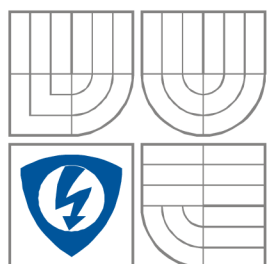


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

Přímá realizace přenosové funkce obvody s moderními funkčními bloky

Direct realization of the transfer function using modern functional blocks

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

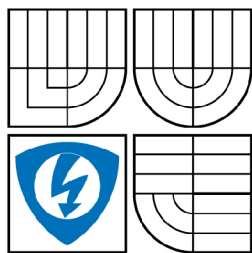
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Jiří Vyskočil

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Jiří Vyskočil

ID: 98544

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Přímá realizace přenosové funkce obvodu s moderními funkčními bloky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem realizace libovolné přenosové funkce n -tého řádu obvodu ARC s více smyčkami zpětné vazby (MLF) a s moderními komerčně dostupnými funkčními bloky, které by se daly v těchto obvodech vhodně použít. Navrhněte zapojení několika struktur MLF 6. řádu, pracující v napěťovém i proudovém módu, s různými funkčními bloky. Počítačovými experimenty ověřte činnost a základní vlastnosti těchto obvodů.

Navržená zapojení podrobně citlivostní a toleranční analýze. Vhodným modelováním a simulacemi na počítači prostudujte vliv parazitních jevů a reálných stavebních prvků. Alespoň v jednom zapojení navrhněte a simulacemi ověřte elektronické nastavování parametrů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DOSTÁL, T. Elektrické filtry. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.

[2] CHEN, W.K. The circuits and filters handbook. Boca Raton Florida: CRC Press, 2000.

[3] DOSTÁL, T. Filters with multi-loop feedback structure in current mode. Radioengineering, 2003, vol. 12, no. 3, p. 1-6.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práve 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Jiří Vyskočil
Bytem: Končinská 232, Litomyšl, 570 01
Narozen/a (datum a místo): 18. června 1985 v Litomyšli

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(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: Přímá realizace přenosové funkce obvodu s moderními funkčními bloky

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

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.

* hodící se zaškrtněte

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 tisni a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 5. června 2009

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Tématem mé bakalářské práce je přímá realizace přenosové funkce obvodu s moderními funkčními bloky. Jedná se o návrh multifunkčních kmitočtových filtrů. Výhodou přímé realizace přenosové funkce je např. snadná modifikace takového návrhu pomocí grafů signálových toků. Tento návrh lze použít pro obvody pracující v proudovém i napěťovém módu. Mým úkolem je navrhnout několik takových zapojení s užitím moderních prvků a funkčních bloků. Následně ověřím jejich funkci a základní vlastnosti, podrobím je citlivostní a toleranční analýze a prozkoumám vliv parazitních jevů a reálných stavebních prvků.

KLÍČOVÁ SLOVA

Analogové obvody, ARC filtry, proudový mód, napěťový mód, operační zesilovač, transkonduktanční operační zesilovač, struktury s více smyčkami zpětné vazby, přenosová funkce

ABSTRACT

The aim of my bachelor's thesis is a direct realization of the transfer function using modern functional blocks. It is a circuit design of multifunction frequency-selection filters. A merit of the direct realization of the transfer function is for example an easy modification of the circuit design using the signal flow graph. These circuit designs can work in current and voltage modes. My task is to design a few such designs using modern function blocks. Then I verify their function and basic characteristics, I make tolerance and sensitivity analyses and lastly I scrutinize effects of parasitic phenomena and real building components.

KEYWORDS

Analogue circuits, ARC filters, current mode, voltage mode, operational amplifier, transconductance operational amplifier, multi-loop feedback structures, transfer function

VYSKOČIL, J. *Přímá realizace přenosové funkce obvodu s moderními funkčními bloky*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 37s, 1 příloha.

Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Přímá realizace přenosové funkce obvodu s moderními funkčními bloky jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedeného semestrálního projektu dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu 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 5. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Tomáši Dostálovi, DrSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

Obsah

OBSAH	V
SEZNAM OBRÁZKŮ	VI
SEZNAM TABULEK	VII
1 ÚVOD	1
2 PŘÍMÁ REALIZACE PŘENOSOVÉ FUNKCE	3
2.1 PŘEDNOSTI PŘÍMÉ REALIZACE	3
2.2 PŘENOSOVÁ FUNKCE FILTRU N-TÉHO ŘÁDU.....	3
3 MODERNÍ FUNKČNÍ BLOKY A AKTIVNÍ PRVKY	4
3.1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI AKTIVNÍCH PRVKŮ A FUNKČNÍCH BLOKŮ	4
3.1.1 Operační zesilovač (operational amplifier - OA).....	4
3.1.2 Transkonduktanční operační zesilovač (operational transconductance amplifier - OTA).....	4
3.1.3 Proudový konvektor (current conveyor).....	5
3.1.4 Transimpedanční operační zesilovač.....	6
3.1.5 Nortonův operační zesilovač.....	6
3.2 INTEGRÁTORY A JEJICH REALIZACE S MODERNÍMI PRVKY	6
3.2.1 Úvod do problematiky.....	6
3.2.2 Integrátor s operačním zesilovačem	6
3.2.3 Integrátor s transkonduktančním zesilovačem (OTA-C).....	7
3.2.4 Integrátor s proudovým konvektorem.....	8
3.2.5 Integrátor s transimpedančním zesilovačem.....	9
4 KANONICKÉ STRUKTURY V PROUDOVÉM MÓDU	10
4.1 MODIFIKACE OBVODŮ S VÍCE SMYČKAMI ZPĚTNÉ VAZBY.....	10
5 STRUKTURA IFLF-ID V PROUDOVÉM MÓDU	12
5.1 NÁVRH A OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ	13
5.2 VLIVY REÁLNÝCH PARAMETRŮ AKTIVNÍHO PRVKU.....	18
5.2.1 Vliv vstupní impedance	18
5.2.2 Vliv výstupní impedance.....	19
5.3 CITLIVOSTNÍ A TOLERANČNÍ ANALÝZA	20
6 STRUKTURA FLF-OS V PROUDOVÉM MÓDU	21
6.1 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ.....	22
6.2 VLIVY REÁLNÝCH PARAMETRŮ AKTIVNÍHO PRVKU.....	24
6.3 TOLERANČNÍ A CITLIVOSTNÍ ANALÝZA	25
7 STRUKTURA IFLF-OS V PROUDOVÉM MÓDU	26
7.1 NÁVRH A OVĚŘENÍ ZÁKLADNÍCH VLASTNOSTÍ.....	26
8 STRUKTURA FLF-ID V PROUDOVÉM MÓDU	29
8.1 NÁVRH A OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ	30
9 FILTR PRACUJÍCÍ V NAPĚŤOVÉM MÓDU	32
9.1 NÁVRH A OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ	32
9.2 TOLERANČNÍ A CITLIVOSTNÍ ANALÝZA	35
10 ZÁVĚR	36
SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ	VII
SEZNAM NEJPOUŽÍVANĚJŠÍCH ZKRATEK	VIII
SEZNAM PŘÍLOH	IX

Seznam obrázků

OBR. 1: ZNAČKA TRANSKONDUKTORU OTA	4
OBR. 2: ZNAČKA TŘÍBRANOVÉHO PROUDOVÉHO KONVEJORU TYPU CCII+	5
OBR. 3: INVERTUJÍCÍ INTEGRÁTOR S OA TYPY MISO	7
OBR. 4: GRAF SIGNÁLOVÝCH TOKŮ KANONICKÉ STRUKTURY FLF – OS	7
OBR. 5: INTEGRÁTORY S OTA A) V PROUDOVÉM MÓDU, B) V NAPĚŤOVÉM MÓDU	8
OBR. 6: REALIZACE INTEGRÁTORŮ S PROUDOVÝM KONVEJOREM: A) NEINVERTUJÍCÍ V PROUDOVÉM MÓDU (CCII-), B) INVERTUJÍCÍ V NAPĚŤOVÉM MÓDU (CCII-), C) INVERTUJÍCÍ V PROUDOVÉM MÓDU (CCII+), D) NEINVERTUJÍCÍ V NAPĚŤOVÉM MÓDU (CCII+)	8
OBR. 7: NEINVERTUJÍCÍ (A) A INVERTUJÍCÍ (B) INTEGRÁTOR S CFA	9
OBR. 8: GRAFY SIGNÁLOVÝCH TOKŮ STRUKTURY FLF-ID N-TÉHO ŘÁDU, A) ZÁKLADNÍ TVAR, B) UPRAVENÝ TVAR [12]	11
OBR. 9: MODIFIKOVANÝ GRAF SIGNÁLOVÝCH TOKŮ KANONICKÉ STRUKTURY IFLF-ID 6. ŘÁDU	12
OBR. 10: OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ IFLF-ID S FIREMNÍM MAKROMODELEM LT 1228	15
OBR. 11: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA PÁSMOVÉ PROPUSTI STRUKTURY IFLF-ID 6. ŘÁDU S LT1228	16
OBR. 12: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA PÁSMOVÉ PROPUSTI STRUKTURY IFLF-ID 6. ŘÁDU S VCCS	17
OBR. 13: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA PÁSMOVÉ ZÁDRŽE STRUKTURY IFLF-ID 6. ŘÁDU S LT1228	17
OBR. 14: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA PÁSMOVÉ ZÁDRŽE STRUKTURY IFLF-ID 6. ŘÁDU S VCCS	17
OBR. 15: MODEL OTA SE VSTUPNÍ A VÝSTUPNÍ IMPEDANCÍ	18
OBR. 16: KROKOVÁNÍ DIFERENČNÍHO ODPORU R_{IN} PRO DOLNÍ PROPUST STRUKTURY IFLF-ID 6.ŘÁDU	19
OBR. 17: KROKOVÁNÍ PARAMETRU C_{OUT} PRO HORNÍ PROPUST STRUKTURY IFLF-ID 6.ŘÁDU	19
OBR. 18: UKÁZKA CITLIVOSTI MEZNÍHO KMITOČTU NA UVAŽOVANÉ PARAMETRY DP STRUKTURY IFLF-ID	20
OBR. 19: REALIZACE INTEGRÁTORU S TŘEMI VÝSTUPY POMOCÍ TŘÍ OTA	21
OBR. 20: GRAF SIGNÁLOVÝCH TOKŮ KANONICKÉ STRUKTURY FLF-OS 6. ŘÁDU	22
OBR. 21: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA DOLNÍ PROPUSTI STRUKTURY FLF-OS 6. ŘÁDU S VCCS	23
OBR. 22: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA DOLNÍ PROPUSTI STRUKTURY FLF-OS 6. ŘÁDU S LT1228	23
OBR. 23: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA PÁSMOVÉ PROPUSTI STRUKTURY FLF-OS 6. ŘÁDU S VCCS	24
OBR. 24: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA PÁSMOVÉ PROPUSTI STRUKTURY FLF-OS 6. ŘÁDU S LT1228	24
OBR. 25: KROKOVÁNÍ PARAMETRU R_{IN} PRO PÁSMOVOU PROPUST STRUKTURY FLF-OS 6.ŘÁDU	25
OBR. 26: KROKOVÁNÍ PARAMETRU C_{IN} PRO PÁSMOVOU PROPUST STRUKTURY FLF-OS 6.ŘÁDU	25
OBR. 27: UKÁZKA CITLIVOST MEZNÍHO KMITOČTU NA UVAŽOVANÉ PARAMETRY DP STRUKTURY FLF-OS	25
OBR. 29: GRAF SIGNÁLOVÝCH TOKŮ KANONICKÉ STRUKTURY IFLF-OS 6. ŘÁDU	26
OBR. 30: VNITŘNÍ STRUKTURA TŘÍBRANOVÉHO KONVEJORU CCII- [11]	28
OBR. 31: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA DOLNÍ PROPUSTI STRUKTURY IFLF-OS 6. ŘÁDU S CCII-	29
OBR. 32: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA HORNÍ PROPUSTI STRUKTURY IFLF-OS 6. ŘÁDU S CCII-	29
OBR. 33: MODIFIKOVANÝ GRAF SIGNÁLOVÝCH TOKŮ KANONICKÉ STRUKTURY FLF-ID 6. ŘÁDU	30
OBR. 34: SCHÉMATICKÁ ZNAČKA MAX435	31
OBR. 35: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA DOLNÍ PROPUSTI STRUKTURY FLF-ID 6. ŘÁDU S MAX435	31
OBR. 36: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA HORNÍ PROPUSTI STRUKTURY FLF-ID 6. ŘÁDU S MAX435	31
OBR. 37: GRAF SIGNÁLOVÝCH TOKŮ UPRAVENÉ KANONICKÉ STRUKTURY FLF-OS 6. ŘÁDU	32
OBR. 38: ZJEDNODUŠENÁ STRUKTURA FLF S TRANSIMPEDANČNÍMI OPERAČNÍMI ZESILOVAČI	34
OBR. 39: MODEL TRANSIMPEDANČNÍHO OPERAČNÍHO ZESILOVAČE PODLE AD844	34
OBR. 40: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA DOLNÍ PROPUSTI STRUKTURY FLF 6. ŘÁDU S MODELEM AD844	34
OBR. 41: MODULOVÁ KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA HORNÍ PROPUSTI STRUKTURY FLF 6. ŘÁDU S MODELEM AD844	35

Seznam tabulek

TAB. 1: PŘENOSOVÉ FUNKCE OBVODOVÉ REALIZACE IFLF-ID 6. ŘÁDU.....	15
TAB. 2: CITLIVOST MEZNÍ/STŘEDNÍ FREKVENCE NA ZMĚNY HODNOT KONDENZÁTORŮ C_1 AŽ C_6	20
TAB. 3: CITLIVOST MEZNÍ/STŘEDNÍ FREKVENCE NA ZMĚNY HODNOT TRANSKONDUKTANCÍ.....	20
TAB. 4: PŘENOSOVÉ FUNKCE OBVODOVÉ REALIZACE FLF-OS 6. ŘÁDU	22
TAB. 5: PŘENOSOVÉ FUNKCE OBVODOVÉ REALIZACE IFLF-OS 6. ŘÁDU.....	28
TAB. 6: PŘENOSOVÉ FUNKCE OBVODOVÉ REALIZACE FLF-ID 6. ŘÁDU.....	30
TAB. 7: PŘENOSOVÉ FUNKCE OBVODOVÉ REALIZACE IFLF-OS 6. ŘÁDU.....	33

1 Úvod

Tato bakalářská práce se zabývá principem a možnostmi přímé realizace přenosové funkce 6. řádu obvodu ARC s více smyčkami zpětné vazby. V těchto filtrech bude užito moderních funkčních bloků, které jsou vhodné pro užití v těchto obvodech. Cílem této práce je navrhnout několik takovýchto struktur 6. řádu, které budou pracovat jak v napěťovém, tak i v proudovém módu. Počítačovými experimenty se následně ověří činnost a základní vlastnosti těchto obvodů. Je zde vypracována základní rešerše, která dává příkladem několik moderních komerčně dostupných aktivních prvků, které lze v těchto zapojeních použít. Při návrhu samotném bude primárně použito firemních makromodelů daných prvků u těch struktur, ve kterých to bude zvláště výhodné. U vybraných zapojeních bude vypracována toleranční a citlivostní analýza a bude zkoumán vliv parazitních jevů a reálných stavebních prvků. Po dohodě s vedoucím práce bude kladen důraz především na zkoumání obvodů pracujících v proudovém módu.

Zkoumané obvody lze označit za selektivní kmitočtové filtry. Jejich úkolem je totiž potlačení přenosu kmitočtových složek signálu u námi požadovaných kmitočtů. Podle přenášeného, resp. potlačovaného pásma pak dělíme tyto filtry na filtry typu: dolní propust (DP), horní propust (HP), pásmová propust (PP) a pásmová zadrž (PZ). Vlivem návrhu těchto struktur pomocí přímé realizace se tyto filtry řadí také mezi filtry multifunkční (jsou schopny dosáhnout výše zmíněných charakteristik v jediné realizaci). Obvykle jsou schopny plnit také funkci fázovacích obvodů (FO).

Aktivní ARC filtry pracující v napěťovém módu se nacházejí např. v široce používané nízkofrekvenční elektronice. Jmenovitě např. mezifrekvenční zesilovače, tónové korektory, výhybky reprosoustavy apod. Dále se také nacházejí např. v radiotechnice.

V dnešní době je častá snaha posunout pracovní oblast do vyšších frekvenčních pásem, tzv. proudového módu. Obvody pracující v proudovém módu nacházejí uplatnění v mnoha oblastech elektroniky. Uplatňují se ve vyšších frekvenčních pásmech jako audio nebo video. Navíc nabízejí oproti obvodům pracujícím v napěťovém módu řadu výhod. Vedle vyššího kmitočtového rozsahu také větší dynamiku či menší stejnosměrné napájení.

Operační zesilovače v minulých letech nebyly pro tyto kmitočtové rozsahy vhodné. V poslední době se ale vyskytuje celá řada výjimek, kdy operační zesilovače jsou schopny pracovat v oblastech od jednotek až po desítky megahertz. Nicméně tyto prvky pracují stále s napětími, což přináší některé nevýhody při práci na takto vysokých kmitočtech. Pro práci na vyšších frekvencích je proto preferován proudový mód. Realizaci aktivních filtrů pracujících v proudovém módu provádíme řadou jiných moderních aktivních prvků a funkčních bloků jako jsou transkonduktanční operační zesilovače (OTA), proudové konvejory, proudové zesilovače a další. A především transkonduktanční operační zesilovače jsou pro následující způsob návrhu a realizace těchto filtrů velmi vhodné.

Základním stavebním prvkem pro tento návrh filtrů v napěťovém i proudovém módu je integrátor. V případě obvodů pracujících v napěťovém módu se nejčastěji užívá běžných komerčně dostupných operačních zesilovačů (Operational Amplifier). Jak bude zmíněno dále, je ovšem více možností. V proudovém módu pak máme, jak bylo naznačeno v předchozím odstavci, na výběr z dalších moderních aktivních prvků, které budou podrobněji uvedeny v dalších odstavcích a kapitolách.

Velkou výhodou proudového módu, kterému bude v této práci věnován značný prostor, je, že lze snadno provádět jednoduché operace jako je sčítání (sumace proudu), odčítání a integrace. Za zmínku jistě stojí také proudová distribuce, která bude také hrát v návrhu důležitou roli.

V poslední době lze pozorovat některé trendy při návrhů filtrů pracujících v proudovém módu, mezi něž patří [1]:

- navržená zapojení umožňují získat více filtračních charakteristik - filtry se tedy stávají filtry univerzálními (multifunkčními),
- elektronické nastavování některých parametrů filtrů,
- v obvodech se nepoužívají rezistory, je využito parazitních odporů vstupních proudových svorek, případně transkonduktancí u OTA zesilovačů,
- u aktivních prvků se jako výstupní svorky používají čistě proudové výstupy, čímž je dosaženo vysoké výstupní impedance,
- snižuje se napájecí napětí aktivních prvků.

Tyto trendy bude tato práce v dostupné míře respektovat.

K návrhu a ověřování vlastností daných zapojení bylo užito následujících programů:

- NAFID - vypočítává hodnoty koeficientů přenosové funkce dle zadaných požadavků na filtr;
- SNAP – používá se k ověření symbolického tvaru přenosové funkce, nicméně umožňuje i numerické výpočty a ověření základních vlastností daných obvodů v grafickém výstupu především pro ideální prvky;
- Pro analýzu firemních modelů a ověření základních vlastností obvodů bylo použito programu OrCAD 9.2 s editorem Capture CIS a simulátorem PSpice AD. Dodatečně byl použit OrCAD 10, neboť verze 9.2 neumí provádět citlivostní analýzy pro pasivní prvky.

Jelikož bylo užito výše zmíněné verze programu OrCAD, budou modulové kmitočtové charakteristiky vynášeny jednotlivě pro vybraný typ selektivní filtrace. Je to dáno tím, že v daných filtrech jsou obvykle „přepínány“ koeficienty přenosové funkce např. v proudovém distributoru, a tak je na výstupu filtru k dispozici pouze jeden typ selektivní filtrace.

Tato práce je členěna do 10 kapitol. Po úvodu je ve druhé kapitole nastíněn princip a výhody přímé realizace přenosové funkce. Ve třetí kapitole jsou pak popsány moderní funkční bloky a to jak pro ideální předpoklad, tak i některé reálné prvky. Dále je zde ukázáno jak realizovat integrátory. Čtvrtá kapitola se zabývá modifikací kanonických struktur se zpětnými smyčkami a jejich modifikacemi. V páté a šesté kapitole jsou pak nejvhodnější struktury pracující v proudovém módu (dáno současnými možnostmi). V sedmé a osmé kapitole jsou pak struktury, které nejsou tak upřednostňované a jsou popsány spíše stručně. V deváté kapitole je modifikovaná struktura pracující v napěťovém módu. Desátá kapitola obsahuje závěr práce.

2 Přímá realizace přenosové funkce

2.1 Přednosti přímé realizace

Přímá realizace přenosové funkce je jen jeden z možných postupů při návrhu kmitočtových filtrů. Mezi další postupy patří např. metoda autonomních obvodů, metody syntetických prvků, návrh na základě pasivních předloh. Princip přímé realizace spočívá ve spojování jednoduchých obvodů prvního či druhého řádu do kaskády obohacené o dopředné a zpětné vazby. Přímá realizace přenosové funkce pak stojí při návrhu na editaci grafu signálových toků.

Takto navržené multifunkční filtry mají řadu výhod oproti kaskádním a příčkovým strukturám, a to především v univerzálnosti přenosových funkcí a jejich úpravách - v nezávislosti nastavování koeficientů přenosové funkce obvodu. To je dáno možností modifikace grafu signálových toků.

V případě přímé realizace přenosové funkce nám tedy nastavování koeficientů umožňuje měnit charakter filtrace. Na zvoleném řádu takového ARC filtru obecně nezáleží. Všeobecně se ovšem v publikacích uvádí, že pro vyšší řády se tato realizace příliš neuzívá, a to jednak kvůli složitosti, ale především pro vyšší citlivosti těchto zapojení [2], [3]. Vliv citlivosti proto bude také studován, neboť řád obvodů zvolený v této práci je již vysoký.

Jak bude ukázáno dále na praktickém návrhu, princip spočívá v nastavování koeficientů čitatele přenosové funkce za účelem dosažení požadovaného charakteru selektivní kmitočtové filtrace. Z praktického hlediska si můžeme danou situaci představit asi takto: běžný uživatel bude mít kdykoli možnost změnit typ filtrace podle jeho požadavků. Jeho jedinou činností bude nastavení parametru na některou z hodnot příslušných koeficientů např. stisknutím tlačítka (na daném přípravku). Tím zvolí charakter filtrace.

2.2 Přenosová funkce filtru n-tého řádu

Tato práce se zabývá přímou realizací přenosové funkce. Tím je myšlena obecná obvodová funkce, která je komplexní funkcí reálného kmitočtu f nebo ω . Danou přenosovou funkcí lze pak vyjádřit také pomocí čtyř kmitočtových charakteristik. Pro ověření základních vlastností obvodů bude v této práci použito modulové kmitočtové charakteristiky, případně fázové kmitočtové charakteristiky. Pro úplnost je vhodné dodat, že v tomto případě se bude pracovat s přenosovými funkcemi napětí a proudu. Zde je uveden výraz přenosové funkce napětí, který má následující tvar [2]:

$$K(p) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{a_m p^m + a_{(m-1)} p^{(m-1)} + \dots + a_0}{b_n p^n + b_{(n-1)} p^{(n-1)} + \dots + b_0}. \quad (2.1)$$

Přenosová funkce je dána jako poměr vstupního U_{in} a výstupního U_{out} napětí. Pro tento návrh je určující především pravý člen rovnice. V čitateli rovnice figurují koeficienty a_m a p^m , které mohou nabývat plného počtu pro některé typy filtrace. Počet těchto členů je dán řádem obvodu. Jiné typy filtrace zase zajistí redukci těchto členů. Výklad ve výběru koeficientů je pak uveden v kapitole 4.

3 Moderní funkční bloky a aktivní prvky

3.1 Základní vlastnosti aktivních prvků a funkčních bloků

3.1.1 Operační zesilovač (operational amplifier - OA)

Operační zesilovač patří mezi nejpoužívanější funkční bloky v aktivních filtrech. Může ho být s výhodou použito v obvodech pracujících v napěťovém módu.

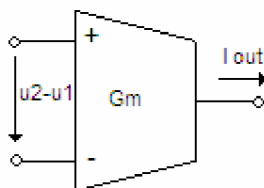
Standardní operační zesilovač je konstruován jako zesilovač napětí, který nabývá vysokého zesílení 10^4 až 10^6 . Tyto operační zesilovače bývají obvykle typu DISO, tedy s diferenčním vstupem a jedním výstupem. Reálné operační zesilovače se liší od ideálního kromě konečného napěťového zesílení také konečnou hodnotou vstupní impedance Z_{vst} a nenulovou hodnotou výstupní impedance $Z_{výst}$. U reálného OA se pochopitelně vyskytují další parazitní jevy jakou jsou offset (zbytkové napětí), drift („ujíždění“ zbytkového napětí), proudová nesymetrie apod. Ideálním prvkem je ideální zesilovač napětí uvedený výše.

Pro kmitočty 100 kHz až 1 MHz lze použít operační zesilovače typu TL080 až TL084 nebo některý z TL070 až TL074. Z širokopásmových operačních zesilovačů, které jsou použitelné až do 10 MHz, lze pak užít některý z NE5532 nebo NE5534. Tyto operační zesilovače lze nalézt v nabídce firmy Texas Instruments [5].

3.1.2 Transkonduktanční operační zesilovač (operational transconductance amplifier - OTA)

Z pohledu teorie obvodů se jedná o zdroj proudu řízený napětím (VCCS). To je ideál, který je charakterizován kmitočtově nezávislou transkonduktancí (strmostí) g_m , tj. výstupní proud můžeme po úpravě zjednodušeně vyjádřit pomocí vztahu [4]:

$$i_{out} = g_m (u_2 - u_1). \quad (3.1)$$



Obr. 1: Značka transkonduktoru OTA

Reálný transkonduktanční zesilovač má samozřejmě kmitočtově závislou transkonduktanci. V porovnání s kmitočtovou závislostí operačního zesilovače je kmitočtová závislost g_m podstatně lepší a kmitočet dominantního pólu se běžně nachází v oblasti stovek kHz až jednotek MHz. Významnou vlastností u průmyslově vyráběných transkonduktorů je možnost měnit g_m pomocným řídicím stejnosměrným proudem, což nám pak dovoluje elektronicky nastavovat

vat parametry, případně tyto filtry přeladovat. Takto řízenou strmost je možno obvykle ladit v rozsahu několika dekád.

Jedním z možných transkonduktančních operačních zesilovačů, které se mohou používat v proudovém módu, je LT1228 od firmy Linear Technology [6]. Jedná se o prvek, který je doplněn proudovým sledovačem CFA. Jeho velkou předností je elektronické řízení strmosti (transkonduktance) pomocí stejnosměrného proudu.

Dalšími do této doby hojně používanými a kvalitními transkonduktory jsou MAX435 a MAX436 [7]. Jedná se o rychlé širokopásmové zesilovače se symetrickým vstupem a vysokou impedancí. Narozdíl od MAX435 se symetrickým výstupem má MAX436 jednoduchý výstup. MAX435 je jediným BOTA (Balanced Output Transconductance Amplifier), který byl donedávna vyráběn. Zesílení lze upravit poměrem dvou impedancí a také vnitřně nastaveným proudovým zesilovacím činitelem. Obvod MAX435 umožňuje získat šířku přenosového pásma až 275 MHz a rychlost přeběhu 850 V/μs. U obvodu MAX436 je šířka pásma asi 200 MHz. Vstupy s vysokou impedancí snášejí velké rozdílové napětí bez nebezpečí uvedení zesilovače do saturace, vstupní napětí se může pohybovat v rozmezí od -2,5 V do +2,5 V. Tyto hojně používané prvky jsou nyní výrobcem nahrazovány novým výrobkem s označením MAX4445. Jeho firemní makromodel pro PSpice ovšem zatím není k dispozici. Dle údajů výrobce ovšem zřejmě není primárně určen pro aplikaci ve filtračních obvodech.

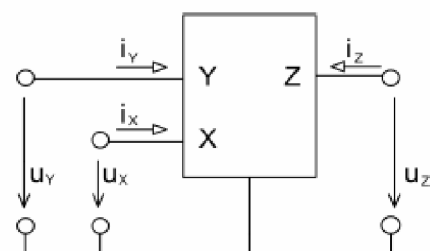
Svého zástupce mezi prvky OTA má i společnost Texas Instruments. Jedná se o výrobek označený jako OPA861 [8]. Tento prvek umožňuje podle výrobce získat šířku pásma až 80 MHz a rychlost přeběhu je 900V/μs. Dosažitelná šířka pásma u tohoto prvku je přibližně srovnatelná s šířkou pásma konkurenčního LT1228. Rychlost přeběhu je pak dokonce větší než u výše zmíněného MAX435.

3.1.3 Proudový konvektor (current conveyor)

Jsou to moderní funkční mnohobrany, které jsou ovšem zpracovány pouze na úrovni teorie a jejich aplikace se vyskytuje pouze v některých integrovaných obvodech. Jejich funkci - konvekování, lze interpretovat jako sledování veličin U a I . Existuje i možnost inverzního sledování těchto veličin. Jak název napovídá, jsou tyto prvky určeny pro užívání v proudovém módu. Uplatnění ovšem naleznou i v módu napětíovém případě smíšeném.

Asi nejpoužívanější jsou tříbranové konvektory. Značka tříbranového konvektoru je uvedena na obr. 2. Jedná se o konvektor dříve označovaný jako CCII+. Jeho vlastnosti lze blíže popsat následujícími vztahy pro jeho bránové veličiny [3]:

$$u_x = u_y, \quad i_y = 0, \quad i_z = i_x \quad (3.2)$$



Obr. 2: Značka tříbranového proudového konvektoru typu CCII+

Jednotlivá písmena vně obrázku mají následující význam: X značí vstupní proudovou svorku, Y pak značí vstupní napěťovou bránu a písmeno Z výstupní bránu. Proud tekoucí do vstupu X má vždy orientaci dovnitř prvku. Podle orientace proudu u výstupní brány pak můžeme určit, zda se jedná o typ CCII+ nebo CCII-. Existují pochopitelně i vícebranové konvejory. Ukázka jejich aplikace je např. v [10].

3.1.4 Transimpedanční operační zesilovač

Je to v podstatě zdroj napětí řízený proudem (CCVS) disponující přenosovou impedancí Z_T . Je pro něj charakteristický vysoký tranzitní kmitočet a velká šířka pásma (stovky MHz). Jeho chování je podobné proudovému konveju. Pro tyto obvody je vhodný zesilovač s vyvedenou svorkou Z. Na tuto svorku lze připojit kapacitor a vytvořit tak integrátor. V případě vyvedení této svorky má význam bran (X, Y, Z) stejný význam jako u proudového konveju. Příkladem takového transimpedančního zesilovače může být prvek AD844 [17]. Těchto prvků je na trhu již poměrně málo.

3.1.5 Nortonův operační zesilovač

Dalším možným aktivním prvkem, který by mohl pracovat v obvodech v proudovém módu je Nortonův operační zesilovač. Ten se od klasických napěťových zesilovačů liší tím, že má na vstupu proudové zrcadlo, čímž získáváme proudem řízený prvek. To znamená výhodu oproti klasickému operačnímu zesilovači při návrhů filtrů v proudovém módu. Užití těchto operačních zesilovačů v obvodech ovšem vyžaduje jisté úpravy. Ty lze běžně najít v technických listech výrobců. Příkladem může být výrobek firmy National Semiconductor LM359 [9].

3.2 Integrátory a jejich realizace s moderními prvky

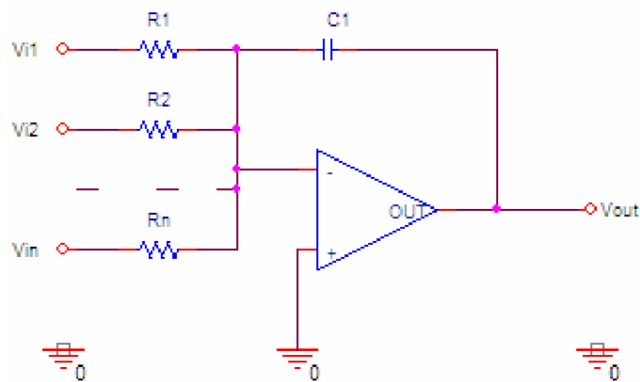
3.2.1 Úvod do problematiky

Integrátor je základním stavebním prvkem pro realizaci zde navrhovaných obvodů. Budeme je užívat jak v proudovém, tak i v klasickém napěťovém módu. Tyto integrátory se liší vedle zvoleného aktivního prvku především ve způsobu připojení kapacitoru.

Zde bude ukázána realizace integrátorů s aktivními prvky uvedenými v předchozí podkapitole. Pro napěťový mód tak bude ukázána realizace integrátoru s operačním zesilovačem s napěťovou zpětnou vazbou (VFA). U napěťového módu podstata použití spočívá v zapojení, kdy vstupními i výstupními veličinami jsou napětí. Na vyšších kmitočtech, tedy v proudovém módu, bude ukázána realizace integrátoru s proudovým konvejem a transkonduktančním operačním zesilovačem (OTA-C). Je vhodné připomenout, že samostatné proudové konvejory jsou zpracovány obvykle pouze na úrovni teorie a v současné době nejsou samostatné prvky komerčně dostupné. U proudového módu podstata použití spočívá v zapojení, kde jsou vstupními i výstupními veličinami proudy.

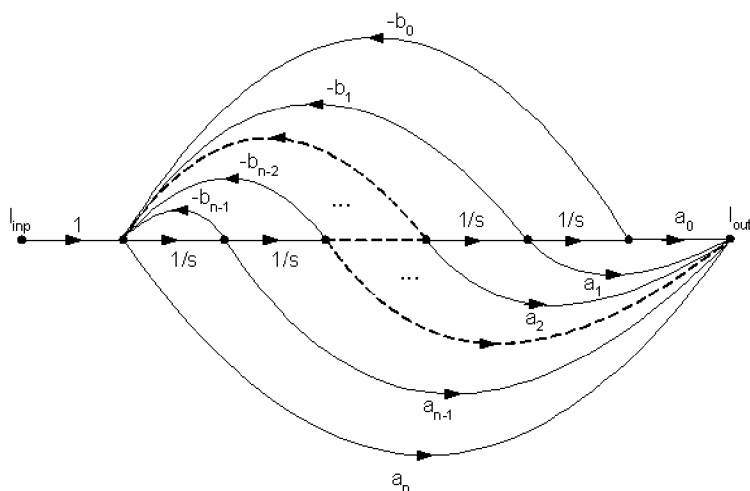
3.2.2 Integrátor s operačním zesilovačem

V našem případě bude základním „stavebním“ prvkem modifikovaný Millerův integrátor, kdy přidáme další vstupy. Vznikne tak prvek typu MISO.



Obr. 3: Invertující integrátor s OA typu MISO

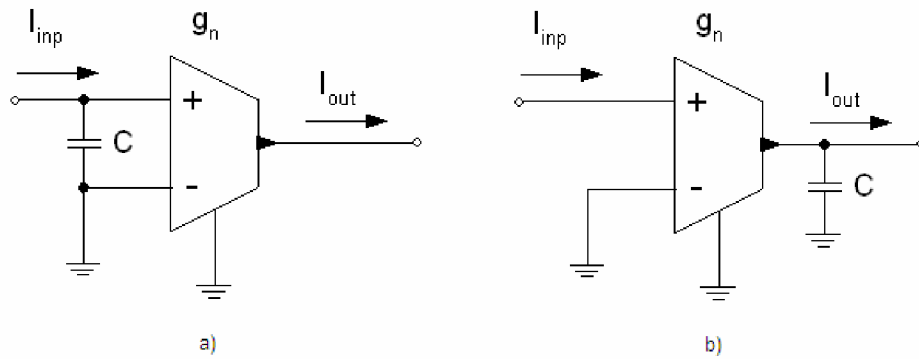
Jelikož se jedná o invertující zapojení, bude přenos tohoto integrátoru $-1/s$. Pomocí těchto modifikovaných integrátorů můžeme realizovat různé kanonické struktury. Ukázka kanonické struktury FLF – OS (follow the leader feedback – output summation) n -tého řádu pomocí grafu signálových toků je na obr. 3. Tento graf se dá modifikovat tak, aby mohl být realizován výše zobrazeným integrátorem. Je nutné si uvědomit, že takovéto zapojení bude mít značný počet OA i zbylých pasivních prvků již pro nízký řád obvodu.



Obr. 4: Graf signálových toků kanonické struktury FLF – OS

3.2.3 Integrátor s transkonduktančním zesilovačem (OTA-C)

Jak bylo řečeno výše, transkonduktanční zesilovač je dle principu teorie obvodů definován jako zdroj proudu řízený napětím (VCCS). Ideální vlastnosti tohoto obvodu jsou nekonečný vstupní a výstupní odpor, což nebývá příliš žádoucí. Proto se za něj často řadí sledovač (obvykle součást integrovaného obvodu). Výstupní odpor se pak stává ideálně nulovým.



Obr. 5: Integrátory s OTA a) v proudovém módu, b) v napět'ovém módu

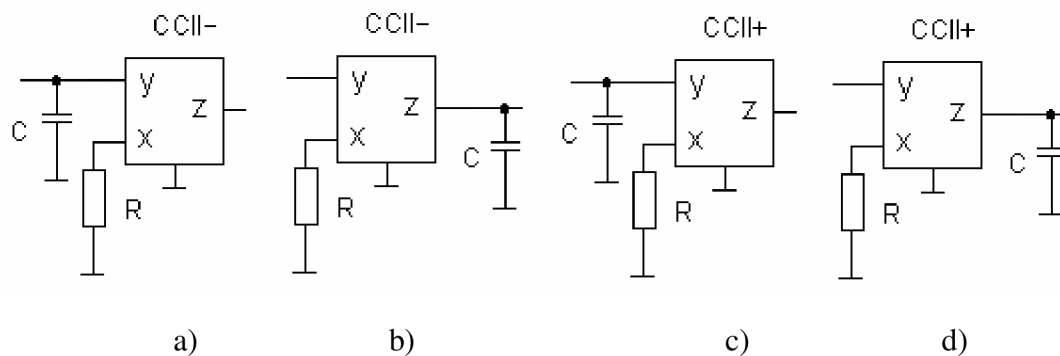
Pro oba integrátory můžeme vyjádřit jejich přenosovou funkci takto [11]:

$$K_I(s) = \frac{g_m}{sC}, \quad K_U(s) = \frac{g_m}{sC}. \quad (3.3)$$

Oba výrazy jsou tedy totožné a nezáleží tak na daném módu. Realizaci integrátoru uvedenu na obr. 5 označujeme jako OTA-C filtr. Tyto obvody mají některé výhody a pochopitelně i nevýhody. Mezi výhody můžeme zahrnout fakt, že není potřeba v integrované technologii použití kvalitních a přesných rezistorů, jež jsou obtížně realizovatelné. Mezi nevýhody pak řadíme kmitočtovou závislost transkonduktance g_m a omezenou velikost vstupního napětí na vstupu OTA zesilovače pro omezení nelineárního zkreslení.

3.2.4 Integrátor s proudovým konvejorem

Tímto prvkem lze realizovat jak invertující tak i neinvertující integrátory a to v napět'ovém i proudovém módu.



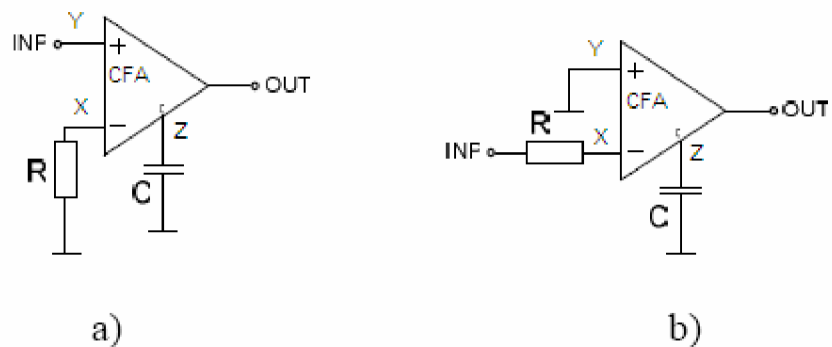
Obr. 6: Realizace integrátorů s proudovým konvejorem: a) neinvertující v proudovém módu (CCII-), b) invertující v napět'ovém módu (CCII-), c) invertující v proudovém módu (CCII+), d) neinvertující v napět'ovém módu (CCII+)

Pro integrátory z obr. 6 lze psát následující přenosové funkce [11]:

$$\begin{aligned}
 a) \quad K_I(s) &= \frac{1}{(sRC)}; \\
 b) \quad K_U(s) &= -\frac{1}{(sRC)}; \\
 c) \quad K_I(s) &= -\frac{1}{(sRC)}; \\
 d) \quad K_U(s) &= \frac{1}{(sRC)}.
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

3.2.5 Integrátor s transimpedančním zesilovačem

Na následujícím obrázku jsou ukázány způsoby zapojení invertujícího a neinvertujícího integrátoru s transimpedančním zesilovačem.



Obr. 7: Neinvertující (a) a invertující (b) integrátor s CFA

Pro neinvertující zapojení z obr. 7 platí vztah d) ze (3.4) a pro invertující zapojení pak vztah b) ze (3.4). Za jistých okolností může vyvedená svorka Z způsobovat omezování šířky pásma. Je to dáno tím, že tato svorka byla původně určena ke kompenzaci (ne jako „funkční“ svorka).

4 Kanonické struktury v proudovém módu

Přenosová funkce proudu filtru n -tého řádu lze obecně popsat následujícím vztahem [12]:

$$K = \frac{I_{out}}{I_{inp}} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}. \quad (4.1)$$

Vztah (4.1) ovšem koresponduje s přenosem proudu v napěťovém módu pro stavové proměnné vícenásobné struktury (MLS). K popisu těchto struktur se pak běžně užívá grafu signálových toků (signal flow graph – SFG) [2]. Řešením je transformace grafu signálových toků v napěťovém módu na grafy signálových toků, které se vztahují pro proudový mód [2], [12].

4.1 Modifikace obvodů s více smyčkami zpětné vazby

Tyto grafy signálových toků mohou být modifikovány tak, abychom při následném promítnutí do obvodového zapojení, obdrželi univerzální multifunkční filtry n -tého řádu jako sledovače. K tomu využijeme vztahu (4.1), kdy jmenovatel bude mít stejný tvar, ovšem čítec dostane jednodušší a konkrétní tvar s následujícími koeficienty [12]:

$$a_i = \begin{cases} +b_i & \text{pro } i = 0, 1, \dots, n-1, \\ 0 & \text{pro } i = n, \end{cases} \quad a_i = \begin{cases} \pm a & \text{pro } i = n, \\ 0 & \text{pro } i = 0, 1, \dots, n-1. \end{cases} \quad (4.2)$$

kdy záleží na požadovaném typu filtru. Zde a je reálné číslo.

V současnosti se uplatňují pouze filtry sudého řádu. Je to dáno tím, že pro liché řády mají tyto filtry některé charakteristiky nesymetrické. Typicky např. pásmové propusti nebo pásmové zádrže. Z toho vyplývá, že n dnes reálně nabývá pouze sudých čísel. Následující přehled nastavování koeficientů pro jednotlivé typy selektivní filtrace je převzat z [12].

Pro dolní propust (DP) je modifikace koeficientů následující:

$$a_0 = \pm b_0, \quad a_1 = a_2 = \dots = a_n = 0. \quad (4.3)$$

Pro filtr typu horní propust (HP) pak:

$$a_n = \begin{cases} \pm 1 \\ \pm a \end{cases}, \quad a_i = 0, \quad i = 0, 1, \dots, n-1. \quad (4.4)$$

Pro pásmovou propust (PP), když řád filtru n je sudý:

$$a_i = b_i, \quad \text{pro } i = \frac{n}{2}, \quad (4.5)$$

$$a_i = 0, \quad \text{pro ostatní } i = 0, 1, \dots, \left(\frac{n}{2} - 1\right), \left(\frac{n}{2} + 1\right), \dots, n.$$

Pro filtry typu pásmové zádrže (PZ), když řád filtru n je opět sudý:

$$a_i = 0, \quad \text{pro } i = \frac{n}{2}, \tag{4.6}$$

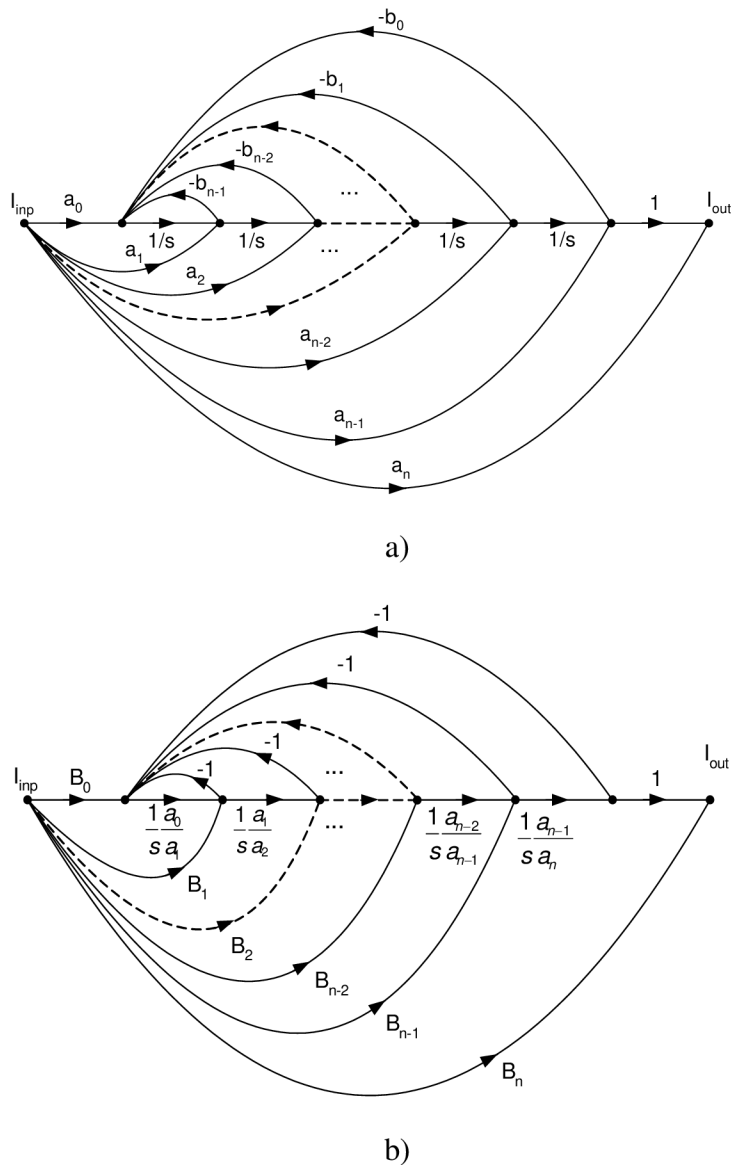
$$a_i = b_i \quad \text{pro ostatní } i = 0, 1, \dots, \left(\frac{n}{2} - 1\right), \left(\frac{n}{2} + 1\right), \dots, n.$$

Konečně pro fázovací obvody (FO):

$$a_i = +b_i, \quad \text{pro } i = 0, 2, 4, \dots, n \text{ sudá,} \tag{4.7}$$

$$a_i = -b_i, \quad \text{pro } i = 1, 3, 5, \dots, n \text{ lichá.}$$

Na následujícím obrázku jsou grafy signálových toků struktury FLF-ID (follow the leader feedback - input distribution). Vrchní obrázek zobrazuje základní tvar této kanonické struktury. Spodní obrázek již zobrazuje její modifikaci.



Obr. 8: Grafy signálových toků struktury FLF-ID n -tého řádu, a) základní tvar, b) upravený tvar [12]

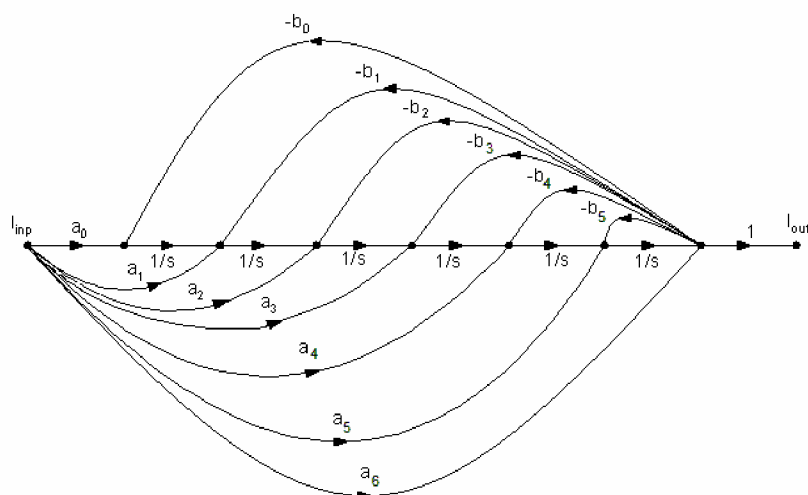
5 Struktura IFLF-ID v proudovém módu

Struktura IFLF-ID (inverse follow the leader feedback – input distribution) byla zvolena z důvodu možnosti použití integrátoru s transkonduktačním operačním zesilovačem disponující jediným výstupem. Transkonduktační operační zesilovače s jedním výstupem jsou dnes na trhu standardem a dostupnost modelů pro PSpice nám umožní prozkoumat chování firemních modelů a získat tak představu o kvalitách jednotlivých produktů pro dané použití. Další výhodou této struktury je např. efektní volba koeficientů čitatele přenosové funkce pomocí proudového distributoru.

Obvodová realizace tohoto typu zapojení pak bude tvořena několika základními stavebními bloky: šesti proudovými integrátory (OTA-C); dvěma proudovými distributory (CF – current followers); proudovým sumátorem, který bude realizován jednoduše uzlem.

Tato struktura má ovšem i značnou nevýhodu. Nutno podotknout, že se jedná zřejmě o nevýhodu dočasnou. Ta spočívá v uvedených proudových distributorech. Na trhu zatím není žádný komerčně dostupný prvek, který by se alespoň částečně blížil svým charakterem vlastnostem potřebným pro takovéto zapojení. Proto je v zapojení použito ideálního prvku – zdroje proudu řízeného proudem. V době vzniku této práce probíhá práce na prototypu prvku ve společnosti ON Semiconductor, který pravděpodobně bude moci tento proudový distributor realizovat. Ve své podstatě by mohl být proudový distributor realizován převodníkem napětí - proud.

Obr. 9 znázorňuje modifikovaný graf signálových toků realizaci této struktury. Takto navrženým zapojením obdržíme požadovaný multifunkční filtr. Jak je vidět, integrátor realizuje přenos $1/s$, a tudíž se je použit neinvertující integrátor. Za koeficienty b_0 až b_5 dosadíme s výhodou jedničku. Ve zpětných vazbách tak bude přenos nastaven na -1 . Díky tomu jsou požadované koeficienty přenosové funkce určovány pouze parametry integrátorů [13]. Za koeficienty a_0 až a_6 pak budeme dosazovat hodnoty podle druhu námi požadované filtrace. Příklad takto zadaných koeficientů je v tab. 1.



Obr. 9: Modifikovaný graf signálových toků kanonické struktury IFLF-ID 6. řádu

Z takovéto modifikace grafu signálových toků můžeme přesněji vyjádřit proudovou funkcí integrátoru, která nabývá tvaru [12]:

$$K_i = \frac{I_{out}}{I_{inp}} = \frac{I}{s} \frac{a_n}{a_{n+1}}. \quad (5.1)$$

Integrátor je tvořen kapacitorem a transkonduktorem, který má diferenční vstup a jediný výstup. Na vstupu a výstupu obvodu jsou proudové distributory obvykle realizovatelné jako proudové sledovače. Ty lze simulovat prvkem ideálního zdroje proudu řízeného proudem. Současné možnosti nám je umožní realizovat obvykle pomocí přesných proudových zrcadel. Příkladem může být Wilsonovo proudové zrcadlo. Další možností je pak užití proudových sledovačů, kdy lze jistými úpravami obdržet zapojení, které disponuje potřebným počtem výstupů (replik). V našem případě je potřeba, aby proudový distributor disponoval sedmi výstupy a jediným vstupem.

5.1 Návrh a ověření vlastností

S použitím programu NAFID [14] lze stanovit požadavky na filtr jako je typ aproximace, střední frekvence, útlum v propustném pásmu, mezní frekvence, útlum v potlačovaném pásmu apod. Po výpočtu obdržíme koeficienty pro jmenovatel přenosové funkce.

Uživatel v tomto programu ovšem vybírá toleranční schéma pro jeden z charakterů selektivní filtrace. Proto je nutné mít na vědomí, že při posuzování některých parametrů kmitočtových charakteristik, např. sledování útlumu na mezním kmitočtu, který je definován poklesem přenosu z referenční úrovně na sledovaném kmitočtu o 3dB [3], nebude této hodnoty dosaženo pro některé typy selektivní filtrace. Týká se to např. pásmové propusti, kde lze očekávat, že na tomto kmitočtu bude mít PP svoje maximum přenosu, u pásmové zádrže pak zase minimum přenosu (ověřeno simulacemi). Proto bude namísto výrazu mezní kmitočet použit výraz střední kmitočet pro charakter pásmové propusti a zádrže.

Byly zadány následující požadavky na filtr:

Mezní kmitočet $f_m = 2\text{MHz}$, útlum na mezním kmitočtu $K_m = -3\text{dB}$, kmitočet pásma potlačení $f_p = 3\text{MHz}$, útlum na kmitočtu pásma potlačení $K_p = -20\text{dB}$. Byla zvolena Butterworthova aproximace.

Vypočtené koeficienty přenosové funkce programem NAFID:

$$\begin{aligned} b_0 &= 3,94721 \cdot 10^{42}, b_1 = 1,21314 \cdot 10^{36}, b_2 = 1,86425 \cdot 10^{29}, \\ b_3 &= 1,81622 \cdot 10^{22}, b_4 = 1,17962 \cdot 10^{15}, b_5 = 4,85719 \cdot 10^7, b_6 = 1. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Následně je využito symbolické analýzy v programu SNAP [15], pomocí kterého je možné ověřit jmenovatel přenosové funkce. Obvod šestého řádu je již dost složitý, nicméně program po upozornění zobrazí výsledek přenosu proudu, který je především v čitateli přenosové funkce velmi komplikovaný. Proto je vhodné uvažovat pouze jmenovatel a je vhodná kontrola jmenovatele v daném grafu signálových toků. Jmenovatel přenosové funkce pak nabývá následujícího tvaru:

$$\begin{aligned}
D(s) &= s^6 a_6 + s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0 = \\
&= s^6 + s^5 \frac{g_6}{C_6} + s^4 \frac{g_6 g_5}{C_6 C_5} + s^3 \frac{g_6 g_5 g_4}{C_6 C_5 C_4} + s^2 \frac{g_6 g_5 g_4 g_3}{C_6 C_5 C_4 C_3} + \\
&+ s \frac{g_6 g_5 g_4 g_3 g_2}{C_6 C_5 C_4 C_3 C_2} + \frac{g_6 g_5 g_4 g_3 g_2 g_1}{C_6 C_5 C_4 C_3 C_2 C_1}.
\end{aligned} \tag{5.3}$$

Při dosazení vypočtených hodnot koeficientů z programu NAFID do přenosové funkce [12], lze výpočtem stanovit hodnoty transkonduktancí. Ještě se zvolí hodnoty kapacit, kdy nejjednodušší situace nastává pro případ, kdy jsou zvoleny všechny hodnoty stejné. Postupovat lze pochopitelně i způsobem, kdy se zvolí hodnoty transkonduktancí a pak jsou dopočítány hodnoty kapacit. Tento způsob je méně výhodný, neboť hodnoty kapacit kondenzátorů lze volit z výrobních řad a transkonduktaci zesilovače OTA pak u některých prvků lze řídit elektronicky.

V tomto návrhu byla zvolena hodnota kapacit z výrobní řady E6:

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 100\text{pF}.$$

Dosazení koeficientů do přenosové funkce:

$$\begin{aligned}
a_0 &= \frac{g_6 g_5 g_4 g_3 g_2 g_1}{C_6 C_5 C_4 C_3 C_2 C_1} = 3,94721 \cdot 10^{42}, \\
a_1 &= \frac{g_6 g_5 g_4 g_3 g_2}{C_6 C_5 C_4 C_3 C_2} = 1,21314 \cdot 10^{36}, \\
a_2 &= \frac{g_6 g_5 g_4 g_3}{C_6 C_5 C_4 C_3} = 1,86425 \cdot 10^{29}, \\
a_3 &= \frac{g_6 g_5 g_4}{C_6 C_5 C_4} = 1,81622 \cdot 10^{22}, \\
a_4 &= \frac{g_6 g_5}{C_6 C_5} = 1,17962 \cdot 10^{15}, \\
a_5 &= \frac{g_6}{C_6} = 4,85719 \cdot 10^7, \\
a_6 &= 1.
\end{aligned} \tag{5.4}$$

Konečně hodnoty transkonduktancí:

$$\begin{aligned}
g_1 &= 325,371\mu\text{S}, g_2 = 650,739\mu\text{S}, g_3 = 1,02645\text{mS}, \\
g_4 &= 1,53967\text{mS}, g_5 = 2,42861\text{mS}, g_6 = 4,85719\text{mS}.
\end{aligned} \tag{5.5}$$

Dle rozboru udávající nastavení koeficientů v přímých smyčkách grafů signálových toků převzatých z [12] (kapitola 4), se nepodařilo dosáhnout charakteristiky pásmové zadržky pro modifikaci tohoto zapojení z obr. 9. Následným zkoumáním byla ustanovena následující dodatečná volba těchto koeficientů:

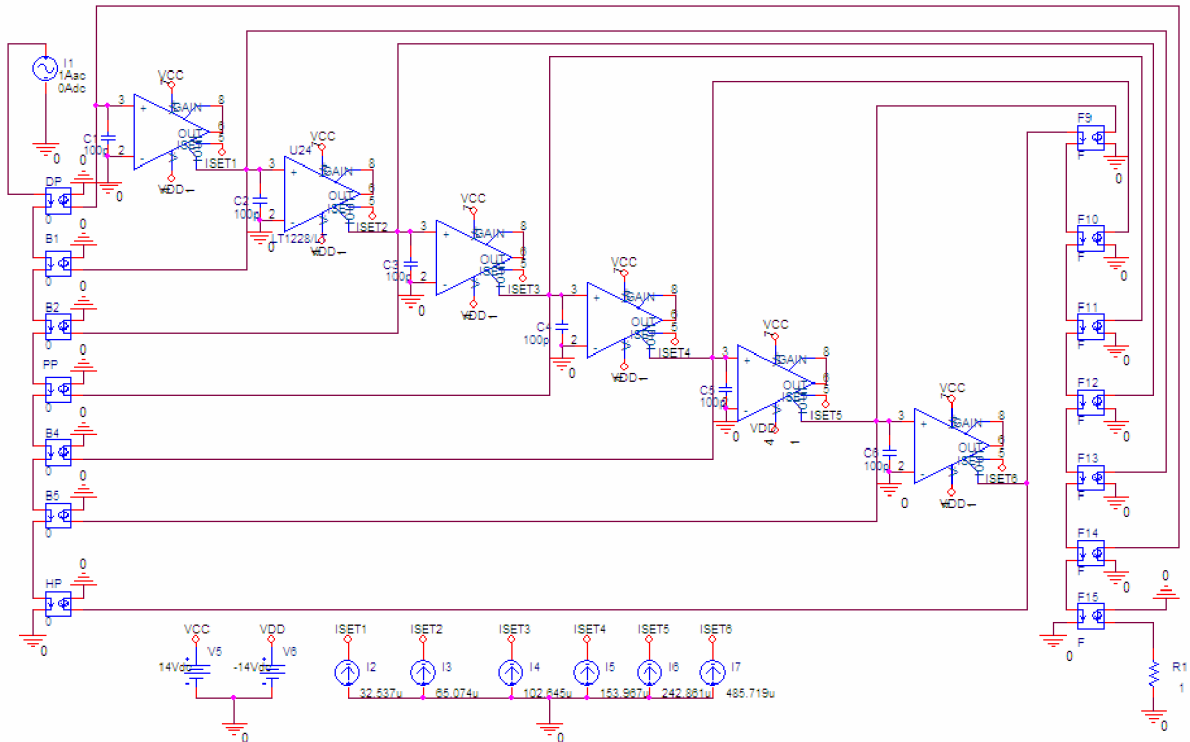
$$a_0 = \pm b_0, \quad a_n = \pm 1, \quad a_i = 0 \quad \text{pro } i = 1, 2, \dots, n-1. \quad (5.6)$$

Následující tabulka shrnuje všechny přenosové funkce pro daný obvod a pro názornost zobrazuje nastavení koeficientů u proudového distributoru.

Tab. 1: Přenosové funkce obvodové realizace IFLF-ID 6. řádu

Typ filtru	Přenosová funkce	Nastavení CF 1						
		B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6
Obecná přenosová funkce 6. řádu	$K = - \frac{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	1	1	1	1	1	1
Dolní propust	$K = - \frac{b_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	0
Horní propust	$K = - \frac{b_6 s^6}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	0	0	0	0	0	1
Pásmová propust	$K = - \frac{b_3 s^3}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	0	0	1	0	0	0
Pásmová zadrž	$K = - \frac{b_6 s^6 + b_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	1

Na následujícím obrázku je ukázáno zapojení obvodové struktury IFLF-ID pro simulaci v Pspice.



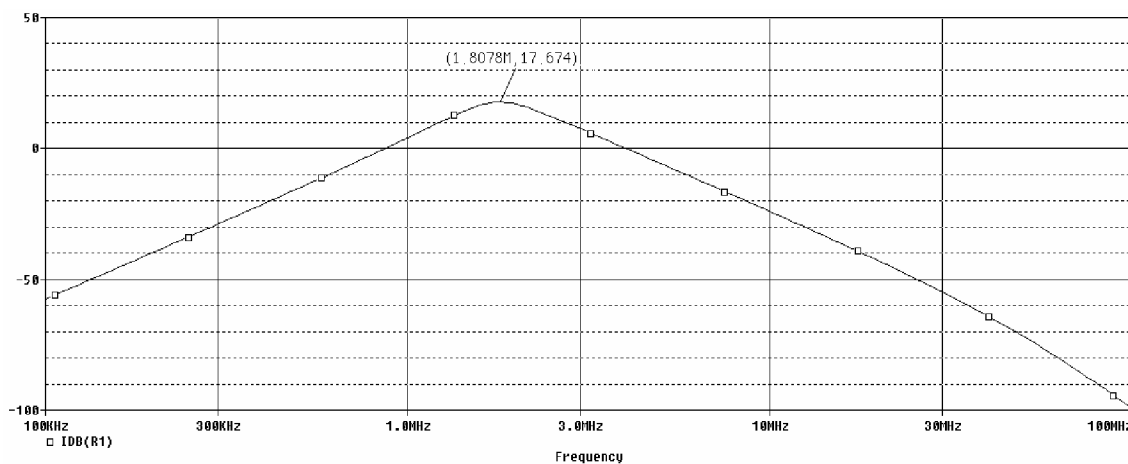
Obr.10: Ověření vlastností IFLF-ID s firemním makromodelem LT 1228

Jak je z obr. 10 vidět, je celá struktura tohoto řádu již vcelku složitá. Bylo použito výše zmíněného transkonduktančního operačního zesilovače LT1228 firmy Linear Technology. K nastavení transkonduktance posloužil stejnosměrný řídicí proud I_{SET} . Převodní vztah mezi transkonduktancí g_m a proudem I_{SET} je $g_m = 10 \times I_{SET}$. Hodnoty I_{SET} se mohou pohybovat v rozmezí od $1\mu\text{A}$ do cca. 2mA . Výrobce [6] udává do 1mA . Tuto hodnotu lze ovšem bez problémů překročit. Z obrázku je také zřejmé, že byla uvažována varianta, kdy zdroj proudu zajišťující generování příslušného řídicího stejnosměrného proudu je schopen dodat dostatečně malou a přesnou hodnotu proudu. Nevyužití svorky pouzdra je dle výrobce [6] vhodné ošetřit propojením přes odpor $1\text{k}\Omega$. Pspice ovšem toleruje i přímé propojení těchto výstupů bez odporu. Jak je vidět, proudové distributory byly realizovány jako CCCS (current control-current source). V PSpice jsou označeny jako F. Hodnoty koeficientů se nastavují přes parametr Gain.

Složitost obvodu potvrzuje také skutečnost, že při pokusu o ověření vlastností zapojení s firemním makromodelem MAX436, u kterého lze předpokládat lepší vlastnosti než u LT1228 [16], výsledek při simulaci v PSpice nekonvergoval.

Z obr. 10 jsou také vidět některé z trendů uplatňující se u těchto filtrů, které jsou zmíněny v úvodní kapitole této práce. Samozřejmostí je, že tento filtr je multifunkční. Dále je vidět, že jsou použity čistě proudové výstupní svorky jednotlivých integrátorů. Použitý aktivní prvek je navíc možné řídit stejnosměrným proudem k nastavení hodnoty transkonduktance (strmosti). Není zde použito rezistorů. Funkci odporu přebírá transkonduktance daného prvku. Jak je tedy vidět, použití transkonduktančních operačních zesilovačů v těchto obvodech je opravdu velmi výhodné.

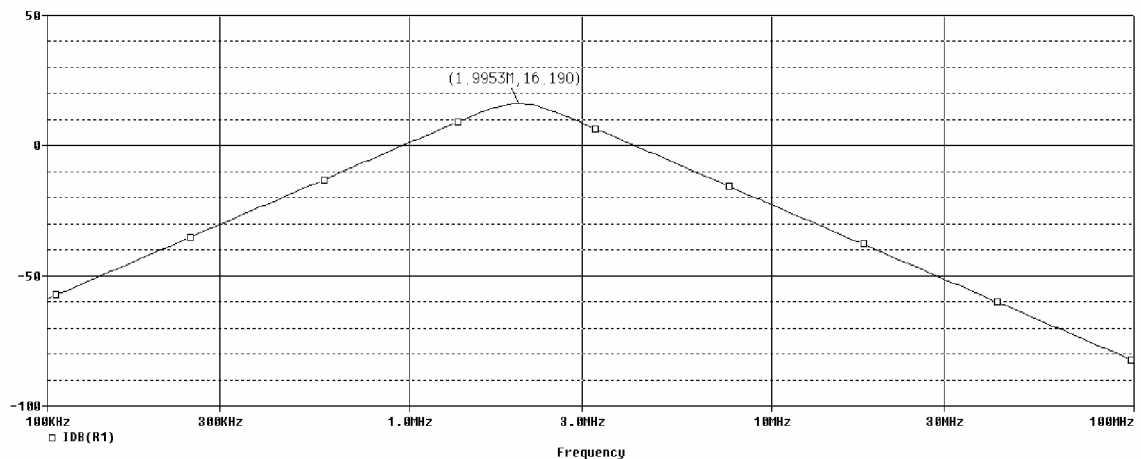
Na následujících kmitočtových charakteristikách budou ukázány mírné odchylky mezi výsledky dosažených zapojením s makromodelem LT1228 a zapojením, kde bylo užito ideálního prvku. Byly vybrány charakteristiky pásmové propusti a pásmové zadržky.



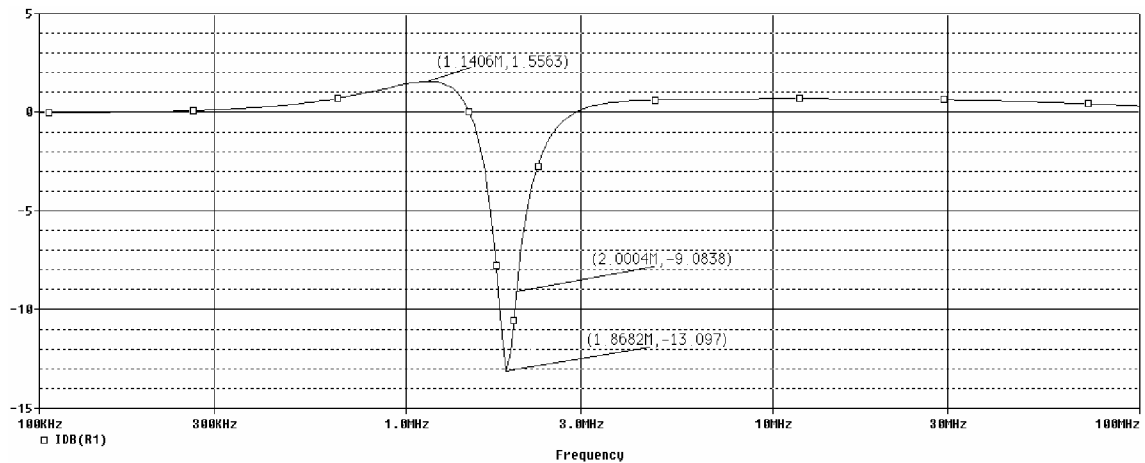
Obr. 11: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti struktury IFLF-ID 6. řádu s LT1228

Na svislé ose je vyneseno zesílení vyjádřené v decibelech (dB); na vodorovné ose pak frekvence v Hz. V obrázcích je pak vyznačena frekvence středních (navržených mez-ních) kmitočtů (první členy v závorkách) a útlumy na daných frekvencích (druhé členy v závorkách). Je zde zobrazena i maximální hodnota zesílení, která je v obou případech pod středním kmitočtem a větší hodnoty zesílení nabývá obvod s LT1228. Dále je z obou průběhů

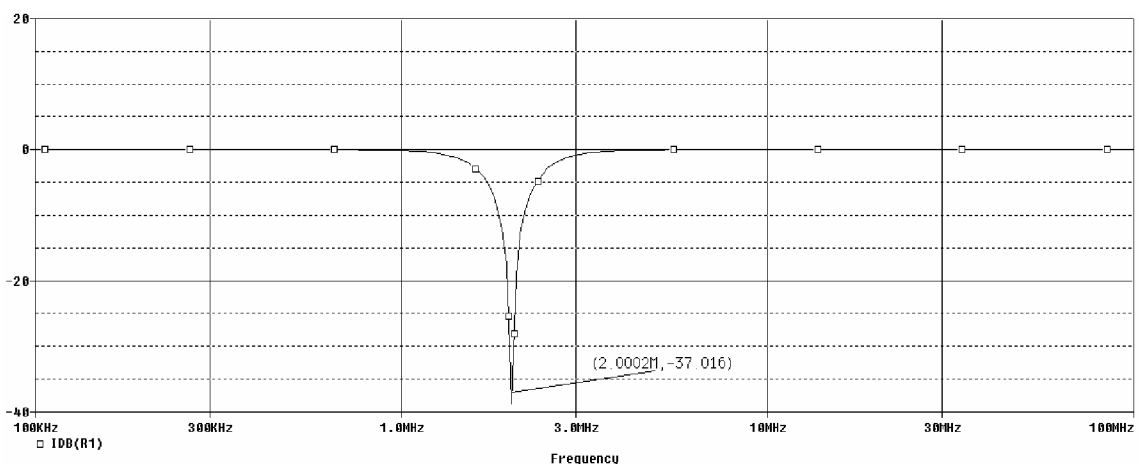
vidět, že už od frekvence 10MHz má obvod s LT1228 větší strmost modulové charakteristiky než obvod s ideálním prvkem.



Obr. 12: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti struktury IFLF-ID 6. řádu s VCCS



Obr. 13: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové zádrže struktury IFLF-ID 6. řádu s LT1228



Obr. 14: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové zádrže struktury IFLF-ID 6. řádu s VCCS

Z obr. 13 a obr. 14 je zřejmý rozdíl v charakteristikách pásmových zádrží. Je vidět, že na 2MHz je rozdíl mezi oběma obvody v dosažených útlumech asi 28dB. Pásmová zádrž s LT1228 se v širokém pásmu kmitočtů chová jako zesilovač. V kolenu za kmitočtem 1MHz

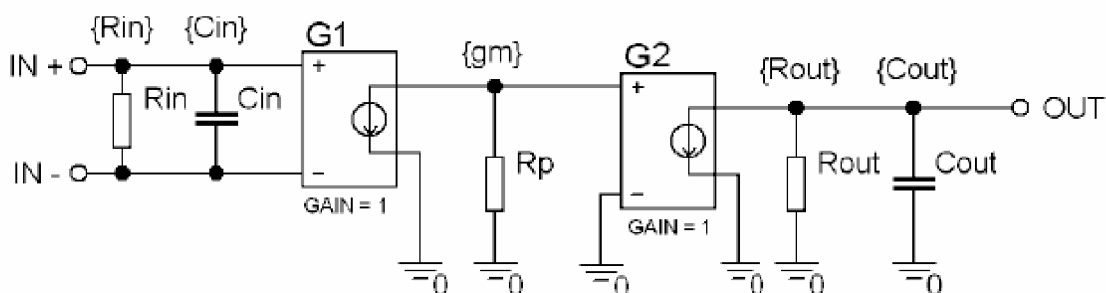
to jsou téměř 2dB. Svého minima nabývá obvod s LT1228 asi o 150kHz níže, než je navržená hodnota. Útlum v minimu je pak o 4dB větší než útlum na mezním kmitočtu.

Prozkoumáním všech modulových kmitočtových charakteristik základních typů selektivní filtrace lze vytvořit závěr pro který platí, že mimo kmitočtové charakteristiky pásmové zádrže má model filtračního obvodu s použitým firemního makromodelu LT1228 podobné výsledky jako model filtru obsahující ideální prvky. Strmost dolní propusti s LT1228 je -134dB/dek (od frekvence 10MHz), horní propust má strmost -121dB/dek a pásmová propust -62dB/dek. S ideálními prvky bylo dosaženo strmosti -120dB/dek pro dolní propust, -120dB/dek pro horní propust a -60dB/dek pro pásmovou propust.

5.2 Vlivy reálných parametrů aktivního prvku

Zkoumaným aktivním prvkem je zde transkonduktanční operační zesilovač. Jak bylo již zmíněno v předchozích odstavcích, lze ho ideálně modelovat jako zdroj proudu řízený napětím (VCCS). Představuje pak prvek OTA s diferenčním napěťovým vstupem, nekonečnou vstupní impedancí, kmitočtově nezávislou transkonduktancí a nekonečně velkou výstupní impedancí na proudovém výstupu. Prvek LT1228 obsahuje také proudový sledovač CFA. Ten pro jednoduchost nebude uvažován.

Následující model bude sledovat vstupní a výstupní impedanci (admitanci). Tento model koresponduje s modelem LT1228 bez proudového sledovače uvedeného v [11]. Budou přitom sledovány především vstupní diferenční kapacita a odpor a také výstupní kapacita a odpor.

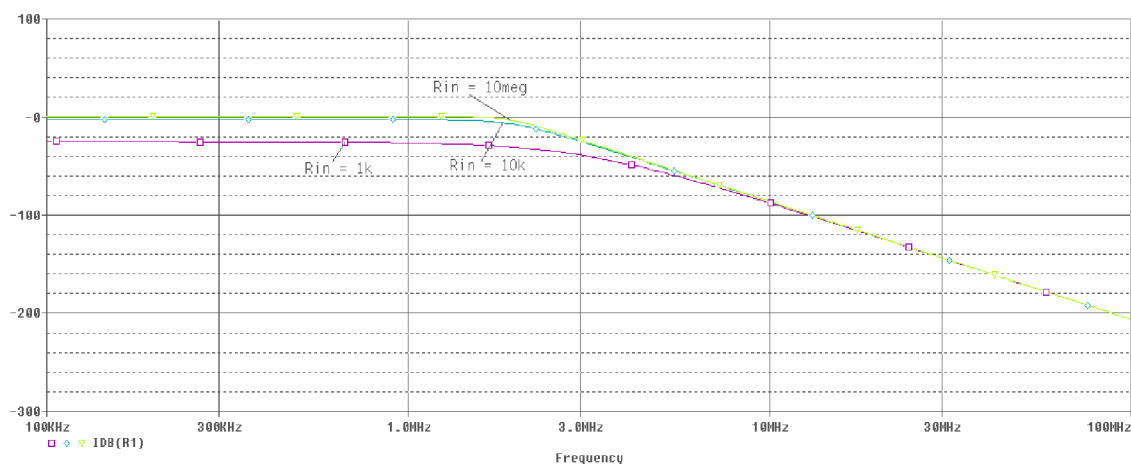


Obr. 15: Model OTA se vstupní a výstupní impedancí

Jednotlivé parametry (R_{in} , R_{out} , C_{in} a C_{out}) budou krokovány jednotlivě.

5.2.1 Vliv vstupní impedance

Parametr R_{in} byl krokován pro hodnoty $R_{in} = (10^3, 10^4, 10^7)\Omega$. Pouze nejmenší hodnota takto krokovaného parametru měla značný vliv na zkreslení průběhu kmitočtové charakteristiky u všech charakterů selektivní filtrace a to s největším efektem v propustném pásmu. Hodnota $R_{in} = 10^4\Omega$ pak také zmenšovala hodnotu útlumu v nepropustném pásmu u HP. Od hodnoty $f = 500\text{kHz}$ ovšem navázala na charakteristiku pro $R_{in} = 10^7\Omega$. Pokud však uvážíme, že R_{in} komerčně dostupných transkonduktorů a jiných aktivních prvků určených pro takovéto zapojení se pohybují obvykle v násobcích $10^5\Omega$, pak lze vliv tohoto parametru zanedbat.



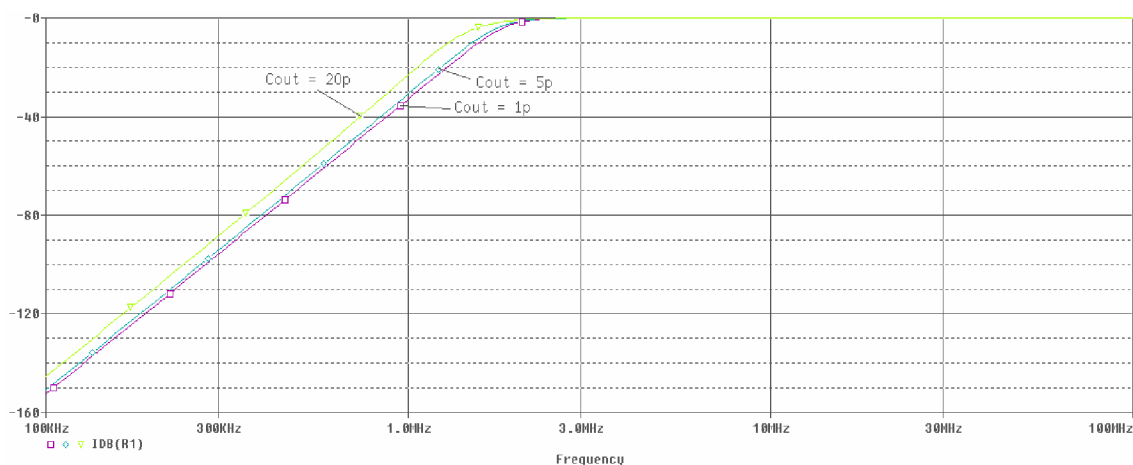
Obr. 16: Krokování diferenčního odporu R_{in} pro dolní propust struktury IFLF-ID 6.řádu

Parametr C_{in} byl krokován pro hodnoty $C_{in} = (1, 5, 20)$ pF. Pouze nejvyšší hodnota takto krokovaného parametru měla vliv na hodnotu mezní (střední) frekvence kmitočtových charakteristik. Došlo k mírnému zmenšení hodnoty sledovaných frekvencí. Hodnota $C_{in} = 20$ pF byla záměrně volena takto vysoká, neboť při menších hodnotách nebyly pozorovány podstatné vlivy na průběhy kmitočtových charakteristik. Jelikož reálné hodnoty vstupní kapacity dosahují obvykle jednotek pF, lze vliv tohoto parametru rovněž zanedbat.

5.2.2 Vliv výstupní impedance

Parametr R_{out} byl krokován v hodnotách $R_{out} = (10^5, 10^7, 10^8)$ Ω . Hodnoty R_{out} byly záměrně voleny v těchto hodnotách, protože reálné hodnoty R_{out} se pohybují obvykle v násobcích 10^6 Ω . Přesto vliv tohoto parametru byl daleko nejmenší na všechny průběhy kmitočtových charakteristik.

Hodnoty parametru C_{out} byly krokovány ve stejných hodnotách jako u parametru C_{in} . Platí, že se zvětšující se hodnotou C_{out} se posouvá hranice mezního nebo středního kmitočtu modulových charakteristik směrem k nižším hodnotám kmitočtu. Tento parametr může způsobovat problém v případě, kdy hodnoty kapacit pracovních kondenzátorů jsou příliš malé. Kapacita C_{out} se totiž přičítá k pracovním kapacitám. Proto je obvykle vhodnější volit větší hodnotu pracovních kapacit.



Obr. 17: Krokování parametru C_{out} pro horní propust struktury IFLF-ID 6.řádu

Ze zkoumaných parametrů modelu transkonduktančního operačního zesilovače měla větší vliv na tvar výstupních kmitočtových charakteristik vstupní impedance. Jmenovitě pak přednostně parametr R_{in} před parametrem C_{in} . Jelikož hodnoty, které nejvíce ovlivňovaly průběhy kmitočtových charakteristik, jsou mimo rozptyl reálně nabývajících hodnot těchto parametrů, je zbytečné se jejich eliminací nějak hlouběji zabývat.

5.3 Citlivostní a toleranční analýza

Ke sledování citlivosti obvodu bude použit model z obr. 15. Bude vhodné sledovat především změnu mezní frekvence f_m (u DP a HP), případně změnu střední frekvence f_c (u PP a PZ) na změnu hodnot pasivních prvků v obvodu. V tomto obvodu se tedy jedná o kondenzátory C_1 až C_6 . Rovněž je možné zahrnout i mírné odchylky primárního parametru transkonduktorů, tedy transkonduktance g_m . Hodnoty vstupní a výstupní impedance uvedeného modelu budou nastaveny podle katalogových údajů výrobce prvku LT1228. Hodnoty transkonduktancí se mohou pohybovat z rozsahu $10\mu S$ až $10mS$, což je pro navržený obvod splněno. Hodnota vstupního diferenčního odporu bude nastavena na hodnotu $R_{in} = 200k\Omega$, hodnota vstupní diferenční kapacity pak $C_{in} = 3pF$, hodnota výstupního odporu $R_{out} = 6M\Omega$ a hodnota výstupní kapacity bude nastavena na hodnotu $C_{out} = 6pF$. Pro vypočtené citlivosti v následujících tabulkách je uvažována tolerance kapacit 5% a tolerance transkonduktancí 10%.

Tab. 2: Citlivost mezní/střední frekvence na změny hodnot kondenzátorů C_1 až C_6

Přenos	$S_{C_1}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{C_2}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{C_3}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{C_4}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{C_5}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{C_6}^{f_c}$ [Hz/%]
DP	-5,2988k	-19,1377k	-18,9092k	9,1814k	14,3708k	358,8952
HP	-340,1603	15,6119k	23,5690k	-21,8576k	-21,6305k	-6,3930k
PP	5,7996k	28,1012k	-6,1617k	-27,9347k	-7,5745k	2,3659k

Tab. 3: Citlivost mezní/střední frekvence na změny hodnot transkonduktancí

Přenos	$S_{g_{m1}}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{g_{m2}}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{g_{m3}}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{g_{m4}}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{g_{m5}}^{f_c}$ [Hz/%]	$S_{g_{m6}}^{f_c}$ [Hz/%]
DP	4,7592k	16,3140k	23,9626k	-18,1900k	-13,4809k	-434,1863
HP	515,4834	-19,2201k	-12,9212k	20,3317k	33,4722k	8,7817k
PP	-6,6955k	-19,3501k	7,9323k	50,9508k	15,4302k	-2,4935k

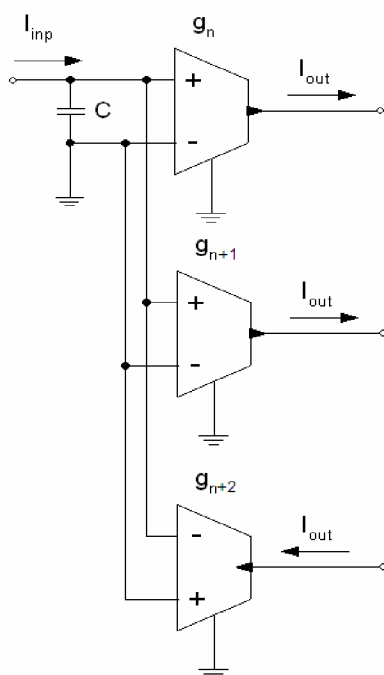
Z tab.2 je vidět, že citlivost mezní či střední frekvence na hodnotu kapacit pracovních kapacitorů se pohybuje v absolutní hodnotě od přibližně 340Hz/% až po 28kHz/%. To je již značný rozptyl a potvrzuje se tak předpoklad, který byl nastíněn v kapitole 2. Co se týče citlivosti těchto frekvencí na transkonduktance, je situace ještě více znepokojující. Hodnoty citlivostí se pohybují od 434Hz/% až po téměř 51kHz/% v absolutní hodnotě.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
gm3	VALUE	1.0280m	923...	1.12...	23.9626k	98
C2	VALUE	100p	105p	95p	-19.1377k	76
C3	VALUE	100p	105p	95p	-18.9092k	77
gm4	VALUE	1.5400m	1.69...	1.38...	-18.1900k	74
gm2	VALUE	850.7390u	585...	715...	16.3140k	67
C5	VALUE	100p	95p	105p	14.3708k	59
gm5	VALUE	2.4270m	2.66...	2.18...	-13.4809k	55
C4	VALUE	100p	95p	105p	9.1814k	37
C1	VALUE	100p	105p	95p	-5.2988k	21
gm1	VALUE	325.3710u	292...	357...	4.7592k	19
C6	VALUE	100p	95p	105p	358.8952	1
gm6	VALUE	4.8570m	5.34...	4.37...	-434.1863	1

Obr. 18: Ukázka citlivosti mezního kmitočtu na uvažované parametry DP struktury IFLF-ID

6 Struktura FLF-OS v proudovém módu

Struktura FLF-OS (follow the leader feedback – output summation) byla vybrána k ověření z prostého důvodu, kterým je výhoda v absenci složitých proudových sledovačů. Jak již bylo zmíněno, tyto prvky nejsou v současné době komerčně dostupné. Na druhou stranu tato struktura potřebuje aktivní prvek, který disponuje třemi výstupy (replikami). V této struktuře se uplatní zjednodušený proudový distributor, který bude disponovat vždy pouze dvěma replikami a to bez ohledu na řád filtru. Řešení problému vícereplikové součástky (integrátoru) ukazuje následující obrázek. Podobným způsobem lze pak realizovat i proudový distributor pomocí OTA.



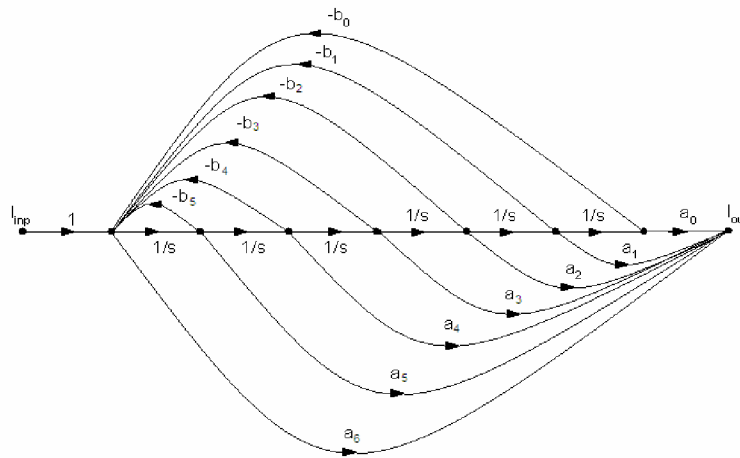
Obr. 19: Realizace integrátoru s třemi výstupy pomocí tří OTA

Z obr. 19 je zřejmé, že tímto způsobem lze získat prakticky neomezený počet replik požadovaného integrátoru ovšem za cenu vysokého počtu aktivních prvků. Dále je také patrné, že lze získat i invertující výstupy.

Obvodová realizace tohoto typu zapojení bude tvořena několika základními stavebními bloky: šesti proudovými integrátory (OTA-C); proudovým distributorem (CF – current follower); sedmi spínači vybírající číselník přenosové funkce; proudovým sumátorem, který bude realizován jednoduše uzlem.

Obr. 20 znázorňuje graf signálových toků této struktury. Integrátor opět realizuje přenos $1/s$. Ve zpětných vazbách pak bude opět přenos nastaven na -1 . Za koeficienty a_0 až a_6 pak budeme dosazovat hodnoty podle druhu námi požadované filtrace. Zadané koeficienty jsou v tab. 4. Obvodové zapojení této struktury je možné nalézt v [12] v nezměněné podobě (pouze obvod 6. řádu).

Požadavky na tento filtr jsou stejné jako v kapitole 5.1. Byl použit stejný výpočet hodnot transkonduktancí a byla volena i stejná hodnota kapacit.



Obr. 20: Graf signálových toků kanonické struktury FLF-OS 6. řádu

6.1 Ověření vlastností

Modifikace grafu signálových toků z obr. 20 je přeci jen obtížnější než modifikace grafu z obr. 9. Tento graf je prakticky převzat z [12], pouze je upraven do tvaru pro obvod 6. řádu. Jak bude ukázáno dále, nastavování koeficientů za dosažením charakteru selektivní filtrace je nutné opět mírně obměnit oproti teoretickým předpokladům, které jsou uvedeny v kap. 4.1.

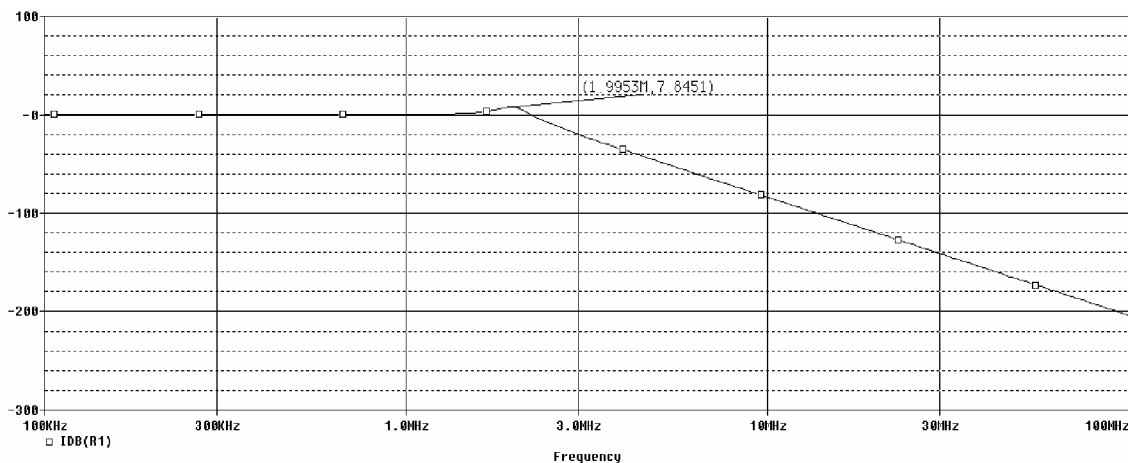
Tab. 4: Přenosové funkce obvodové realizace FLF-OS 6. řádu

Typ filtru	Přenosová funkce	Nastavení přepínačů						
		B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6
Obecná přenosová funkce 6. řádu	$K = -\frac{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	1	1	1	1	1	1
Dolní propust	$K = -\frac{b_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	0
Horní propust	$K = -\frac{b_6 s^6 + b_1 s + b_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	1	0	0	0	0	1
Pásmová propust	$K = -\frac{b_3 s^3}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	0	0	1	0	0	0
Pásmová zádrž	$K = -\frac{b_6 s^6 + b_1 s}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	1	0	0	0	0	1

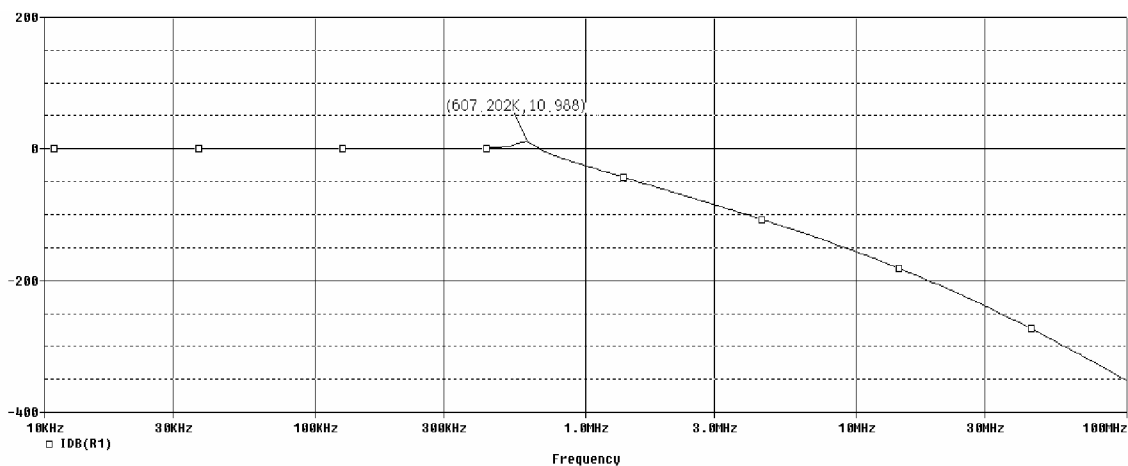
Přenosové funkce a hodnoty koeficientů ovlivňující čítelel přenosové funkce z tab. 4 ukazují, do jaké míry je nutné obměnit předpokládané nastavení. Nejkomplikovaněji se dosahuje filtrace typu HP. Vztah (4.4) v kap. 4.1, která čerpá z [12], např. říká, že k zisku charakteru HP je potřeba nastavit dopřednou smyčku v obr. 20 označenou jako a_6 na hodnotu různou od nuly. Ostatní dopředné smyčky pak mají uskutečňovat přenos 0. Z obr. 19 je ale zároveň patrné, že vstupní proud teče přímo na výstup obvodu, kde dostávám pouze jednotkový přenos nehledě na zpětné vazby. Jak udává [13], hodnota přenosu -1 ve zpětných smyčkách nám

zajišťuje, že hodnoty koeficientů jsou dány pouze vlastnostmi integrátorů, což je žádoucí. Proto se dá předpokládat, že není řešením měnit tyto hodnoty přenosu za cílem korekce koeficientů v čitatelích přenosové funkce pro předpoklad daný kapitolou 4.1.

Následující kmitočtové charakteristiky ukazují rozdíly, kterých bylo dosaženo při použití ideálního prvku simulujícího transkonduktanční operační zesilovač a firemního makromodelu použitého již v předchozí struktuře, tedy LT1228. Byly vybrány charakteristiky dolní a pásmové propustí.



Obr. 21: Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti struktury FLF-OS 6. řádu s VCCS

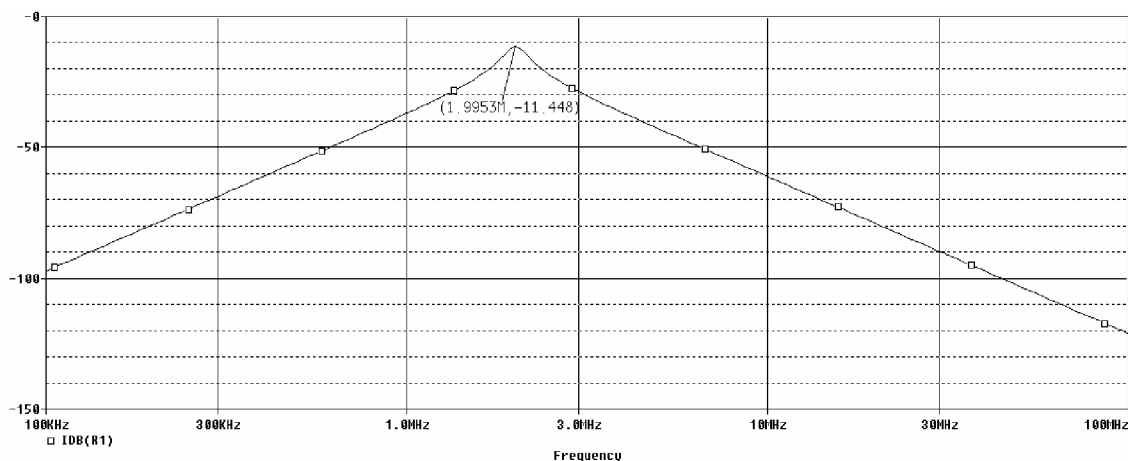


Obr. 22: Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti struktury FLF-OS 6. řádu s LT1228

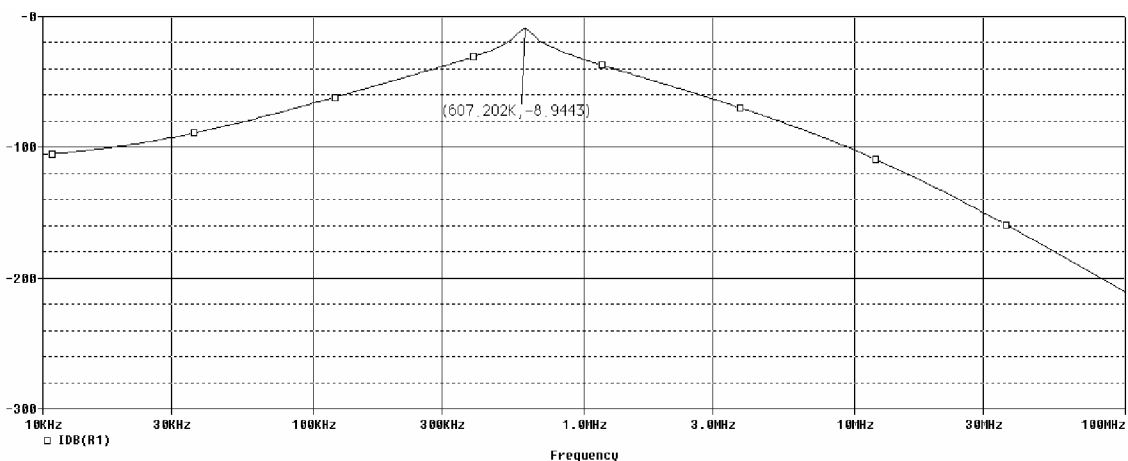
Z výše zobrazených charakteristik jsou patrné dvě důležité skutečnosti. První z nich je, že na mezním kmitočtu dochází k překmitu, který zesiluje signálu na daném kmitočtu (parazitní pól). Ačkoliv jsou si obě charakteristiky jinak podobné, zásadní rozdíl je v hodnotě mezní frekvence. Při použití celkem 18 (resp. 17 – poslední integrátor disponuje pouze dvěma replikami) aktivních prvků LT1228 (realizující 6 integrátorů OTA-C s potřebným počtem replik) dochází k značné změně mezní frekvence. A to naprosto nepřijatelným způsobem. Pro navrženou hodnotu dojde k poklesu o téměř 1,5MHz.

Totožnou nepříjemnou skutečnost nám ukazují i charakteristiky pásmové propusti. U ní dochází také ke značnému tlumení užitečného signálu i v maximu této kmitočtové charakteristiky a to o více než 11dB.

Nepříjemná skutečnost posunu střední, resp. mezní frekvence, se ale projevila u zbývajících kmitočtových charakteristik.



Obr. 23: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti struktury FLF-OS 6. řádu s VCCS



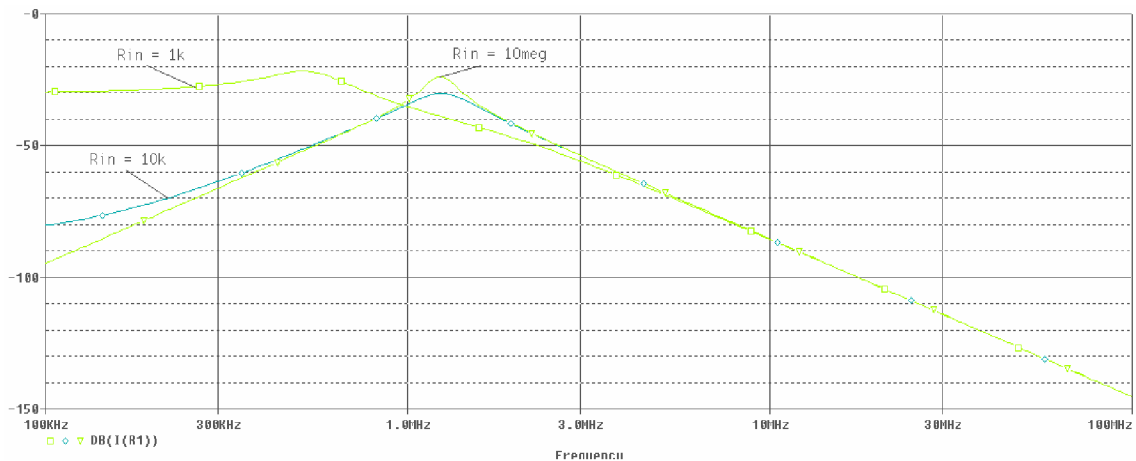
Obr. 24: Modulová kmitočtová charakteristika pásmové propusti struktury FLF-OS 6. řádu s LT1228

6.2 Vlivy reálných parametrů aktivního prvku

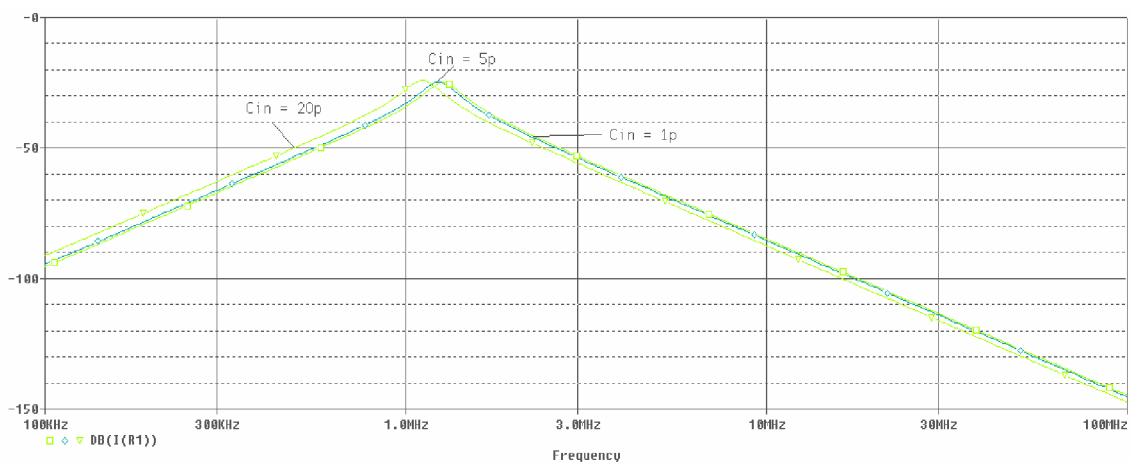
Když uvážíme celkovou složitost obvodu i na elementární úrovni, kdy je aktivní prvek modelován ideálním prvkem, je přijatelné zkoumat pouze dva z parametrů reálného prvku. A to konkrétně vstupní odpor R_{in} a vstupní kapacita C_{in} . Tyto parametry se sledují snadněji než výstupní admitance.

Jelikož bylo v tomto zapojení opět použito transkonduktančního operačního zesilovače, bude základ při modelování převzat z obr. 15. Stejně jako v předchozím zapojení bude krokovan parametr R_{in} s hodnotami $R_{in} = (10^3, 10^4, 10^7)\Omega$, a parametr C_{in} s hodnotami $C_{in} = (1, 5, 20)\text{pF}$.

Z obou modulových kmitočtových charakteristik na obr. 25 a 26 je zřejmé, že simulováním obou parametrů pro vstupní parametry transkonduktoru dochází k posunu střední frekvence na nižší hodnoty kmitočtu. Tato skutečnost pak do jisté míry zřejmě vysvětluje, proč došlo k stejnému efektu i při použití firemního makromodelu. Negativně se tak projevují parazitní kapacity a odpory.



Obr. 25: Krokování parametru R_{in} pro pásmovou propust struktury FLF-OS 6.řádu



Obr. 26: Krokování parametru C_{in} pro pásmovou propust struktury FLF-OS 6.řádu

6.3 Toleranční a citlivostní analýza

Kvůli složitosti obvodu pro šestý řád, ke které přispívá značný počet aktivních prvků, i přes použití ideálního modelu transkonduktančního operačního zesilovače, bylo přistoupeno pouze k výpočtu citlivosti na pracovních kapacitách. Tolerance byla nastavena na standardní hodnotu 5%.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
C6	VALUE	100p	105p	95p	-4.1647%	53
C2	VALUE	100p	105p	95p	-4.1391%	53
C5	VALUE	100p	105p	95p	-3.9090%	50
C3	VALUE	100p	105p	95p	-3.7639%	48
C1	VALUE	100p	105p	95p	-3.7048%	47
C4	VALUE	100p	105p	95p	-3.6227%	46

Obr. 27: Ukázka citlivost mezního kmitočtu na uvažované parametry DP struktury FLF-OS

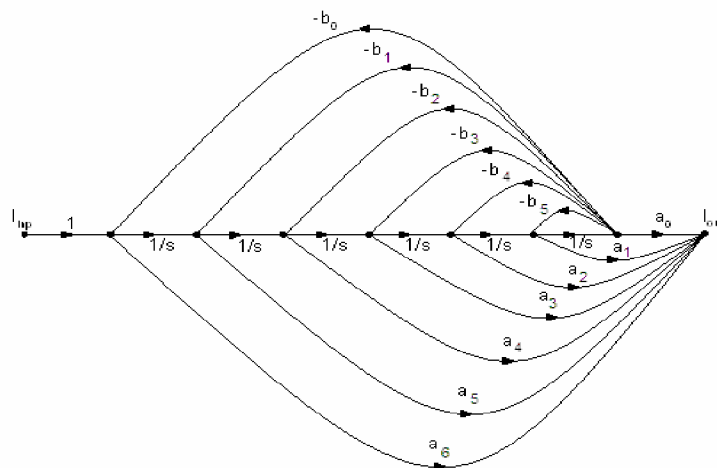
Z vypočtený citlivostní programem PSpice AA je jasné, že citlivost na pracovní kapacity není kritická a pohybuje se v absolutní míře přibližně do 10kHz/% u PP. Větší citlivost se pak dá očekávat např. pro strmost transkonduktorů.

7 Struktura IFLF-OS v proudovém módu

Struktura IFLF-OS (inverse follow the leader feedback – output summation) již není tak výhodná jako struktury předchozí. Je to dáno tím, že tato struktura je realizována aktivním prvkem disponující dvěma replikami. Je pochopitelné, že konstruktér který uvažuje o návrhu takovéto struktury, zvolí pokud možno nejjednodušší a nejlevnější řešení. Pak je pochopitelné, že je hledán prvek, který disponuje dvěma výstupy. Do nedávné doby bylo možné tuto strukturu postavit na integrátoru s transkonduktančním operačním zesilovačem MAX435, který disponuje dvěma výstupy. Jiným řešením je použití několika aktivních prvků takovým způsobem, abychom obdrželi několik replik. Princip je totožný s principem naznačeným na obr. 19. Aktivním prvkem pro tuto strukturu byl zvolen proudový konvektor typu CCII-. Tato struktura disponuje na vstupu zjednodušeným proudovým distributorem, zpětné vazby jsou ovšem rozváděny ke vstupům integrátorů z proudového sledovače umístěným na konci obvodu.

Obvodová realizace tohoto typu zapojení pak bude tvořena několika základními stavebními bloky: šesti proudovými integrátory (OTA-C); dvěma proudovými distributory (CF – current followers); sedmi spínači určující typ filtrace; proudovým sumátorem, který bude realizován jednoduše uzlem.

Obr. 29 znázorňuje graf signálových toků pro realizaci této struktury. Takto navrženým zapojením obdržíme požadovaný multifunkční filtr. Jak je vidět, integrátor realizuje přenos opět $1/s$, a tudíž je použit neinvertující integrátor.



Obr. 29: Graf signálových toků kanonické struktury IFLF-OS 6. řádu

7.1 Návrh a ověření základních vlastností

Byly zadány následující požadavky na filtr:

Mezní kmitočet $f_m = 1\text{MHz}$, útlum na mezním kmitočtu $K_m = -3\text{dB}$, kmitočet pásma potlačení $f_p = 3\text{MHz}$, útlum na kmitočtu pásma potlačení $K_p = -55\text{dB}$. Byla zvolena Butterworthova aproximace.

Vypočtené koeficienty přenosové funkce programem NAFID:

$$\begin{aligned} b_0 &= 6,14878 \cdot 10^{40}, b_1 = 3,7814810 \cdot 10^{34}, b_2 = 1,16280 \cdot 10^{28}, \\ b_3 &= 2,26682 \cdot 10^{21}, b_4 = 2,94605 \cdot 10^{14}, b_5 = 2,42737 \cdot 10^7, b_6 = 1. \end{aligned} \quad (7.1)$$

Následně je využito symbolické analýzy v programu SNAP, pomocí kterého je možné ověřit jmenovatel přenosové funkce. Je vhodná kontrola jmenovatele přenosové funkce v daném grafu signálových toků. Pokud bude s výhodou zvolena stejná hodnota kapacit, pak jmenovatel přenosové funkce nabývá následujícího tvaru:

$$\begin{aligned} D(s) &= s^6 a_6 + s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0 = \\ &= s^6 + s^5 \frac{B_1}{R_1 C} + s^4 \frac{B_1 B_2}{R_1 R_2 C^2} + s^3 \frac{B_1 B_2 B_3}{R_1 R_2 R_3 C^3} + s^2 \frac{B_1 B_2 B_3 B_4}{R_1 R_2 R_3 R_4 C^4} + \\ &+ s^1 \frac{B_1 B_2 B_3 B_4 B_5}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 C^5} + \frac{B_1 B_2 B_3 B_4 B_5 B_6}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 C^6}. \end{aligned} \quad (7.2)$$

Hodnota kapacit je totožná pro všechny integrátory. Charakteristickou vlastnost konveje-ru B lze položit jedničce. Pak zbývá dopočítat hodnoty odporů, které se připojí k vstupní bráně X .

V tomto návrhu byla zvolena hodnota kapacit z výrobní řady E6:

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 220\text{pF}.$$

Dosazení koeficientů do přenosové funkce:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{B_1 B_2 B_3 B_4 B_5 B_6}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 C^6} = 6,14878 \cdot 10^{42}, \\ a_1 &= \frac{B_1 B_2 B_3 B_4 B_5}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 C^5} = 3,7814810 \cdot 10^{34}, \\ a_2 &= \frac{B_1 B_2 B_3 B_4}{R_1 R_2 R_3 R_4 C^4} = 1,16280 \cdot 10^{28}, \\ a_3 &= \frac{B_1 B_2 B_3}{R_1 R_2 R_3 C^3} = 2,26682 \cdot 10^{21}, \\ a_4 &= \frac{B_1 B_2}{R_1 R_2 C^2} = 2,94605 \cdot 10^{14}, \\ a_5 &= \frac{B_1}{R_1 C} = 2,42737 \cdot 10^7, \\ a_6 &= 1. \end{aligned} \quad (7.3)$$

Pak vypočtené hodnoty odporů po zaokrouhlení:

$$R_1 = 187\Omega, R_2 = 375\Omega, R_3 = 591\Omega, R_4 = 886\Omega, R_5 = 1,4\text{k}\Omega, R_6 = 2,8\text{k}\Omega. \quad (7.4)$$

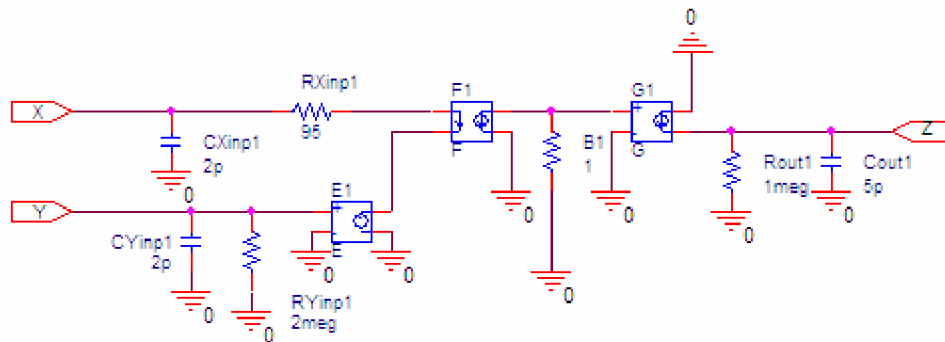
Následující tabulka shrnuje všechny přenosové funkce pro daný obvod a pro názornost zobrazuje nastavení koeficientů u spínačů.

Tab. 5: Přenosové funkce obvodové realizace IFLF-OS 6. řádu

Typ filtru	Přenosová funkce	Nastavení spínačů						
		B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6
Obecná přenosová funkce 6. řádu	$K = -\frac{a_6s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}$	1	1	1	1	1	1	1
Dolní propust	$K = \frac{b_0}{s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	0
Horní propust	$K = \frac{b_6}{s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}$	0	0	0	0	0	0	1
Pásmová propust	$K = -\frac{b_3s^3}{s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}$	0	0	0	1	0	0	0
Pásmová zadrž	$K = -\frac{b_6s^6 + b_0}{s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	1

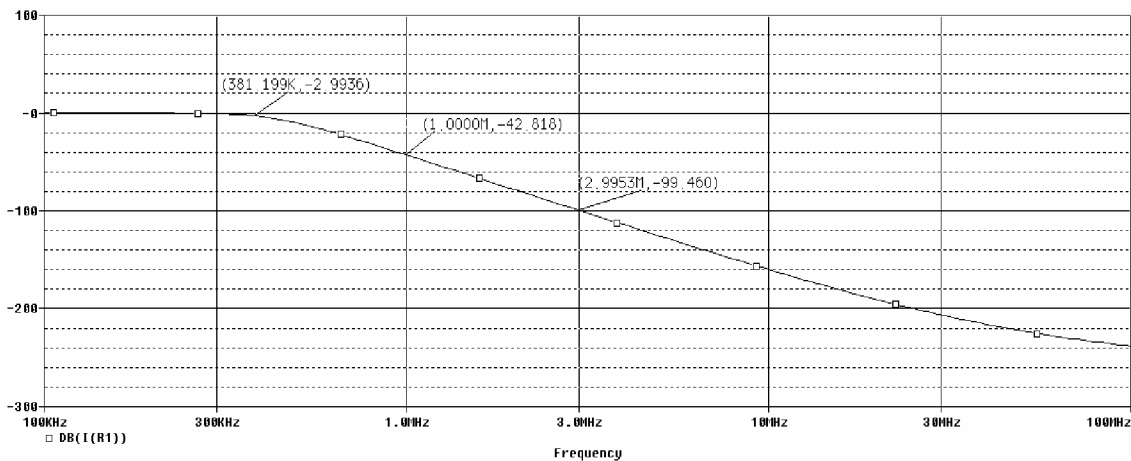
Obvodové schéma této struktury je možné nalézt v [12] v nezměněné podobě.

K ověření funkce musel být použit kmitočtově závislý model proudového konvejeoru. Jeho univerzální model lze nalézt v [18]. Zde byl použit model konvejeoru EL082 z [11].

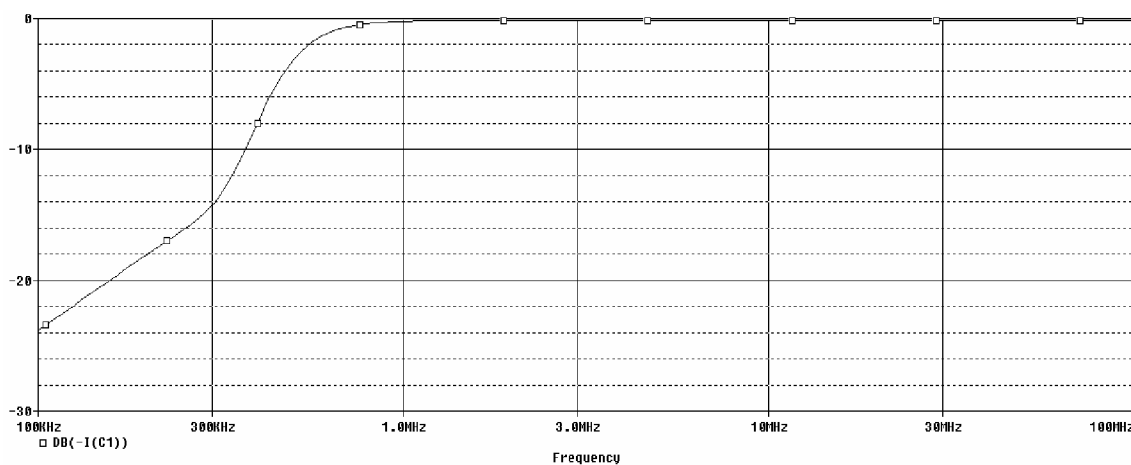


Obr. 30: Vnitřní struktura tříbranového konvejeoru CCII- [11]

Z modulových charakteristik na obr. 31 a obr. 32 je patrné, že opět dochází k výraznému zkreslení obou charakteristik. Předně u dolní propusti je opět značně posunut mezní kmitočet. U horní propusti tento efekt není tak fatální, nicméně charakteristika je poněkud zdeformovaná a hodnoty útlumu neodpovídají obvodu 6. řádu. Je zřejmé, že se negativně opět projevuje značné množství aktivních prvků. V tomto zapojení je jich celkem 12.



Obr. 31: Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti struktury IFLF-OS 6. řádu s CCII-



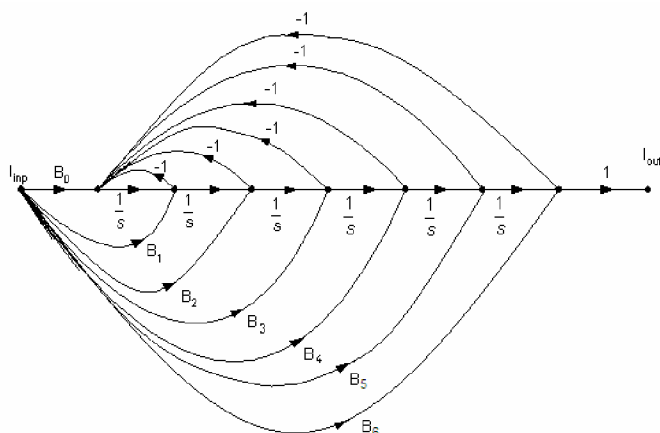
Obr. 32: Modulová kmitočtová charakteristika horní propusti struktury IFLF-OS 6. řádu s CCII-

Krokováním jednotlivých parametrů z obr. 30 nepřineslo žádná podstatné informace, které by vysvětlovaly, proč dochází k posunu mezních frekvencí, ani na deformaci charakteristik. Citlivosti byly testovány na pracovní kapacity a proudový činitel B konvejeoru. Tento parametr B je nejcitlivější ze všech uvažovaných, nicméně hodnota této citlivosti není příliš vysoká. Citlivost na pracovních kapacitách je do 5kHz/%.

8 Struktura FLF-ID v proudovém módu

Další poněkud méně vhodnou kanonickou strukturou je FLF-ID (follow the leader feedback – input distribution). V tomto zapojení stačí pouze jeden proudový distributor. Tato struktura nebyla podrobena ověřováním se zapojením ideálního prvku. V této struktuře byl použit prvek MAX435. Budou kladeny stejné požadavky na filtr jako u struktury IFLF-ID, abychom mohli alespoň částečně srovnat kvalitu transkonduktorů LT1228 a MAX435.

Obvodová realizace tohoto typu zapojení pak bude tvořena několika základními stavebními bloky: šesti proudovými integrátory (OTA-C); jedním proudovým distributorem (CF – current follower); proudovým sumátorem, který bude realizován jednoduše uzlem.



Obr. 33: Modifikovaný graf signálových toků kanonické struktury FLF-ID 6. řádu

8.1 Návrh a ověření vlastností

Byly použity stejné požadavky na filtr jako v kapitole 5.1. Byly voleny stejné hodnoty kapacit.

Následující tabulka shrnuje všechny přenosové funkce pro daný obvod a pro názornost zobrazuje nastavení koeficientů u proudového distributoru.

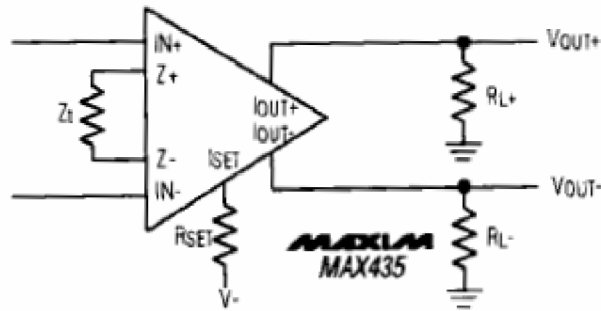
Tab. 6: Přenosové funkce obvodové realizace FLF-ID 6. řádu

Typ filtru	Přenosová funkce	Nastavení CF 1						
		B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6
Obecná přenosová funkce 6. řádu	$K = -\frac{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	1	1	1	1	1	1
Dolní propust	$K = -\frac{b_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	0
Horní propust	$K = -\frac{b_6 s^6}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	0	0	0	0	0	1
Pásmová propust	$K = -\frac{b_3 s^3}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	0	0	1	0	0	0
Pásmová zadrž	$K = -\frac{b_6 s^6 + b_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	1

Obvodové zapojení je uvedeno v Příloha 1.

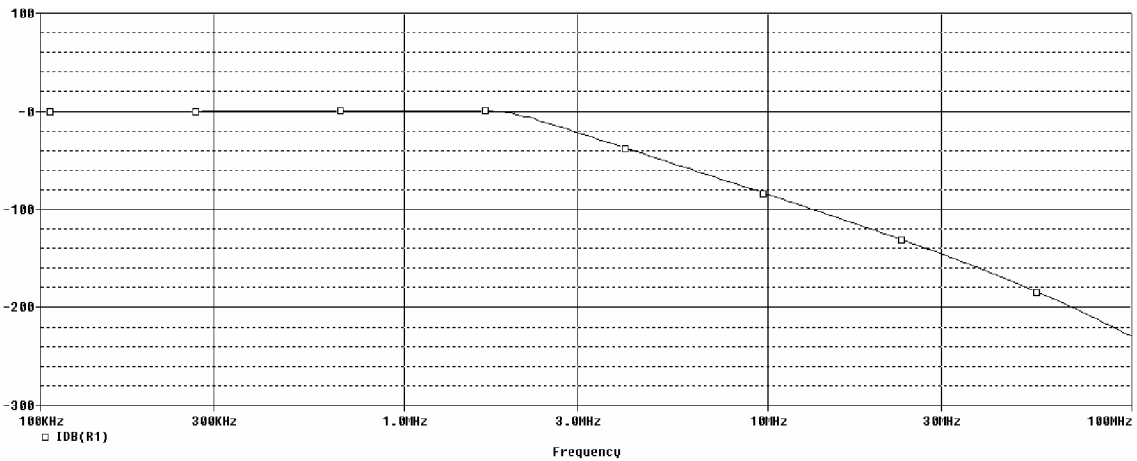
U této struktury bylo použito transkonduktančního operačního zesilovače MAX435 firmy Maxim. K nastavení transkonduktance se zde užívá odpor, který se připojuje mezi svorky Z+ a Z-. Vztah mezi tímto odporem a transkonduktancí je dán vztahem $R_I = 8/g_{ml}$. Dále je nutné poznamenat, že na svorku I_{set} se musí připojit odpor. Doporučená hodnota je 5,9 kΩ. Další nutnou úpravou, aby proběhla simulace, je připojení odporu k výstupním svorkám, jelikož tento model nemá výstupní odpor definován. Proudové distributory byly opět realizovány

jako CCCS (current control – current source). V PSpice jsou označeny jako F. Hodnoty koeficientů se nastavují přes parametr Gain.

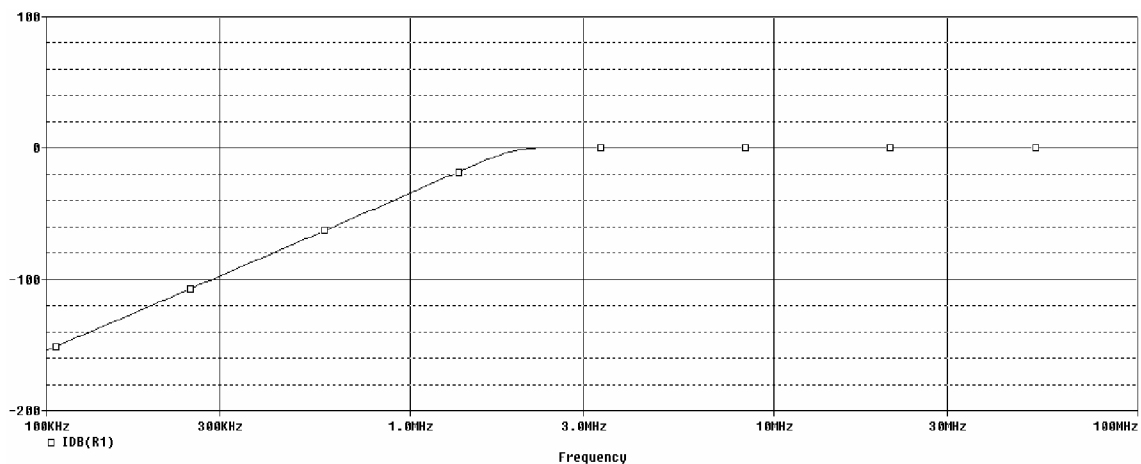


Obr. 34: Schématická značka MAX435

Z následujících modulových kmitočtových charakteristik lze usoudit, že MAX435 má o něco lepší parametry než prvek LT1228. Strmost u DP je více než -120dB/dek. V případě HP je pak výsledek podobný a blíží se tak velmi strmosti a průběhu zapojení s ideálním prvkem.



Obr. 35: Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti struktury FLF-ID 6. řádu s MAX435



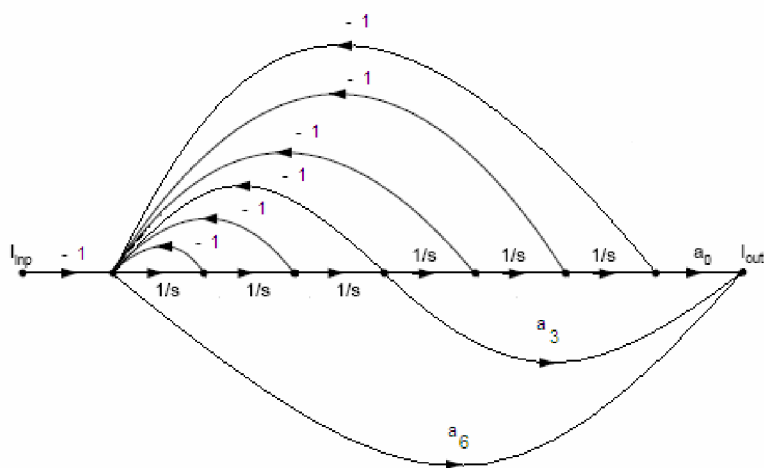
Obr. 36: Modulová kmitočtová charakteristika horní propusti struktury FLF-ID 6. řádu s MAX435

9 Filtr pracující v napěťovém módu

Jelikož má být navržena také struktura, která bude pracovat v napěťovém módu, bude navržena modifikovaná struktura 6. řádu, která bude podstatným způsobem zjednodušená. A to z důvodu eliminace co nejvíce aktivních prvků. Bude použito transimpedančního zesilovače, který pracuje v napěťovém módu. Pro zjednodušení byl vypuštěn typ pásmové zadržky.

Obvodová realizace tohoto typu zapojení pak bude tvořena několika základními stavebními bloky: šesti proudovými integrátory; jedním distributorem realizovaný jako CFA; napěťovým sumátorem, realizovaný také prvkem CFA.

Obr. 37 znázorňuje modifikované zapojení pomocí grafu signálových toků. Navržený obvod vychází z této struktury. Jak je vidět, integrátor realizuje přenos $1/s$. Konkrétně v případě CFA $1/sRC$.



Obr. 37: Graf signálových toků upravené kanonické struktury FLF-OS 6. řádu

9.1 Návrh a ověření vlastností

Byly zadány následující požadavky na filtr:

Mezní kmitočet $f_m = 1\text{MHz}$, útlum na mezním kmitočtu $K_m = -3\text{dB}$, kmitočet pásma potlačení $f_p = 3\text{MHz}$, útlum na kmitočtu pásma potlačení $K_p = -55\text{dB}$. Byla zvolena Butterworthova aproximace.

Vypočtené koeficienty přenosové funkce programem NAFID jsou totožné s těmi ve výrazu (7.1).

Následně je využito symbolické analýzy v programu SNAP, pomocí kterého je možné ověřit jmenovatel přenosové funkce. Je vhodná kontrola jmenovatele přenosové funkce v daném grafu signálových toků. Pokud bude s výhodou zvolena stejná hodnota kapacit, pak jmenovatel přenosové funkce nabývá následujícího tvaru:

$$\begin{aligned}
D(s) &= s^6 a_6 + s^5 a_5 + s^4 a_4 + s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0 = \\
&= s^6 + s^5 \frac{1}{R_1 C} + s^4 \frac{1}{R_1 R_2 C^2} + s^3 \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C^3} + s^2 \frac{1}{R_1 R_2 R_3 R_4 C^4} + \\
&+ s^1 \frac{1}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 C^5} + \frac{1}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 C^6}.
\end{aligned} \tag{8.1}$$

Hodnota kapacit je totožná pro všechny integrátory. Pak zbývá dopočítat hodnoty odporů, které se připojí k vyvedené svorce Z.

V tomto návrhu byla zvolena hodnota kapacit z výrobní řady E6:

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 330\text{pF}.$$

Dosazení koeficientů do přenosové funkce:

$$\begin{aligned}
a_0 &= \frac{1}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 C^6} = 6,14878 \cdot 10^{42}, \\
a_1 &= \frac{1}{R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 C^5} = 3,7814810 \cdot 10^{34}, \\
a_2 &= \frac{1}{R_1 R_2 R_3 R_4 C^4} = 1,16280 \cdot 10^{28}, \\
a_3 &= \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C^3} = 2,26682 \cdot 10^{21}, \\
a_4 &= \frac{1}{R_1 R_2 C^2} = 2,94605 \cdot 10^{14}, \\
a_5 &= \frac{1}{R_1 C} = 2,42737 \cdot 10^7, \\
a_6 &= 1.
\end{aligned} \tag{8.2}$$

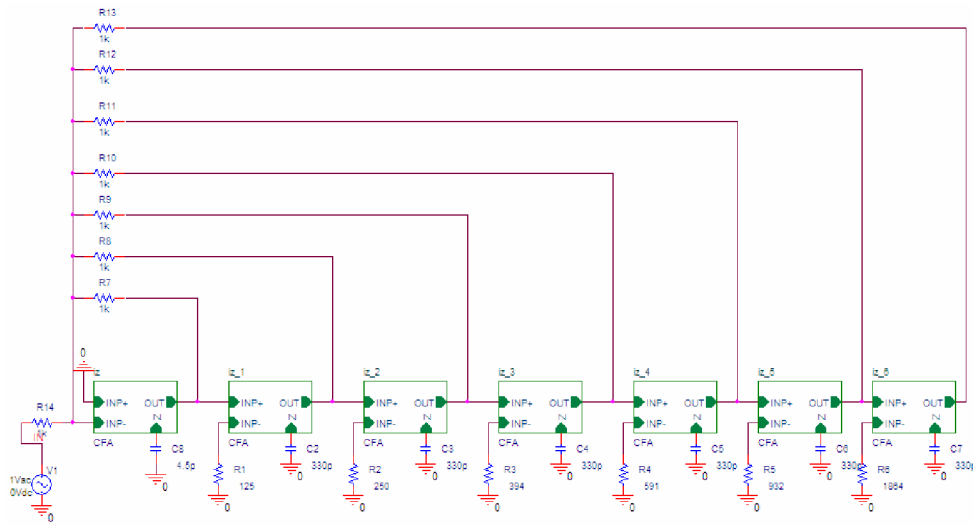
Pak vypočtené hodnoty odporů po zaokrouhlení:

$$R_1 = 125\Omega, R_2 = 250\Omega, R_3 = 394\Omega, R_4 = 591\Omega, R_5 = 932\text{k}\Omega, R_6 = 1864\text{k}\Omega. \tag{8.4}$$

Tab. 7: Přenosové funkce obvodové realizace IFLF-OS 6. řádu

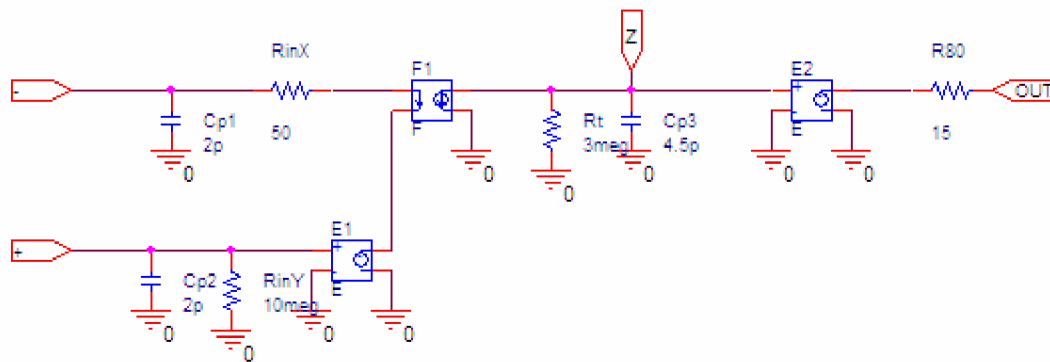
Typ filtru	Přenosová funkce	Nastavení koeficientů						
		B0	B1	B2	B3	B4	B5	B6
Dolní propust	$K = -\frac{b_0}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	1	0	0	0	0	0	0
Horní propust	$K = -\frac{b_6 s^6}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	0	0	0	0	0	1
Pásmová propust	$K = -\frac{b_3 s^3}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	0	0	0	1	0	0	0

Obvodové zapojení je na následujícím obrázku.

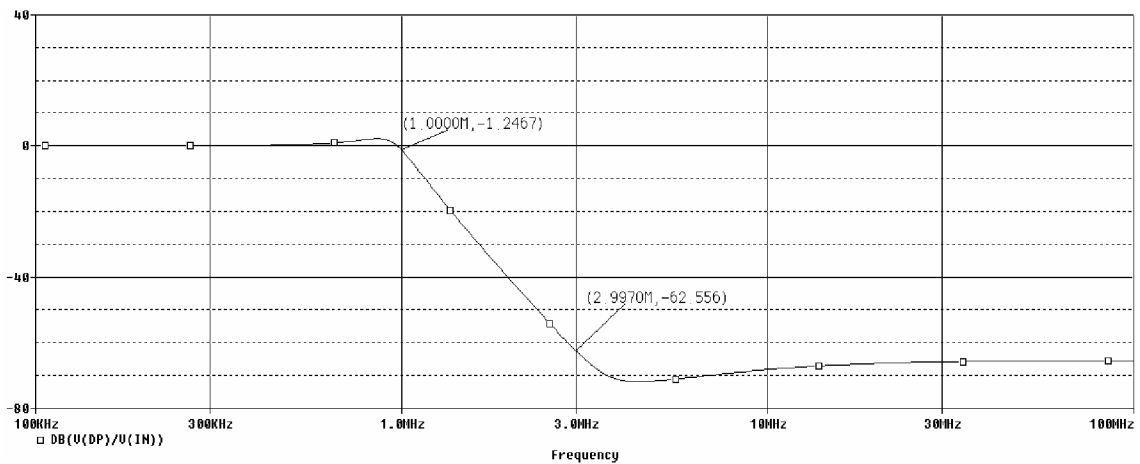


Obr. 38: Zjednodušená struktura FLF s transimpedančními operačními zesilovači

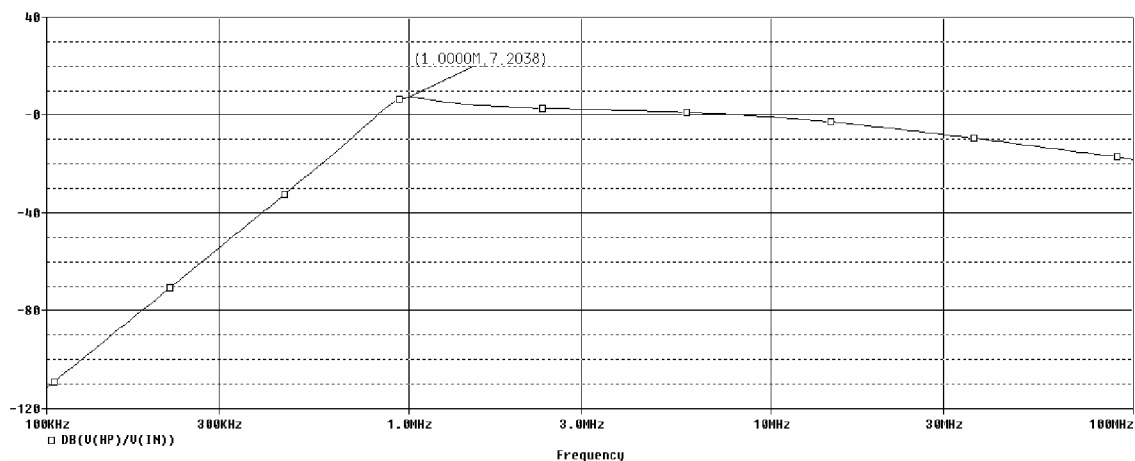
Prvek CFA byl modelován jako AD844 [18].



Obr. 39: Model transimpedančního operačního zesilovače podle AD844



Obr. 40: Modulová kmitočtová charakteristika dolní propusti struktury FLF 6. řádu s modelem AD844



Obr. 41: Modulová kmitočtová charakteristika horní propusti struktury FLF 6. řádu s modelem AD844

Z modulové kmitočtové charakteristiky DP je vidět, že při použití tohoto modelu existuje konečný útlum okolo -70dB (vlivem parazitní nuly). To je dáno reálnou hodnotou vstupního odporu na svorce označené jako minus. Průběh horní propusti také není ideální, neboť na hodnotách vyšších jak 10MHz obvod tlumí užitečný signál.

9.2 Toleranční a citlivostní analýza

Citlivost mezního (středního) kmitočtu je nejvíce závislá na hodnotách některých odporů sumačního zesilovače. Nejcitlivější pak pro odpory R_9 a R_{11} , kdy u dolní a horní propusti se pohybovaly do 15kHz/%. U PP to pak bylo o něco více. Tam se hodnota odporu R_{11} blížila 20kHz/%. Citlivosti parametrů modelů jsou pod 1kHz/%. Příklad pro dolní propust ukazuje obrázek 42.

Parameters					Linear	
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	
R9	VALUE	1k	900	1.10...	13.3242k	100
R11	VALUE	1k	1.10...	900	-8.1179k	60
R8	VALUE	1k	1.10...	900	-6.0290k	45
R10	VALUE	1k	900	1.10...	3.3191k	24
R7	VALUE	1k	1.10...	900	-2.9233k	21
R12	VALUE	1k	1.10...	900	-2.8415k	21
z_2.RinX	VALUE	50	45	55	1.2270k	9
z_4.RinX	VALUE	50	55	45	-957.6176	7
R13	VALUE	1k	900	1.10...	975.5339	7
z_1.RinX	VALUE	50	45	55	924.7965	6
z_3.RinX	VALUE	50	55	45	-587.0961	4
z_4.R80	VALUE	15	16.5...	13.5...	-181.4509	1
z_4.Cp3	VALUE	4.6000p	4.95...	4.05...	-165.2016	1
z_5.RinX	VALUE	50	55	45	-159.2015	1
z.Rt	VALUE	3meg	3.30...	2.70...	-1.4955	< MIN >
z.R80	VALUE	15	16.5...	13.5...	-2.1269	< MIN >

Obr. 42: Citlivost jednotlivých parametrů ve struktuře FLF v napěťovém módu.

10 Závěr

V úvodu práce byly naznačeny výhody přímé realizace přenosové funkce a jejich užití. Dále následovala rešerše, která dávala příkladem několik moderních aktivních bloků, která se dají v těchto obvodech použít. Byl popsán způsob modifikace těchto obvodů.

V práci bylo navrženo celkem pět struktur plnicí funkci multifunkčních kmitočtových filtrů. Čtyři z nich pracují v proudovém módu a jedna v módu napěťovém. Popis jednotlivých struktur započal návrhem daného obvodu. Nemělo příliš význam navrhovat různé parametry pro každé zapojení, a proto pro struktury ve kterých byl použit transkonduktanční operační zesilovač, byly zadány vždy požadavky na parametr stejně. Jednalo se o struktury IFLF-ID, FLF-OS a FLF-ID.

V prvních dvou jmenovaných bylo zapojení nejdříve provedeno s ideálním prvkem a následně srovnáno s charakteristikami, kde bylo užito makromodelu. Cílem navržení struktury FLF-ID bylo pouze ověřit její funkčnost a srovnat dosažené kmitočtové charakteristiky dosažené pomocí dvou makromodelů, kterými byly MAX435 a LT1228. U struktury IFLF-ID a FLF-OS byly následně sledovány vlivy parametrů aktivního prvku, které obvykle nebyly kritické, neboť hodnoty nejvíce ovlivňujících parametrů byly mimo pole reálných hodnot. Výsledky citlivostních analýz pak naznačily, že předpoklad který byl dán již v počátku práce, je opodstatněný. Některé prvky v citlivostní analýze dosahovaly v semirelativním měřítku až hodnot okolo 50kHz/%.

V dalších strukturách, kde bylo užito jiných aktivních prvků, byl uveden jejich návrh a následně ukázán vliv parazitních jevů. Jednalo se o struktury, ve kterých bylo použito proudového konvejeje druhé generace CCII- a transimpedančního zesilovače označovaného jako CFA. V obou těchto zapojení bylo užito modelu reálného prvku dle výrobce odpovídající třetí úrovni. U obou zapojení bylo zmíněno, jak se projevují parametry aktivního prvku a citlivost na jednotlivé prvky. Nicméně v zapojení s proudovým konvejeje tyto fakta neměla příliš valnou hodnotu. Příčinou byla skutečnost, že charakteristiky ani zdaleka nedosahovaly požadovaných hodnot. Svou roli sehrál vysoký počet aktivních prvků, který byl zapotřebí, aby mohla být tato struktura realizována.

Jelikož byl zvolen vysoký (šestý) řád obvodu, byly citlivosti omezeny pouze na nejcitlivější hodnoty prvků v obvodech. Výpis a komentování všech citlivostí by bylo velmi obtížné, časově náročné a také neúčinné. Nemá totiž význam komentovat až desítky hodnot u každého zapojení.

Nejlépe se jevila struktura IFLF-ID, pomocí které bylo dosaženo i při použití makromodelu vyhovujících kmitočtových charakteristik. Navíc tato struktura není limitována takovou složitostí a potřebou mnoha aktivních prvků k realizaci proudového integrátoru.

Tyto obvodové struktury mají některé jednoznačné přednosti, které měly být dokumentována v této práci. Díky vysokému řádu obvodu to je především strmost modulových kmitočtových charakteristik. Bylo ověřeno, že lze dosáhnout strmosti až 120dB/dek v případě dolních a horních propustí, v případě pásmových propustí to byla strmost o poloviční hodnotě s ideálními prvky. Další podstatnou výhodou je univerzálnost v nastavování a úpravách přenosových funkcí, resp. v nezávislosti nastavování koeficientů přenosové funkce.

Zároveň se ale ukazuje řada negativních činitelů, které nejsou tomuto způsobu návrhu kmitočtových filtrů nakloněni. Je to především složitost těchto obvodů, která je úzce provázána s potřebným počtem aktivních prvků. Výrobci dnes často preferují výrobu filtrů v podobě integrovaných obvodů, jsou vyráběny prvky disponující pouze jediným výstupem. To nutí konstruktéry při návrhu těchto filtrů obcházet tento problém paralelním spojováním více aktivních prvků za účelem obdržení více výstupů daného integrátoru. To pak výrazně prodražuje realizaci těchto obvodů. Nehledě na fakt, že realizace takovýchto filtrů je pak obtížná. Další překážkou je pak upřednostňování zdokonalování operačních zesilovačů na úkor jiných funkčních bloků. Z toho lze usoudit, že se výběr aktivních prvků pro proudový mód bude i nadále zmenšovat. Výsledkem může být skutečnost, že tyto struktury bude zřejmě možné postupem času realizovat pouze v napěťovém módu, což je v ostrém kontrastu s vyzdvihovanými vlastnostmi módu proudového.

Seznam použitých zdrojů

- [1] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Říditelný univerzální filtr s vícevýstupovými proudovými sledovači [online]. *Elektrorevue*, 2008/3. 10 stran. ISSN 1213-1539. [cit. 3. dubna 2009]. Dostupný z www: <<http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/0/riditelny-univerzalni-filtr-s-vicevystupovymi-proudovymi-sledovaci/>>
- [2] CHEN, W.K. *The circuits and filters handbook*. Boca Raton Florida: CRC Press, 1995. 2861 stran. ISBN 0-8493-8341-2.
- [3] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Skriptum. Brno. FEKT VUT v Brně, 2004. 136 stran. ISBN 80-214-2561-X.
- [4] DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*. Skriptum. Brno. FEKT VUT v Brně, 2004, 138 stran.
- [5] TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B – Low noise JFET-input operational amplifiers [online]. Datasheet, Texas Instruments, 2005. Dostupný z www: <<http://www.ti.com>>
- [6] LT1228 – 100 MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control [online]. Datasheets, 1994, 20 stran. Dostupný z www: <<http://www.linear.com>>
- [7] MAX435/MAX436 – Wideband Transconductance Amplifier with Differential Output [online]. Datasheet, MAXIM – Dallas Semiconductor, 1993. 17 stran. Dostupný z www: <<http://www.maxim-ic.com>>
- [8] OPA861 – Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier (OTA) [online]. Datasheet, 2005 – 2008. 31 stran. Texas Instruments. Dostupný z www: <<http://www.ti.com>>
- [9] LM359, Dual, High Speed, Programmable, Current Mode Amplifiers [online]. Datasheet, 26 stran. National Semiconductor, 2000. Dostupný z www: <<http://www.national.com>>
- [10] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvejeoru, ukázka návrhu aplikace [online]. *Elektrorevue*, 2006/41. 9 stran. ISSN 1213-1539. [cit. 29. dubna 2009]. Dostupný z www: <<http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/15/navrh-kmitoctovych-filtru-s-cmi-vychazejici-z-obecne-admitancni-site/>>
- [11] ŠOTNER, R. *Vícefunkční přeladitelný aktivní filtr*. Diplomová práce. Brno. Vysoké učení technické v Brně, 2008. 85 stran.
- [12] DOSTÁL, T. Filters with multi-loop feedback structure in current mode [online]. *Radioengineering*, 2003, vol. 12, no.3, p. 1-6. [cit. 23. října 2008]. Dostupný z www: <http://www.radioeng.cz/fulltexts/2003/03_03_06_11.pdf>
- [13] DOSTÁL, T. Fázovací obvody s moderními funkčními bloky. *Slaboproudý obzor*, 2000. 5 stran.

- [14] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. NAFID program as powerful tool in filter education area. *In Proceedings of the conference CIBLIS'97*, Leicester (UK), 1997, p. PK-4 1-10.
- [15] BIOLEK, D., KOLKA, Z. SNAP – symbolic, semisymbolic and numerical analysis of electronic circuits [online]. Dostupný z www: <<http://snap.webpark.cz/indexa.html>>
- [16] ŠOTNER, R. Univerzální filtr 4. řádu s transkonduktory [online]. *Elektrorevue*, 2008/2. 12 stran. ISSN 1213-1539. [cit. 14. března 2009]. Dostupný z www: <<http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/5/univerzalni-filtr-4--radu-s-transkonduktory/>>
- [17] Monolithic OpAmp AD844 [online]. Datasheets. 2003. 16 stran. Analog Device. Dostupný z www: <<http://www.analog.com>>
- [18] DOSTÁL, T. Různé úrovně modelování aktivních prvků a funkčních bloků pro simulaci analogových obvodů [online]. *Elektrorevue*, 2001/12. ISSN 1213-1539. [cit. 14. května 2009]. Dostupný z www: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01012/index.html#real>>

Seznam nejpoužívanějších zkratek

ARC	Aktivní RC filtr
CCCS	Current control current source
CF	Current follower
CFA	Current feedback amplifier
DIDO	Different input different output
DISO	Different input single output
DP	Dolní propust
FLF – ID	Follow the leader feedback – input distribution
FLF – OS	Follow the leader feedback – output summation
FSG	Flow signal graph
HP	Horní propust
IFLF – ID	Inverse Follow the leader feedback – input distribution
MIDO	Multi input different output
MLS	Multi loop structure
OA	Operational amplifier
OTA	Operational transconductance amplifier

OZ	Operační zesilovač
PP	Pásmová propust
PZ	Pásmová zadrž
SISO	Single input single output
VCCS	Voltage control current source
VCVS	Voltage control voltage source
VFA	Voltage feedback amplifier

Seznam příloh

Příloha 1 Obvodová struktura FLF-ID 6. řádu s OTA

Příloha 1. Obvodová struktura FLF-ID 6. řádu

