba jej navrhovat přímo pro daný filtr.



Obr 5: RC integrátor



Obr 4: MOSFET-C integrátor

Zavedená záporné zpětná vazba obou zapojení udržuje vstupní diferenční napětí operačního zesilovače nulové. Na vstupních odporech je tak celé vstupní napětí v_i . Přenosová funkce integrátoru pro diferenční napětí je daná vztahem (4.1). Znaménko přenosové funkce je záporné, integrátor je v daném zapojení invertující. Integrační konstantou je dána převrácenou hodnota součinu odporu a integrační kapacity. Integrátory s kladnou integrační konstantou je možné realizovat pouze s plně diferenčním zapojením integrátoru.

$$H(s) = -\frac{1}{sRC} \quad (4.1)$$

Základní vztah pro proud MOSFET tranzistorem v lineárním režimu je dán rovnicí (4.2), V_{OD} (over drive) je efektivní napětí mezi terminály gate a source (4.3). Chování MOSFET tranzistoru v tomto režimu je nelineární, což způsobuje harmonické (případně i intermodulační) zkreslení procházejícího signálu.

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{OD} V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \quad (4.2)$$

$$V_{OD} = V_{GS} - V_{th} \quad (4.3)$$

4.1 Harmonické zkreslení MOSFET tranzistoru

Míra harmonického zkreslení signálu je vyjádřena parametrem THD (Total Harmonic Distortion). V praxi se THD vyjadřuje dvěma způsoby, a to jako výkonový nebo napět'ovým poměrem sumy vyšších harmonických složek signálu ke složce fundamentální. V této práci je totální harmonické zkreslení vyjádřeno výhradně pomocí výkonového poměru v decibelech (4.4), kde P_n je n -tá harmonická složka signálu.

$$THD = 10 \log \frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1} \quad (4.4)$$

Velikost harmonického zkreslení způsobeného nelinearitou MOS tranzistoru lze určit ze vztahu (4.2), pokud vzorec přepíšeme do tvaru (4.5), pro vstupní signál V_{DS} (4.6). Proud procházející tranzistorem se skládá z fundamentální sinusové složky o kmitočtu ω a druhé harmonické kosinusové složky o dvojnásobném kmitočtu.

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} V_{OD} V_A \sin(\omega) + \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} \frac{V_A^2}{4} \cos(2\omega) \quad (4.5)$$

$$V_{DS} = V_A \sin(\omega) \quad (4.6)$$

Dosažením vzorce (4.5) do (4.4) lze získat vztah pro totální harmonické zkreslení proudu procházejícího MOS tranzistorem v lineárním režimu. Velikost harmonického zkreslení je přímo úměrná velikosti amplitudy V_A vstupního harmonického signálu a nepřímo úměrná velikosti efektivního napětí hradla tranzistoru V_{OD} . Pro dosažení požadovaného harmonického zkreslení nesmí poměr vstupního napětí a napětí V_{OD} přesáhnout hodnotu danou rovnicí (4.8).

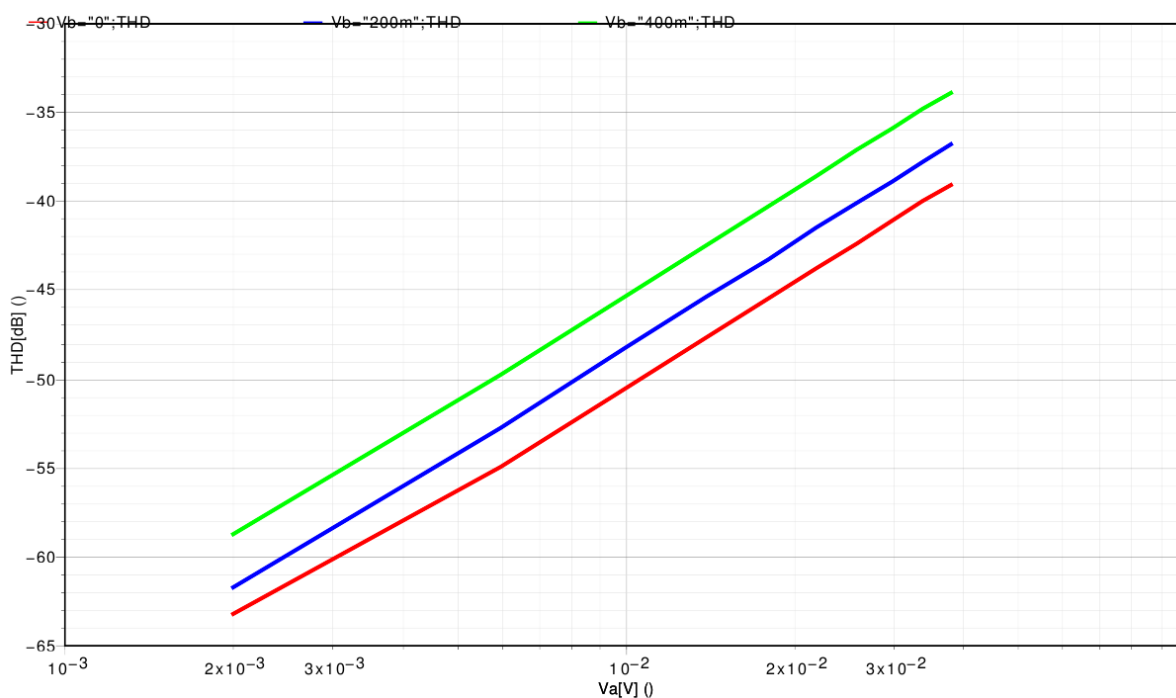
Platnost vztahu pro harmonické zkreslení byla ověřena pomocí simulace. Závislost harmonického zkreslení na amplitudě vstupního napětí byla simulována pro tři různá napětí

V_b Obr 6. Simulace byla provedena pro tranzistor PMOS o rozměrech W=5μm, L=9μm. Odsimulované závislosti odpovídají odvozeným vztahům.

Harmonické zkreslení napětí na výstupu integrátoru bude nižší o 6dB v důsledku nižšího přenosu druhé harmonické složky. Pro napětí V_{OD}=1V a požadované harmonické zkreslení nižší jako -60dB nesmí vstupní amplituda V_A přesáhnout hodnotu 6mV. Odstup takto nízkého signálu od šumu bude malý, a tím pádem bude také malý dynamický rozsah filtru. Bez použití techniky linearizace bude tak malý dynamický rozsah a SNR filtru pro většinu aplikací nedostačující [2].

$$THD = 20 \log \frac{V_A}{4 V_{OD}} \quad (4.7)$$

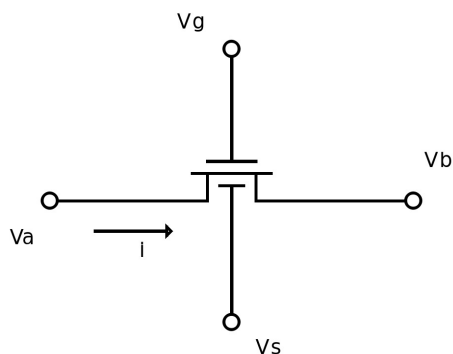
$$\frac{V_A}{V_{OD}} = 4 \cdot 10^{\frac{THD}{20}} \quad (4.8)$$



Obr 6: Harmonické zkreslení PMOS tranzistoru v závislosti na amplitudě napětí V_a (V_{BS}=2,5V; W=5μm; L=9μm; f=100kHz; V_b=[0V, 200mV, 400mV])

4.2 Techniky linearizace MOSFET tranzistoru

V zapojení MOSFET-C integrátoru na Obr 4 je terminál source tranzistoru připojený na invertující vstup operačního zesilovače. Ve skutečnosti je MOS tranzistor plně symetrickým prvek (s výjimkou výkonových tranzistorů) a terminál source je definován pouze jako terminál s nižším potenciálem v případě tranzistoru NMOS, nebo vyšším potenciálem v případě tranzistoru PMOS. Poloha terminálu source v zapojení na Obr 4 bude tedy závislá na vstupním napětí. V případě kladného diferenčního napětí je poloha terminálu source tranzistoru zakreslena na Obr 4. Pro výpočet linearity tranzistoru je dále použito formální zapojení tranzistoru na Obr 7, bez označení terminálu source.



Obr 7: NMOS tranzistor

Technik linearizace MOS tranzistoru v lineárním režimu je velké množství, souhrn je uveden například zde [5]. Některé z uvedených technik není možné realizovat v technologii CMOS07. Jiné techniky vyžadují adaptivní řízení hradla tranzistoru v závislosti na vstupním napětí filtru, což je obvodově poměrně složité a nevede také k úplnému vyrušení nelinearit. Dvě techniky umožňující výrazné snížení nelinearit bez nutnosti adaptivního řízení hradla tranzistoru, tyto techniky budou dále podrobněji probrány a jejich vlastnosti budou porovnány. Způsob eliminace nelinearit je popsán například zde [6] nebo [7].

Plně diferenční zapojení

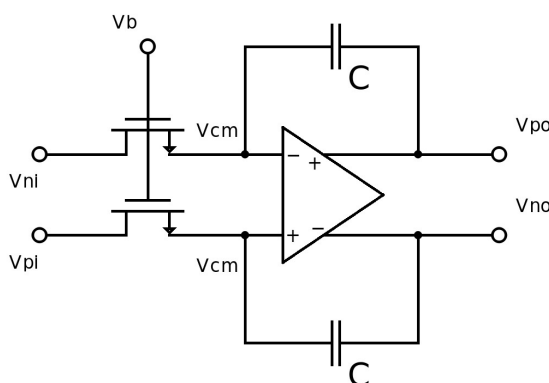
První technikou linearizace používá plně diferenční zapojení integrátoru Obr 8. Toto zapojení eliminuje druhou harmonickou složku harmonického zkreslení, zpětnovazební smyčkou CMFB (Common Mode Feed Back). Tato smyčka udržuje souhlasné výstupní napětí V_{OCM} (4.9) operačního zesilovače na konstantní úrovni. Třetí harmonická složka zkreslení

není eliminována, tato složka zkreslení je ovšem v porovnání s kvadratickou malá. Přenos tohoto integrátoru pro diferenční signál je popsán rovnicí (4.10), ekvivalentní odpor MOSFET tranzistoru r_{DS} lze vypočítat pomocí vztahu (4.11). Nevýhodou tohoto zapojení je především malá míra přeladění a také závislost ekvivalentního odporu na výrobním rozptylu K_X i $V_{th,X}$ Tab 11.

$$v_{ocm} = \frac{v_{po} + v_{no}}{2} \quad (4.9)$$

$$H(s) = \frac{1}{sr_{DS}C} \quad (4.10)$$

$$r_{DS} = \frac{L}{\mu_n C_{OX} W (V_b - V_{th} - V_{cm})} = \frac{L}{\mu_n C_{OX} W V_{OD}} \quad (4.11)$$



Obr 8: Plně diferenční MOSFET-C integrátor

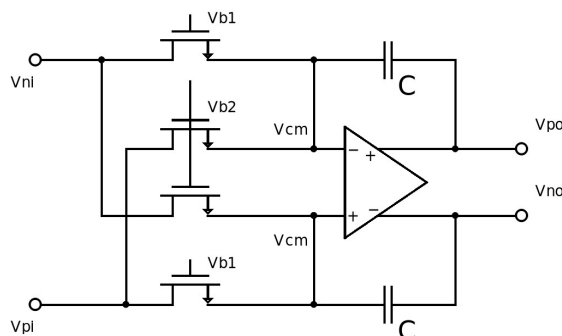
Plně diferenční zapojení s křížením

Toto zapojení je opět plně diferenční Obr 9 a oproti předchozímu toto zapojení eliminuje i harmonické zkreslení způsobené třetím mocninným členem závislosti $r_{DS}(V_{DS})$. Tato nelinearita je ovšem malá oproti předchozímu, toto zapojení tedy nedosahuje výrazně vyššího dynamického rozsahu.

Hodnota efektivního odporu r_{DSX} (4.12) tohoto zapojení závisí pouze na rozdílu dvou řídicích napětí a transkondukčním faktoru tranzistoru K_X , vliv rozptylu $V_{th,X}$ na přenos tohoto

integrátoru je eliminován. Možnosti přeladění této struktury jsou daleko vyšší, v porovnání s předchozím zapojením.

$$r_{DSX} = \frac{L}{\mu_n C_{OX} W (V_{b1} - V_{b2})} \quad (4.12)$$



Obr 9: Plně diferenční integrátor s křížením

Obě techniky linearizace platí pouze pro tranzistory s dlouhým kanálem, pracujícím v lineárním režimu. Velikost harmonického zkreslení je limitována především pomocí matching tranzistorů.

4.3 Přeladění MOSFET-C filtru

Obě techniky eliminace nelinearit pracují správně pouze v lineárním režimu činnosti tranzistoru, Tento režim je omezen rozsahem napětím $V_{GS} > V_{th}$ a $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$. Pokud neplatí první nerovnice, nachází se tranzistor v závěrném režimu. Pokud první nerovnice platí a neplatí druhá nerovnice, nachází se tranzistor v saturačním režimu činnosti. Řídící napětí V_b (V_{b1} i V_{b2}) obou předchozích zapojení nesmí klesnout pod hodnotu danou nerovnicí (4.13), napětí $v_{inp(peak)}$ je špičkové vstupní napětí.

$$V_b > v_{inp(peak)} + V_{th(NMOS)} \quad (4.13)$$

Možná hodnota řídicího napětí je dále shora omezena napájecím napětím. Řídící napětí V_b se může pohybovat v rozsazích uvedených v Tab 2. Rozsahy jsou uvedeny pro tranzistory NMOS i PMOS, pro $v_{inp(peak)}=0,5V$, $|V_{bs(NMOS)}|=2,5V$, $|V_{bs(PMOS)}|=0,5V$ a nejhorší možnou hodnotu napětí V_{th} v závislosti na procesu (worst case). V případě tranzistorů PMOS umožňuje technologie CMOS07 nastavit potenciál substrátu na nižší napětí než kladné napájecí napětí, a to díky separátní jámě typu N, ve které je PMOS tranzistor umístěn. Těchto

jam může být na čipu několik a každá může být připojena na jiný potenciál. V tomto případě ale nesmí hodnota napětí V_{DB} a V_{SB} přesáhnout prahové napětí diody $\sim 0,7V$. Pro rozsah vstupního napětí integrátoru $v_{inp(peek)}=0,5V$ je dostačující potenciál 3V substrátu PMOS tranzistoru. Snížením potenciálu substrátu výrazně snížíme prahové napětí PMOS tranzistoru, které bude pro daná napětí V_{BS} nižší jako prahové napětí NMOS tranzistoru. Všechny parametry jsou shrnuty v Tab 2, jak je vidět je z hlediska přeladění vhodnější použít tranzistor PMOS.

Tab 2: Možný rozsah napětí V_b a V_{OD} tranzistoru NMOS a PMOS

	NMOS	PMOS
$ V_{bs} [V]$	2,5	0,5
$V_{th(MAX)} [V]$	1,7	1,25
$V_{b(min)} [V]$	4,7	0
$V_{b(max)} [V]$	5	0,75
Přeladění $V_b [V]$	0,3	0,75
Faktor přeladění [-]	0,17	0,6

Možnosti přeladění nekříženého zapojení Obr 8, jsou přímo dány možnostmi přeladění napětí V_{OD} , v případě tranzistoru NMOS je tedy možné mezní frekvenci integrátoru přeladit pouze 0,17-krát. Což dostačuje na doladění filtru, nikoliv však na jeho přeladování. V případě kříženého zapojení Obr 9 je hodnota ekvivalentního vstupního odporu dána rozdílem řídicích napětí V_{b1} a V_{b2} (4.12). Možnosti přeladění tohoto zapojení s PMOS tranzistory jsou tak nejvyšší, kterých je s danou topologií možno dosáhnout. Nejnižší dosažitelná frekvence je omezena rozptylem parametrů jednotlivých vstupních tranzistorů a také diferenčním šumem řídicích napětí.

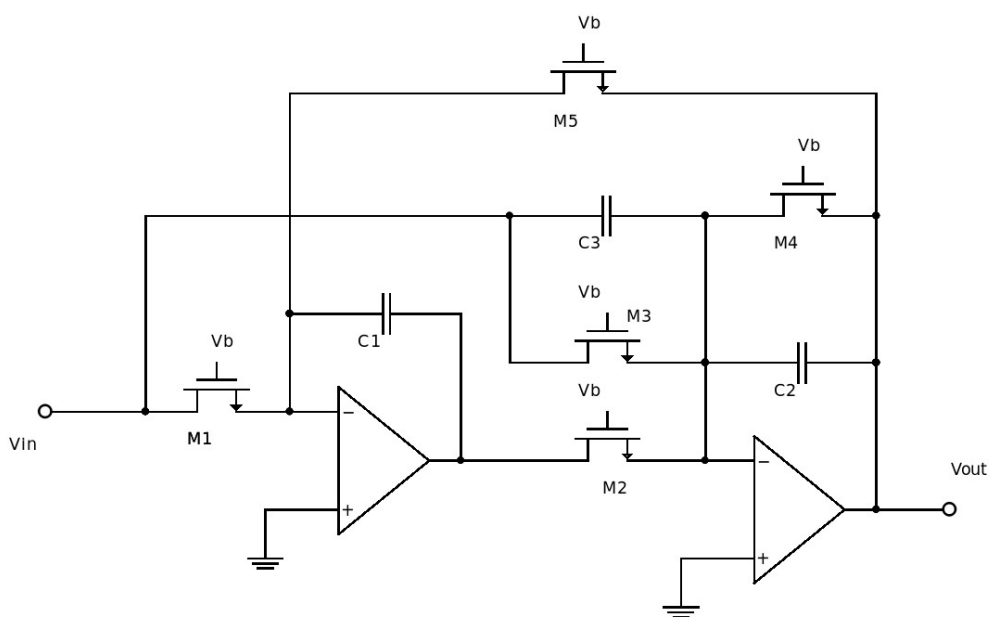
4.4 Návrh MOSFET-C filtru

Zapojení MOSFET-C filtru je odvozena z topologie Tow-Thomas. MOSFET-C topologie vznikne náhradou všechny rezistory ekvivalentními tranzistory MOSFET. Důvod, proč bylo zapojení odvozeno z topologie Tow-Thomas, je dán především tím, že jsou všechny rezistory v této topologii jedním terminálem připojené na vstup operačního zesilovače, a tak i všechny MOSFET tranzistory jsou připojeny jedním terminálem na virtuální zem operačního zesilovače. Všechny tranzistory filtru tak mohou být řízeny jedním řídicím napětím, případně

dvěma v případě křížené MOSFET tranzistorů, což značně zjednodušuje řídicí obvod. Zapojení filtru je principiálně shodné s blokovým schématem Obr 1, sumační členy lze jednoduše realizovat paralelním spojením více vstupních rezistorů.

Zapojení ekvivalentního půl-obvodu filtru 2.řádu je znázorněno na Obr 10. Přenosová funkce filtru je dána rovnicí (4.14), kde R_x je ekvivalentní odpor tranzistoru M_x . Dané zapojení umožňuje realizovat také nuly přenosu a je tak vhodné i pro filtry typu PP a PZ. Pokud není potřeba realizovat nuly přenosu, je možné z obvodu eliminovat prvky C_3 a M_3 (nahradit rozpojením). To platí i pro filtr typu DP s Butterworthovou aproximací přenosové funkce, který byl s daným zapojením navržen a simulován.

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{inp}(s)} = \frac{\frac{C_3}{C_2} s^2 + \frac{1}{C_2 R_3} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{s^2 + \frac{1}{C_2 R_4} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_5}} \quad (4.14)$$



Obr 10: Ekvivalentní půl-obvod filtru 2.řádu

Po eliminaci prvků C_3 a M_3 platí pro základní parametry filtru 2.řádu typu DP rovnice (4.15), (4.16) a (4.17). Návrh filtru je možné dále zjednodušit sjednocením hodnot prvků $R=R_2=R_5=R_1$ a $C=C_1=C_2$. Pro parametry vzorového filtru Tab 3, byly pomocí návrhových vztahů vypočítány hodnoty pasivních prvků $C=15\text{pF}$, $R=82\text{k}\Omega$ a $R_4=58\text{k}\Omega$. Se stejnými parametry byly navrženy i filtry ostatních topologií.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_5}} \quad (4.15)$$

$$Q = C_2 R_4 \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_5}} \quad (4.16)$$

$$k_0 = \frac{R_5}{R_1} \quad (4.17)$$

Tab 3: Parametry vzorového filtru

Parametr	Hodnot parametru
Mezní frekvence	$f_0 = 120\text{kHz}$
Koeficient základního přenosu filtru	$k_0=1$
Kvalita	$Q=0,707$
Celková kapacita filtru	$C_{\text{KOMP}}=60\text{pF}$

Navržený filtr používal techniku linearizace s křížením tranzistorů Obr 9, a to především z důvodu její vysoké přeladitelnosti. Velikost tranzistorů Tab 4 byla vypočtena pomocí vztahu (4.18), parametry tranzistorů byly dále upraveny podle výsledků simulací. Při výpočtu bylo počítáno s maximální možnou velikostí rozdílu napětí V_{b1} a V_{b2} . Maximální hodnota napětí udává maximální hodnotu odporu ekvivalentního se snižujícím rozdílem napětí bude tak filtr přeladován směrem na nižší mezní frekvence. V případě PMOS tranzistorů, které byly použity, je maximální rozdíl těchto napětí 0,75V. Délka hradla tranzistoru L byla zvolena záměrně vysoká, aby byly jednotlivé tranzistory dobře sesouhlaseny.

$$\frac{W}{L} = \frac{1}{\mu_n C_{OX} R (V_{B1} - V_{B2})} \quad (4.18)$$

Tab 4: Parametry tranzistorů navrženého MOSFET-C filtru

Tranzistor	W/L[-]	L[μm]	W[μm]
M_1, M_2, M_3, M_4	0,5	10	5
M_5	0,7	10	7

4.5 Výsledky simulace MOSFET-C filtru

Navržený filtr byl simulován s modelem plně diferenčního zesilovače. Model byl postaven z řízených zdrojů a měl parametry uvedené v Tab 5. Parametry uvedené s indexem CMFB jsou parametry zpětnovazební smyčky (Common Mode FeedBack), parametr f_p je

první parazitní pól operačního zesilovače. S daným kmitočtem parazitního pólu je fázová rezerva zesilovače, zapojeného jako sledovače pouze 45°, což je v případě sledovače nedostačující. Takto kompenzovaný zesilovač je ovšem dostačující pro všechny smyčky zpětné vazby daného zapojení. Stabilita všech smyček byla ověřena pomocí simulace.

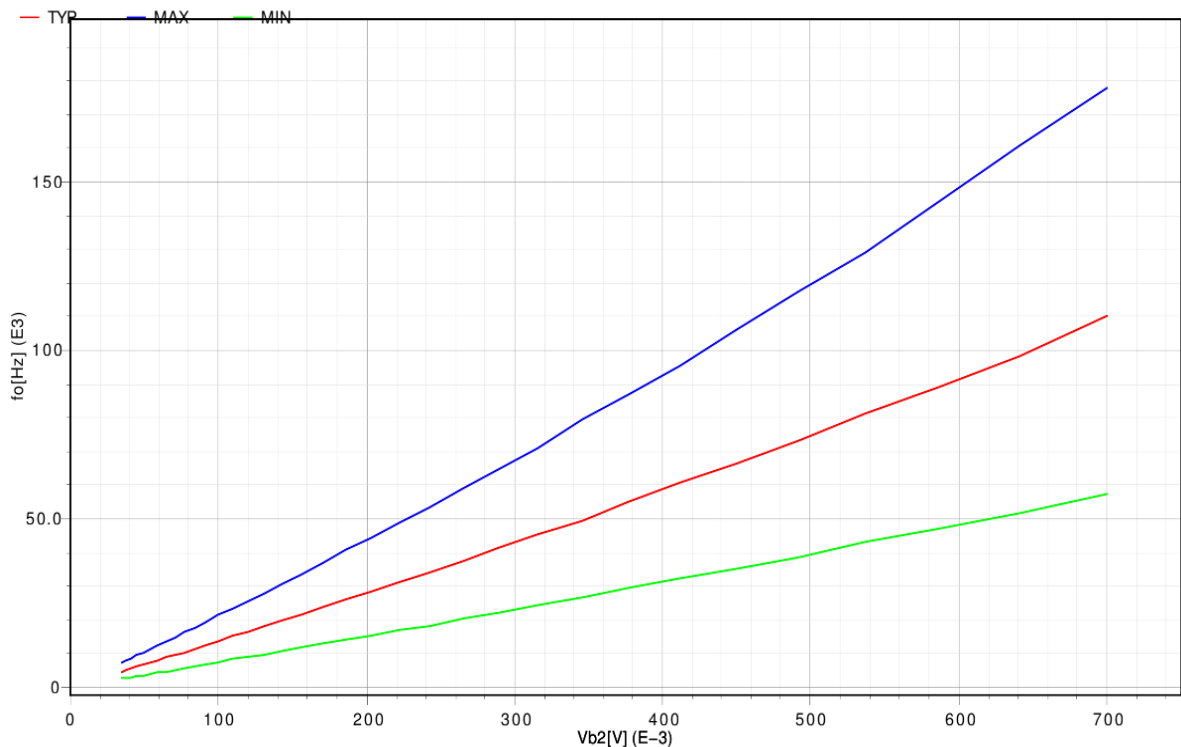
Tab 5: Parametry modelu plně diferenčního zesilovače

Parametr	Hodnota
A_{DC} [dB]	100
f_T [MHz]	10
R_{OUT} [Ω]	200
f_P [MHz]	10
$A_{DC(CMFB)}$ [dB]	100
$f_{T(CMFB)}$ [Mhz]	10

Možnosti přeladění navrženého filtru byly simulovány pro rozsah řídicího napětí 35mV až 700mV. Horní mez byla zvolena s rezervou oproti maximální hodnotě Tab 2. Spodní mez řídicího napětí je dána především rozptylem (matching) čtveřice vstupních tranzistorů a také šumem řídicího napětí. Závislost mezní frekvence f_0 na řídicím napětí V_{b2} Obr 11 byla simulována pro typické hodnoty všech prvků při teplotě 27°C a také pro dva nejhorší případy, parametry všech běhů jsou uvedeny v Tab 6 spolu s mezními frekvencemi, které bylo možné při přeladění dosáhnout.

Tab 6: Vliv rozptylu parametrů na mezní frekvence filtru

Průběh	Teplota [°C]	Parametr (corner) kapacity	Parametr (corner) MOSFET tranzistoru	f_{0_MIN} [kHz]	f_{0_MAX} [kHz]
TYP	27	typický	typický	5	110
MIN	150	maximální	minimální (slow)	3	57
MAX	-50	minimální	maximální(fast)	7	178



Obr 11: Závislost mezní frekvence na řídicím napětí V_{b2} pro typické hodnoty a dva nejhorší případy

Mezní frekvence se v závislosti na rozptylu parametrů mění v rozsahu $-48\%/+59\%$ (pro $V_{B2}=700\text{mV}$). Absolutně tak může být frekvence přeladěna s faktorem 21, po kompenzaci rozptylu může být zaručeno ladění pouze v rozsahu frekvencí 7kHz až 57kHz, tedy přeladění s faktorem 7. Vyššího faktoru přeladění je možné dosáhnout spínáním sítě kondenzátorů nebo MOSFET tranzistorů.

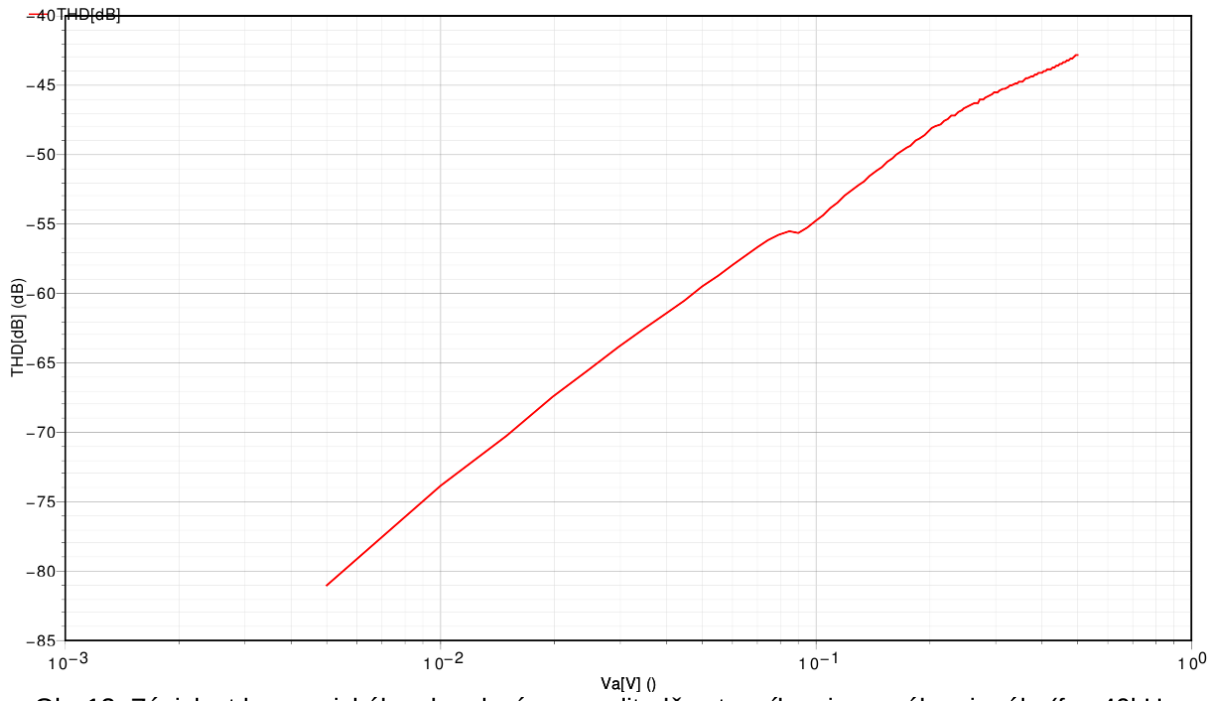
Vlastnosti filtru byly také ověřeny pomocí časové simulace pro vstupní sinusový signál s amplitudou 1V, při rozmítání frekvence f_{sin} a řídicího napětí V_{b2} . Tyto dva parametry byly rozmítány tak, aby pro dané řídicí napětí byla mezní frekvence filtru rovna frekvenci vstupního sinusového signálu. Parametry jednotlivých simulací spolu s výsledky jsou uvedeny v Tab 7. Harmonické zkreslení se pohybovalo okolo -46dB a rostlo spolu s kmitočtem mezním kmitočtem filtru.

Tab 7: Parametry spolu s výsledky jednotlivých běhů časové simulace

Běh	f_{sin} [kHz]	V_{bz} [mV]	THD[dB]	A[dB]
1	110	700	-44,4	-3,75
2	92	600	-45,6	-3,7
3	75	500	-46,1	-3,68
4	59	400	-46,6	-3,7
5	44	300	-46,6	-3,83
6	28	200	-47,4	-3,43
7	14	100	-47,7	-3,6
8	7	50	-48,1	-3,7

Harmonické zkreslení klesá spolu s poklesem amplitudy vstupního signálu (4.7), odvozená lineární závislost zkreslení byla potvrzena i simulací Obr 12. Se snižováním vstupní amplitudy dochází k poklesu odstupu signálu od šumu SNR. Vhodné amplitudy vstupního signálu je možné určit na základě šumové analýzy. Pokud předpokládáme že dominantním zdrojem je teplotní šum vstupních MOSFET tranzistorů pracujících v lineárním režimu, lze vypočítat výstupní šum pomocí vzorce (4.19). Tento výpočet je ale pouze orientační, přesnou hodnotu šumu lze určit simulací obvodu s reálným operačním zesilovačem, nebo modelem zesilovače který šum modeluje. Hodnota šumu, daná rovnicí (4.19), je nejmenší možnou hodnotou šumu, kterou lze pro danou hodnotu kapacity na výstupu filtru dosáhnout. Pro čtyřnásobnou hodnotu výstupního šumu než vypočtenou je nejvhodnější vstupní amplituda 50mV. Při této amplitudě je velikost SNR a THD stejná, -58dB, SNDR bude v tomto případě o 6dB vyšší jako THD, tedy -52dB. Filtr bude mít při této amplitudě největší odstup signálu od šumu a zkreslení SNDR a tím také nejvyšší dynamický rozsah.

$$v_{\text{š}(RMS)} = \sqrt{\frac{kT}{C_i}} = \sqrt{\frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{15 \cdot 10^{-12}}} = 16,6 \mu V (RMS) \quad (4.19)$$



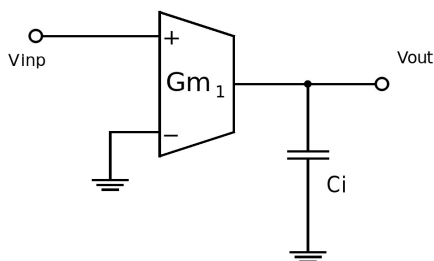
Obr 12: Závislost harmonického zkreslení na amplitudě vstupního sinusového signálu ($f_{\text{sin}}=40\text{kHz}$, $V_{b2}=400\text{mV}$)

5 G_m-C filtry

Tyto filtry používají namísto rezistoru transkonduktanční zesilovač. Konstantou úměrnosti mezi vstupním napětím a výstupním proudem tohoto zesilovače je transkonduktance G_m (5.1). Ta je obdobou vodivosti rezistoru.

$$i_{out} = G_m \cdot u_{dif} \quad (5.1)$$

Oproti zapojení s operačním zesilovačem (se single ended výstupem) umožňuje toto zapojení realizovat jak integrátorem s kladnou, tak se zápornou integrační konstantou pouhým prohozením vstupů zesilovače. Zapojení s kladnou integrační konstantou je znázorněno na Obr 13. Integrační konstanta je dána podílem transkonduktance zesilovače a hodnoty integrační kapacity, přenosová funkce je dána vztahem (5.2). První pól integrátoru se v případě proudového buzení nepohybuje spolu s frekvencí jednotkového přenosu integrátoru ω_{ti} , neplatí pro něj stejný vztah jako v případě zapojení s operačním zesilovačem $\omega_{p1} = \omega_{ti} / A_{DC}$. První pól leží na „konstantním“ kmitočtu daném rovnicí (5.3), kde r_{OUT} je výstupní dynamický odpor transkonduktančního zesilovače. Tento kmitočet musí být o jednu dekádu nižším než nejnižší mezní kmitočet filtru.



Obr 13: Single ended G_m -C integrátor s kladnou integrační konstantou

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{INP}(s)} = \frac{G_m}{sC_i} \quad (5.2)$$

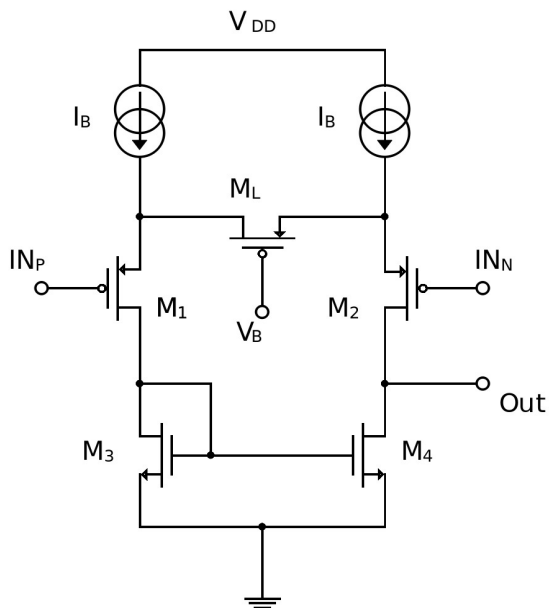
$$\omega_{PI} = \frac{1}{r_{out}C_i} \quad (5.3)$$

Transkonduktanční zesilovač (transkonduktor) musí mít oproti zesilovači OTA lineární závislost mezi vstupním napětím a výstupním proudem v širokém rozsahu vstupního napětí. Hodnota transkonduktance zesilovače musí být dobře kontrolovatelná a pokud možno přesně definovaná. Pro porovnání v případě zesilovače OTA se snažíme ve většině případů dosáhnout co největší transkonduktance.

Souhrn možných zapojení transkonduktorů lze nalézt například zde [1]. Zajetí CMOS transkonduktorů se dělí podle režimu, ve kterém pracuje tranzistor určující transkonduktanci celého zesilovače, na zapojení pracující v lineární a aktivní (saturační) režimu. Pro dosažení nižším mezních frekvencí filtru se zdá výhodnější použít zapojení pracující v lineárním režimu. Tyto využívají stejně jako MOSFET-C filtry lineárního režimu činnosti a tedy musí stejně jako tyto filtry linearizovat charakteristiku tranzistoru.

5.1 Zapojení transkonduktoru

Zapojení transkonduktoru pracujícího v lineárním režimu Obr 14 je obdobou zapojení diferenčního kvartetu. Tranzistory M_1 a M_2 pracují jako sledovače vstupních napětí, vstupní diferenční napětí se tak celé přeneso na tranzistor M_L . Tento tranzistor pracuje v lineárním režimu a přímo udává transkonduktanci celého zapojení (5.4), napětí V_{ICM} označuje vstupní souhlasné napětí transkonduktančního zesilovače. Mezní frekvence je nepřímo úměrná řídicímu napětí, rozsah ve kterém se toto napětí může pohybovat, je výrazně omezen, a proto ani možnosti přeladění nejsou veliké. Výrazného zlepšení lze dosáhnout křížením dvou zapojení, v tomto případě je hodnota efektivní transkonduktance úměrná rozdílu dvou řídicích napětí, čímž je dosaženo výrazného zlepšení přeladění. Technika linearizace MOS transkonduktorů je je popsána například zde [8].

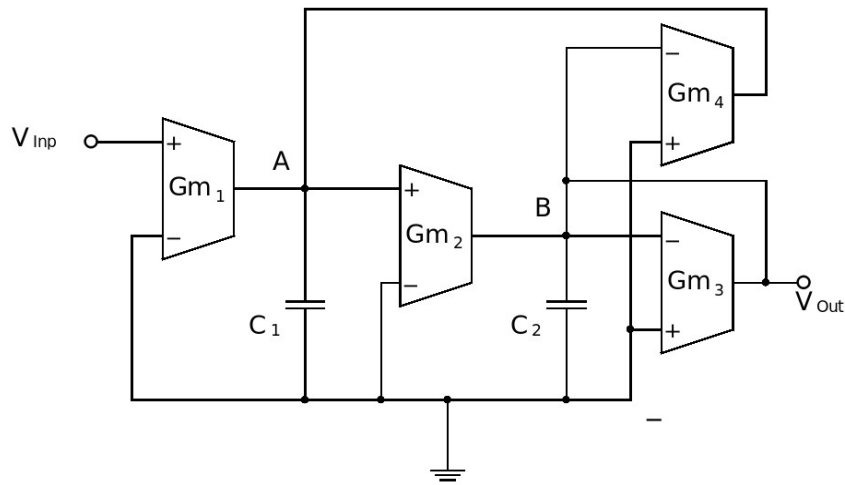


Obr 14: Zapojení transkonduktoru pracujícího v lineárním režimu

$$G_m = \frac{2 \mu C_{OX} W_{ML} (V_{ICM} - V_B)}{L} \quad (5.4)$$

5.2 Zapojení filtru

Zapojení použitého G_m -C filtru druhého řádu typu DP je principiálně shodné s blokovým schématem Obr 15. Další zapojení G_m -C (někdy označovaných jako OTA-C) filtrů lze nalézt například zde [9]. Proudové výstupy umožňují provádění sumace paralelním pospojováním výstupů. Výstupní proud transkonduktoru G_{m1} se v uzlu A odčítá popř. sčítá s výstupním proudem transkonduktoru G_{m4} , stejně tak jsou sčítány výstupní proudy transkonduktorů G_{m2} a G_{m3} v uzlu B. Integrovní kondenzátory C_1 a C_2 integrují sumy těchto dvou proudů. Zapojení filtru je možné zjednodušit, pokud jsou použity dvouvstupové transkonduktory, jedná se však pouze o principiální zjednodušení topologie.



Obr 15: G_m -C filtr druhého řádu typu DP

Přenosová funkce filtru je dána vztahem (5.5). Filtr v daném zapojení tedy neumožňuje realizaci nul přenosu a je možné s ním realizovat pouze filtry DP a HP. Pokud je vyžadována realizace nul, musí být do zapojení přidán další transkonduktor a kondenzátor.

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{G_{M2} G_{M1}}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{G_{M3}}{C_2} s + \frac{G_{M4} G_{M2}}{C_1 C_2}} \quad (5.5)$$

Návrh filtru je možné dále zjednodušit substitucí $G_{Mi}=G_{M4}=G_{M2}$ a $C_i=C_1=C_2$. Základní parametry filtru lze pak vypočítat za pomoci vztahů (5.6), (5.7) a (5.8). Stejně jako v předchozím případě je možné poměrem stejných obvodových prvků nastavit zesílení k a kvalitu Q , a přeladováním všech transkonduktorů současně měnit mezní frekvenci filtru.

$$\omega_0 = \frac{G_{Mi}}{C_i} \quad (5.6)$$

$$Q = \frac{G_{Mi}}{G_{M3}} \quad (5.7)$$

$$k = \frac{G_{M1}}{G_{Mi}} \quad (5.8)$$

Hodnoty jednotlivých prvků filtru byly napočítány pro stejné parametry jako filtru MOSFET-C Tab 3, pro maximální možný rozdíl řídicích napětí. Spolu se snižováním rozdílu pak bude klesat efektivní hodnota transkonduktance a s tím i mezní frekvence filtru. Parametry jednotlivých transkonduktorů spolu s velikostí tranzistorů určujících transkonduk-

tanci jsou uvedeny v Tab 8. Parametry tranzistorů jsou stejné jako v případě MOSFET-C filtru a to i přesto, že velikost integračních kondenzátorů byla 30pF, tedy dvojnásobná. Velikost transkonduktance byla ale také dvojnásobná (5.4). Ve výsledku pak vycházejí stejné velikosti tranzistorů.

Tab 8: Transkonduktance jednotlivých zesilovačů spolu s velikostí tranzistorů

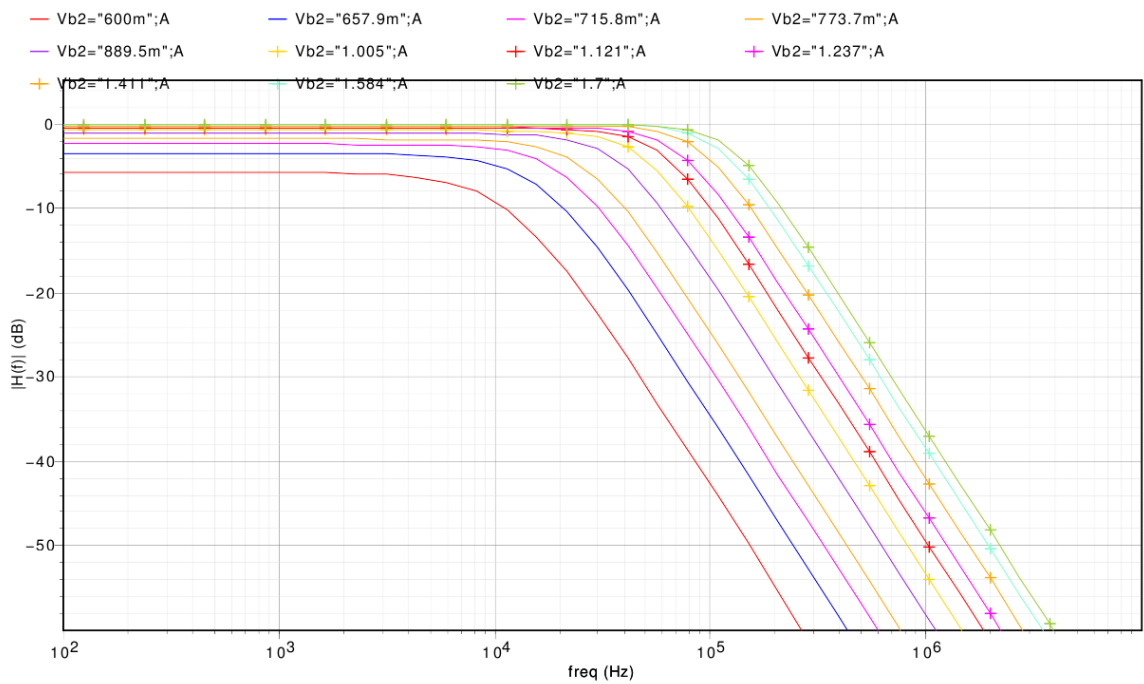
Transkonduktor	Gm [μ S]	W/L[-]	L[μ m]	W[μ m]
G ₁ , G ₂ , G ₄	22,6	0,5	10	5
G ₃	32	0,7	10	7

5.3 Výsledky simulace G_m-C filtru

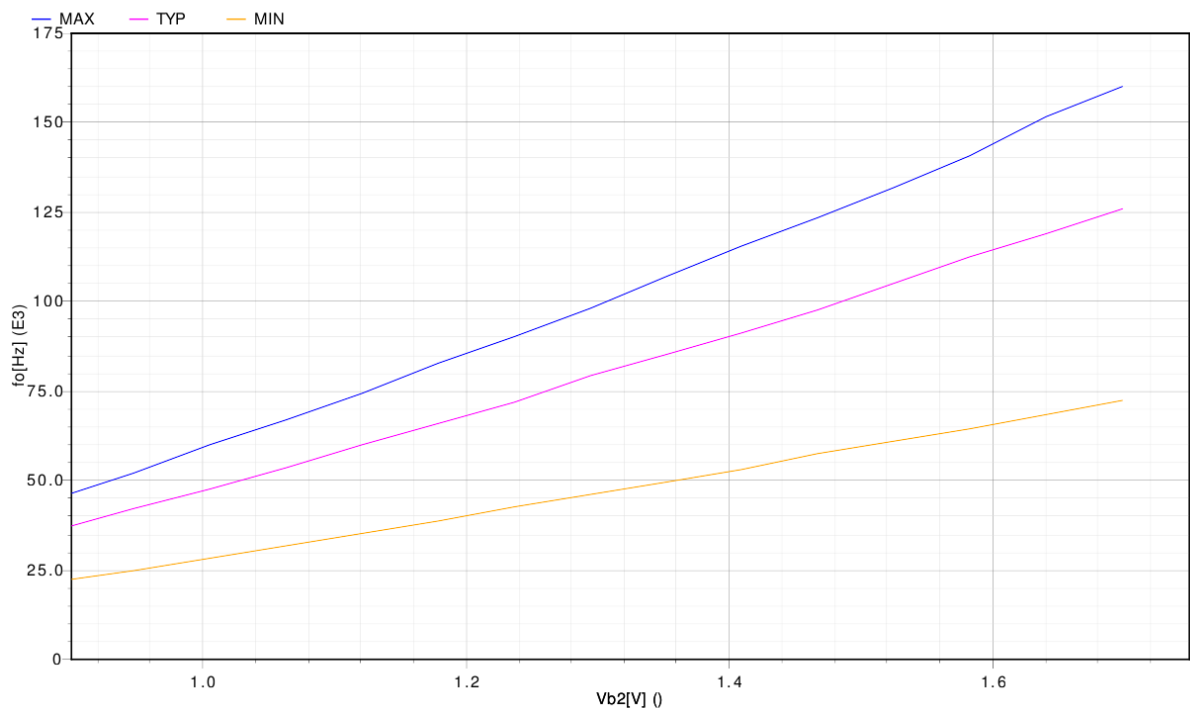
Pro účely ověření parametrů tohoto filtru byl navržen transkonduktor na tranzistorové úrovni, kompletní zapojení transkonduktoru je k práci přiloženo. Při simulaci byly ověřeny stejné parametry jak u filtru MOSFET-C.

Při přeladování filtru docházelo ke změně navrženého koeficientu základního přenosu k_0 a také kvality Q Obr 16. To bylo způsobeno rozvažováním vstupů transkonduktoru spolu se snižováním velikosti transkonduktance. Toto rozvažování pokrývalo systematický ofset zapojení. Pro eliminaci ofsetu se snižující se transkonduktancí musel zvyšovat rozdíl vstupních napětí, při čemž docházelo k rozladění zmíněných navržených parametrů filtru. Na úkor složitosti řízení je možné tento nedostatek eliminovat separátním řízením transkonduktoru G_{m1}.

Možnosti přeladění navrženého filtru byly simulovány pro rozsah řídicího napětí V_{b2} 900mV až 1,7V. Řídící napětí V_{B1} bylo připojeno na konstantní potenciál 500mV. Rozdíl řídicích napětí byl tedy krokovan od 400mV do 1,2V. Závislost mezní frekvence f_0 na řídicím napětí V_{b2} Obr 17 byla simulována pro typické hodnoty všech prvků při teplotě 27°C a také pro dva nejhorší případy, parametry všech běhů jsou uvedeny v Tab 9 spolu s mezními frekvencemi, které bylo možné při přeladění dosáhnout.



Obr 16: Modulová charakteristiky filtru G_m -C v závislosti na přeladění



Obr 17: Závislost mezní frekvence na řídicím napětí pro typické hodnoty prvků a dva nejhorší případy (cornry)

Tab 9: Vliv rozptylu parametrů na mezní frekvence filtru

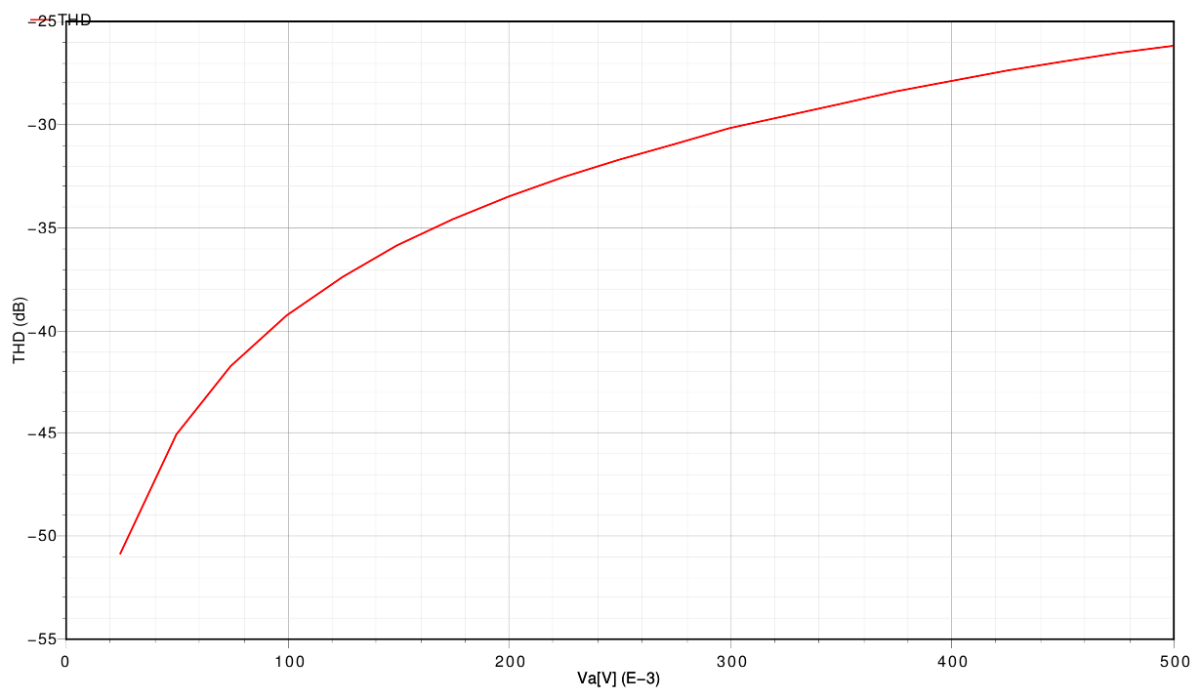
Průběh	Teplota [°C]	Parametr (corner) kapacity	Parametr (corner) MOSFET tranzistorů	f_{0_MIN} [kHz]	f_{0_MAX} [kHz]
TYP	27	typický	typický	37,5	125
MIN	150	maximální	minimální (slow)	22,5	72,5
MAX	-50	minimální	maximální (fast)	45	160

Mezní frekvence filtru se v závislosti na rozptylu parametrů mění v rozsahu -41%/+27% (pro $V_{B2}=1,4\text{mV}$). Absolutně tak může být frekvence přeladěna s faktorem 2,2. Po kompenzaci rozptylu je zaručeno ladění ve frekvenčním rozsahu 45kHz až 72,5kHz, to odpovídá možnosti ladění s faktorem 0,6. Možnosti přeladění tohoto filtru jsou tak výrazně nižší než u filtru MOSFET-C.

Vlastnosti filtru byly také ověřeny pomocí časové simulace pro vstupní sinusový signál s amplitudou 500mV. Nižší amplituda je dána single ended zapojením filtru. Frekvence vstupního signálu f_{sin} a řídicí napětí V_{b2} byly při simulaci rozmítány tak, aby pro dané řídicí napětí byla mezní frekvence filtru rovna frekvenci vstupního sinusového signálu. Parametry jednotlivých simulací spolu s výsledky jsou uvedeny v Tab 10. Harmonické zkreslení se pohybovalo okolo -28 a rostlo spolu s kmitočtem mezního kmitočtu filtru. Harmonické zkreslení signálu bylo také výrazně vyšší než v případě MOSFET-C filtru. To bylo způsobeno single ended zapojením G_m -C filtru. Harmonické zkreslení způsobené druhou mocninou složkou tak nebylo zapojením eliminováno. S plně diferenčním zapojením lze očekávat stejných hodnot zkreslení jako v případě MOSFET-C filtru. Velikost harmonického zkreslení klesá lineárně spolu s velikostí vstupní amplitudy Obr 18. Pro všechny amplitudy je zkreslení o 20dB horší než zkreslení MOSFET-C filtru.

Tab 10: Parametry jednotlivých běhů časové simulace G_m -C filtru spolu s výsledky

Běh	f_{sin} [kHz]	V_{b2} [V]	THD [dB]	A [dB]
1	125	1,7	-24,3	-2,4
2	115	1,6	-25	-3
3	102	1,5	-25,8	-4
4	90	1,4	-26	-5,1
5	80	1,3	-28	-6,7
6	63	1,2	-30	-8,8
7	57	1,1	-32	-11,3
8	47	1	-34	-14,3

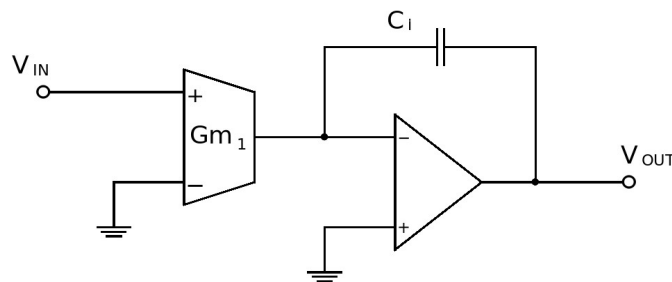


Obr 18: Závislost harmonického zkreslení filtru v závislosti na amplitudě vstupního signálu

6 G_m-C OpAmp filtr

Další realizovanou strukturou filtru je filtr topologie G_m-C OpAmp. Tato struktura odstraňuje nedostatky topologie G_m-C. Tato struktura například snižuje požadavky na velikost výstupního dynamického odporu transkonduktoru a také omezuje vliv parazitních kapacit, připojených do uzlu s integrační kapacitou, na hodnotu mezního kmitočtu. Zapojení integrátoru v této topologii je zobrazeno na Obr 19. Parazitní kapacity připojené v invertujícím uzlu zesilovače jsou virtuálně uzemněny a tím pádem eliminovány, parazitní kapacity na výstupu operačního zesilovače jsou napětově buzeny a jejich vliv na mezní kmitočet filtru se také neuplatní. Parazitní kapacity bývají zpravidla nelineární, harmonické zkreslení filtru se tak díky jejich eliminaci zlepšuje. Frekvence jednotkového přenosu integrátoru v této topologii je dána stejným vztahem jako integrátoru G_m-C, přenos integrátoru je dán rovnicí (6.1). Integrátor je invertující při zapojení vstupu na neinvertující vstupní svorku transkondukčního zesilovače.

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{INP}(s)} = -\frac{G_m}{sC_i} \quad (6.1)$$

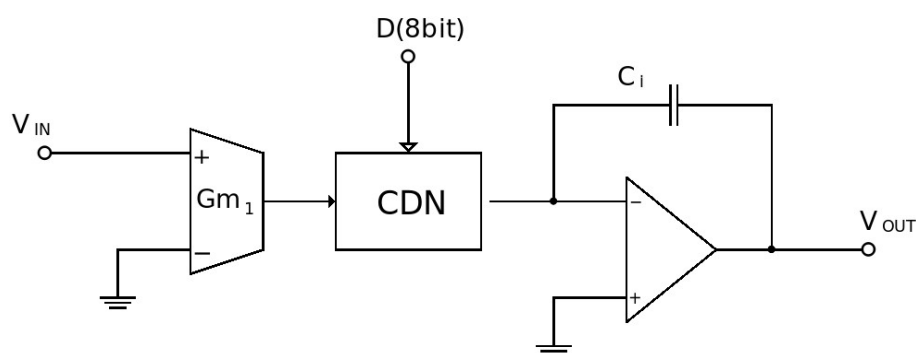


Obr 19: Zapojení bloku integrátoru v topologii G_m-C OpAmp

6.1 Přeladění filtru G_m-C OpAmp

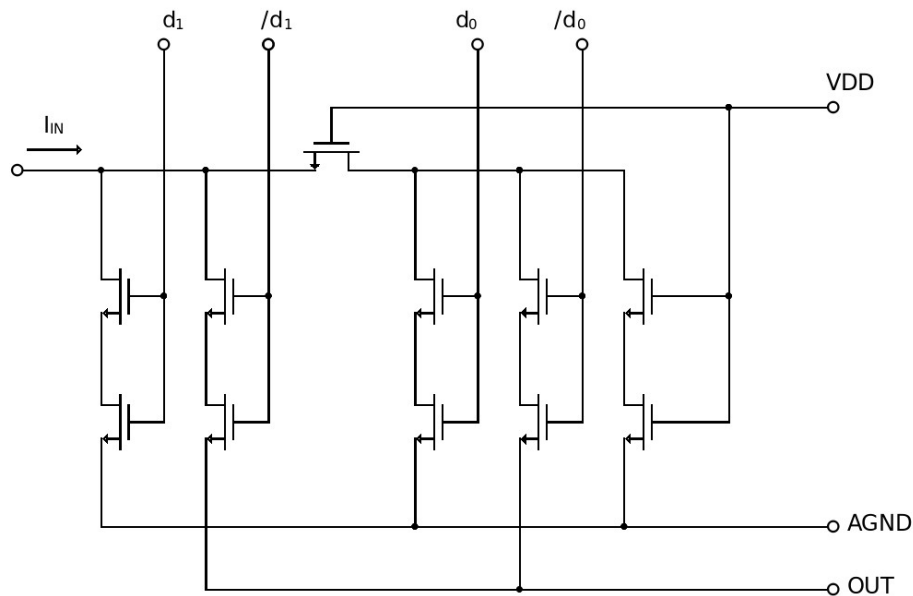
Principiálně je možné ladit filtr změnou transkonduktance zesilovače pomocí rozdílu řídicích napětí, stejně jako u filtrů G_m-C. Tento způsob se však neosvědčil, byl proto

vyzkoušen jiný způsob přeladění. Tento způsob spočívá v přesném digitálně řízeném dělení výstupního proudu transkonduktoru. Princip dělení proudu ve struktuře MOSFET tranzistorů je popsán zde [10]. Proudový dělicí blok je postaven z NMOS tranzistorů a je obdobou R-2R proudového D/A převodníku. Zapojení kompletního 8-bitového můstku je k práci přiloženo. Proudový dělicí blok je vložen mezi výstup transkonduktoru a vstup operačního zesilovače Obr 20.



Obr 20: Integrátor Gm-C OpAmp s vloženým blokem dělení proudu

Zapojení dvoubitového děliče proudu z NMOS tranzistorů je zobrazeno na Obr 21. Velikost všech tranzistorů je stejná. Sériové spojení dvou tranzistorů má dvakrát větší odpor a představuje v můstku odpor 2R. Struktura je tak tvořena 2R-R děličem kde 2R člen je připojen do země nebo na výstupní terminál OUT v závislosti na digitálním vstupní slově. Vstupní proud je mezi každou dvojicí 2R-R dvakrát podělen, každý nižší digitální bit má tedy dvakrát nižší váhu na dělení vstupního proudu. Přesné dělení proudu nastane pouze pokud jsou napětí na terminálech AGND a OUT stejná. Pokud tomu tak není bude mít výstupní proud ofset. Výstupní proud je přiveden na invertující vstup operačního zesilovače a dále integrován na kondenzátoru. Zpětnovazební smyčkou filtru se hodnota vykompenzuje proudový ofset na úkor rozvážení vstupu transkondukčního zesilovače. Toto rozvážení je tím větší čím větší je dělicí poměr proudu. Rozdíl napětí AGND a OUT je v zapojení přímo dán vstupním ofsetem použitého operačního zesilovače. Pro dosažení vysokého přeladění (vysokého dělicího poměru) je tak potřeba použít operační zesilovač s nízkým ofsetem.



Obr 21: Zapojení dvoubitového děliče proudu

Digitální dělení umožňuje přesunout požadavky na přeladění z transkonduktoru na přesný digitálně řízený prvek. Transkonduktor tak nemusí být přeladitelný a je možno namísto nelineárních MOSFET tranzistorů, použít rezistor s daleko vyšší linearitou. Pro určení hodnoty transkonduktance byl použit HIPO (High Ohmic Polycrystalline) rezistor, rozptyl parametrů odporu tohoto rezistoru je $\pm 20\%$ Tab 1. Tento rozptyl je menší než rozptyl parametrů MOSFET tranzistoru a tak i rozptyl transkonduktance daného zesilovače bude menší. Transkonduktor s HIPO rezistorem bude mít vysoce lineární závislost parametru G_m na vstupním napětí ve velkém rozsahu rozdílového vstupního napětí. Velikost vstupního offsetového napětí tak může být poměrně vysoká.

6.2 Návrh filtru G_m -C OpAmp

Zapojení filtru vychází z blokového diagramu Obr 1, kompletní zapojení je k práci přiloženo. Integrátor G_m -C OpAmp je invertující při zapojení vstupu na neinvertující vstup G_m stupně. Znaménka zpětných vazeb blokového schématu se musí příslušně změnit, tak aby byly obě zpětné vazby záporné.

Velikost transkonduktance zesilovače byla napočítána pro jednotkový přenos integrátoru na kmitočtu 120kHz při velikosti integrační kapacity 30pF. Velikost odporu transkonduktoru lze vypočítat pomocí vztahu (6.2). Vypočtená hodnota odpovídá 44,2 čtvercům HIPO odporu, při odporu 2kΩ na čtverec HIPO odporu. Buňka transkonduktoru byla navržena kompletně na tranzistorové úrovni, její schéma je taktéž k práci přiloženo.

$$R = \frac{2}{\omega_i C_i} = 88,4 \text{ k}\Omega \quad (6.2)$$

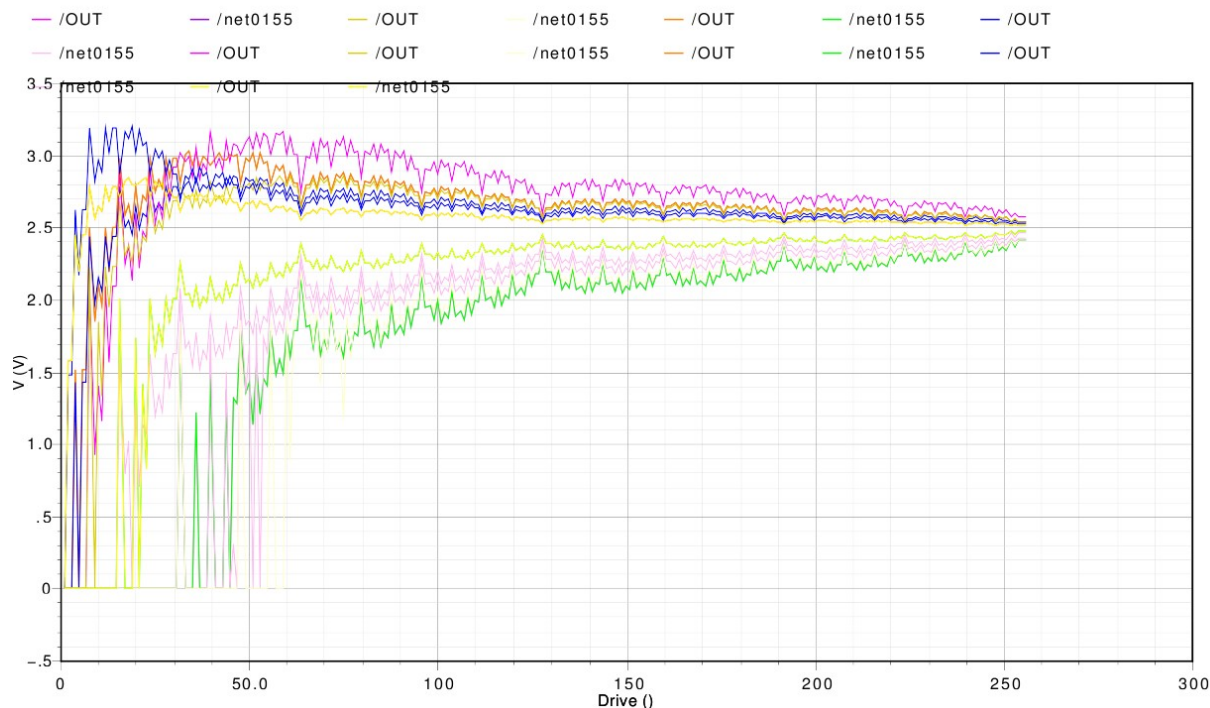
Operační zesilovač byl modelován pomocí řízených zdrojů s parametry uvedenými v tabulce Tab 11. Ofset operačního zesilovače byl modelován z důvodů simulace vstupního rozvážení transkonduktorů.. Vlastnosti navrženého filtru byly dále ověřeny simulací, simulační schéma je k práci přiloženo.

Tab 11: Parametry operačního zesilovače

Parametr	Hodnota
A ₀ [dB]	100
f _T [MHz]	10
R _{OUT} [Ω]	200
f _P [MHz]	10
V _{of} [mV]	1

6.3 Výsledky simulace G_m-C OpAmp filtru

Simulací byl nejprve stanoven vliv ofsetu operačního zesilovače na rozvážení vstupů transkonduktivních zesilovačů. Tento vliv byl simulován aby mohl být určen rozsah digitálního slova, který je možné při přeladění použít. Simulace proběhla pro rohové parametry (nejhorší možné parametry) všech prvků, které se na velikosti rozvážení podíleli a to včetně teploty v rozsahu -50°C až 150°C. Pro rozvážení ±500mV může být minimální vstupní slovo přibližně 100. S tímto rozvážením může transkonduktor ještě spolehlivě pracovat se vstupním signálem o amplitudě 500mV. Pro nižší hodnoty řídicího slova je vstupní rozladění příliš vysoké a může také dojít k tomu, že smyčka dále není schopná udržet pracovní bod zesilovače.

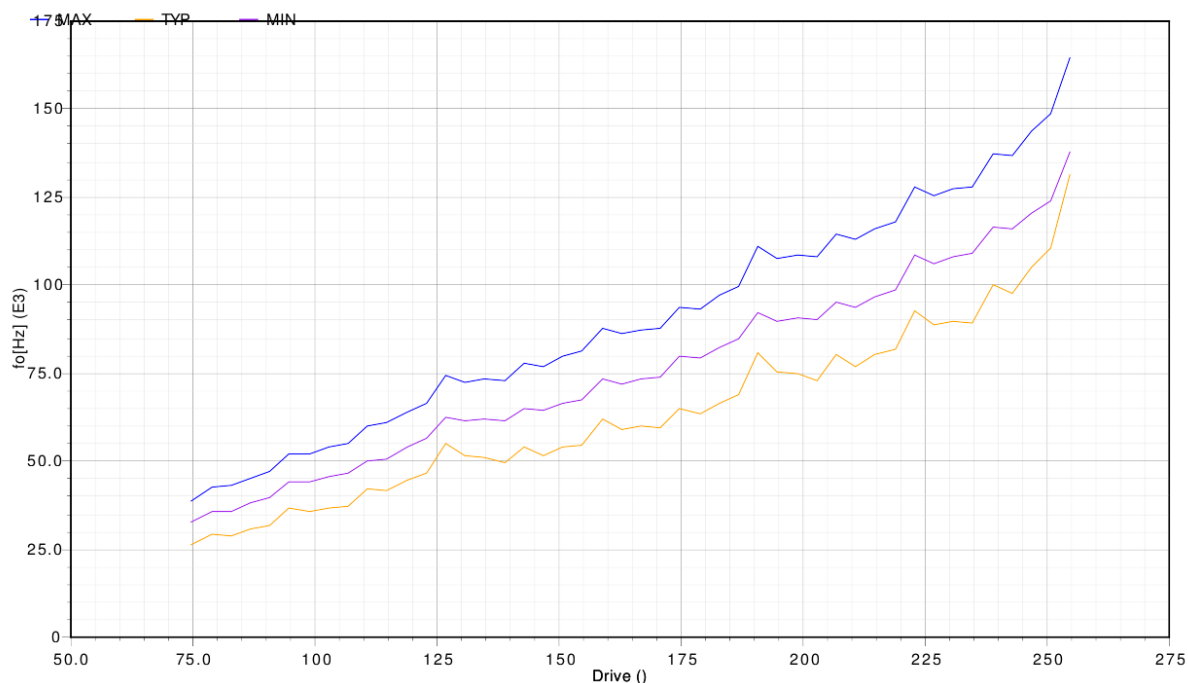


Obr 22: Výsledky corner simulace rozvážení vstupního napětí transkonduktorů

Pro rozsah řídicího slova od 75 do 255 byla dále simulována možnost přeladění pro typické hodnoty a dva nejhorší případy, ty jsou v tomto případě dané hodnotou odporů, kapacit a teplotou. Teplotní součinitel odporu HIPO rezistoru je kladný, nejhorší případy tedy nastanou pro kombinaci maximální teplota, maximální odpor na čtverec, minimální kapacita a obráceně. Teplotní součinitel kapacity je zanedbatelný, není ho tedy třeba brát v potaz při nastavení nejhorších případů simulace.

Závislosti mezní frekvence filtrů na řídicím slovu je zobrazena na Obr 23. Charakteristika je nemonotonní, což je způsobem rozladěním vstupů transkonduktoru. Nemonotonní závislost reálného filtru se dá ale očekávat jelikož dělicí síť je postavená na R-2R převodníku, který bývá zpravidla pro vyšší počet bitů nemonotónní. Částečně lze nemonotonnost odstranit precizním sesouhlasením dělicí sítě, to by při stejné velikosti všech NMOS tranzistorů neměl být problém. Nejhorší výsledky simulací spolu s jejich nastavením jsou shrnuty v Tab 13. Pro typické hodnoty parametrů bylo možné mezní frekvenci daného filtru přeladit násobkem 4,2

Rozptyl zemní frekvence byl oproti ostatním topologiím menší, pro řídicí slovo 175 byl rozptyl $\pm 37,5\%$.



Tab 12:
Obr 23: Zavislost mezní frekvence filtru na řídicím digitálním slovu

Tab 13: Vliv rozptylu parametrů součástek na mezní frekvenci Gm-C OpAmp filtru

Průběh	Teplota [°C]	Parametr (corner) kapacity	Parametr (corner) HIPO rezistoru	f_{0_MIN} [kHz]	f_{0_MAX} [kHz]
TYP	27	typický	typický	32,5	135
MIN	-50	minimální	minimální	25	130
MAX	150	maximální	maximální	38	165

Harmonické zkreslení G_m -C OpAmp filtru se pohybovalo okolo -38dB, výsledky jednotlivých běhů časové simulace spolu s parametry jsou shrnuty v Tab 14.

Tab 14: Harmonické zkreslení G_m-C OpAmp filtru

Běh	f _{sin} [kHz]	D [-]	THD [dB]
1	130	255	-37,2
2	80	200	-41
3	65	150	-38,7
4	45	100	-37,6

7 Závěr

V práci byly porovnány tři topologie aktivních CT filtrů, a to topologie MOSFET-C, G_m -C a G_m -C OpAmp. U jednotlivých topologií byla zkoumána především možnost přeladění mezní frekvence filtru. Kromě toho bylo také snahou udržet u všech zapojení vysoký rozkmit vstupního napětí bez vysokého harmonického zkreslení procházejícího signálu, a to za účelem dosažení vysokého dynamického rozsahu filtru, který je shora omezen maximálním signálem, který je možno obvodem zpracovávat.

V případě topologie MOSFET-C byla použita technika linearizace tranzistoru využívající plně diferenčního zapojení operačního zesilovače. Díky technice linearizace dosáhla tato struktura nejnižšího harmonického zkreslení. Pro vstupní sinusový signál s amplitudou 1V bylo harmonické zkreslení menší než -44dB v celém rozsahu mezních frekvencí filtru. Možnosti přeladění mezní frekvence této struktury jsou také výrazně vyšší, a to díky křížnému zapojení vstupních tranzistorů.

Topologie G_m -C dosahovala nejhorších výsledků, a to jak z hlediska přeladění mezní frekvence, tak z hlediska velikosti harmonického zkreslení signálu. Mezní frekvenci bylo možné přeladit pouze 2,2-krát, což bylo dostačující pro donastavení mezní frekvence po výrobě, ale nikoli na přeladování filtru. Harmonické zkreslení této topologie bylo také výrazně vyšší, a to -24dB. Horší vlastnosti této topologie byly způsobeny především neplně-diferenčním zapojením filtru. Technika linearizace MOSFET tranzistoru nemohla být v této struktuře implementována. S plně diferenčním zapojením se dají předpokládat vlastnosti podobné vlastnostem MOSFET-C topologie. Technika linearizace v plně diferenčním zapojení G_m -C filtru je založena na stejném principu, jako ta, která byla využita u filtru MOSFET-C.

Poslední realizovaný filtr byl topologie G_m -C OpAmp s vloženým blokem digitálně řízeného 8-bitového děliče proudu. Mezní frekvenci tohoto filtru bylo možné přeladit s faktorem 4,2. Harmonické zkreslení vstupního signálu s amplitudou 500mV bylo v nejhorším případě -38dB v celém rozsahu přeladění. Možnosti přeladění tohoto filtru byly omezeny především ofsetem operačního zesilovače a to i přesto, že byl použit zesilovač s poměrně malým ofsetem 1mV. V daném zapojení tak není možné využít plného rozsahu digitálního

řídícího slova. Tato topologie je vhodná pouze v případě ladění mezní frekvence z digitálního bloku daného systému. Předchozí dvě topologie umožňují ladění bez použití digitálního bloku, Zpravidla ale potřebují pro svoji činnost alespoň referenční hodinový signál.

Poznatky práce by měly být použity při realizaci rekonstrukčního filtru pro Σ - Δ D/A převodník, jenž má sloužit pro generování sinusového signálu s nastavitelnou frekvencí. Rekonstrukční filtr má být přeladován tak, aby co nejlépe filtroval kvantizační šum na výstupu modulátoru. Harmonické zkreslení a šum výstupního signálu by měly být lepší jako -40dB. Z realizovaných zapojení vyhovuje těmto požadavkům pouze topologie MOSFET-C.

8 Seznam použité literatury

- [1] Dabvis J., Ken M., *Analog integrated circuit design*, 1997
- [2] Y. Tsvividis, *Integrated Continuous-Time Filter Design*, 1994
- [3] Hájek K., Sedláček J., *Kmitočtové filtry*, 2002
- [4] Schmid H., Moschytz G., *Tunable CCII-MOSFET-C filter biquads for video frequencies*, 1997
- [5] Y. Tsvividis, M. Banu, *Continuous-time MOSFET-C filters in VLSI*, 1986
- [6] Y. Tsvividis, M. Banu, *Fully integrated active RC filters*, 1983
- [7] , *Fully integrated active RC filters in MOS technology*, 1983
- [8] Ko-Chi Kuo, Leuciuc A., *A Linear MOS Transconductor Using Source Degeneration and Adaptive Biasing*, 2001
- [9] Sánchez-Sinencio E., Randall L., *Generation of Continuous-Time Two Integrator Loop OTA Filter Structures*, 1988
- [10] Bult K., Geelen J., *An inherently linear compact MOST-Only Current Division Technique*, 1992

9 Seznam příloh

Příloha 1 – Zapojení MOSFET-C filtru

Příloha 2 – Křížené zapojení vstupů plně diferenčního operačního zesilovače

Příloha 3 – Zapojení G_m -C filtru

Příloha 4 – Zapojení transkonduktoru

Příloha 5 – Zapojení G_m -C OpAmp filtru

Příloha 6 – Zapojení proudové dělicí sítě

10 Seznam zkratek

symbol	popis	jednotka
μ_0	mobilita náboje	cm^2/Vs
A_{DC}	stejnoseměrné zesílení	dB
C_i	integrační kapacita	F
C_{OX}	normalizovaná kapacita oxidu MOSFET tranzistoru	F/m^2
CT	označení filtru pracujícího spojitě v čase (Continuous Time)	
f_0	mezní kmitočet filtru	Hz
f_T	tranzitní kmitočet operačního zesilovače	Hz
G_m	transkonduktanční parametr zesilovače	A/V
$H(s)$	komplexní funkce přenosu napětí	
k	Boltzmannova konstanta	J/K
k_0	koeficient základního přenosu filtru v propustném pásmu	-
K_N	transkonduktavční faktor tranzistoru NMOS	A/V^2
K_P	transkonduktavční faktor tranzistoru PMOS	A/V^2
L	délka tranzistoru	m
Q	činitel jakosti, kvalita	-
R_{\square}	odpor na čtverec	Ω
r_{DS}	odpor mezi terminály drain-source	Ω
s	komplexní kmitočet	-
T	absolutní teplota	K
THD	totální harmonické zkreslení signálu	dB
V_{BS}	napětí bulk-source	V
V_{DS}	napětí drain-source	V
V_{DSAT}	saturační napětí drain-source	V
V_{GS}	napětí gate-source	V
V_{OD}	efektivní napětí gate-source (overdrive voltage)	V
V_{th}	prahové napětí tranzistoru	V
W	šířka tranzistoru	m
ω	úhlový kmitočet	rad/s
ω_0	mezní úhlový kmitočet filtru	rad/s
ω_p	úhlový kmitočet pólu	rad/s
ω_{TI}	úhlový kmitočet jednotkového přenosu integrátoru	rad/s

11 Seznam obrázků

Obr 1: Blokový diagram obecného filtru druhého řádu.....	11
Obr 2: Modulová a fázová charakteristika ideálního a reálného integrátoru.....	12
Obr 3: Blokové schéma principu potlačení nelinearit plně diferenčního zapojení.....	14
Obr 4: MOSFET-C integrátor.....	15
Obr 5: RC integrátor.....	15
Obr 6: Harmonické zkreslení PMOS tranzistoru v závislosti na amplitudě napětí V_a ($V_{BS}=2,5V$; $W=5\mu m$; $L=9\mu m$; $f=100kHz$; $V_b=[0V, 200mV, 400mV]$).....	17
Obr 7: NMOS tranzistor.....	18
Obr 8: Plně diferenční MOSFET-C integrátor.....	19
Obr 9: Plně diferenční integrátor s křížením.....	20
Obr 10: Ekvivalentní půl-obvod filtru filtru 2.řádu.....	22
Obr 11: Závislost mezní frekvence na řídicím napětí V_{b2} pro typické hodnoty a dva nejhorší případy.....	25
Obr 12: Závislost harmonického zkreslení na amplitudě vstupního sinusového signálu ($f_{sin}=40kHz$, $V_{b2}=400mV$).....	27
Obr 13: Single ended Gm-C integrátor s kladnou integrační konstantou.....	28
Obr 14: Zapojení transkonduktoru pracujícího v lineárním režimu.....	30
Obr 15: Gm-C filtr druhého řádu typu DP.....	31
Obr 16: Modulová charakteristiky filtru Gm-C v závislosti na přeladění.....	33
Obr 17: Závislost mezní frekvence na řídicím napětí pro typické hodnoty prvků a dva nejhorší případy (cornry).....	33
Obr 18: Závislost harmonického zkreslení filtru v závislosti na amplitudě vstupního signálu.....	35
Obr 19: Zapojení bloku integrátoru v topologii Gm-C OpAmp.....	36
Obr 20: Integrátor Gm-C OpAmp s vloženým blokem dělení proudu.....	37
Obr 21: Zapojení dvoubitového děliče proudu.....	38
Obr 22: Výsledky corner simulace rozvážení vstupního napětí transkonduktorů.....	40
Obr 23: Závislost mezní frekvence filtru na řídicím digitálním slovu.....	41

12 Seznam tabulek

Tab 1: Rozptyl parametrů vybraných prvků technologie CMOS07.....	5
Tab 2: Možný rozsah napětí V_b a VOD tranzistoru NMOS a PMOS.....	21
Tab 3: Parametry vzorového filtru.....	23
Tab 4: Parametry tranzistorů navrženého MOSFET-C filtru.....	23
Tab 5: Parametry modelu plně diferenčního zesilovače.....	24
Tab 6: Vliv rozptylu parametrů na mezní frekvence filtru.....	24
Tab 7: Parametry spolu s výsledky jednotlivých běhů časové simulace.....	26
Tab 8: Transkonduktance jednotlivých zesilovačů spolu s velikostí tranzistorů.....	32
Tab 9: Vliv rozptylu parametrů na mezní frekvence filtru.....	34
Tab 10: Parametry jednotlivých běhů časové simulace Gm-C filtru spolu s výsledky.....	35
Tab 11: Parametry operačního zesilovače.....	39
Tab 12:	41
Tab 13: Vliv rozptylu parametrů součástek na mezní frekvenci Gm-C OpAmp filtru.....	41
Tab 14: Harmonické zkreslení Gm-C OpAmp filtru.....	42